

文章编号: 1001-0920(2006)12-1379-04

具有参数和负载不确定性的感应电机自适应反步控制

张兴华

(南京工业大学 自动化学院, 南京 210009)

摘要: 基于磁场定向坐标系下的感应电机模型, 采用自适应反步方法设计控制器, 通过选择适当的Lyapunov函数来保证整个系统的稳定性, 进而逐步导出控制律和参数自适应律。该方法可在电机参数发生变化和出现负载扰动的情况下, 实现转速和转子磁链的渐近跟踪。仿真结果证实了该方法的有效性。

关键词: 感应电机; 不确定性; 自适应控制; 反步设计

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Adaptive Backstepping Control of Induction Motors with Parameter and Load Uncertainties

ZHANG Xing-hua

(College of Automation, Nanjing University of Technology, Nanjing 210009, China. E-mail: zxhnjut@163.com)

Abstract: Based on the model of induction motors in field-oriented coordinates, an adaptive backstepping method is used to design a controller for induction motor drives. Lyapunov functions are selected properly to guarantee the stability of the drive system, and the final control law and parameter updating law are derived step by step. The proposed approach can asymptotically track the rotor speed and flux reference signals under parameter uncertainties and load torque disturbance. Simulation results illustrate the effectiveness of the proposed approach.

Key words: Induction motor; Uncertainty; Adaptive control; Backstepping design

1 引言

感应电机具有结构简单、坚固耐用、可靠性高、价格和维护成本低等优点, 在工业电力传动领域得到广泛的应用。然而, 由于感应电机是一个多变量、强耦合、参数时变的非线性对象, 难以对其进行高性能的控制。目前, 在性能要求高的电力传动和伺服系统中, 感应电机的控制主要采用矢量控制方法, 通过坐标变换将感应电机等效成直流电机进行控制, 本质上是一种稳态解耦控制。在实际应用中, 由于参数时变和负载扰动等因素的影响, 矢量控制往往达不到理论分析所应有的高性能。

为进一步提高感应电机的控制性能, 一些学者将非线性系统的控制方法用于感应电机的控制, 如状态反馈线性化控制^[1]、输入输出解耦控制^[2]、变结构控制^[3]、无源性控制^[4]、反步控制^[5-8]等。其中反

步设计方法易于与自适应控制技术相结合, 能够消除电机参数时变和外界扰动的影响, 因而受到普遍重视。该方法通过定义“虚拟控制”, 将复杂的非线性系统分解成多个更简单、阶数更低的系统进行控制, 由选择的Lyapunov函数来保证系统的稳定性, 并逐步导出最终的控制律和参数自适应律, 从而实现对系统的有效控制。

本文基于转子磁场定向坐标系下的感应电机模型, 通过对电机模型方程的结构分析, 将电机模型方程分解成转速和转子磁链两个二阶子系统。在此基础上, 采用自适应反步方法推导出系统的控制律和参数自适应律。仿真结果表明, 该控制系统能够渐近跟踪给定的转速和磁链参考输入, 且对电机的参数变化和负载扰动具有较强的鲁棒性。

收稿日期: 2005-10-19; 修回日期: 2005-12-17

基金项目: 江苏省自然科学基金项目(03KJB510041)

作者简介: 张兴华(1963-), 男, 广东始兴人, 副教授, 博士, 从事电力传动、神经网络等研究。

2 感应电机的数学模型

在电机三相绕组对称、磁路线性、不计磁饱和、忽略铁芯损耗的条件下, 转子磁场定向 ($d-q$) 坐标系中, 感应电机的数学模型^[9] 为

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = - \left(\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_r^2} \right) i_{sd} + (n_p \omega + \frac{L_m R_r}{L_r \Psi_r} i_{sq} + \frac{L_m R_s}{\sigma L_r^2} \Psi_r + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s}, \\ \frac{di_{sq}}{dt} = - (n_p \omega + \frac{L_m R_r}{L_r \Psi_r} i_{sq}) i_{sd} - \frac{n_p L_m \omega \Psi_r}{\sigma L_r} - \left(\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_r^2} \right) i_{sq} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s}, \\ \frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_r, \\ \frac{d\omega}{dt} = n_p \frac{L_m}{J L_r} i_{sq} \Psi_r - \frac{T_l}{J}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: i, Ψ, u, R, ω 分别表示电流、磁链、电压、电阻和转速; 下标 s 和 r 表示定子和转子; d 和 q 表示转子磁链坐标系中的两个垂直分量; L_m, L_s, L_r 分别表示互感、定子自感和转子自感; n_p 为极对数; J 为转子惯量; T_l 为负载转矩. 系统的状态变量为 $[i_{sd}, i_{sq}, \Psi_r, \omega]^T$, 控制变量为 $[u_{sd}, u_{sq}]^T$.

定义模型参数

$$\beta = \frac{L_m}{\sigma L_r}, \mu = \frac{n_p L_m}{J L_r}, \gamma = \frac{R_r}{\sigma L_s}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L L_r}, \alpha = \frac{R_r}{L_r},$$

并将方程次序适当调整, 则该方程可写成

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \mu i_{sq} \Psi_r - \frac{T_l}{J}, \\ \frac{di_{sq}}{dt} = - \gamma i_{sq} - n_p \omega \beta \Psi_r - n_p \omega i_{sd} - \alpha (L_m \beta i_{sq} + \frac{L_m i_{sq} i_{sd}}{\Psi_r}) + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s}, \\ \frac{d\Psi_r}{dt} = L_m \alpha i_{sd} - \alpha \Psi_r, \\ \frac{di_{sd}}{dt} = - \gamma i_{sd} + n_p \omega i_{sq} + \alpha (-L_m \beta i_{sd} + \beta \Psi_r + L_m i_{sq}^2 / \Psi_r) + u_{sd} / \sigma L_s. \end{cases} \quad (2)$$

从模型结构上看, 方程 (2) 可视为一个转速二阶子系统 (前两个方程) 和一个转子磁链二阶子系统 (后两个方程). 转速子系统以角速度 ω 和定子电流分量 i_{sq} 为状态变量, 以定子电压分量 u_{sq} 为控制量; 转子磁链子系统以转子磁链幅值 Ψ_r 和定子电流分量 i_{sd} 为状态变量, 以定子电压分量 u_{sd} 为控制量. 基于电机模型方程 (2), 可以采用反步控制方法来设

计转速和转子磁链控制器, 从而获得高性能的转速和磁链跟踪

3 自适应反步控制器的设计

自适应反步控制设计的目的是获得一个控制器, 使得当电机参数发生变化和出现负载扰动时, 转速和转子磁链仍能渐近跟踪给定的参考信号. 具体设计步骤如下:

Step1 首先定义转速和转子磁链幅值的跟踪误差

$$e_1 = \omega^* - \omega, e_3 = \Psi_r^* - \Psi_r \quad (3)$$

得到误差动态方程

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\omega}^* - \mu i_{sq} \Psi_r + T_l / J, \\ \dot{e}_3 = \dot{\Psi}_r^* + \alpha \Psi_r - L_m \alpha i_{sd}. \end{cases} \quad (4)$$

为使 e_1 和 e_3 渐近收敛, 将 $i_{sq} \Psi_r$ 和 αi_{sd} 作为虚拟控制来控制误差 e_1 和 e_3 . 当 $\alpha = R_r / L_r$ 和 T_l 已知时, 选择 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_3^2, \quad (5)$$

对 V_1 沿误差方程 (4) 求导数, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 = \\ &= k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 + e_1 (k_1 e_1 + \dot{\omega}^* - \mu i_{sq} \Psi_r + T_l / J) + e_3 (k_3 e_3 + \dot{\Psi}_r^* + \alpha \Psi_r - L_m \alpha i_{sd}). \end{aligned}$$

其中: k_1 和 k_3 是正的设计常数, ω^* 和 Ψ_r^* 充分光滑. 若将虚拟控制取为

$$\begin{cases} \Psi_r i_{sq} = \frac{1}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^* + \frac{T_l}{J}), \\ \alpha i_{sd} = \frac{1}{L_m} (k_3 e_3 + \dot{\Psi}_r^* + \alpha \Psi_r). \end{cases} \quad (6)$$

则有

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 \leq 0$$

当逆转子时间常数 α 和负载转矩 T_l 未知时, 式 (6) 中的虚拟控制可表示为

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_r i_{sq} = \frac{1}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^* + \frac{T_l}{J}), \\ \hat{\alpha} i_{sd} = \frac{1}{L_m} (k_3 e_3 + \dot{\Psi}_r^* + \hat{\alpha} \Psi_r). \end{cases} \quad (7)$$

其中 $\hat{\alpha}$ 和 T_l 分别为 α 和 T_l 的估计值

Step2 为使虚拟控制信号跟踪期望值, 获得稳定的虚拟控制 $i_{sq} \Psi_r$ 和 αi_{sd} , 定义虚拟控制误差信号

$$\begin{cases} e_2 = \Psi_r i_{sq} - \hat{\Psi}_r i_{sq} = \frac{1}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^* + \frac{T_l}{J}) - \hat{\Psi}_r i_{sq}, \\ e_4 = \hat{\alpha} i_{sd} - \alpha i_{sd} = \frac{1}{L_m} (k_3 e_3 + \dot{\Psi}_r^* + \hat{\alpha} \Psi_r) - \alpha i_{sd}. \end{cases} \quad (8)$$

则误差方程(4)可写成

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \mu e_2 - \tilde{T}_l / J, \\ \dot{e}_3 = -k_3 e_3 + L_m e_4 + (L_m i_{sd} - \Psi_r) \tilde{\alpha} \end{cases} \quad (9)$$

其中参数误差 $\tilde{\alpha}$ 和扰动误差 \tilde{T}_l 分别为

$$\tilde{\alpha} = \hat{\alpha} - \alpha, \tilde{T}_l = \hat{T}_l - T_l \quad (10)$$

对式(8)两边求导,可得误差 e_2 和 e_4 的动态方程

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \phi - \frac{1}{\alpha_s} \Psi_r i_{sq} - \tilde{\alpha} \phi - \frac{k_1 \tilde{T}_l}{\mu J}, \\ \dot{e}_4 = \phi - \frac{1}{\alpha_s} \hat{\alpha} i_{sd} + \tilde{\alpha} \phi \end{cases} \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} \phi &= \frac{k_1}{\mu} (-k_1 e_1 + \mu e_2) + \frac{\dot{\omega}}{\mu} + \frac{1}{\mu J} \dot{\tilde{T}}_l + \gamma \Psi_r i_{sq} + \\ & n_p \beta \omega \Psi_r + n_p \omega \Psi_r i_{sd} + \hat{\alpha} (1 + L_m \beta) i_{sq} \Psi_r, \\ \phi &= (1 + L_m \beta) i_{sq} \Psi_r, \\ \phi &= \frac{k_3}{L_m} (-k_3 e_3 + L_m e_4) + \frac{1}{L_m} \dot{\Psi}_r + \frac{1}{L_m} (\hat{\alpha} - \\ & \alpha^2) (\Psi_r - L_m i_{sd}) - \hat{\alpha} (-\gamma i_{sd} + n_p \omega i_{sq}) - \\ & \hat{\alpha}^2 (-L_m \beta i_{sd} + \beta \Psi_r + L_m \frac{i_{sq}^2}{\Psi_r}), \\ \phi &= \frac{k_3 - \hat{\alpha}}{L_m} (L_m i_{sd} - \Psi_r) + \\ & \hat{\alpha} (-L_m \beta i_{sd} + \beta \Psi_r + L_m \frac{i_{sq}^2}{\Psi_r}). \end{aligned}$$

为使误差方程(9)和(11)在平衡点稳定和参数误差收敛,选择Lyapunov函数

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\alpha}^2 + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{T}_l^2), \quad (12)$$

其中 λ_1 和 λ_2 是正的设计参数,计算 V_2 沿误差方程的导数

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + \\ & e_2 (k_2 e_2 + \mu e_1 + \phi - \frac{1}{\alpha_s} \Psi_r i_{sq}) + \\ & e_4 (k_4 e_4 + L_m e_3 + \phi - \frac{1}{\alpha_s} \hat{\alpha} i_{sd}) + \\ & \tilde{\alpha} [-e_2 \phi + (L_m i_{sd} - \Psi_r) e_3 + e_4 \phi + \\ & \frac{1}{\lambda_1} \dot{\tilde{\alpha}}] + \tilde{T}_l [-\frac{1}{J} e_1 - \frac{k_1}{\mu J} e_2 + \frac{1}{\lambda_2} \dot{\tilde{T}}_l]. \end{aligned}$$

取控制律和参数自适应律

$$\begin{cases} u_{sd} = \frac{\alpha_s}{\hat{\alpha}} (k_4 e_4 + L_m e_3 + \phi), \\ u_{sq} = \frac{\alpha_s}{\Psi_r} (k_2 e_2 + \mu e_1 + \phi). \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\alpha}} = \lambda_1 [e_2 \phi - (L_m i_{sd} - \Psi_r) e_3 - e_4 \phi], \\ \dot{\hat{T}}_l = \frac{\lambda_2}{J} (e_1 + \frac{k_1}{\mu} e_2). \end{cases} \quad (14)$$

则Lyapunov函数 V_2 的导数满足

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \leq 0 \quad (15)$$

从而平衡点 $e_1 = e_2 = e_3 = e_4 = 0$ 是稳定的, $e_1, e_2, e_3, e_4, \tilde{\alpha}, \tilde{T}_l \in L_\infty$.

4 稳定性分析

由上节的分析可知,当系统满足控制律(13)和参数自适应律(14)时, e_1, e_2, e_3, e_4 和 $\tilde{\alpha}, \tilde{T}_l$ 是有界的. 根据第3节中的假设,参考输入 ω^* 和 Ψ_r^* 是光滑连续的,所以 $\phi, \phi, \phi, \phi \in L_\infty$, 方程(9)和(11)的右边是有界的,从而可得 $e_1, e_2, e_3, e_4 \in L_\infty$. 因为

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 - k_1 e_1^2,$$

对上式两边积分,由于 V_2 是有界的,可得

$$\int_0^t k_1 e_1^2 dt + V_2(0) - V_2(t) < \infty, \quad (16)$$

即 $e_1 \in L_2$. 同理可证 $e_2, e_3, e_4 \in L_2$. 即有 $e_1, e_2, e_3, e_4 \in L_2$. 根据Barbalat引理,当 $t \rightarrow \infty$ 时, $e_1, e_2, e_3, e_4 \rightarrow 0$, 即误差 e_1, e_2, e_3, e_4 渐近收敛到0.

5 仿真结果

为验证感应电机自适应反步控制方法的有效性,在Matlab/Simulink环境下,构建如图1所示的系统仿真模块,其中包括感应电机模型、SV PWM 逆变器、磁链观察器、参数估计器和反步控制器几个子模块. 仿真中采用的感应电机模型参数为: 额定功率 $P_N = 1.1 \text{ kW}$, 额定转速 $\omega_N = 1420 \text{ r/min}$, 极对数 $n_p = 2$, 定子电感 $L_s = 0.574 \text{ H}$, 转子电感 $L_r = 0.058 \text{ H}$, 互感 $L_m = 0.55 \text{ H}$, 转子惯量 $J = 0.0021 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 定子电阻 $R_s = 5.9 \Omega$, 转子电阻 $R_r = 5.6 \Omega$.

为使转速和转子磁链信号充分光滑,对输入的 ω^* 和 Ψ_r^* 阶跃信号作了平滑滤波处理. 反步控制器参数取为 $k_1 = k_3 = 100, k_2 = k_4 = 1000, \lambda_1 = \lambda_2 = 0.1$. 控制器参数值对系统响应速度和参数收敛速度有较大影响,这里给出的数值是在仿真中经过反复试验和比较后得到的. 参考磁链幅值的初始值为 0.6 Wb , 在 $t = 1.5 \text{ s}$ 时跳变为 0.4 Wb ; 参考转速初始值为 100 rad/s , 在 $t = 1.5 \text{ s}$ 时跳变为 150 rad/s .

图2为电机转速和转子磁链的输出响应曲线,可以看出转速和转子磁链均能迅速跟踪参考给定值,当电机参数发生变化和出现负载扰动时,系统仍有良好的控制性能.

图3为电机转子电阻和负载转矩的估计曲线,其中负载转矩给定初值为零,在 $t = 0.5 \text{ s}$ 时跳变为

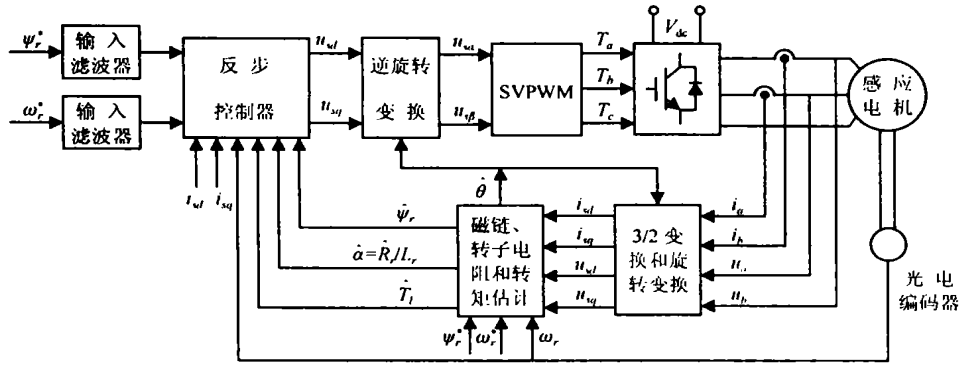
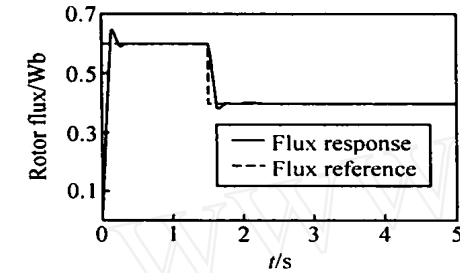
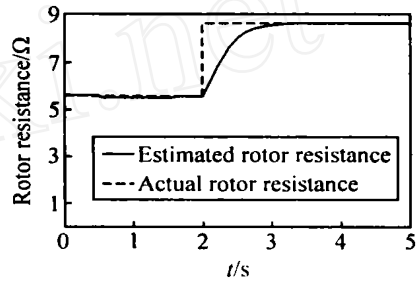


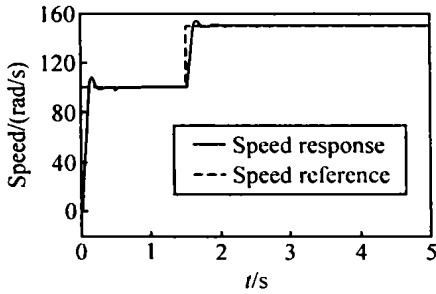
图1 感应电机自适应反步控制系统结构



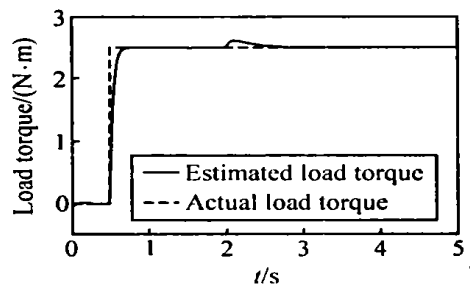
(a) 转子磁链输出响应



(a) 转子电阻的估计值



(b) 转速输出响应



(b) 负载转矩的估计值

图2 控制系统的输出响应

图3 转子电阻和负载转矩的估计值

2.5 N·m, 转子电阻在 $t = 2$ s 时由标称值 5.6Ω 变为 8.6Ω 可以看出, 转子电阻和转矩估计值均能渐近跟踪实际值, 参数估计器的性能良好。

6 结论

本文基于转子磁场定向坐标系下的感应电机模型, 采用自适应反步方法设计了感应电机的转速和转子磁链控制器, 证明了转速和转子磁链误差渐近收敛到零。仿真结果表明, 控制系统具有良好的转速和磁链跟踪性能, 即使电机参数发生变化和出现负载扰动, 系统仍有较好的控制性能, 且对电机参数变化和负载扰动具有较强的鲁棒性。

参考文献(References)

[1] John Chiasson. A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of an Induction Motor[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1998, 3(3): 391-397.

[2] Riccardo Marino, Sergei Peresada, Paolo Valigi

A adaptive Input-output Linearizing Control of Induction Motors[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1993, 38(2): 208-221.

[3] Cristian Lascu, Andrzej M. Trzynadlowski. Combining the Principle of Sliding Mode, Direct Torque Control and Space-vector Modulation in a High-performance Sensorless AC Drive[J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 2004, 40(1): 170-177.

[4] Cecati C, Rotonadale N. Torque and Speed Regulation of Induction Motors Using the Passivity Theory and Approach[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1999, 46(1): 119-127.

[5] Jannis K, Petar V, Kokotovic A, et al. Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1991, 36(11): 1241-1253.

(下转第1386页)

$$X^T(t)D(t)D^T(t)X(t) + M^T(t)M(t).$$

由式(20)得 $W(t) > 0$, 于是有

$$\begin{aligned} E^T \dot{X}(t) + (A(t) + \Delta A(t))^T X(t) + \\ X^T(t)(A(t) + \Delta A(t)) - W(t), \\ E^T X(t) = X^T(t)E = 0 \end{aligned}$$

因此系统(1)是二次稳定的

5 算例

在解析的周期系统(8)中, 取周期 $T = 10$, 当 1

$t \in [1, 11]$ 时, 各系数矩阵的表达式如下:

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A(t) = \begin{bmatrix} -t & 0 \\ 0 & t \end{bmatrix},$$

$$B(t) = \begin{bmatrix} -t \\ t \end{bmatrix}, D(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1t \\ - & 0 & 5t \end{bmatrix},$$

$$M_1(t) = [-0.05t \quad 0 \quad 1t], M_2(t) = 0 \quad 1t$$

取 $\epsilon = 1$, 计算得

$$V(t) = \begin{bmatrix} e^t & 0 \\ 0 & -t \end{bmatrix}.$$

满足线性矩阵不等式(12). 因此得控制器增益

$$K(t) = \frac{1}{1 + 0.01t^2} [te^{-t} \quad 1],$$

使得闭环系统是鲁棒稳定的

6 结语

本文利用矩阵不等式方法研究广义不确定周期时变系统鲁棒稳定的充分必要条件, 并给出了一族状态反馈鲁棒稳定器的设计方法. 所得结果是广义定常系统相应结论向广义时变系统的自然推广, 具有一定的理论意义.

参考文献(References)

[1] Xu S, Yang C, Niu Y, et al. Robust Stabilization of Uncertain Discrete-time Singular Systems[J]. *Automatica*, 2001, 37(7): 769-774

- [2] Fang C, Chang F. Analysis of Stability Robustness for Generalized State-space Systems with Structured Perturbations[J]. *Systems and Control Letters*, 1993, 21(2): 109-114
- [3] Huang S, Ren W. New Results on the Robust Bounds of Linear Uncertain Systems[J]. *Int J of Systems Science*, 1997, 28(2): 141-144
- [4] Xie L, Souza C E D. Robust H_∞ Control for Linear Systems with Norm-bounded Time-varying Uncertainty[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1992, 37(6): 1188-1191
- [5] Shen T L. *H_\infty Control Theory and Application* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1996: 177-186
- [6] Zhang Q L, Xu X H. Robust Control for Descriptor Systems[A]. *33th IEEE Conf on Decision and Control* [C]. New York: Oxford University Press, 1994: 2981-2982
- [7] Bittati S. 30 Years of Periodic Control-form Analysis to Design[A]. *Proc of the Third Asian Control Conf* [C]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University Press, 2000: 1253-1258
- [8] Campell S L, Terrel W J. Observability for Linear Time-varying Descriptor System[J]. *SIAM J of Matrix Analysis and Application*, 1991, 12(4): 484-496
- [9] 杨冬梅, 张庆灵, 姚波. 广义系统[M]. 北京: 科学出版社, 2004: 156-164
(Yang D M, Zhang Q L, Yao B. *Descriptor Systems* [M]. Beijing: Science Press, 2003: 156-164)
- [10] Su X M. Analysis of Stabilization and Admissibility for Periodically Time-varying Descriptor Systems[J]. *Dynamics of Continuous, Discrete and Impulse Systems*, 2005, 15(2): 19-30

(上接第1382页)

- [6] Danbing Sete, Anuradha M Annaswamy, John Bailieul. Adaptive Control of Nonlinear Systems with Triangular Structure[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1994, 39(7): 1411-1428
- [7] Hsin-Jang Shieh, Kuo-Kai Shyu. Nonlinear Sliding-mode Torque Control with Adaptive Backstepping Approach for Induction Motor Drive[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1999, 46(2): 1411-1428

- [8] Zhou J G, Wang Y Y. Real-time Nonlinear Adaptive Backstepping Speed Control for a PM Synchronous motor[J]. *Control Engineering Practice*, 2005, 13(10): 1259-1269
- [9] 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1999
(Xia C Y. *Adaptive Control of AC and DC Driving Systems* [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 1999)