

文章编号: 1000-8152(2010)06-0753-08

基于滑模与自适应观测器的感应电机非线性控制新策略

张细政^{1,2}, 王耀南², 袁小芳², 王迎旭¹

(1. 湖南工程学院 计算机与通信学院, 湖南 湘潭 411104; 2. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 提出一种结合滑模变结构和自适应观测技术的感应电机非线性控制新方法。以定子电流与定子磁链为状态变量建立感应电机模型, 采用非线性分析方法建立转矩与磁链误差方程, 使用自适应滑模技术设计转矩与磁链控制器, 推导出定子电压控制量。基于模型参考技术设计自适应观测器, 向控制器提供准确的转速辨识与磁链观测值, 并给出了控制系统的稳定性证明。该方法具有转矩脉动小、定子磁链畸变不明显的优点, 低速时也具有良好的控制性能, 且对参数与负载变化有较强的鲁棒性。仿真与实验结果证明了该控制策略的正确性与有效性。

关键词: 感应电机; 非线性控制; 自适应滑模控制; 自适应观测器

中图分类号: TP 273 文献标识码: A

New nonlinear controller for induction motor based on sliding-mode control and adaptive observer

ZHANG Xi-zheng^{1,2}, WANG Yao-nan², YUAN Xiao-fang², WANG Ying-xu¹

(1. College of Computer and Communication, Hunan Institute of Engineering, Xiangtan Hunan 411104, China;
2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha Hunan 410082, China)

Abstract: A new nonlinear control scheme is proposed for induction motor (IM) drives. The IM model is represented in a fixed axis reference frame by using stator currents and stator fluxes as state variables; the error dynamics of torque and flux are obtained through the nonlinear analysis. An adaptive sliding-mode (SM) torque and flux controller is then designed in order to track a linear reference model, and the required reference stator voltages are deduced. Based on the model reference adaptive approach, an adaptive observer is designed for the estimation of the flux and the rotor speed. The stability analysis of the scheme is also given. This scheme has many advantages and features such as the reduced torque ripple, reduced stator flux distortion, normal operation in low speed and the robustness to parameter perturbation. Finally, simulation and experimental results verify the effectiveness and correctness of the proposed scheme.

Key words: induction motor; nonlinear control; adaptive sliding-mode control; adaptive observer

1 引言(Introduction)

由于感应电机工艺简单、价格低廉, 基于感应电机的调速驱动系统在工业生产中得到广泛应用。但感应电机本身是多变量、参数耦合、强非线性的, 需要对其采取恰当的控制策略才能发挥其较佳的控制性能^[1]。近些年来, 基于线性或非线性理论的各种控制策略已经广泛的应用于感应电机的控制。在这些方法中, 以矢量控制和直接转矩控制(DTC)直接将磁链和电磁转矩作为控制变量, 无需进行磁场定向和矢量变换, 显得更为简单和实用, 具有快速的动态响应能力, 且对电机参数变化和扰动具有一定的鲁棒性^[2]。但使用基本DTC的电机系统稳态

运行时会产生不可忽略的转矩脉动、定子磁链和电流畸变, 尤其是在低速运行时。结合空间矢量调制(SVM)的各种DTC技术, 虽可减少矢量的作用偏差, 进而减少转矩的脉动, 但该类型方案需要知道确定的系统模型, 否则系统动态性能和稳定性会受到参数变化和不确定性的严重影响^[3,4]。为解决上述问题, 一些现代控制方法被先后应用到电机的控制中^[5~7]。在这些方法中, 结合滑模变结构和自适应技术的控制方案得到广泛关注。文献[8]利用自适应反步法和非线性滑模技术来控制电机转矩, 能较好的跟踪线性参考模型, 但由于所用电机模型是基于定子电流和转子磁链为状态变量的, 在使用积分器来估算电机磁链时会由于定子电阻变化而产生积累误

收稿日期: 2008-03-29; 收修改稿日期: 2009-09-17.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60835004, 60775047); 湖南省自然科学基金资助项目(07JJ6111).

差,在低速时表现尤其严重.另外,反步控制算法本身的复杂性,也严重限制了PWM逆变器切换频率的提高.文献[9]将滑模技术应用于SVM技术中,以减少电流失真和转矩低速脉动,但该方法缺乏对电阻参数变化的鲁棒性.文献[10]结合输入—输出线性化和滑模技术用于电机的模型参考自适应位置控制.

另一方面,在高性能的无传感器电机闭环控制场合,通常需要对转子速度和磁链进行估计与观测.目前,国内外出现了很多这方面的研究.但这些研究方法要么是专门针对矢量控制系统设计的^[11,12],要么采用的是定子电流和转子磁链作为状态变量^[13~15].本文将模型参考方法应用于电机非线性控制中,以定子电流、定子磁链为状态变量,构建全阶闭环磁链观测器,并利用Lyapunov稳定性理论求转速自适应律,将观测得到的定子磁链和电机转速直接应用于转矩与磁链的控制中.由于状态方程以定子电流和定子磁链为状态变量,则电机模型相对计算量要小一些,且由于定子磁链可直接观测得到,而不是通过积分法计算定子磁链从而间接获得参考模型的状态变量,所以定子磁链及转速的观测值更为准确.这种速度磁链自适应观测器对速度辨识快速而准确,对定子磁链观测精度高,低速时也有较好的观测精度,能改善电机的低速控制特性,且算法简单,计算量小.

本文结合滑模控制和自适应技术提出一种新的无传感器感应电机非线性控制策略.以定子电流和定子磁链为状态变量,设计基于滑模的非线性控制器来控制电磁转矩与定子磁链,而使用基于参考模型与状态反馈的速度自适应磁链观测器来完成转速与磁链的准确观测.仿真与实验结果表明所提控制策略的转矩脉动小、定子磁链畸变不明显,具有良好的转矩与磁链控制性能及速度响应能力.

2 感应电机模型(Induction motor model)

感应电机的5阶动态模型可由下述状态方程组描述^[1]:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{\text{rm}} = \frac{3p}{2J}(\psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \psi_{s\beta}i_{s\alpha}) - \frac{T_L}{J}, \\ \dot{\psi}_{s\alpha} = -R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha}, \\ \dot{\psi}_{s\beta} = -R_s i_{s\beta} + u_{s\beta}, \\ \dot{i}_{s\alpha} = \frac{R_r \psi_{s\alpha}}{\sigma L_s L_r} + \frac{\psi_{s\beta}}{\sigma L_s} \omega_{\text{re}} - \gamma i_{s\alpha} - \omega_{\text{re}} i_{s\beta} + \frac{u_{s\alpha}}{\sigma L_s}, \\ \dot{i}_{s\beta} = \frac{R_r \psi_{s\beta}}{\sigma L_s L_r} + \frac{\psi_{s\alpha}}{\sigma L_s} \omega_{\text{re}} - \gamma i_{s\beta} - \omega_{\text{re}} i_{s\alpha} + \frac{u_{s\beta}}{\sigma L_s}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: L_m , L_r , L_s , R_r , R_s 分别表示互感、转子和定子

电感、转子和定子电阻, J 是转动惯量, p 为极对数, $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ 分别表示 α 轴和 β 轴定子磁链、定子电流和定子电压, ω_{rm} , ω_{re} 分别为转子机械角速度和电角速度, T_L 为负载转矩, 漏电感系数 $\sigma = 1 - L_m^2/(L_m L_r)$, 系数 $\gamma = (L_s R_r + L_r R_s)/\sigma L_s L_r$.

3 非线性滑模控制器设计(Nonlinear sliding-mode controller design)

转矩与磁链控制器设计思想是使转矩与磁链误差收敛并稳定在零值附近,根据电机模型的状态方程,采用非线性系统分析方法得到误差状态方程,然后在使误差渐近收敛为零的原则下设计滑模流形面,根据Lyapunov稳定性条件,给出用于逆变器输入的定子电压控制律和电阻参数估计式.

3.1 非线性转矩与磁链控制器模型(Nonlinear torque and flux controller model)

以定子电流和定子磁链为状态变量,可将方程(1)所示感应电机模型改写为如下矩阵形式:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = f(\mathbf{x}) + g \cdot \mathbf{u}_s. \quad (2)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{s\alpha} \ \psi_{s\beta}]^T$ 为状态向量, 线性矩阵函数 $f(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{13} & f_{14} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}$, 各矩阵元素取值分别为

$$\begin{aligned} f_{11} &= \begin{bmatrix} -\gamma & -\omega_{\text{re}} \\ \omega_{\text{re}} & -\gamma \end{bmatrix}, \quad f_{12} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} R_r & \omega_{\text{re}} L_r \\ -\omega_{\text{re}} L_r & R_r \end{bmatrix}, \\ f_{21} &= -R_s \mathbf{I}, \quad f_{22} = \mathbf{0}, \\ g &= [g_1 \ g_2] = \left[\frac{\mathbf{I}}{\sigma L_s} \ \mathbf{I} \right]^T, \quad \mathbf{u}_s = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T, \end{aligned}$$

\mathbf{I} 为2阶单位阵.

系统(2)代表的是一个控制量解耦的4阶仿射非线性系统,其控制量为 $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$.为获得快速的转矩响应,并且能在电机弱磁区域高效率的运行,选取电磁转矩 T_{em} 和定子磁链 ψ_s 作为系统被控输出量,即

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_1(\mathbf{x}) \\ h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |\psi_s|^2 \\ T_{\text{em}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3^2 + x_4^2 \\ \frac{3p}{2}(x_2 x_3 - x_1 x_4) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

控制输出量是关于状态 \mathbf{x} 的非线性函数,求导数以在等式右边显式出现控制输入量,即

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1, L_{g_2} h_1 \\ L_{g_1} h_2, L_{g_2} h_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

式中: $L_f h(\mathbf{x})$ 为函数 $h(\mathbf{x}): \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}$ 对向量 $f(\mathbf{x}) = [f_1(\mathbf{x}) \ \cdots \ f_4(\mathbf{x})]$ 的李导数,即 $L_f h_j(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^4 \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(\mathbf{x}), j = 1, 2$.

使用上述记法后,可求得等式(4)中的各李导数

项为

$$\begin{aligned} L_f h_1 &= \frac{3p}{2} [x_3 (\omega_{\text{re}} x_1 - \gamma x_2 - \frac{\omega_{\text{re}} x_3}{\sigma L_s}) - \\ &\quad x_4 (\frac{\omega_{\text{re}} x_4}{\sigma L_s} - \omega_{\text{re}} x_2 - \gamma x_1)], \\ L_f h_2 &= -2R_s(x_1 x_3 + x_2 x_4), \quad L_{g_1} h_1 = 2x_3, \\ L_{g_1} h_2 &= \frac{3p}{2}(x_2 - \frac{x_4}{\sigma L_s}), \\ L_{g_2} h_1 &= 2x_4, \quad L_{g_2} h_2 = \frac{3p}{2}(\frac{x_3}{\sigma L_s} - x_1). \end{aligned}$$

引入如下控制输入:

$$\hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{s\alpha} \\ \hat{u}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} L_{g_1} h_1 + u_{s\beta} L_{g_2} h_1 \\ u_{s\alpha} L_{g_1} h_2 + u_{s\beta} L_{g_2} h_2 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

则方程(4)可以改写为

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{u}_{s\alpha} \\ \hat{u}_{s\beta} \end{bmatrix} = A(\mathbf{x}) + \hat{\mathbf{u}}, \quad (6)$$

式中非线性矩阵函数 $A(\mathbf{x})$ 由等式(5)确定。

对于式(6), 传统的精确反馈线性化方法通过引入新的非线性状态反馈, 给出相应的闭环控制系统, 再使用极点配置方法完成状态反馈控制律的推导。该方法要求模型参数值准确且时不变, 而且实际中转矩与磁链值是不可测或难以准确测量的, 实用时难以达到理论上的控制效果^[7,10]。为此, 本节使用滑模变结构方法设计控制器及其自适应律。

给定电机系统参考转速 ω_{rm}^* , 定子参考磁链 ψ_s^* , 将 ω_{rm}^* 通过速度调节器后得到转矩指令 T_{em}^* , 该调节器通常由PI控制器完成, 即 $T_{\text{em}}^* = (\omega_{\text{rm}}^* - \omega_{\text{rm}})(k_p + k_i/s)$, 其中 k_p 和 k_i 为控制器参数。实际上, 需将系统跟踪问题转化为调节问题, 即将指令值通过如下2阶线性参考模型^[6]:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_{d1} \\ \dot{y}_{d2} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_{d1} & 0 \\ 0 & a_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{d1} \\ y_{d2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{d3} & 0 \\ 0 & a_{d4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |\psi_s^*|^2 \\ T_{\text{em}}^* \end{bmatrix}, \quad (7)$$

式中: y_{d1}, y_{d2} 为参考状态, $a_{di} > 0$ 为期望增益, 设计时在给定期望上升时间后通过极点配置方法确定。由式(7)的模型就能给出参考转矩与参考磁链幅值。

将状态方程(6)减去方程(7)所表示转矩与磁链模型, 得到的误差方程为

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A} + \bar{\mathbf{u}}_s, \quad (8)$$

式中: 误差 $\mathbf{e} = [e_1 \ e_2]^T = [y_1 - y_{d1} \ y_2 - y_{d2}]^T$, 而新的控制输入为

$$\bar{\mathbf{u}}_s = \begin{bmatrix} \bar{u}_{s\alpha} \\ \bar{u}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{s\alpha} + a_{d1} y_{d1} - a_{d3} |\psi_s^*|^2 \\ \hat{u}_{s\beta} + a_{d2} y_{d2} - a_{d4} T_{\text{em}}^* \end{bmatrix}. \quad (9)$$

3.2 自适应滑模控制及稳定性分析(Adaptive sliding-mode controller design and stability analysis)

电机运行中由于温升等原因会造成定、转子电阻参数值发生摄动, 假设摄动量分别为 $\Delta R_s, \Delta R_r$, 则误差动态方程(8)改写为

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = (\mathbf{A} + \Delta \mathbf{A}) + \bar{\mathbf{u}}_s, \quad (10)$$

式中: $\Delta \mathbf{A} = [L_{f_{\Delta R}} h_1 \ L_{f_{\Delta R}} h_2]^T$, 向量 $f_{\Delta R} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ 是由 ΔR 引入的, 依据式(2)中 $f(\mathbf{x})$ 各元素包含电阻参数与否, 可计算出

$$\begin{aligned} f_{\Delta R}(\mathbf{x}) &= \left[\frac{\Delta R_r x_3}{\sigma L_s L_r} - \Delta \gamma x_1, \ \frac{\Delta R_r x_4}{\sigma L_s L_r} - \Delta \gamma x_2, \right. \\ &\quad \left. - \Delta R_s x_1, \ -\Delta R_s x_2 \right]^T, \end{aligned}$$

且 $\Delta \gamma = \frac{L_s \Delta R_r + L_r \Delta R_s}{\sigma L_s L_r}$, 则参数摄动引起的各李导数项增量为

$$\Delta \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -2\Delta R_s(x_1 x_3 + x_2 x_4) \\ 1.5p \Delta \gamma (x_1 x_4 - x_2 x_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 m_1 \\ r_2 m_2 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

式中: 状态变量项 $m_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4, m_2 = x_1 x_4 - x_2 x_3$, 不确定项 $r_1 = 2\Delta R_s, r_2 = 1.5p \Delta \gamma$, 由于电阻随绕组温度缓慢变化, 则 $|r_i|$ 有界。

设计基于误差方程(10)的滑模控制器及自适应控制律, 选取滑模函数为

$$S(\mathbf{e}) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{e}, \quad (12)$$

式中 $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 \\ 0 & c_2 \end{bmatrix}$ 为2维系数矩阵。

定义不确定项的估计误差 $\tilde{r}_1 = \hat{r}_1 - r_1, \tilde{r}_2 = \hat{r}_2 - r_2$, 其中记号“*”表示参考值, “^”表示测量或估计值, “~”表示测量或估计值与实际值之差。

设计如下的自适应滑模控制器

$$\bar{\mathbf{u}}_s = \begin{bmatrix} L_f h_1 - \hat{r}_1 m_1 \\ L_f h_2 - \hat{r}_2 m_2 \end{bmatrix} - \mathbf{K} S - \rho \text{sgn } S, \quad (13)$$

$$\dot{\hat{r}}_i = \beta_i e_i m_i, \quad i = 1, 2. \quad (14)$$

式中: $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} > 0, \quad \rho = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 \\ 0 & \rho_2 \end{bmatrix} > 0$, sgn 表示符号函数, 使用时为减少滑模切换时的抖动现象, 可由具有合适边界层厚度的饱和函数代替, $\beta_i > 0$ 为自适应率。

下面将首先分析滑模的可达性, 然后给出系统的稳定性证明。对滑模函数(12)取导数, 可得

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \mathbf{C} \dot{\mathbf{e}} = \\ &= \mathbf{C} [\Delta \mathbf{A} - \Delta \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{K} S - \rho \text{sgn } S], \end{aligned} \quad (15)$$

式中 $\Delta\hat{\mathbf{A}} = [\hat{r}_1 m_1 \ \hat{r}_2 m_2]^T$.

则当滑模增益 $\rho_i > |\tilde{r}_i m_i|$, $i = 1, 2$ 时, 不等式(16)成立, 即系统进入滑模状态

$$s_i \dot{s}_i = c_i(-\tilde{r}_i m_i s_i - k_i s_i^2 - \rho_i |s_i|) < 0, \quad (16)$$

定义Lyapunov函数

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + \frac{1}{\beta_1}\tilde{r}_1^2 + \frac{1}{\beta_2}\tilde{r}_2^2). \quad (17)$$

对函数 V_1 求导数并将误差方程(10)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + \frac{1}{\beta_1} \tilde{r}_1 \dot{\tilde{r}}_1 + \frac{1}{\beta_2} \tilde{r}_2 \dot{\tilde{r}}_2 = \\ &e_1(L_f h_1 + L_{\Delta f} h_1 + \bar{u}_{s\alpha}) + \frac{1}{\beta_1} \tilde{r}_1 \dot{\tilde{r}}_1 + \\ &e_2(L_f h_2 + L_{\Delta f} h_2 + \bar{u}_{s\beta}) + \frac{1}{\beta_2} \tilde{r}_2 \dot{\tilde{r}}_2 = \\ &e_1(L_f h_1 + \bar{u}_{s\alpha} + \hat{r}_1 m_1) - \tilde{r}_1(e_1 m_1 - \frac{\dot{\hat{r}}_1}{\beta_1}) + \\ &e_2(L_f h_2 + \bar{u}_{s\beta} + \hat{r}_2 m_2) - \tilde{r}_2(e_2 m_2 - \frac{\dot{\hat{r}}_2}{\beta_2}). \end{aligned} \quad (18)$$

则由控制律式(13)(14)及 k_i , ρ_i 的取值, 可得

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \rho_1 |e_1| - \rho_2 |e_2| \leqslant 0. \quad (19)$$

进一步地, 定义函数 $M(t)$ 如下:

$$M(t) = k_1 e_1^2 + k_2 e_2^2 + \rho_1 |e_1| + \rho_2 |e_2| \geqslant 0, \quad (20)$$

则函数 V_1 可表示为

$$V_1 = V_1(\mathbf{e}(0) - \hat{\mathbf{r}}(0)) - \int_0^t M(\tau) d\tau, \quad (21)$$

式中: $\hat{\mathbf{r}} = [\hat{r}_1 \ \hat{r}_2]$. 由于 $\dot{V}_1 \leqslant 0$, 而 V_1 正定, 再根据式(21), 有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t M(\tau) d\tau \leqslant V_1(\mathbf{e}(0) - \hat{\mathbf{r}}(0)) \leqslant \infty. \quad (22)$$

由Barbalat定理可知当 $t \rightarrow \infty$ 时, $M(t) \rightarrow 0$. 则误差 e_1 , e_2 将收敛到零, 即 $\mathbf{e} = 0$, 保证了实际磁链和转矩能跟踪各自的给定值, 系统是稳定的. 参数估计误差 \tilde{r}_1 , \tilde{r}_2 也将收敛到零, 此时定、转子电阻估计值等于各自标称值与摄动值之和.

4 自适应观测器设计(Adaptive observer design)

定子磁链的计算可简单的使用方程(1)通过积分运算得到, 但其准确性受电机参数影响较大, 低速运行时误差明显增大, 且有直流漂移和误差积累等问题. 另外, 对于受环境或其他限制而不适宜安装速度传感器的控制场合, 需要对转速进行估计. 本节将给出基于模型参考自适应技术(MRAS)与状态反馈的自适应观测器设计, 用以完成转速辨识与磁链的准

确观测.

将转速 ω_{rm} 看作一个可调时变参数, 方程(2)中的系统矩阵 f 是关于 ω_{rm} 的函数, 以方程(2)为参考模型, 与方程(2)相对应的感应电机可调模型如下:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{f}\hat{\mathbf{x}} + g\mathbf{u}_s + H(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}), \quad (23)$$

式中: 观测值 $\hat{f} = f(\omega_{rm} + \Delta\omega_{rm}) = f + f_{\Delta\omega}$, 转速估计误差 $\Delta\omega_{rm} = \hat{\omega}_{rm} - \omega_{rm}$, 4×4 维矩阵 $f_{\Delta\omega}$ 是由 $\Delta\omega$ 引入的, 依据式(2)中 $f(\mathbf{x})$ 各元素包含转速信息与否, 可计算出各子块矩阵取值为

$$\begin{aligned} (f_{\Delta\omega})_{11} &= \begin{bmatrix} 0 & -p\Delta\omega_{rm} \\ p\Delta\omega_{rm} & 0 \end{bmatrix}, \\ (f_{\Delta\omega})_{12} &= \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 0 & p\Delta\omega_{rm} \\ p\Delta\omega_{rm} & 0 \end{bmatrix}, \\ (f_{\Delta\omega})_{21} &= (f_{\Delta\omega})_{22} = 0, \end{aligned}$$

H 是待确定的时变反馈增益矩阵.

将参考模型与可调模型的状态方程相减, 可得误差方程为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} &= f(\mathbf{x}) - \hat{f}\hat{\mathbf{x}} - H(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) = \\ &(f - H)\mathbf{e} - f_{\Delta\omega}\hat{\mathbf{x}}, \end{aligned} \quad (24)$$

式中误差向量 $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$.

由于电机定子磁链是不可测的, 故无法得到磁链误差实际值, 而能得到的是定子电流实际值及电流误差. 据此, 需要对反馈矩阵 H 作如下修改:

$$H' = HL, \quad (25)$$

$$\text{式中: } L = [I \ 0], \ H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2 & h_1 & -h_4 & h_3 \end{bmatrix}^T.$$

则可得简化的误差方程为

$$\dot{\mathbf{e}}_{is} = (f - H')\mathbf{e}_{is} - f_{\Delta\omega}\hat{\mathbf{x}}, \quad (26)$$

式中 $\mathbf{e}_{is} = L\mathbf{e}$ 为定子电流观测误差.

如果电机模型是稳定的或渐进稳定的, 选取合适 H 使得观测器的极点正比于电机的极点, 以保证观测器稳定工作且能快速地跟踪实际值^[13]. 极点配置的方法不是唯一的, 由于电机数学模型的时变特性, 为保证在全速范围内观测器的稳定性, 应采用可调极点的配置方法, 如文献[15]设计的观测器极点就与电机极点成正比, 极点位置随转速而变化, 且比例系数 $q \geq 1$, 从而一直保持在电机极点的左侧. 这里, 本文采用不同于文献[15]的可调极点配置方案, 将 H 阵中的4个元素选取为

$$\begin{cases} h_1 = \gamma(1 - q), \\ h_3 = -p(1 - q)\omega_{rm}, \\ h_3 = (1 - q^2)R_s, \\ h_4 = 0. \end{cases} \quad (27)$$

通过比例系数 q 来调节观测器极点与电机极点的相对位置, 从而获得不同的稳定裕度, q 越小, 相对稳定性越强, 临界值 $q = 1$. 为便于更新计算简单, 当取 $q \approx 2$ 时, 可将其元素简化为: $h_1 = -\gamma$, $h_2 = -p\hat{\omega}_{rm}$, $h_3 = -3R_s$, $h_4 = 0$.

为分析观测器输出误差的动态特性, 定义如下Lyapunov函数:

$$V_2 = e^T e + \frac{1}{2\eta} (\hat{\omega}_{rm} - \omega_{rm})^2, \quad (28)$$

式中正常数 $\eta > 1$ 用于控制收敛速度.

求导数得

$$\dot{V}_2 = e^T \dot{e} + e \dot{e}^T + \frac{1}{2\eta} \Delta \omega_{rm} (\dot{\hat{\omega}}_{rm} - \dot{\omega}_{rm}). \quad (29)$$

上式中, 认为 ω_{rm} 变化缓慢, 可看作常数, 将式(26)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e^T [(f - H')^T + (f - H')] e + e^T f_{\Delta\omega} \hat{x} + \\ &\quad \hat{x} f_{\Delta\omega}^T e + \frac{1}{\eta} \Delta \omega_{rm} \dot{\hat{\omega}}_{rm}. \end{aligned} \quad (30)$$

对于式(30)第1项, 可以证明, 按照稳定性要求选择的反馈矩阵 H' 能使之小于零^[13]. 令转速估计式为

$$\hat{\omega}_{rm} = \frac{\eta}{\sigma L_s} [(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \hat{\psi}_{s\beta} - (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \hat{\psi}_{s\alpha}], \quad (31)$$

则 $\dot{V}_2 < 0$, 即此时整个误差方程是一致渐近稳定的, 零点是系统的一个稳定点, 通过式(31)所表示的转速自适应律不断调节转速估计值使得状态误差不断减少, 当接近实际状态时, 即可得到定子磁链观测与转速估计的准确值.

图1给出了速度自适应观测器结构图. 该观测器将定子电流估计值与实测值比较并在状态方程中引入了状态修正项, 能最大程度地减少定子磁链的估计误差, 是一种在全速域都适用的观测模型.

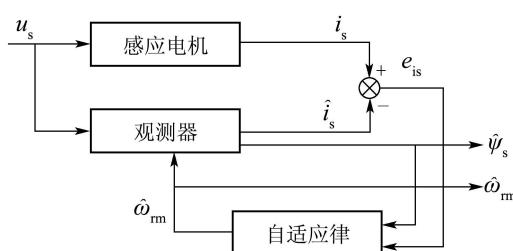


图1 速度自适应观测器结构框图

Fig. 1 Scheme of speed adaptive observer

在获得了定子电流与定子磁链的观测值后, 根据感应电机的运动方程, 可以计算得到电磁转矩估计值

$$\hat{T}_{em} = \frac{3p}{2} (\hat{\psi}_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\psi}_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha}). \quad (32)$$

5 仿真与实验分析(Simulation and experimental analysis)

对提出的控制策略进行仿真与实验研究, 基于所提策略的感应电机非线性控制系统结构如图2所示.

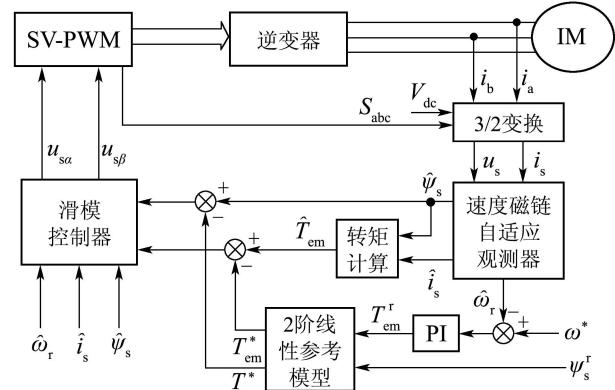


图2 感应电机非线性控制系统结构图

Fig. 2 Nonlinear control scheme of induction motor system

5.1 仿真结果(Simulation results)

仿真所用二极感应电机参数为: 额定功率4 kW, 额定线电压380 V, 额定频率50 Hz, 额定转速1440 r/min, $R_s = 1.2 \Omega$, $R_r = 1.8 \Omega$, $L_s = 155.4 \text{ mH}$, $L_r = 156.8 \text{ mH}$, $L_m = 150 \text{ mH}$, 转动惯量 $J = 0.07 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. 仿真中所用滑模控制器参数为: $a_{d1} = a_{d2} = 550$, $a_{d3} = a_{d4} = 125$, $k_1 = k_2 = 10000$, $\rho_1 = 100$, $\rho_2 = 1000$, $c_1 = c_2 = 110$, $\beta_1 = \beta_2 = 500$; PI控制器参数为: $k_p = 10$, $k_i = 0.1$; 观测器参数 $\eta = 1.2$, 比例系数 $q = 2$.

首先对本文策略下的电阻辨识性能进行仿真. 假设由于温升, R_s 和 R_r 各变化+100% ($\Delta R_s = R_s$, $\Delta R_r = R_r$), 仿真开始时, 设置控制器中电阻参数初始值 $R_s = 1.2$, $R_r = 2$, 仿真时间为6 s, 图3给出了定、转子电阻估计值的变化曲线. 在图3(a)中, 经过2.5 s的自适应变化, 定子电阻估计值最终收敛为 2.41Ω , 估计误差为0.4%. 在图3(b)中, 转子电阻估计值最终收敛到 3.53Ω , 误差为1.9%.

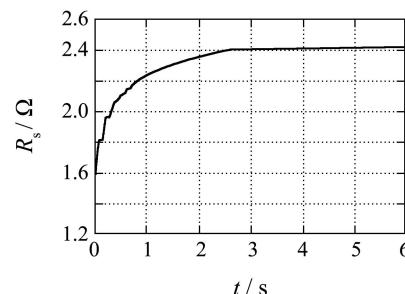


图3(a) 定子电阻估计曲线

Fig. 3(a) Estimation of stator resistance

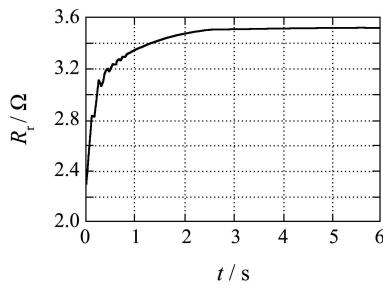


图 3(b) 转子电阻估计曲线
Fig. 3(b) Estimation of rotor resistance

为分析并比较所提控制策略与基于SVM-DTC的控制方案在电机参数变化下的转矩与磁链控制能力,两种方法下设定转矩参考值在 $t = 0.3$ s时在 $-4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 与 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 间阶跃,定子磁链参考幅度为 0.6 Wb ,图4和图5分别给出了转矩响应与磁链轨迹曲线。可以看出,本文策略能快速的响应参考转矩与磁链,且转矩脉动比SVM-DTC方案的要低,磁链幅值畸变比SVM-DTC方案的要小。

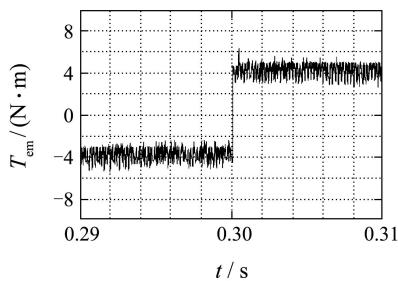


图 4(a) 电磁转矩(SVM-DTC)
Fig. 4(a) Torque response of the SVM-DTC scheme

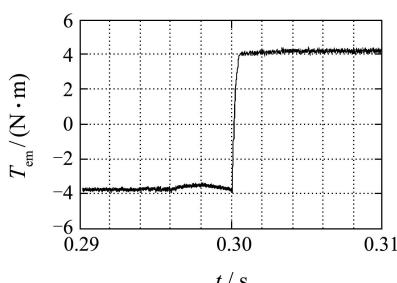


图 4(b) 电磁转矩(本文方法)
Fig. 4(b) Torque response of the proposed scheme

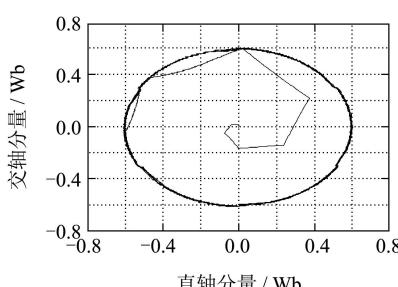


图 5(a) 定子磁链轨迹(SVM-DTC)
Fig. 5(a) Stator flux of the SVM-DTC scheme

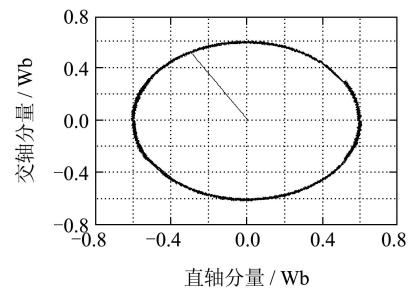


图 5(b) 定子磁链轨迹(本文方法)
Fig. 5(b) Stator flux of the proposed scheme

为分析并说明所提控制策略在电机全速域内的速度控制能力,分别进行了高速、低速时的控制性能仿真。低速时,在 $t = 0.5$ s转子反转,转速参考值从 $+50 \text{ rad/s}$ 反转为 -50 rad/s ,参考磁链为 1 Wb ,图6(a)给出了转速估计值、实际值及其误差曲线。从图可见观测器输出的估计值与实际的转速值基本一致,且能较好跟踪给定的参考转速;图6(b)给出了定子磁链幅值估计值、实际值及其误差曲线,可见磁链畸变与观测误差都较小;图6(c)为转矩响应及定子电流分量。

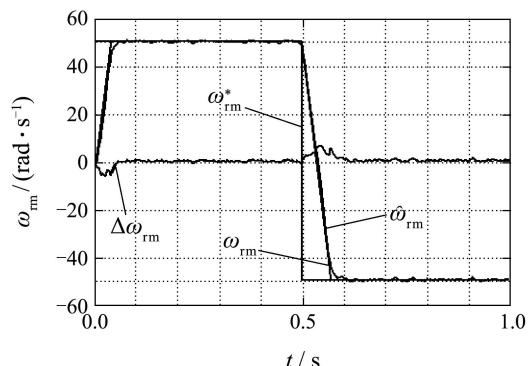


图 6(a) 低速时正、反转速度响应
Fig. 6(a) Low speed and reverse response

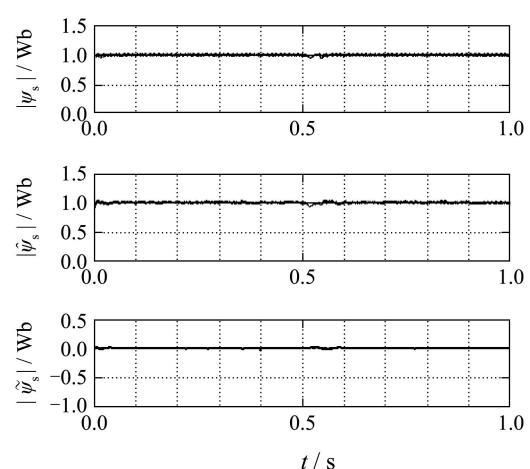
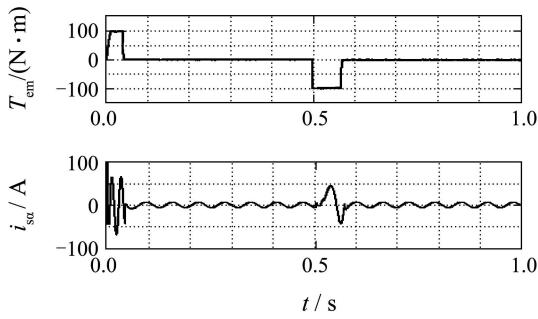


图 6(b) 定子磁链幅度实际值、观测值和观测误差
Fig. 6(b) Actual, estimated stator flux amplitude and its error

图 6(c) 转矩响应和 α 轴定子电流Fig. 6(c) Torque response and α -axis stator current

高速时, 设定转速参考值为 157 rad/s (3000 r/min), 负载转矩在 $t = 0.5 \text{ s} \sim 1.0 \text{ s}$ 内设定为 $25 \text{ N}\cdot\text{m}$, 图7给出了转速曲线, 可见速度估计误差很小, 实际速度能很好的跟踪参考转速。综合低、高速的仿真结果, 本文所提非线性控制策略在全速域内都具有良好的转速与定子磁链控制效果。

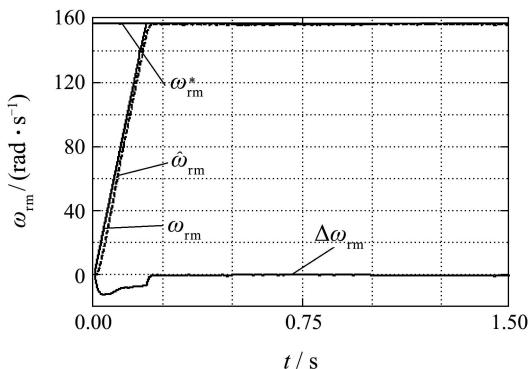


图 7 高速时转速响应

Fig. 7 High speed response

5.2 实验结果(Experimental results)

本节将在感应电机试验平台上对所提控制策略的性能进行研究, 控制平台采用基于TMS320F240的DSP控制板, 该DSP有12个PWM信号输出端口以提供逆变器所需的开关指令, 采用空间矢量电压源型逆变器, 使用6块西门康IGBT驱动模块。由电流传感器测量A/B相电流, 1024线增量编码器获取转子位置, 采样周期为 $160 \mu\text{s}$, 经过微分操作后, 向控制器送入比较用的速度测量信号。被控对象为2极 2.2 kW 电机, $R_s = 3.1 \Omega$, $R_r = 1.7 \Omega$, $L_s = L_r = 0.33 \text{ H}$, $L_m = 0.32 \text{ H}$, $J = 0.025 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 额定转速 1430 r/min 。

实验时对本文控制策略的转矩与磁链控制能力及转速响应性能进行了分析。在 $t = 0.5 \text{ s}$ 后设定转矩参考值在 $-4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 与 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 间阶跃, 定子磁链参考幅度为 1 Wb , 图8和图9分别给出了转矩响应与磁链轨迹曲线。可以看出, 所提控制策略具有快速的转矩响应, 转矩脉动较小, 且磁链轨迹近似为圆形。

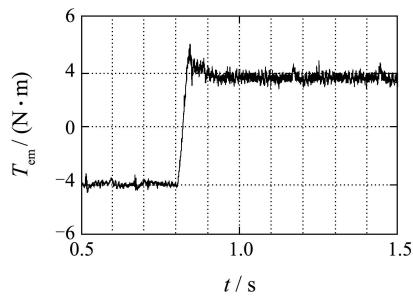


图 8 电磁转矩

Fig. 8 Torque response of the proposed scheme

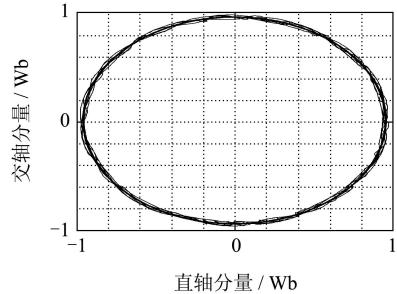


图 9 定子磁链轨迹

Fig. 9 Stator flux of the proposed scheme

空载时, 设置控制器中电阻初始值为标称值的0.5倍, 图10给出了参考转速在 $600 \text{ r/min} \sim 1500 \text{ r/min}$ 间阶跃变化时的参考转速、估计转速和实测转速曲线。图11给出了参考转速为 1500 r/min 时有负载扰动下的估计转速、实测转速及估计误差曲线, 图中在 A 时刻施加额定负载、在 B 时刻卸除负载。由图10, 11可知, 采用本文方法的控制系统具有良好的转速跟踪性能良好, 且能克服负载扰动和参数变化对系统性能的影响, 具有较强的鲁棒性。

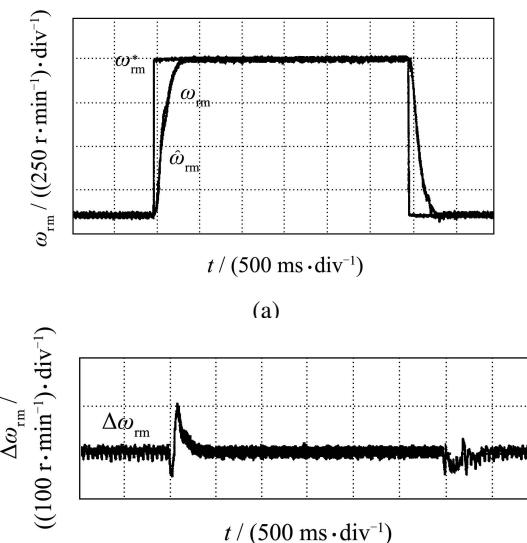


图 10 电阻变化时阶跃参考转速响应

Fig. 10 Step command speed response with resistance variation

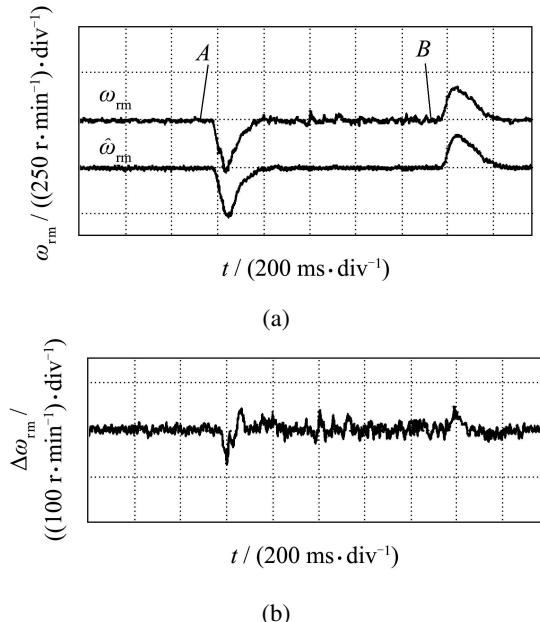


图 11 高速时转速响应

Fig. 11 Static speed response under load disturbance

6 结束语(Conclusion)

结合滑模技术和自适应控制方法提出了一种新的感应电机驱动控制策略。以定子电流和定子磁链为状态变量的感应电机非线性模型,设计出滑模自适应控制器来控制电磁转矩与定子磁链以跟踪参考信号,设计出基于MRAS与状态反馈的自适应观测器以完成转速辨识与磁链的准确观测。该控制策略的设计思路简单,控制算法容易实现,具有良好的转矩与磁链控制性能,在全速域内具有较好的鲁棒控制性能,可应用于实际工业生产中。

参考文献(References):

- [1] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统[M]. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
(CHEN Boshi, CHEN Minxun. AC Speed Regulation System[M]. 2nd Edition. Beijing: Mechanical Industrial Press, 2005.)
- [2] CASADEI D, PROFUMO F, SERRA G, et al. FOC and DTC: two variable schemes for induction motors torque control[J]. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2002, 17(5): 779 – 87.
- [3] 王焕钢, 徐文立, 黎坚. 一种新型的感应电动机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 107 – 111.
(WANG Huanggang, XU Wenli, LI Jian. A new approach to direct torque control of induction machines[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2004, 24(1): 107 – 111.)
- [4] 郭有贵, 陈才学, 朱建林, 等. 空间矢量调制矩阵变换器驱动的异步电机直接转矩控制系统[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 383 – 388.
(GUO Yougui, CHEN Caixue, ZHU Jianlin, et al. Direct torque control system for induction machine fed by space vector modulated ma-
- trix converter[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(2): 383 – 388.)
- [5] 李鸿儒, 顾树生. 基于神经网络的PMSM自适应滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2005, 22(3): 461 – 464.
(LI Hongru, GU Shusheng. Neural-network-based adaptive sliding mode control for PMSM[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(3): 461 – 464.)
- [6] SHIEH H J, SHYU K K. Nonlinear sliding-mode torque control with adaptive backstepping approach for induction motor drive[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1999, 46(2): 380 – 389.
- [7] ZHANG X Z, WANG Y N. Fuzzy variable structure control based on a Takagi-Sugeno model for permanent-magnet synchronous motors[J]. *Proceedings IMechE, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2009, 223(6): 773 – 783.
- [8] FANG C, MATTHEW W, DUN G. A new nonlinear sliding-mode torque and flux control method for an induction machine incorporating a sliding-mode flux observer[J]. *International Journal of Robust Nonlinear Control*, 2004, 14(5): 463 – 486.
- [9] TIAN J F, WEN F X. A novel sliding-mode control of induction motor using space vector modulation technique[J]. *ISA Transactions*, 2005, 44(4): 481 – 490.
- [10] LIAN S K, FANG C H. Sliding-mode linearization torque control of an induction motor[J]. *Asian Journal of Control*, 2004, 6(3): 376 – 387.
- [11] JU S L, TAKAHARU T. Stator-flux-oriented sensorless induction motor drive for optimum low-speed performance[J]. *IEEE Transactions on Industrial Application*, 1997, 33(5): 1170 – 1176.
- [12] 黄志武, 桂卫华, 年晓红, 等. 基于自适应观测器的无速度传感器感应电机控制[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(6): 464 – 470.
(HUANG Zhiwu, GUI Weihua, NIAN Xiaohong, et al. Adaptive observer-based sensorless speed control of induction motors[J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(6): 464 – 470.)
- [13] HISAO K, KOUKI M, TAKAYOSHI N. DSP based speed adaptive flux observer of induction motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Application*, 1993, 29(2): 344 – 348.
- [14] MIRAN R, KAREL J. Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, 49(1): 87 – 95.
- [15] 张细政, 王耀南, 杨民生. 电动车用感应电机电阻的状态滑模观测新方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 101 – 106.
(ZHANG Xizheng, WANG Yaonan, YANG Minsheng. State sliding-mode observer based resistance estimation of induction motors for electric vehicle[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2009, 29(15): 101 – 106.)

作者简介:

张细政 (1978—), 男, 讲师, 博士研究生, 主要研究方向为非线性控制及在电气工程中的应用, E-mail: z_x_z2000@163.com;

王耀南 (1957—), 男, 教授, 博士生导师, 从事智能控制及智能信息处理等方面的研究, E-mail: yaonan@hnu.edu.cn;

袁小芳 (1979—), 男, 副教授, 博士, 从事智能控制方面的研究, E-mail: yuanxiaofang126@126.com;

王迎旭 (1957—), 女, 教授, 从事计算机控制、电气控制系统开发方面的研究, E-mail: wyx@hnue.edu.cn.