第 16 卷 增刊 控 制 与 决 策 2001 年 11 月
Vol. 16 Suppl. CONTROL AND DECISION Nov. 2001

文章编号: 1001-0920(2001) 0S-0677-05

不确定时滞系统具 α-$\mathcal{Y}$ 保性能性质的 H_∞ 控制器设计

关新平[1], 罗小元[1], 刘奕昌[1], 段广仁[2]
(1. 燕山大学 电气工程学院, 河北 秦皇岛 066004; 2. 哈尔滨工业大学 控制工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘 要: 针对一类不确定时滞系统, 通过对其状态的变换和对干扰量的滤波处理, 在给出 α-$\mathcal{Y}$ 保性能性质定义的基础上, 利用状态空间的 Lyapunov 泛函方法, 给出了闭环系统满足给定定义时的充分条件, 并应用条件最优化综合方法, 给出了保性能 H_∞ 控制器的设计方法。

关键词: 不确定时滞系统; α-$\mathcal{Y}$ 保性能性质; 指数稳定; H_∞ 控制
中图分类号: TP 273 文献标识码: A

Design of H_∞ Controller with Property of α-$\mathcal{Y}$ Guaranteed Cost for Uncertain Time-delay Systems

GUAN Xin-ping[1], *LUO Xiao-yuan*[1], *LIU Yi-chang*[1], *DUAN Guang-ren*[2]
(1. Institute of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China;
2. Department of Control Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Sufficient conditions are presented which satisfy the given definition of property of α-$\mathcal{Y}$ guaranteed cost for a class of uncertain time-delay systems via state space Lyapunov's function and by transforming system state and filtering perturbations. The design method of H_∞ controller is developed by using the optimization method with constrained conditions.

Key words: uncertain time-delay system; property of α-$\mathcal{Y}$ guaranteed cost; exponent stability; H_∞ control

1 引 言

近年来, 通过对不确定时滞系统鲁棒控制及 H_∞ 控制问题的广泛研究和探索, 获得了很多有价值的成果[1~8]。但这些研究结果绝大多数仅局限于单纯寻找一个保证系统渐近稳定(一般指二次稳定)、快速稳定(具衰减度的指数稳定) 或 H_∞ 性能有界等控制器的研究。如文献[1, 2] 仅研究了渐近稳定性问题, [3, 4] 仅研究了指数稳定性问题, [5] 仅研究了保成本控制问题, [6, 7] 仅研究了鲁棒 H_∞ 控制稳定性问题。而这远远无法满足实际系统控制的要求, 如使系统按指定要求快速地实现并使所需的能量最少, 这方面的报道还很少见。虽然[8] 研究了时滞系统具有 α 衰减度的 H_∞ 控制问题, 但所给出的结论需同时满足两个 LMI。因此, 大部分已获得的结果对实际系统来说研究得还不够充分。

本文针对上述缺陷, 研究了不确定时滞系统的 α-$\mathcal{Y}$ 保性能性质问题。在对系统状态和扰动处理

收稿日期: 2001-01-05; 修回日期: 2001-03-27
基金项目: 国家杰出青年基金项目(69925308)
作者简介: 关新平(1963—), 男(满族), 黑龙江齐齐哈尔人, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制、H_∞ 控制和 ATM 网络流量控制等研究; 罗小元(1976—), 男, 江西吉安人, 博士生, 从事时滞系统鲁棒控制、故障系统的容错控制等研究。

的基础上,通过给出闭环系统 α-γ 保性能性质定义,讨论了该闭环系统具 α-γ 保性能性质的 Riccati 条件或 LMI 条件; 同时为使性能指标值极小, 利用最优化方法进一步研究了保性能 H_∞ 控制器设计问题。

2 系统描述和定义

考虑如下不确定时滞系统

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + \Delta A(t))x(t) + \\ \qquad \sum_{i=1}^{r}(A_{di} + \Delta A_{di}(t))x(t - \tau_i(t)) + \\ \qquad (B + \Delta B(t))u(t) + B_1 w(t) \\ z(t) = (C + \Delta C(t))x(t) \\ x(t) = \phi(t), \quad \bar{\tau} = \max_i\{\tau_i(t)\} \\ t \in [t_0 - \bar{\tau}, t_0] \end{cases} \tag{1}$$

其中, $x(t) \in R^n$ 为系统状态; $u(t) \in R^m$ 为控制输入; $w(t) \in R^l$ 为外部干扰; $z(t) \in R^p$ 为系统输出; A, A_{di}, B, C 为已知实常矩阵; $\phi(t) \in R^n[t_0 - \bar{\tau}, t_0]$ 为系统状态初值函数向量; $\tau_i(t)$ 为系统时变时滞, 且满足 $0 \le \tau_i(t) \le h_i, 0 \le \dot{\tau}_i(t) \le d_i < 1$; $\Delta A(t)$, $\Delta A_{di}(t), \Delta B(t), \Delta C(t)$ 为时变参数不确定性连续函数矩阵, 且满足如下范数有界条件

$$[\Delta A(t), \Delta A_{di}(t), \Delta B(t)] = H_0 F_0(t)[E_a, E_{di}, E_b]$$
$$\Delta C(t) = H_1 F_1(t) E_c \tag{2}$$

这里, $F_i^{\mathrm{T}}(t) F_i(t) \le I(i = 0, 1)$; $H_0, H_1, E_a, E_{di}, E_b$, E_c 为时常矩阵。

设保性能指标函数为

$$E(J) = \frac{1}{2}\int_0^\infty (x^{\mathrm{T}}(t) Q x(t) + u^{\mathrm{T}}(t) R u(t))\,\mathrm{d}t \tag{3}$$

其中, R 为正定矩阵, Q 为半正定矩阵。对状态和扰动量做如下处理

$$x(t) = \mathrm{e}^{-\alpha t}\epsilon(t), \quad w(t) = \mathrm{e}^{-\alpha t} w_1(t) \tag{4}$$

其中 $\alpha > 0$ 为给定的常数衰减指标。

注 1 在实际系统中, 对状态 $x(t)$ 并不进行处理, 只是在系统方程中进行状态变换, 对原系统并不造成影响; 而对 $w(t)$, 则在扰动中加入 $\mathrm{e}^{-\alpha t}$ 来进行滤波处理, 对原系统产生影响。

若采用无记忆状态反馈控制器 $u(t) = Kx(t)$ 来控制, 则系统可转化为

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}(t) = (A(t) + B(t)K + \alpha I)\epsilon(t) + \\ \qquad \sum_{i=1}^{r} \mathrm{e}^{\alpha\tau_i(t)} A_{di}(t)\epsilon(t - \tau_i(t)) + B_1 w_1(t) \\ z(t) = C(t)\mathrm{e}^{-\alpha t}\epsilon(t) \\ \epsilon(t) = \mathrm{e}^{-\alpha t}\phi(t) = \varphi(t), \quad t \in [t_0 - \bar{\tau}, t_0] \end{cases} \tag{5}$$

其中, $A(t) = A + \Delta A(t), A_{di}(t) = A_{di} + \Delta A_{di}(t)$, $B(t) = B + \Delta B(t), C(t) = C + \Delta C(t)$, 均为简记。

对应的保性能指标为

$$E(J_1) = \frac{1}{2}\int_0^\infty \epsilon^{\mathrm{T}}(t)(Q + K^{\mathrm{T}}RK)\epsilon(t)\,\mathrm{d}t \tag{6}$$

注 2 显然, 系统的保性能指标 $E(J) \le E(J_1)$, 因为若对系统(1) 采用控制 $u(t) = Kx(t)$, 则有

$$E(J) = \frac{1}{2}\int_0^\infty x^{\mathrm{T}}(t)(Q + K^{\mathrm{T}}RK)x(t)\,\mathrm{d}t \le$$
$$\frac{1}{2}\int_0^\infty \epsilon^{\mathrm{T}}(t)(Q + K^{\mathrm{T}}RK)\epsilon(t)\,\mathrm{d}t = E(J_1) \tag{7}$$

定义 1 称 γ 是 α-次优的, 记为 α-γ 保性能性质, 即给定 $\alpha > 0$ 和 $\gamma > 0$, 闭环系统(5) 具有下述性质:

1) 闭环系统(5) 渐近稳定, 即在控制 $u(t)$ 的作用下, 闭环系统(1) 具有收敛度为 α 指数的稳定性;

2) 对 $\forall w(t) \in L_2[0, \infty)$, 均有 H_∞ 性能界 γ, 即 $\|z(t)\|_\infty \le \gamma\|w_1(t)\|_\infty$;

3) 保性能指标 $E(J_1)$ 具有最大上限值。

注 3 因为扰动 $w(t)$ 在实际系统中已经过滤波处理, 所以2) 中只需满足 $\|z(t)\|_\infty \le \gamma \times \|w_1(t)\|_\infty$ 即可。

3 主要结果

为研究推导方便, 首先分析系统无不确定情形时的 α-γ 保性能性质问题。有下述定理:

定理 1 称定常闭环时滞系统(1) 具有 α-γ 保性能性质, 若存在实对称正定矩阵 P_i (设 $\hat{P}_i = (1 - d_i)P_i, i = 1, 2, \cdots, r$) 和 Q, 使得 Riccati 方程

$$(A + \alpha I)^{\mathrm{T}}P + P(A + \alpha I) - PBR^{-1}B^{\mathrm{T}}P +$$
$$\sum_{i=1}^{r}\mathrm{e}^{2\alpha h_i}PA_{di}\hat{P}_i^{-1}A_{di}^{\mathrm{T}}P + \sum_{i=1}^{r}\hat{P}_i + \gamma^{-2}PB_1B_1^{\mathrm{T}}P +$$
$$C^{\mathrm{T}}C + Q = 0 \tag{8}$$

存在正定对称解 P, 则此时保性能 H_∞ 控制律为 $K = -R^{-1}B^{\mathrm{T}}P$。

证明 考虑闭环系统(5) (令 $w_1(t) = 0$), 构造 Lyapunov 泛函

$$V(\epsilon(t)) = \epsilon^{\mathrm{T}}(t)P\epsilon(t) +$$
$$\sum_{i=1}^{r}\int_{t-\tau_i(t)}^{t}\epsilon^{\mathrm{T}}(\theta)P_i\epsilon(\theta)\,\mathrm{d}\theta \tag{9}$$

其中 $P, P_i > 0$。则对 $V(\epsilon(t))$ 求导易得

$$\dot{V}(\epsilon(t)) \le \xi^{\mathrm{T}}(t)M\Xi M^{\mathrm{T}}\xi(t) \tag{10}$$

这里

$$\xi(t)=[x(t)^{\mathrm T},x(t-\tau_1(t))^{\mathrm T},\cdots,x(t-\tau_r(t))^{\mathrm T}]^{\mathrm T}$$

$$M=\begin{bmatrix} I & \mathrm e^{\alpha\tau_1(t)}PA_{d1}\hat P_1^{-1} & \cdots & \mathrm e^{\alpha\tau_r(t)}PA_{dr}\hat P_r^{-1} \\ 0 & I & & \\ 0 & & I & \\ 0 & & & I \end{bmatrix}$$

$$\Xi=\begin{bmatrix} \Xi_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\hat P_1 & & \\ 0 & & \ddots & \\ 0 & & & -\hat P_r \end{bmatrix}$$

$$\Xi_1=(A+BK+\alpha I)^{\mathrm T}P+P(A+BK+\alpha I)+\sum_{i=1}^{r}\mathrm e^{2\alpha\bar\tau_i}PA_{di}\hat P_i^{-1}A_{di}^{\mathrm T}P+\sum_{i=1}^{r}\hat P_i$$

若 $\Xi_1<0$, 则 $\dot V(\epsilon(t))<0$, 从而闭环系统(5) 渐近稳定, 即闭环系统(1) 具收敛度 α 指数稳定。

根据上述推导, 若定理条件成立, 则利用严格有界实引理[5] 可得满足 H_∞ 性能界 γ, 即

$$\|z(t)\|_\infty\le\gamma\|w_1(t)\|_\infty$$

下面讨论参数确定闭环系统保性能 H_∞ 控制器的设计问题。由定义 1 知保性能指标是对条件约束的二次优化问题的求解。因此采用 Lagrange 乘子方法来处理。依据上述条件, 引入 Lagrange 函数

$$L=\frac12(Q+K^{\mathrm T}RK)+\frac12\lambda^{\mathrm T}\{\Xi_1+\gamma^{-2}PB_1B_1^{\mathrm T}P+C^{\mathrm T}C\}\qquad(11)$$

根据极值定理, 并由驻点条件易得控制律 $K=-R^{-1}B^{\mathrm T}P$, 此时 $E(J_1)$ 达到最小值, 且为

$$E(J_1)\le\epsilon^{\mathrm T}(t_0)P\epsilon(t_0)+\sum_{i=1}^{r}\int_{-\bar\tau_i}^{0}\epsilon^{\mathrm T}(\theta)P_i\epsilon(\theta)\,\mathrm d\theta=x^{\mathrm T}(t_0)Px(t_0)+\sum_{i=1}^{r}\int_{-\bar\tau_i}^{0}x^{\mathrm T}(\theta)P_ix(\theta)\,\mathrm d\theta\qquad(12)$$

(证毕)

注 4　文献[8] 研究了单时滞系统具有 α 衰减度的 H_∞ 控制问题, 由于未对扰动滤波处理, 获得的结论需同时满足两个 LMI, 保守性较大; 而定理 1 经过对扰动滤波, 获得了只需满足一个 Riccati 方程的结果, 当然定理 1 中 Riccati 方程根据 Schur 补定理也可得到基于 LMI 的结果(如定理 2), 本文还同时给出了 H_∞ 控制器的设计方法, 因此本文对文献[8] 的结论做了较大的推广和改进工作。

下面考虑不确定存在情形时闭环系统的 α-γ 保性能性质问题。有下述定理:

定理 2　称不确定闭环时滞系统(1) 具有 α-γ 保性能性质, 若存在实对称正定矩阵 X,P_i(令 $\hat P_i=(1-d_i)P_i$) 及正常数 $\epsilon_i(i=1,2,\cdots,r)$ 和 ϵ, 使得如下 LMIs 成立

$$\begin{bmatrix} \Phi(X,P_i) & \Psi(X)^{\mathrm T} & X\Xi_1^{\mathrm T} & \Xi_2^{\mathrm T} \\ \Psi(X) & -I & 0 & 0 \\ \Xi_1X & 0 & -J_1 & 0 \\ \Xi_2 & 0 & 0 & -J_2 \end{bmatrix}<0\qquad(13)$$

此时, H_∞ 反馈控制律为 $K=-(R+E_b^{\mathrm T}E_b)^{-1}\times(B^{\mathrm T}X^{-1}+E_b^{\mathrm T}E_a)$。其中

$$\begin{aligned}\Phi(X,P_i)={}&X(A+\alpha I)^{\mathrm T}+(A+\alpha I)X+\gamma^{-2}B_1B_1^{\mathrm T}-B(R+E_b^{\mathrm T}E_b)^{-1}(B^{\mathrm T}+E_b^{\mathrm T}E_aX)-\\&(B+XE_a^{\mathrm T}E_b)(R+E_b^{\mathrm T}E_b)^{-1}B^{\mathrm T}+\sum_{i=1}^{r}\mathrm e^{2\alpha\bar\tau_i}A_{di}\hat P_iA_{di}^{\mathrm T}+(1+\sum_{i=1}^{r}\mathrm e^{2\alpha\bar\tau_i}\epsilon_i)H_0H_0^{\mathrm T}\end{aligned}$$

$$\Psi(X)=E_aX-E_b(R+E_b^{\mathrm T}E_b)^{-1}(B^{\mathrm T}+E_b^{\mathrm T}E_aX)$$

$$\Xi_1=[C^{\mathrm T},E_c^{\mathrm T},I,\cdots,I]^{\mathrm T}$$

$$\Xi_2=[\mathrm e^{\alpha\bar\tau_1}A_{d1}\hat P_1E_{d1}^{\mathrm T},\cdots,\mathrm e^{\alpha\bar\tau_r}A_{dr}\hat P_rE_{dr}^{\mathrm T}]^{\mathrm T}$$

$$J_1=\mathrm{diag}\{(I-\epsilon H_1H_1^{\mathrm T}),\epsilon I,\hat P_1,\cdots,\hat P_r\}$$

$$J_2=\mathrm{diag}\{(\epsilon_1I-E_{d1}\hat P_1E_{d1}^{\mathrm T}),\cdots,(\epsilon_rI-E_{dr}\hat P_rE_{dr}^{\mathrm T})\}$$

证明　令 $P^{-1}=X$, 应用 Schur 补定理, 并将控制律反代入, 应用文献[3] 引理 1 可得 LMI(13) 的等价不等式

$$(A(t)+\alpha I+B(t)K)^{\mathrm T}P+P(A(t)+\alpha I+B(t)K)+\sum_{i=1}^{r}P\mathrm e^{2\alpha\bar\tau_1}A_{di}(t)\hat P_iA_{di}^{\mathrm T}(t)P+\sum_{i=1}^{r}\hat P_i^{-1}+\gamma^{-2}PB_1B_1^{\mathrm T}P+C^{\mathrm T}(t)C(t)<0\qquad(14)$$

余下的证明类似于定理 1 的证明, 此略。(证毕)。

推论 1　对于带扰动的开环不确定时滞系统(1), 即 $u(t)\equiv0$, 称该系统具有 α-γ 保性能性质, 若存在实对称正定矩阵 X,P_i 及正常数 $\epsilon(i=1,2,\cdots,r)$ 和 ϵ, 使得如下的 LMI 成立

$$\begin{bmatrix} \Phi(X,P_i) & X\Xi_1^{\mathrm T} & \Xi_2^{\mathrm T} \\ \Xi_1X & -J_1 & 0 \\ \Xi_2 & 0 & -J_2 \end{bmatrix}<0\qquad(15)$$

其中 Ξ_2 和 J_2 同定理 2。

$$\Phi(X,P_i)=X(A+\alpha I)^{\mathrm T}+(A+\alpha I)X+\gamma^{-2}B_1B_1^{\mathrm T}+\sum_{i=1}^{r}\mathrm e^{2\alpha\bar\tau_i}A_{di}\hat P_iA_{di}^{\mathrm T}+(1+\sum_{i=1}^{r}\mathrm e^{2\alpha\bar\tau_i}\epsilon_i)H_0H_0^{\mathrm T}$$

$$\Xi_1=[C^{\mathrm T},E_a^{\mathrm T},E_c^{\mathrm T},I,\cdots,I(r\text{ 个})]$$

$$J_1 = \mathrm{diag}\{(I - \epsilon H_1 H_1^{\mathrm{T}}), I, \epsilon I, \hat{P}_1, \cdots, \hat{P}_r\}$$

不难看出,在定理2中令 $K = 0$,即可容易得证该结论。

4 数值例子和仿真

考虑不确定时滞系统(1),其中

$$A = \begin{bmatrix} -2 & 2 & 0.8 \\ -1 & -2 & 1 \\ 0 & 0 & -3 \end{bmatrix}$$

$$A_{d1} = \begin{bmatrix} 0.3 & 1 & 0 \\ 1 & -0.5 & 0 \\ 0.4 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$A_{d2} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0 & 0 \\ 0 & -0.5 & 1 \\ 0 & 0.5 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.5 \\ 0.32 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 1 \quad 1]$$

不确定性范数分解后为

$$H_0 = I_{3\times 3}, \quad H_1 = [0.4, 0.3, 0.5]$$

$$E_a = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.4 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$E_{d1} = \begin{bmatrix} 0.7 & 0 & 0 \\ 1 & -0.5 & 2 \\ 0.3 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$E_{d2} = \begin{bmatrix} 0.3 & 1 & 0 \\ 1 & 0.6 & 1 \\ 0 & 0.2 & 1 \end{bmatrix}, \quad E_b = \begin{bmatrix} 0.75 \\ 0.5 \\ 0.6 \end{bmatrix}$$

$$E_c = \begin{bmatrix} 0.3 & 1 & 0 \\ 1 & -0.5 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

时滞上界 $\bar{h}_1 = 0.4515$, $\bar{h}_2 = 0.3224$, $\bar{d}_1 = 0.8426$, $\bar{d}_2 = 0.7506$。若选取加权阵 $R = 0.2$, $Q = C^{\mathrm{T}}C$,常数 $\epsilon_0 = 0.5$, $\epsilon_{d1} = 2.5$, $\epsilon_{d2} = 1$,在衰减指数 $\alpha = 1$, H_∞ 性能指标 $\gamma \leq 0.8$ 时,LMI(13) 可解, 并可求得保成本控制律

$$K = [-0.5031 \quad -0.2223 \quad -0.5913]$$

图1～图3是系统初始条件为 $x = [1, 1.25, -1.2]$ 时的仿真结果。其中各图中图(a) 为对扰动量滤波前的系统零输入状态响应,图(b) 为滤波后的状态响应。

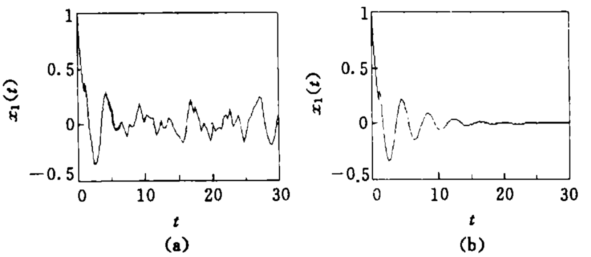

图 1 扰动滤波前后状态 $x_1(t)$ 的响应
(a) 滤波前状态 (b) 滤波后状态

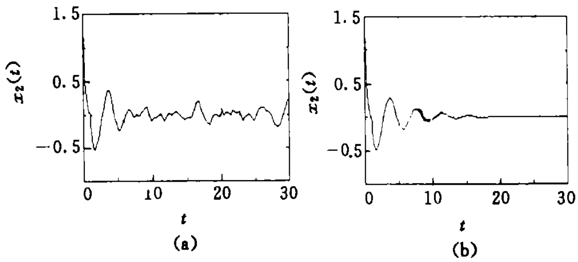

图 2 扰动滤波前后状态 $x_2(t)$ 的响应
(a) 滤波前状态 (b) 滤波后状态

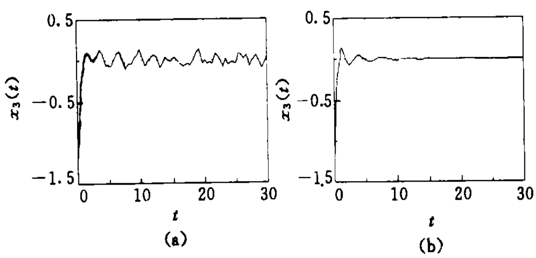

图 3 扰动滤波前后状态 $x_3(t)$ 的响应
(a) 滤波前状态 (b) 滤波后状态

从仿真结果可明显看出, 对系统外部扰动滤波后的结果较滤波前有明显的改善,这表明采用本文方法改进了已有结果。

5 结 语

本文研究一类不确定性时滞系统基于 α-γ 保性能性质定义的鲁棒 H_∞ 控制问题。从控制系统的实际角度出发,通过状态变换和对扰动的滤波处理,采用鲁棒最优综合方法设计了系统具有 α-γ 保性能性质的 H_∞ 控制器, 并获得了系统满足定义时的 Riccati 方程条件或LMI条件。所设计的控制器不但能使原系统快速达到稳定状态,而且能使 H_∞ 性能满足 γ 界的最小能量指标要求。给出的数值例子及仿真结果验证了该方法的实效性。

(下转第684页)

5 结 语

本文提出一种带神经网络综合负载转矩观测器的永磁同步电机极点配置自校正前馈控制策略。由递归神经网络构成综合负载转矩观测器, 从而把综合负载转矩视为可测干扰, 实现了永磁同步电机极点配置自校正前馈控制, 对参数变化和负载扰动等不确定性进行了有效的前馈补偿。理论分析和实验仿真证明所提出的控制策略具有较强的鲁棒性, 明显优于传统的 PI 控制策略。

尽管采用了快速的训练方法, 限于方法的局限以及微机的计算速度, 递归神经网络构成的综合负载转矩观测器的在线训练无法达到最优。文中把已知的负载转矩直接引入, 而对于不确定的部分采用递归神经网络来训练得到的方法非常实用有效, 实验仿真结果充分说明了负载转矩的直接引入控制效果最佳。

参考文献:

[1] Lin Faa Ieng. Real-time IP position controller design with torque feedforward control for PM synchronous motor[J]. IEEE Trans on Ind Electron, 1997, 44(3): 398-407.

[2] Lin F J, Chiu S L. Adaptive fuzzy sliding-mode control for PM synchronous servo motor drives[J]. IEE Proc Control Theory Appl, 1998, 145(1): 63-72.

[3] Hong Kichul, Nam Kwanghee. A load torque compensation scheme under the speed measurement delay[J]. IEEE Trans on Ind Electron, 1998, 45(2): 283-290.

[4] 葛宝明, 蒋静坪. 永磁同步电动机传动系统的模型算法控制[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(10): 27-31.

[5] 许强, 贾正春, 李朗如. 带负载转矩补偿的 PMSM 交流伺服系统自适应控制[J]. 电工技术学报, 1997, 12(5): 1-4.

[6] M T Wishart, Ronald G Harley. Identification and control of induction machines using artificial neural networks[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1995, 31(3): 612-619.

[7] Huang Chich Yi, Chen Tien Chi, Huang Ching-Lien. Robust control of induction motor with a neural-network load torque estimator and a neural-network identification[J]. IEEE Trans on Ind Electron, 1999, 46(5): 990-998.

[8] 舒迪前, 饶立昌, 柴天佑. 自适应控制[M]. 沈阳: 东北大学出版社, 1993.

[9] Li Hongru, Wang Xiaozhe, Gu Shusheng. An improved recursive prediction error algorithm for training recurrent neural networks[A]. Proc of the 3rd WCICA[C]. Hefei, 2000. 1043-1046.

(上接第 680 页)

参考文献:

[1] Petersen I R, Hollot C V. A Riccati equation approach to the stabilization of uncertain linear systems[J]. Automatica, 1986, 22(4): 397-411.

[2] Cao Y Y, Sun Y S. Robust stabilization of uncertain multi-state-delay systems[A]. Proc of the 35th Conf on Decision and Control[C]. Japan, 1996. 4631-4636.

[3] Niculescu S I, De Souza C E, Dugard L *et al*. Robust exponential stability of uncertain systems with time-varying delays[J]. IEEE Trans on Automat Contr, 1998, 43(5): 743-748.

[4] 黎明. 非线性参数扰动时滞系统的鲁棒指数稳定性[J]. 控制理论与应用, 1998, 15(6): 969-971.

[5] Yu L, Chu J. An LMI approach to guaranteed cost control of linear uncertain time-delay systems[J]. Automatica, 1999, 35(6): 1155-1159.

[6] 顾永如, 李歧强, 钱积新. 线性不确定时滞系统的 H_∞ 无记忆控制器设计[J]. 自动化学报, 1999, 25(3): 429-431.

[7] Chen W Y. On the H_∞ control for linear time-delay systems[J]. J of Syst Eng and Electr, 1998, 9(3): 23-28.

[8] Niculescu S I. H_∞ memory control with α stability constraint for time-delay systems: An LMI approach[J]. IEEE Trans on Automat Contr, 1998, 43(5): 739-743.