

文章编号: 1001-0920(2005)02-0147-05

## 非线性离散时间系统的自适应模糊补偿控制

王佐伟, 吴宏鑫

(中国空间技术研究院 北京控制工程研究所, 北京 100080)

**摘要:** 针对一类非线性离散时间系统, 提出一种自适应模糊逻辑补偿控制方案。控制律由跟踪控制律和逼近误差补偿控制律两部分组成, 利用模糊逻辑系统对系统参数扰动和外界干扰进行自适应补偿, 由模糊滑模控制律实现对模糊逻辑系统逼近误差的进一步补偿。所设计的控制器可保证闭环系统一致最终有界。将该控制器用于月球探测车动态转向系统中, 仿真结果表明了该方法的有效性。

**关键词:** 非线性; 离散时间系统; 自适应; 模糊逻辑系统; 补偿

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Adaptive fuzzy logic compensation control for nonlinear discrete-time systems

WANG Zuo-wei, WU Hong-xin

(Beijing Institute of Control Engineering, Chinese Academy of Space Technology, Beijing 100080, China  
Correspondent: Wang Zuo-wei, E-mail: wzwak@hotmail.com)

**Abstract:** A new scheme of adaptive fuzzy logic compensation control is proposed for a class of nonlinear discrete-time systems. The control law is constituted of two parts: Tracking law and compensation law for approximation errors. The fuzzy logic system is used to compensate adaptively the parameter variations and outside disturbance. And the fuzzy slide mode control law is used to compensate the approximation errors of the fuzzy logic system. The proposed control law can guarantee the system uniformly ultimately bounded. Simulation results of lunar rover steering dynamic system show the effectiveness of the proposed approach.

**Key words:** nonlinear systems; discrete-time systems; adaptive; fuzzy logic system; compensation

### 1 引言

自适应模糊逻辑控制是处理非线性问题的一种有效方法。近年来, 这一领域的研究已取得了一些成果<sup>[1,2]</sup>, 但这些成果主要集中在连续时间系统, 而关于离散时间系统的自适应模糊逻辑控制方面的成果尚不多见。相对连续时间系统而言, 离散系统的自适应控制在分析方法和所得结果方面都有较大不同。

在非线性和离散时间系统的自适应模糊控制方面, 文献[3~8]分别给出了一些不同的设计方法。文献[3]研究了一类简单的可反馈线性化系统的离散模糊控制问题; 文献[4]对带有死区的离散系统进行

了研究; 文献[5~7]针对更为一般的非线性离散时间系统, 设计了相应的自适应模糊逻辑控制器, 但控制器设计过程中参数的获取缺乏系统性, 对参数的限制也过于繁琐。与以上文献所采用的思路不同, 文献[8]采用了模糊干扰观测器对非线性离散时间系统进行补偿控制, 在控制律的设计中同时考虑了控制误差和干扰观测器误差。但由于模糊逻辑系统逼近误差的存在, 这种模糊观测器对快变或跳跃的扰动存在较大的补偿误差。

本文针对一类非线性离散时间系统, 提出一种基于自适应模糊逻辑系统的组合补偿控制算法。控

收稿日期: 2004-03-11; 修回日期: 2004-07-07

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60034010); 国家 973 计划项目(2002CB312205)。

作者简介: 王佐伟(1975—), 男, 湖南安仁人, 工程师, 博士, 从事星球探测车控制、航天器导航与控制等研究; 吴宏鑫(1939—), 男, 江苏丹徒人, 中国科学院院士, 从事自适应控制、智能控制等研究。

制器由跟踪控制器和逼近误差补偿控制器两部分组成, 利用模糊逻辑系统 (FLS) 对系统参数扰动和外界干扰进行自适应补偿, 由模糊滑模控制律实现对模糊逻辑系统逼近误差的进一步补偿, 因而克服了文献 [8] 存在的不足, 所设计的控制器减小了系统的逼近误差, 并可保证闭环系统一致最终有界. 将该控制器用于月球探测车动态转向控制系统的仿真表明, 该控制器能够获得良好的控制性能

### 2 系统描述

考虑如下形式的离散时间非线性 SISO 系统:

$$\begin{cases} x_i(k+1) = x_{i+1}(k), i = 1, 2, \dots, n-1; \\ x_n(k+1) = \\ [f(x(k)) + \delta_f(x(k))] + \\ [g(x(k)) + \delta_g(x(k))]u(k) + d(k); \\ y(k) = x_n(k). \end{cases} \quad (1)$$

其中

$x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \dots \ x_n(k)]^T = [x(k-n+1) \ x(k-n+2) \ \dots \ x(k)]^T \in R^n$ ;  $u(k) \in R$ ,  $y(k) \in R$  分别为系统的输入和输出;  $d(k)$  为外部干扰;  $f(x(k))$  和  $g(x(k))$  为已知的非线性连续函数;  $\delta_f(x(k))$  和  $\delta_g(x(k))$  为相应的参数扰动项. 记

$$\Delta(x(k), u(k)) \triangleq \delta_f(x(k)) + \delta_g(x(k))u(k) + d(k),$$

即  $\Delta(x(k), u(k))$  是系统内部扰动和外部扰动的集中项. 对闭环系统而言,  $u(k)$  是状态  $x(k)$  的反馈函数. 因此, 集中扰动项  $\Delta(x(k), u(k))$  可写成  $\Delta(x(k))$ , 或简写成  $\Delta(k)$ .

控制目标是针对上述非线性离散系统设计相应的控制律, 使得闭环系统稳定, 系统输出  $y(k)$  跟踪给定的期望值  $y_r(k)$ , 跟踪误差  $e(k) = y_r(k) - y(k)$  收敛到 0 的小邻域内.

假设系统满足以下条件:

**条件 1**  $f(x(k))$ ,  $g(x(k))$ ,  $\delta_f(x(k))$  和  $\delta_g(x(k))$  有界, 且存在常数  $g_L$  使得对所有  $x(k)$  均有  $0 < g_L \leq |g(x(k))|$ ;

**条件 2**  $\Delta(x(k)) \in L_2(R^n)$ , 即  $\Delta(x(k))$  是  $R^n$  上的平方可积函数;

**条件 3** 状态量  $x(k)$  完全可测

结合系统方程, 可得如下输出误差方程:

$$\begin{cases} e_i(k+1) = e_{i+1}(k), i = 1, 2, \dots, n-1; \\ e_n(k+1) = y_r(k+1) - f(x(k)) - \\ g(x(k))u(k) - \Delta(k). \end{cases} \quad (2)$$

### 3 控制器设计

选择设计参数  $\rho = [\rho_n \ \rho_{n-1} \ \dots \ \rho_1]^T$ , 使得

$P(z) = z^n + \rho_1 z^{n-1} + \dots + \rho_n$  为稳定的多项式 (Schur 多项式). 设计如下控制器:

$$u(k) = u_r(k) + u_c(k). \quad (3)$$

其中

$$u_r(k) = [y_r(k+1) - f(x(k)) - \hat{\Delta}(k) - \rho^T E(k)] / g(x(k)); \quad (4)$$

其中

$E(k) \triangleq [e_1(k) \ e_2(k) \ \dots \ e_n(k)]^T = [e(k-n+1) \ e(k-n+2) \ \dots \ e(k)]^T$ ,  $\hat{\Delta}(k)$  是集中扰动项  $\Delta(k)$  的估计值, 由模糊逻辑系统给出;  $u_c(k)$  是逼近误差补偿律, 由模糊滑模系统实现.

将式 (3) 和 (4) 代入输出误差方程, 并写成矩阵形式, 可得

$$E(k+1) = \Lambda E(k) + H [\hat{\Delta}(k) - \Delta(k) - g(x(k))u_c(k)] \quad (5)$$

其中

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\rho_n & -\rho_{n-1} & \dots & \dots & -\rho_1 \end{bmatrix},$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

根据离散系统的万能逼近定理<sup>[1]</sup>, 当假设条件 2 成立, 且状态量  $x(k)$  保证在有界集中时, 可采用模糊逻辑系统逼近集中扰动项  $\Delta(x(k))$ . 根据假设条件 3, 这样的 FLS 是可以构造的. 采用如下形式的模糊推理规则:

$$R_j: \text{ If } x_1 \text{ is } A_j^1 \text{ and } x_2 \text{ is } A_j^2 \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_j^n, \text{ Then } \hat{\Delta}(x) \text{ is } B_j.$$

其中:  $A_j^k, B_j (k = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, N)$  为  $R$  上的模糊集,  $N$  为模糊推理规则的数目. 对于以上模糊集, 采用文献 [1] 中的单点模糊化和乘积推理以及中心平均去模糊化方法, 可得

$$\hat{\Delta}(x(k) | \theta(k)) = \sum_{j=1}^N \theta_j p_j(x(k)) = \Theta^T(k) P(x(k)). \quad (6)$$

其中

$$\Theta \triangleq [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_N]^T, \\ P(x) \triangleq [p_1(x) \ p_2(x) \ \dots \ p_N(x)]^T,$$

$p_j(x)$  为如下模糊基函数:

$$p_j(x) = \frac{\prod_{k=1}^n \mu_j^A(x_k)}{\sum_{j=1}^n \left[ \prod_{k=1}^n \mu_j^A(x_k) \right]} \quad (7)$$

下面讨论模糊逻辑系统  $\Delta(x(k) | \theta(k))$  的参数调节问题 定义  $\theta$  的最优估计参数为

$$\theta^* = \underset{\theta \in \Omega}{\operatorname{argm}} \operatorname{in} \left[ \sup_{x \in M} \left| \hat{\Delta}(x(k) | \theta(k)) - \Delta(x(k)) \right| \right]$$

式中  $\Omega$  和  $M$  分别为参数和状态的约束集 定义  $\Delta(x(k) | \theta) - \hat{\Delta}(x(k) | \theta^*) = \Psi^T P(x(k))$ ,  $\Psi = \theta - \theta^*$ . 令  $\epsilon_k = \Delta(x(k) | \theta^*) - \Delta(x(k))$ , 根据模糊逻辑系统的逼近特性, 有  $|\epsilon_k| \leq \epsilon$ .

记  $\omega(k) \triangleq \Psi^T(k)P(x(k))$ ,  $v(k) \triangleq \epsilon_k - g(x(k))u_c(k)$ , 则可将式(5) 最终表示为

$$E(k+1) = \Lambda E(k) + H(\omega(k) + v(k)). \quad (8)$$

出于参数调节律设计的需要, 首先给出一个引理, 该引理源自文献[8], 内容稍有改动

引理 1 考虑如下离散线性系统:

$$E(k+1) = \Lambda E(k) + H u(k), \quad (9)$$

其中  $\Lambda$  和  $H$  为相应维数的定常矩阵, 则矩阵  $\Lambda$  是 Schur 稳定阵的充分必要条件是: 存在对称正定矩阵  $R, Q$  以及相应的  $n \times 1$  维矩阵  $C$  和标量  $\sigma > 0, \gamma > 0$ , 使得如下线性矩阵不等式成立:

$$\begin{bmatrix} \Lambda^T R \Lambda - R + Q & \Lambda^T R H - C & C \\ H^T R \Lambda - C^T & H^T R H - 2\sigma & \sigma + 1 \\ C^T & \sigma + 1 & -1/\gamma \end{bmatrix} < 0 \quad (10)$$

证明步骤见文献[8], 此略

由于式(10) 左边的矩阵是负定矩阵, 故可表示为

$$\begin{bmatrix} \Lambda^T R \Lambda - R + Q & \Lambda^T R H - C & C \\ H^T R \Lambda - C^T & H^T R H - 2\sigma & \sigma + 1 \\ C^T & \sigma + 1 & -1/\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X^T \\ Y^T \\ Z^T \end{bmatrix} [X \ Y \ Z], \quad (11)$$

其中  $X, Y, Z$  分别为  $n \times n, n \times 1, n \times 1$  矩阵 则有

$$\Lambda^T R \Lambda - R + Q = -X^T X, \quad (12a)$$

$$\Lambda^T R H - C = -X^T Y, \quad (12b)$$

$$C = -X^T Z, \quad (12c)$$

$$H^T R H - 2\sigma = -Y^T Y, \quad (12d)$$

$$\sigma + 1 = -Z^T Y, \quad (12e)$$

$$1/\gamma = -Z^T Z \quad (12f)$$

对于式(6) 所示的 FLS, 设计如下参数调节律:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \delta(k+1), \quad (13a)$$

$$\begin{aligned} \delta(k+1) = & \\ & - \mathcal{M}(X(k)) \{ (\sigma+1) [H^T E(k+1) + \\ & g(x(k))u_c(k)] + S^T E(k) \}, \end{aligned} \quad (13b)$$

其中  $S^T \triangleq (\sigma+1)P^T + C^T$ .

对于实际系统, 外界干扰  $d(k)$  并不能完全由可测状态  $x(k)$  反映, 因此用模糊逻辑系统来逼近集中扰动项  $\Delta(x(k))$  存在相应的误差 另外, 由于模糊规则数目的限制, 模糊逻辑系统也存在一定的逼近误差 模糊逻辑系统的这些逼近误差将直接反映到系统输出误差中 为此, 本文在闭环系统中引入逼近误差的补偿控制律  $u_c(k)$ .  $u_c(k)$  采用模糊滑模控制方法实现, 其物理意义是: 对模糊逻辑系统逼近误差导致的闭环跟踪误差进行负反馈, 从而实现对误差源的实时补偿 设计思路如下:

定义滑模  $s(k) = \lambda^T E(k)$ , 其中

$$\lambda = [\lambda_{-1} \ \lambda_{-2} \ \dots \ 1]^T,$$

则方程  $s(k) = 0$  定义了一个关于输出误差向量的滑模面 设滑模的边界层厚度为  $\phi$  令

$$u_c(k) = a u_f(k), \quad (14)$$

其中  $a > 0$  为尺度变换因子. 分别定义  $s(k)/\phi$  和  $u_f(k)$  的语言集如下:

$$\begin{aligned} L(s/\phi) &= \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\} = \\ & \{ \tilde{A}_j \}_{j=-3, -2, \dots, 3}, \\ L(u_f) &= \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\} = \\ & \{ \tilde{B}_j \}_{j=-3, -2, \dots, 3}. \end{aligned}$$

建立如下  $s(k)/\phi$  与  $u_f(k)$  的模糊关系:

$$R_j: \text{ If } s/\phi \text{ is } \tilde{A}_j, \text{ Then } u_f \text{ is } \tilde{B}_{s_j}, \quad j = 1, \dots, 7.$$

为了在系统接近稳态时更精确, 更“谨慎”地调整补偿控制量, 采用非线性划分输入语言变量的作法 取三角形隶属度函数, 则第  $j$  个模糊语言变量的对应中心点可取为如下指数函数形式:

$$c_j = (j/3)h^{3-|j|}, \quad (15)$$

其中  $h$  的范围为  $(0, 1)$ , 这里取  $h = 0.75$ . 输出变量的隶属度函数采用常规的均匀三角形隶属度函数

采用  $\max \min$  模糊关系运算 Mamdani 合成规则以及重心去模糊化方法, 最终可得模糊滑模系统的输出表达式为

$$u_f(k) = \frac{\int_{-3/2}^{3/2} u_f \mu_B(u_f) du_f}{\int_{-3/2}^{3/2} \mu_B(u_f) du_f}, \quad (16)$$

其中  $\mu_B(u_f)$  为输出量  $u_f$  的隶属度函数 由该模糊滑模补偿律的输入-输出关系所得到的切换信号是连续的 当  $|s(k)| \leq \phi$  时,  $u_f(k) = -\operatorname{sgn}(s(k))$ .

### 4 稳定性分析

**定理 1** 对于式(1)所示的非线性离散时间系统,采用式(3),(4),(14)和(16)所示的控制律,并采用式(6)所示的模糊逻辑系统逼近系统的集中扰动项  $\Delta(x(k))$ ,模糊逻辑系统的自适应调节律为式(13),则系统的输出误差  $E$  以及模糊逻辑系统的参数估计误差  $\Psi$  可保证一致最终有界

证明 为简单起见,记  $P(x(k))$  为  $P(k)$ ,  $g(x(k))$  为  $g(k)$ . 定义如下候选 Lyapunov 函数:  
 $V(k) = E^T(k)RE(k) + \Psi^T(k)\Psi(k)/\gamma$ , (17)  
 则其时间差分为

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) = \\ &E^T(k)(\Lambda^T R \Lambda - R)E(k) + \\ &2E^T(k)\Lambda^T R H \omega(k) + 2H^T R \Lambda E(k)v(k) + \\ &2H^T R H \omega(k)v(k) + H^T R H \omega^2(k) + \\ &H^T R H v^2(k) + [2\Psi^T(k)\delta(k+1) + \\ &\delta^T(k+1)\delta(k+1)]/\gamma \end{aligned}$$

将  $S^T$  的表达式代入式(13b),再与式(12)一同代入上式,并利用模糊基函数的性质  $P^T(k)P(k) = 1$ ,经过合并,化简等处理,最终可得

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= E^T(k)QE(k) + 2\tau_1^T(k)E(k) - \\ &2[\omega(k) - \tau_2(k)/2]^2 + \tau_2^T(k)/2 + \\ &r_{nn}v^2(k) + \gamma(\sigma+1)^2\epsilon_n(k). \end{aligned}$$

其中:  $r_{nn}$  为矩阵  $R$  的第  $n \times n$  个元素,  $b_1^T \triangleq \gamma(\sigma+1)C^T + H^T R \Lambda$ ,  $b_2 \triangleq \gamma(\sigma+1)^2 - (\sigma+1) + r_{nn}$ ,  $\tau_1^T(k) \triangleq b_1^T \epsilon_n(k) - H^T R \Lambda g(k)u_c(k)$ ,  $\tau_2(k) \triangleq b_2 \epsilon_n(k) - r_{nn}g(k)u_c(k)$ .

再定义  $c(k) \triangleq \tau_2^T(k)/2 + r_{nn}v^2(k) + \gamma(\sigma+1)^2\epsilon_n(k)$ ,显然它是  $\epsilon_n(k)$  和  $g(k)u_c(k)$  的函数,则有

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= -\lambda_{\min} E(k)^2 + 2\tau_1^T(k)E(k) + \\ &c(k) - 2[\omega(k) - \tau_2(k)/2]^2, \end{aligned} \quad (18)$$

其中  $\lambda_{\min}$  为矩阵  $Q$  的最小特征值.由前文知,  $g(k)$  和  $\epsilon_n(k)$  有界;又由模糊滑模补偿律的设计过程知,  $|u_c(k)| \leq a$ .因此,  $\tau_1^T(k)$ ,  $\tau_2(k)$  和  $c(k)$  皆有界,分别记其界为  $\tau_{1U}$ ,  $\tau_{2U}$ ,  $c_U$ .则式(18)可进一步化为

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= -\lambda_{\min} (E(k) - \tau_{1U}/\lambda_{\min})^2 + (\tau_{1U}^2/\lambda_{\min} + c_U). \end{aligned}$$

可见,当输出误差  $E(k) > \sqrt{\tau_{1U}^2/\lambda_{\min} + c_U} + \tau_{1U}/\lambda_{\min}$  时,则有  $\Delta V(k) < 0$  故  $E(k)$  一致最终有界

依据同样的思路可以证得,当  $|\omega(k)| > \sqrt{(\tau_{1U}^2/\lambda_{\min} + c_U)/2\lambda_{\min} + \tau_{2U}/2}$  时,有  $\Delta V(k) < 0$  即

$\omega(k)$  一致最终有界.根据定义,  $\omega(k) = \Psi^T(k)P(k)$ .由模糊基函数  $P(k)$  的定义,  $P(k)$  是完备的<sup>[11]</sup>,即  $0 < \alpha \leq P(k) \leq 1$ ,  $\alpha$  为  $(0, 1)$  区间上的常数.所以参数误差  $\Psi$  一致最终有界.

### 5 数值仿真

将本文设计的控制器用于月球探测车动态转向控制系统的数值仿真中.探测车转向系统的离散化方程为

$$\begin{cases} x_1(k+1) = f_1(x(k)) + g_1 u(k) + d(k), \\ x_2(k+1) = f_2(x(k)) + g_2 u(k), \\ y(k) = x_1(k). \end{cases}$$

其中

$$\begin{aligned} f_1(x(k)) &= \left\{ \frac{2k_{sm}F_{Nm}}{m_0 v_R} \beta(k) + \left[ \frac{2k_{sm}F_{Nm}l_m}{m_0 v_R^2} - 1 \right] \omega(k) + \right. \\ &\left. \frac{2k_{sf}F_{Nf}}{m_0 v_R} \left[ \delta_f - \arctan \left[ \beta(k) + \frac{l_f}{v_R} \omega(k) \right] \right] + \right. \\ &\left. \frac{2k_{sr}F_{Nr}}{m_0 v_R} \left[ \arctan \left[ -\beta(k) + \frac{l_r}{v_R} \omega(k) \right] \right] \right\} T, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_2(x(k)) &= \left\{ \frac{2l_m k_{sm} F_{Nm}}{I_z} \beta(k) + \frac{2l_m^2 k_{sm} F_{Nm}}{I_z v_R} \omega(k) + \right. \\ &\left. \frac{2l_r k_{sr} F_{Nr}}{I_z} \left[ \delta_f - \arctan \left[ \beta(k) + \frac{l_f}{v_R} \omega(k) \right] \right] - \right. \\ &\left. \frac{2l_l k_{sf} F_{Nf}}{I_z} \left[ \arctan \left[ -\beta(k) + \frac{l_r}{v_R} \omega(k) \right] \right] \right\} T, \end{aligned}$$

$$g_1 = -2k_{sr}F_{Nr}T/(m_0 v_R), g_2 = 2l_r k_{sr}F_{Nr}T/I_z,$$

$x(k) = [x_1(k) \ x_2(k)]^T = [\beta(k) \ \omega(k)]^T$  为状态向量,  $u(k) = \delta(k)$  为控制输入,  $T$  为采样周期.参数的具体值为:  $l_f = l_r = 0.7$  m,  $l_m = 0.1$  m,  $m_0 = 60$  kg,  $I_z = 9.65$  kg·m<sup>2</sup>,  $F_{Nf} = F_{Nm} = 26$  N,  $F_{Nr} = 48$  N,  $k_{sf} = k_{sm} = k_{sr} = 8$ ,  $v_R = 0.4$  m·s<sup>-1</sup>.

该方程并不具有式(1)所示的标准形式,因此需对其进行变换.将方程的第2式代入第1式,并考虑  $f_1, f_2, g_1, g_2$  的参数摄动,可得

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= f_1[x_1(k), f_2(x_1(k-1), x_2(k-1)) + \\ &g_2 u(k-1)] + g_1 u(k) + \Delta(k). \end{aligned}$$

定义新变量  $Z = [z_1 \ z_2]^T = [x_1(k+1) \ x_1(k)]^T$ ,并将  $x_2(k)$  看作参变量,即可应用前文所述的方法进行控制器设计.控制目标是:对于给定的前轮转向角  $\delta_f$ ,通过对后轮转向角  $\delta_r$  的控制,使得输出的质心侧偏角  $\beta$  尽可能小,也就是使得输出  $y(k)$  跟踪给定信号  $y_r(k) = 0$ .

选取设计参数

$$\rho = [0 \ 0 \ 1 \ -0 \ 0 \ 1]^T, \lambda = [0 \ 4 \ 1]^T.$$

模糊逻辑系统的隶属度函数为

$$\begin{aligned} \mu_1^A(x_i) &= 1/\{1 + \exp(80(x_i + 0.25))\}, \\ \mu_2^A(x_i) &= \exp(-((x_i + 0.2)/0.1)^2), \\ \mu_3^A(x_i) &= \exp(-((x_i + 0.1)/0.1)^2), \\ \mu_4^A(x_i) &= \exp(-x_i/0.1)^2), \\ \mu_5^A(x_i) &= \exp(-((x_i - 0.1)/0.1)^2), \\ \mu_6^A(x_i) &= \exp(-((x_i - 0.2)/0.1)^2), \\ \mu_7^A(x_i) &= 1/\{1 + \exp(-80(x_i - 0.25))\}. \end{aligned}$$

选取  $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ , 解式(10) 所示的 LM I 得

$$R = \begin{bmatrix} 4.7905 & -0.0383 \\ -0.0383 & 8.7171 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} -0.0878 \\ 0.0486 \end{bmatrix},$$

$$\sigma = 8.9406, \gamma = -14.3209$$

仿真中, 参数的扰动值  $\delta k_{sf} = \delta k_{sm} = \delta k_{sr} = -4$ , 外部干扰  $d = (\pi/180)\cos(2.2\pi t)$ . 仿真结果如图 1~ 图 3 所示, 其中: 图 1 为不加扰动补偿的常

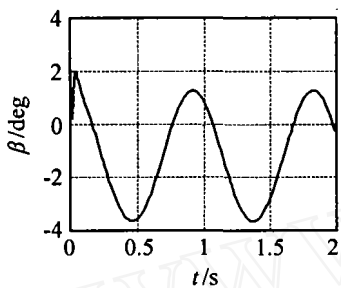


图 1 常规反馈控制的系统输出

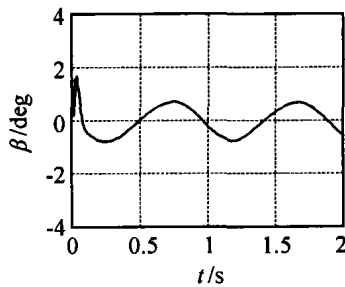


图 2 模糊扰动补偿控制的系统输出

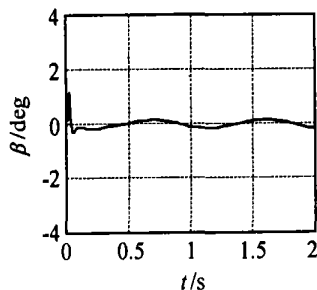


图 3 组合补偿控制的系统输出

规反馈控制结果; 图 2 为施加模糊逻辑系统作为扰动补偿器, 但不考虑逼近误差时的控制结果; 图 3 为本文提出的基于自适应模糊逻辑系统的组合补偿控制算法的结果. 可见, 本文提出的组合补偿控制算法效果优良.

## 6 结 论

本文讨论了一类非线性离散时间系统的控制问题, 提出了一种基于自适应模糊逻辑系统的组合补偿控制算法. 利用模糊逻辑系统对系统参数扰动和外界干扰进行自适应补偿, 并由模糊滑模控制律来实现对模糊逻辑系统逼近误差的进一步补偿. 该算法不仅实现了对参数扰动和外界干扰的在线逼近和补偿, 而且可将模糊逻辑系统的逼近误差进一步减小. 所设计的控制器可保证闭环系统一致最终有界. 将该控制器用于月球探测车动态转向系统中, 仿真结果表明了所提出方法的有效性.

## 参考文献 (References)

- [1] Wang L X. *A Course in Fuzzy Systems and Control* [M]. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1997.
- [2] Passino K M, Yurkovich S. *Fuzzy Control* [M]. CA: Addison Wesley Longman, 1998.
- [3] Vandegrift M W, Lewis F L, Jagannathan S, et al. Adaptive fuzzy logic control of discrete-time dynamical systems [A]. *Proc IEEE Int Conf on Intelligent Control* [C]. San Diego, 1995: 395-401.
- [4] Campos J, Lewis F L. Deadzone compensation in discrete time using adaptive fuzzy logic [J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 1999, 7(6): 697-707.
- [5] Jagannathan S. Adaptive fuzzy logic control of feedback linearizable discrete-time dynamical systems under persistence of excitation [J]. *Automatica*, 1998, 34(11): 1295-1310.
- [6] Jagannathan S, Vandegrift M W, Lewis F L. Adaptive fuzzy logic control of discrete-time dynamical systems [J]. *Automatica*, 2000, 36(2): 229-241.
- [7] 刘晓华, 解学军, 冯恩民. 不需持续激励条件的非线性离散时间系统的自适应模糊逻辑控制 [J]. *控制与决策*, 2002, 17(3): 269-273.  
(Liu X X, Xie X J, Feng E M. Adaptive fuzzy logic control of nonlinear discrete-time systems without the persistent excitation condition [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(3): 269-273.)
- [8] Kim E. A discrete-time fuzzy disturbance observer and its application to control [J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2003, 11(3): 399-410.