感应电动机的自适应控制建模与仿真*

丁 瑜 ,卢子广 ,邓敏茜

(广西大学 电气工程学院 南宁 530004)

摘要 本文介绍一种感应电动机的自适应控制仿真。在转子电阻和负载未知的前提下,控制器首先采用二阶滤 波环节平滑参考转速指令,然后将系统中某一信号作为虚拟控制信号,进而使系统简化,再应用李亚普诺夫稳 定性理论实现该虚拟控制信号,同时对未知参数进行估计。该设计方法对于电机参数的变化具有鲁棒性。在 Matlab/Simulink 中搭建了感应电动机自适应控制系统的仿真模型,仿真结果表明,用该方法设计的感应电动机 控制系统能够获得很好的转速跟踪和磁链跟踪性能。

关键词 感应电动机 ;自适应控制 ;二阶滤波

中图分类号 :TM346

文献标识码:A

文章编号:1001-1390(2009)06-0005-04

Modeling and Simulation of Adaptive Control for Induction Motor

DING Yu, LU Zi-guang, DENG Min-qian

(College of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: This paper presents an adaptive control simulation for induction motor. The controller first uses secondorder filter to smooth the speed reference and then treats certain signals in the system as fictitious control signals to get a simpler subsystem. Then the Lyapunov theory is applied to robustly realize the fictitious adaptive signals. The method is robust to parameter variations. Load torque and rotor resistance can be unknown. The simulation model of the induction motor's control system is set up on Matlab /Simulink. The simulation result illustrates that the control system of induction motor by adaptive sliding mode method can achieve better performance of the motor velocity and flux tracking.

Key words: induction motor adaptive control second order filter

0 引 言

随着电力电子和新型电机控制技术的不断发展, 作为交流调速系统的主要驱动部件,感应电机因其结 构简单,运行可靠,性能优良等优点在交流调速系 统中得到了广泛应用。但是,由于感应电机是一个多 变量、非线性、强耦合的被控对象,使得感应电机的控 制问题变得非常复杂。因此,如何设计控制器来实现 感应电机的高性能控制一直是研究感应电机的热点 问题。

近年来随着控制理论的发展,非线性控制理论不断的应用到感应电机控制系统的设计中,如神经网络理论^[1]、反馈线性化理论^[2]、自适应控制理论^[3]、滑模控制理论^[4]等。本文在分析感应电动机数学模型的基础上,采用自适应控制理论并结合滑模控制理论的特点

* 国家自然科学基金资助项目(50567001)

设计了感应电动机的自适应控制器。该设计方法对 于电机参数的变化具有鲁棒性,在转子电阻和负载未 知的前提下,能够获得很好的转速跟踪和磁链跟踪性 能,并且在起动和加速过程中有效的抑制了转速超 调。该设计方法首先采用二阶滤波环节来平滑转速指 令,然后采用自适应方法将系统中某一信号作为虚拟 控制信号,进而使系统简化,再应用李亚普诺夫稳定 性理论实现该虚拟控制信号,同时对未知参数进行估 计。在 Matlab/Simulink 中搭建了感应电动机控制系统 的仿真模型,对该设计方法进行了仿真,仿真结果验 证了所设计的控制器的有效性。Matlab/Simulink 中的 仿真模型如图1所示。

1 感应电动机的数学模型

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,引入同步旋转坐标系,按转子





磁链进行定向,得出感应电动机的数学模型 5 :

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = &\mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} \\ \frac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}t} = &-\alpha \psi_d + \alpha M i_d + \Delta R_r \left(\frac{M i_d - \psi_d}{L_r}\right) \\ \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = &-\gamma i_d + \alpha \beta \psi_d + n_p \omega i_q + \alpha M \frac{I_q^2}{\Psi_d} + \frac{u_d}{\sigma L_s} + \\ &\Delta R_r \left[\frac{M i_q^2}{L_r \psi_d} + \frac{M (\psi_d - M i_d)}{\sigma L_s L_r^2}\right] \\ \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = &-\gamma i_q - n_p \omega \beta \psi_d - n_p \omega i_d + \alpha M \frac{i_q i_d}{\psi_d} + \\ &\frac{u_q}{\sigma L_s} + \Delta R_r \left[-\frac{M^2 i_d}{\sigma L_s L_r^2} - \frac{M i_d i_q}{L_r \psi_d}\right] \end{aligned}$$
(1)
$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}\rho}{\mathrm{d}t} = &n_p \omega + \alpha M \frac{i_q}{\psi_d} + \Delta R_r \frac{M i_q}{\psi_d L_r} \end{aligned}$$

式中 $\alpha = \frac{R_{rN}}{L_r}$ $\beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$ $\mu = \frac{n_p M}{J L_r}$ $\gamma = \frac{M^2 R_{rN}}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{\Delta R_r}{\sigma L_s}$ ω 为

转子机械角速度 i_d 、 i_a 为 d、q 轴定子电流 μ_d 、 u_a 为 d、 q轴定子电压 μ_d 为转子磁链 L_s 为定子电感 L_r 为转 子电感 ;R, 为转子电阻 ;AR, 为转子电阻的变化量 ;M 为定子与转子间的互感 T_L 为负载转矩 n_a 为极对数 ; J 为转动惯量。

2 控制器的设计

为了能够充分抑制起动和加速过程中的转速超 调 改善系统的动态性能,该控制器的设计首先采用 二阶滤波环节来平滑转速指令,在设计中用平滑后的 转速指令 ω^{d} 来代替参考转速指令 ω^{r} 。所用二阶滤波 环节为:

$$\omega^{d} = \frac{1}{(\tau s + 1)^{2}} \omega^{r}$$

- 6 -

考虑控制器的控制目的是实现转速跟踪和磁链 跟踪 即转速 ω跟踪参考转速 ω, 磁链 ψ, 跟踪参考磁 链 ψ_i 定义误差变量:

$$e_1 = \omega - \omega^d, e_2 = \psi_d - \psi_d^r$$
⁽²⁾

对式(2)求导得:

$$\frac{\mathrm{d}e_1}{\mathrm{d}t} = \mu \psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \omega^d$$

$$\frac{\mathrm{d}e_2}{\mathrm{d}t} = -\alpha \psi_d + \alpha M i_d + \Delta R_r \left(\frac{M i_d - \psi_d}{L_r}\right) - \psi_d^r$$
(3)

将ia和 ia作为虚拟的自适应控制信号来消除未知 参数对系统的影响 虚拟自适应控制信号的控制律为:

$$\begin{vmatrix} \overline{i}_{q} = \frac{1}{\mu \psi_{d}} \left[-k_{1}e_{1} + \omega^{d} - \frac{\widehat{T}_{L}}{J} \right], k_{1} > 0 \\ \overline{i}_{d} = \frac{1}{\alpha M} \left[-k_{2}e_{2} + \alpha \psi_{d} + \psi_{d}^{r} - \Delta \widehat{R}_{r} \left(\frac{Mi_{d} - \psi_{d}}{L_{r}} \right), k_{2} > 0 \right]$$
(4)

式中 \hat{T}_{L} 和 $\Delta \hat{R}_{L}$ 是 T_{L} 和 ΔR_{L} 的估计值 ,为了得到实际 控制信号 定义变量:

$$\sigma_{1}=i_{d}-\overline{i}_{d} \ \sigma_{2}=i_{q}-\overline{i}_{q}$$
(5)
对式(5)求导得:

$$\dot{\sigma}_{1} = \frac{\ddot{\psi}_{d}^{r}}{\alpha M} - \gamma i_{d} + \alpha \beta \psi_{d} + n_{p} \omega i_{q} + \alpha M \frac{\dot{i}_{q}^{2}}{\psi_{d}} + \alpha \left(\frac{k_{2}}{\alpha} - 1\right) \times$$

$$rac{Mi_d - \psi_d - \dot{\psi'}_d}{M}$$
 + $rac{\Delta \hat{R}_r (Mi_d - \psi_d)}{\alpha M L_r}$ + $rac{\Delta \hat{R}_r}{\alpha M L_r}$ ×

$$M\left(-\gamma i_{d}+\alpha\beta\psi_{d}+n_{p}\omega i_{q}+\alpha M\frac{i_{q}^{2}}{\psi_{d}}\right)+\alpha(\psi_{d}-Mi_{d})\right]$$

$$\begin{split} +\Delta R_r \left| \frac{Mi_q}{L_r \psi_d} + \frac{M(\Psi_d - Mi_d)}{\sigma L_s L_r^2} + \left(\frac{k_2}{\alpha} - 1 \right) \frac{Mi_d - \psi_d}{L_r M} + \frac{\Delta R_r}{\alpha M L_r} \right| M \cdot \\ \left[\frac{Mi_q^2}{L_r \psi_d} + \frac{M(\psi_d - Mi_d)}{\sigma L_s L_r^2} \right] - (Mi_d - \psi_d) / L_r \left| \right] + \left(1 + \frac{\Delta \hat{R}_r}{\alpha L_r} \right) \frac{1}{\sigma L_s} u_d \\ \dot{\sigma}_2 = -\gamma i_q - n_p \omega \beta \psi_d - n_p \omega i_d - \frac{\dot{\omega}^d \alpha Mi_d i_q}{m \mu^2} + \frac{k_1}{\mu \psi_d} (\mu \psi_d i_q - \omega^d) \end{split}$$

 $\mu\psi_{d}$

$$+ \alpha k_{1}e_{1} - \frac{(\psi_{d} + Mi_{d})}{\mu\psi_{d}^{2}} + \frac{\hat{T}_{L}\alpha(Mi_{d} - \psi_{d})}{\mu_{J}\psi_{d}^{2}} - \frac{T_{L}}{\mu_{J}\psi_{d}} + T_{L}\left(-\frac{k_{1}}{\mu_{J}\Psi_{d}}\right) + \\ \Delta R_{r}\left[-\frac{M^{2}i_{d}}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}} - \frac{Mi_{d}i_{g}}{L_{s}\psi_{d}} + \frac{\hat{T}_{L}(Mi_{d} - \psi_{d})}{\mu_{J}\psi_{d}^{2}L_{r}} + \frac{(-k_{1}e_{1} + \tilde{\omega}^{d})(-\psi_{d} + Mi_{d})}{\mu\psi_{d}^{2}L_{r}}\right] \\ + \frac{1}{\sigma L_{s}}u_{q}$$

© 1994-2009 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

从控制器设计方面考虑 将已知部分和未知部分分离 可以最大限度的利用现有信息 ,这对控制器的设计工 作有很大帮助。

$$i_d = \sigma_1 + i_d, i_q = \sigma_2 + i_q \tag{6}$$

令 $\theta = [T_L \Delta R_r]$ 为未知参数 $\hat{\theta}$ 为的 θ 估计值 $\tilde{\theta}$ 为 真实值与估计值之差 将式(6)带入式(3)中可以得到



现在的控制目的是使 e_i 、 e_i 和 σ_i (*i*=1,2)收敛于 0 构建李亚普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} e^{T} P e + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^{T} B^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \sigma^{T} \sigma$$

其中 P=P^T>0 B=B^T>0 ,
对李亚普诺夫函数求导得:
 $\dot{V} = \frac{1}{2} e^{T} (PA + A^{T} P) e + \tilde{\theta}^{T} (W^{T} P e + B^{-1} \tilde{\theta}) + e^{T} P D \sigma + \sigma^{T} \sigma$

其中, $PA+A^{T}P=-Q Q>0$,参数自适应率为: $\hat{\theta}=-\hat{\theta}=-BW^{T}Pe$ 经整理后得到实际控制输入为:

$$u_{d} = \frac{\sigma L_{s}}{1 + \Delta \hat{R} / \alpha L_{r}} \times [-F_{11} - \alpha M(p_{12}e_{1} + p_{22}e_{2}) - F_{12} \operatorname{sgn}(\sigma_{1})]$$

$$u_{q} = \sigma L_{s} [-F_{21} - \mu \psi_{d}(p_{11}e_{1} + p_{21}e_{2}) - F_{22} \operatorname{sgn}(\sigma_{2})]$$

$$\ddagger \mathbf{P} \quad F_{11} = f_{1} + \frac{\Delta \hat{R}_{r}(Mi_{d} - \psi_{d})}{\alpha M L_{r}} + \frac{\Delta \hat{R}_{r}}{\alpha M L_{r}} \times [M \quad (-\gamma i_{d} + \alpha \beta \psi_{d} + n_{p}\omega i_{q} + \alpha M \frac{i_{q}^{2}}{\psi_{d}}) + \alpha (\psi_{d} - Mi_{d})]$$

$$f_{1} = -\frac{\psi_{d}^{r}}{\alpha M} - \gamma i_{d} + \alpha \beta \psi_{d} + n_{p} \omega i_{q} + \alpha M \frac{i_{q}^{2}}{\psi_{d}} + \alpha \left(\frac{k_{2}}{\alpha} - 1\right) \times \frac{M i_{d} - \psi_{d} - \psi_{d}^{r}}{M}$$

$$F_{12} = \Delta R_{r}^{m} \left[\frac{Mi_{q}^{2}}{L_{r}\psi_{d}} + \frac{M(\psi_{d} - Mi_{d})}{\sigma L_{s}L_{r}^{2}} + \left(\frac{k_{2}}{\alpha} - 1\right) \frac{Mi_{d} - \psi_{d}}{L_{r}M} \right]$$

$$F_{21} = f_{2} + \frac{\hat{T}_{L}\alpha(Mi_{d} - \psi_{d})}{\mu J\psi_{d}^{2}} - \frac{\hat{T}_{L}}{\mu J\psi_{d}}$$

$$f_{2} = -\gamma i_{q} - n_{p}\omega\beta\psi_{d} - n_{p}\omega i_{d} - \frac{\omega^{d}\alpha Mi_{d}i_{q}}{\mu \psi_{d}^{2}} + \frac{k_{1}}{\mu \psi_{d}}(\mu \psi_{d}i_{q} - \omega^{d}) + \frac{\hat{T}_{L}}{\mu \psi_{d}^{2}}$$

$$f_{2} = -\frac{(\psi_{d} + Mi_{d})}{\mu \psi_{d}^{2}} + \frac{\hat{\Delta R}_{r}}{\alpha M L_{r}} \{M[Mi_{q}^{2}/L_{r}\psi_{d} + M(\psi_{d} - Mi_{d})/\sigma L_{s}L_{r}^{2}] - \frac{Mi_{q}^{2}}{\mu \psi_{d}^{2}} + \frac{M(\omega_{q}^{2} - Mi_{q}^{2})}{\mu \psi_{d}^{2}} +$$

$$(Mi_d - \psi_d)L_r + \eta$$

 αk

$$F_{22} = T_L^m \left| \frac{k_1}{\mu \psi_d J} \right| + \Delta R_r^m \left| -\frac{M^2 i_d}{\sigma L_s L_r^2} - \frac{M i_d i_q}{L_r \psi_d} + \frac{(-k_1 e_1 + \omega^d)(-\psi_d + M i_d)}{\mu \psi_d^2 L_r} + \frac{\hat{T}_L(M i_d - \psi_d)}{\mu J \psi_d^2 L_r} \right| + \eta_2$$

其中 $\Delta R^{m_{t}}$ 和 $T^{n_{t}}$ 是 $|\Delta R_{t}|$ 和 $|T_{t}|$ 的上界 $\eta_{1} \eta_{2}$ 是正常数。 控制器的实现如图 2 所示。





将其带入李亚普诺夫函数的导数中得到:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{Q} \boldsymbol{e} - \boldsymbol{\eta}_{1} |\boldsymbol{\sigma}_{1}| - \boldsymbol{\eta}_{2} |\boldsymbol{\sigma}_{2}| \leq 0$$
(8)

下面证明当 $t \to \infty$ 时 $\rho \cdot e n \sigma$ 均收敛于 0。 首先证明 $t \to \infty$ 时 $\rho \to 0$ 。由式(8)知 $e \cdot \sigma n \theta \in L_{\infty}$,并且有:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^{\mathsf{T}} \mathbf{Q} \mathbf{e} - \eta_1 |\sigma_1| - \eta_2 |\sigma_2| \leq -e^{\mathsf{T}} \mathbf{Q} \mathbf{e} \leq 0$$
(9)
两边同时积分得到:

- 7 -

$$V(0)-V(\infty) \ge \int_0^\infty e^T Q e \, \mathrm{d}t \ge 0$$

因为 *V* 有界 ρ 平方可积 $\rho \in L_2$, $\dot{e} \in L_{\infty}$, 根据 Barbalat 引理^[6]知,当时 $t \rightarrow \infty \rho$ 收敛于 0。

由上述结论和式(7)知 $\dot{e} \in L_{\infty}$ 由此可知 \dot{e} 一致连续,所以 \dot{e} 也收敛于 0。由式(8)又可知:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{Q} \boldsymbol{e} - \eta_1 |\sigma_1| - \eta_2 |\sigma_2| \leq -\eta_1 |\sigma_1| \leq 0$$
(10)

同样两边同时积分得:

$$V(0) - V(\infty) \ge \int_{0}^{\infty} \eta_{1} |\sigma_{1}| dt \ge 0$$
(11)

由 $\sigma_{\mathbf{x}} \mathbf{e}_{\mathbf{x}} \mathbf{e}_{\mathbf{x}} \theta$ 有界 ,可知 u_{d,u_q} 有界 ,因此 $\sigma_1 \mathbf{n} \sigma_2$ 有界 ,这进一步证明了 σ_i 一致连续 ,又由式(11)可知 σ_i 收敛于 0。

3 系统仿真分析

在 Matlab/Simulink 中对感应电动机自适应控制 系统进行了仿真研究。仿真时的电机参数为 R_s = 0.02 Ω R_r =0.01788 Ω ΔR_r =0.5×0.01788 Ω L_s =0.00123H, L_r =0.00124H M=0.00117H J=0.0151kg·m² n_p =2 控制 参数为 k_1 = k_2 =450 η_1 = η_2 =10³ Q= I_r B=diag{60,10}。图 3 和图 4 分别给出了转速跟踪过程和磁链跟踪过程 ;图 5 和图 6 分别给出了转子电阻变化量和负载转矩的





估计误差。感应电动机空载启动, t=0 时,给定机械角 速度 $\omega'=0,\psi_a'=0.05$ Wb ;当 t=0.3s 时 ω' 跳变为50rad/s ; 当 t=1.5s 时加负载 $T_L=20$ N·m ;当时 t=2s ,突卸负载令 $T_L=0$; 当 t=3s 时 ω' 跳变为 100rad/s $\psi_a'=0.075$ Wb ,同 时加负载 $T_L=10$ N·m。可以看出 ,用该方法设计的感应 电动机控制系统能够获得较好的转速跟踪和磁链跟 踪性能 ,并且在起动和加速过程中有效的抑制了转速 超调 , 对转子电阻变化和负载扰动具有很好的鲁棒 性。

4 结 论

本文采用自适应方法设计了感应电动机控制器, 该控制器对于电机参数的变化具有鲁棒性,转子电阻 和负载可以是未知的,在起动和加速过程中有效地抑 制了转速超调。在 Matlab/Simulink 仿真平台上建立了 感应电动机控制系统的仿真模型,仿真结果表明,用 该方法设计的感应电动机控制系统能够获得很好的 转速跟踪和磁链跟踪性能。该设计方法实现了感应电 动机的高性能控制。

参考文献

[1] Kwan C M ,Lewis F L.Robust backstepping control of induction motors using neural networks [J]. IEEE Transaction on(下转第 34 页)

- 8 -

LIU Hai- tao, HAN Wen- xin, SU Jian. Integrated on- line monitoring system of power quality[J]. Power System Technology, 2006,31(1).

[3] 韩绍甫 杜树新.电能质量监测系统设计及实现[J].电力自动化设备, 2006 26,(4).

HAN Shao-fu,DU Shu-xin. Design and realization of power quality minitoring system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006,26(4).

[4] 李新中,上官贴.开放式电能质量综合监测系统的研究[J].江西电力, 2007, 31(1).

Li Xin- zhong, SHANG Guan- tie. Study of the open power quality integrative monitoring system[J]. JiangXi Electeic Power,2007,31(1).

[5] Clark J.XSL Transformations (XSLT) version1.0 [EB/OL]http://www.w3. org/TR/xslt,1999.

[6] Khun Yee Fung.XSLT 精要从 XML 到 HTML[M].北京 清华大学出版 社 2002.

[7] 陈兵,万晖.基于 XML的 Web 数据交换[J].计算机工程,2002,28(2). CHEN Bing,WAN Hui. The data exchange based on xml [J]. Computer Engineering, 2002,28(2).

[8] 李媚秋,戴瑜兴. XML 技术在电能质量数据共享中的应用[J].微计 算机信息 2006 22(3-1).

LI Mei- qiu, DAI Yu- xing. Application of XML technology in the sharing of power quality data[J].Microcomputer Information, 2006,33(3-1).

[9] Chen S, Wang Xi. Power quality XML markup language for enhancing the sharing of power quality data [Z]. IEEE power quality engineering society

general meeting,2003.

[10] 潘福成 涨士杰.基于 XML 的智能报表生成工具的研究[J].小型微型计算机系统,2005 26(1).

PAN Fu- cheng, ZHANG Shi- jie. XML based intelligent report tool [J]. Mini- Micro System, 2005,26(1).

[11] 李铮, 尤枫, 赵恒永.基于 XML 和 XSLT 的 Web 报表解决方案的研 究与实现[J].计算机工程与设计 2006 27(5).

LI Zheng,YOU Feng,ZHAO Heng- yong. Research and implementation of web report solution based on XML and XSLT [J]. Computer Engineering and Design, 2006,27(5).

作者简介:

王继(1981-),男,安徽金寨人,汉族,安徽大学电子科学技术学院硕士 生,研究方向为电能质量。Email:wangji81@foxmail.com

王年(1966-),男,安徽和县人,汉族,安徽大学教授,研究方向为电能 质量,计算机视觉 模式识别及应用。Email:wn_xlb@ahu.edu.cn

程志友(1972-),男,安徽安庆人,汉族,安徽大学副教授,研究方向为 电能质量。

朱明星(1968-),男,安徽金寨人,汉族,安徽大学副教授,研究方向为 电能质量。

鲍文霞(1980-),女,安徽铜陵人,汉族,安徽大学讲师,研究方向为电 能质量,计算机视觉。

> 收稿日期 2009-02-15 (杨长江 编发)

(上接第8页)

Neural Networks, 2000, 11(5) :1178-1187.

[2] Boukas T K ,Habetler T G. High–Performance Induction Motor Speed Control Using exact feedback linearization with state and state derivative feedback [J]. Power Electronics ,IEEE Transactions, 2004, 19 (4) : 1022–1028 .

[3] Hu J Dawson D M.Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty[J].Automatica,1996,32(8),1127-143.

[4] Benchaib A ,Rachid A ,Audrezet E et al. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor [J]. IEEE Trans. Ind. Electron. 1999 A6(1): 128-138.

[5] Krezeminski Z. Nonlinear control of the induction motor[C]// In Proc.10th IFAC World Congress, Sydney Australia ,1987: 349–354.

[6] Marino R ,Tomei P.Nonlinear control design Geometric adaptive and robust[M].New Jersey Hall Prentice ,1995.

[7] Shiau L G Lin J. Stability of sliding mode current control for high performance induction motor position drives [J]. IEEE Proceeding of Electric Power Applications ,2001 ,148 (1): 69–75.

[8] Montanari A Tilli S Peresada. Sensorless control of induction motor with adaptive speed-flux observer[C]//43rd IEEE Conference on Decision and Control 2004 201–206.

[9] Utkin ,V I. Sliding mode control design principles and atmlications to electric drives[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 1993 ,40 (1): 23–36.

[10] Utkin , V I. Sliding Modes in Optimization and Control [M]. Springer Verlag ,1992.

[11] Chen F, Dunnigan M W. Sliding-mode torque and flux control of an induction machine [J]. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 003, 150(2) 227–236.

[12] Lin Y C ,Fu L C ,Tsai C Y. Non-linear sensorless indirect adaptive speed control of induction motor with unknown rotor resistance and load [J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing , 2000 , 14:109–140.

[13] Riccardo Marino Sergei Peresada Paolo Valigi.Adaptive input – output linearizing control of induction motors [J].IEEE Transaction on Automatic Control ,1993 ,38(2) 208–221.

作者简介:

丁瑜(1982-),男,硕士,主要研究方向为感应电机的自适应高性能控制。Email :dingyu2005521@sina.com

卢子广(1963-),男,博士,教授,主要研究方向为交流电机的高性能控制。Email luziguang@tsinghua.org.cn

邓敏茜(1983-),女,硕士,主要研究方向为现代智能检测技术的应用。 Email minqian21945522@163.com

> 收稿日期 2009-01-12 (常会敏 编发)