

感应电机滑模观测器矢量控制系统研究

赵有乾, 尹忠刚, 伍文俊, 杜超, 钟彦儒
(西安理工大学自动化与信息工程学院, 西安 710048)

摘要: 研究了一种基于滑模观测器的感应电机无速度传感器矢量控制技术。根据感应电机两相 α - β 静止坐标系下数学模型的特点, 设计了一种电流型滑模观测器。利用李亚普诺夫稳定定理, 分析和证明了此观测器的稳定性, 并在此观测器的基础上, 根据等效控制的概念, 估算了电机转子磁链和转速。仿真结果表明, 基于滑模观测器的感应电机无速度传感器矢量控制技术对于电机启动和突加负载转矩时均能呈现很好的调速性能。

关键词: 滑模观测器; 矢量控制; 感应电机

Researches on Vector Control System of Induction Motor Based on Sliding Mode Observer

ZHAO Youqian, YIN Zhonggang, WU Wenjun, Du Chao, ZHONG Yanru

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: A sliding mode observer is studied based sensorless vector control for induction motor. According to the characteristics of the two phase static coordinate system, a new type of sliding mode observer is designed. Using Lyapunov stability theorem, the stability of the observer is analyzed and proved. Based on the concept of equivalent control, the flux and speed of the motor rotor are estimated. The simulation results show that the speed sensorless vector control technology based on the sliding mode observer can be applied to the motor starting and load torque.

Keywords: sliding mode observer; vector control; induction motor

在现代电机控制领域中, 感应电机矢量控制技术因其具有优良的控制性能获得了广泛应用。然而, 由于速度传感器的使用破坏了感应电机结构简单、可靠、成本低、维护方便等优势, 也限制了其应用范围, 降低了系统的鲁棒性^[1]。因此, 无速度传感器控制不仅成为了现代交流传动控制技术的一个重要研究方向, 同时也是研究高性能通用变频器的关键技术之一。

随着高性能数字信号处理器的飞速发展, 各种

转速估计方法层出不穷, 主要方法有直接计算法、状态方程合成法、模型参考自适应^[2,3]、扩展卡尔曼滤波^[4-6]、自适应全阶观测器^[7]、高频信号注入法^[8,9]和滑模观测器^[10-19]等。滑模观测器是一种基于等效控制原理和滑模变结构控制理论的磁链估计方法, 对系统数学模型要求较低, 在系统参数摄动及外部扰动时具有较强的鲁棒性, 成为当前研究的热点。滑模观测器对电机参数有着很好的鲁棒性, 在很宽调速范围内也拥有良好的动态性能, 具有很好的应用前景。

本文在滑模变结构控制的基础上, 研究了一种简单的滑模观测器, 并针对无速度传感器矢量控制系统进行了电机转速估计。利用李亚普诺夫稳定定理, 分析和证明了此观测器的稳定性。仿真结果表明, 基于滑模观测器的感应电机无速度传感器矢量控制技术对于电机启动和突加负载转矩时均能呈

收稿日期: 2015-12-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51307139); 陕西省工业攻关资助项目(2014K06-29); 陕西省教育厅专项基金资助项目(2013JK0998)

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(51307139); the Industry Research Project of Shaanxi Provincial(2014K06-29); the Special Funds of the Education Department of Shaanxi Province(2013JK0998)

现很好的调速性能。

1 感应电机数学模型

假设感应电机的磁动势沿气隙圆周正弦分布,不考虑磁路饱和,忽略铁心损耗,三相感应电动机在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r L_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{r\beta} - \\ \quad \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r L_r} \psi_{r\beta} - \\ \quad \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \omega_r \psi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (1)$$

式中: R_s 和 R_r 分别为定子电阻和转子电阻; L_s 、 L_r 和 L_m 分别为定子电感、转子电感和定转子之间的互感; ω_r 为感应电机速度; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 分别为定子电压在 α 、 β 轴上的分量; $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别为定子电流在 α 、 β 轴上的分量; $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 分别为转子磁链在 α 、 β 轴上的分量; σ 为总漏感系数。

将式(1)转换为矩阵形式,即

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = k_1 \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) - \\ k_2 \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = - \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (3)$$

其中: $k_1 = \frac{k_3 L_m}{L_r}$, $k_2 = \frac{R_s}{\sigma L_s}$, $k_3 = \frac{1}{\sigma L_s}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $\eta =$

$$\frac{R_r}{L_r}。$$

定义矩阵 S 为

$$S = \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

2 感应电机滑模观测器

2.1 滑模观测器

滑模观测器是一种基于理想模型的闭环磁链估计方法,它通过检测的定子电流和定子电压实现对转子磁链和转速的估计。由式(2)和式(3)的感应电机定子电流和转子磁链矩阵方程可以看出,每组矩阵方程中均含有相同的耦合相 S ,如果 S 可以用相同的滑模函数 F 代替,则式(2)和式(3)可分别表示为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} - k_2 \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

选取滑模函数 F 为

$$\begin{cases} f_\alpha = -\gamma_0 \operatorname{sign}(s_{s\alpha}) \\ f_\beta = -\gamma_0 \operatorname{sign}(s_{s\beta}) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $s_{s\alpha} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}$; $s_{s\beta} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}$; $\operatorname{sign}(x)$ 为符号函数; γ_0 为滑模增益系数。

电流观测器的 α 轴和 β 轴分别设计了 2 个独立的滑模函数 f_α 和 f_β ,这两个滑模函数仅仅依赖于每相电流测量值和估计值的误差。

2.2 转子磁链和转速估计

根据式(6)可以通过滑模函数估算转子磁链,但是采用符号函数的等效控制会引起的高频分量和波动,为了避免该高频分量对功率器件造成损害,采用一阶低通滤波器保留低频分量,过滤掉高频有害分量,该低通滤波器表示为

$$\begin{cases} f_{\alpha(eq)} = \frac{1}{1+\lambda s} f_\alpha \\ f_{\beta(eq)} = \frac{1}{1+\lambda s} f_\beta \end{cases} \quad (8)$$

式中: λ 为一阶低通滤波器的时间常数; s 为一阶低通滤波器传递函数变量。综合各频率段定子电流误差以及系统的采样频率大小,取滤波系数的范围为 0.000 1~0.001。

根据式(6)和式(8)可以计算出转子磁链,即

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{r\alpha} = \int f_{\alpha(eq)} dt \\ \hat{\psi}_{r\beta} = \int f_{\beta(eq)} dt \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知,在转子磁链估算过程中无需电机转速的信号,因此使系统实现起来比较简单。根据式(3)和式(6)滑模等效代替关系得

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\beta} f_{\alpha(eq)} \\ \hat{\psi}_{r\alpha} f_{\beta(eq)} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} & \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (10)$$

由式(10)可得感应电机转速估计表达式为

$$\omega_r = \frac{\hat{\psi}_{r\beta} f_{\alpha(eq)} - \hat{\psi}_{r\alpha} f_{\beta(eq)} - \eta L_m (\hat{i}_{s\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \hat{\psi}_{r\beta})}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \quad (11)$$

图 1 为模观测器结构框图。由图可以看出,通过定子电压和电流可以实时估算定子电流和转子磁链,最终达到对感应电机转速实时估计的目的。

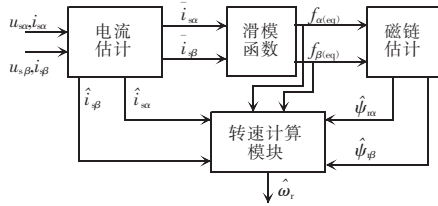


图 1 滑模观测器结构框图

Fig.1 Block diagram of sliding mode observer

2.3 滑模观测器稳定性分析

定义恒正的 Lyapunov 函数 $V = \frac{1}{2} s_n^T s_n > 0$, 其中,

$$s_n = [s_{s\alpha} \quad s_{s\beta}]^T, s_{s\alpha} = \bar{i}_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} = \bar{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}, s_{s\beta} = \bar{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} = \bar{i}_{s\beta} - i_{s\beta}$$

Lyapunov 函数微分表达式为

$$\frac{dV}{dt} = s_n^T \frac{ds_n}{dt} \quad (12)$$

将式(2)、式(5)代入式(12)可得

$$\frac{ds_n}{dt} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = k_1 \left(\begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \eta L_m \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \right) - k_2 \begin{bmatrix} \bar{i}_{s\alpha} \\ \bar{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

则

$$\frac{dV}{dt} = k_1 \begin{bmatrix} \bar{i}_{s\alpha} & \bar{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \eta L_m \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \right) - k_2 \begin{bmatrix} \bar{i}_{s\alpha} \\ \bar{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (14)$$

由 Lyapunov 稳定性定理可知,如果满足条件 $V > 0$ 和 $dV/dt \leq 0$, 则该滑模观测器是稳定的。因此,由式(14)和 $\dot{V} \leq 0$ 可得

$$k_1 \left[\bar{i}_{s\alpha} (f_{\alpha} - \eta \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} + \eta L_m \dot{i}_{s\alpha}) + \bar{i}_{s\beta} (f_{\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} - \eta \psi_{r\beta} + \eta L_m \dot{i}_{s\beta}) \right] \leq k_2 (\bar{i}_{s\alpha}^2 + \bar{i}_{s\beta}^2) \quad (15)$$

由式(15)可得

$$\bar{i}_{s\alpha} f_{\alpha} + \bar{i}_{s\beta} f_{\beta} \leq \frac{k_2}{k_1} (\bar{i}_{s\alpha}^2 + \bar{i}_{s\beta}^2) - \bar{i}_{s\alpha} A - \bar{i}_{s\beta} B \quad (16)$$

其中: $A = \eta L_m \dot{i}_{s\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} - \eta \psi_{r\alpha}$; $B = \eta L_m \dot{i}_{s\beta} - \eta \psi_{r\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha}$

将式(7)代入式(16),变形可得

$$\bar{i}_{s\alpha} \gamma_0 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) + \bar{i}_{s\beta} \gamma_0 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \geq \bar{i}_{s\alpha} A + \bar{i}_{s\beta} B - \frac{k_2}{k_1} (\bar{i}_{s\alpha}^2 + \bar{i}_{s\beta}^2) \quad (17)$$

由于 $\bar{i}_{s\alpha} \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) = |\bar{i}_{s\alpha}|$, $\bar{i}_{s\beta} \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) = |\bar{i}_{s\beta}|$, 式(17)可转化为

$$\gamma_0 \geq \frac{(\bar{i}_{s\alpha} A + \bar{i}_{s\beta} B) - \frac{k_2}{k_1} (\bar{i}_{s\alpha}^2 + \bar{i}_{s\beta}^2)}{|\bar{i}_{s\alpha}| + |\bar{i}_{s\beta}|} \quad (18)$$

当滑模系数 γ_0 满足式(18)时,则滑动模态将会产生,滑模观测器的稳定条件保证了滑模变量为零,这就意味着该滑模观测器可以估计定子电流和转子磁链,最终实现对电机转速的估计。

2.4 滑模观测器在矢量控制系统中的实现

本文用滑模观测器取代了感应电机矢量控制系统中机械速度传感器,实现了对免疫滑模观测器的感应电机无速度传感器矢量控制系统的研究。图 2 为滑模观测器感应电机无速度传感器矢量控制系统结构。通过电流传感器检测电机在 abc 坐标系下的三相电流,经过 3r/2s 变换转换为两相 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$, 再将速度外环中的给定转速 ω_r^* 与由 SMO 模块估计的反馈速度 ω_r 的误差经过速度外环 PI 控制器调节后输出转子旋转坐标系下的 q 轴电流 i_q^* 。给定转矩电流 i_q^* 和给定励磁电流 i_d^* 经

过转差计算模块得到转差 ω_s , 然后再与反馈速度 ω_r 经过旋转角度计算后, 输出电机转子角 θ 。两相 α - β 坐标系下的电流 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 以及电机转子角 θ 经过 $2r/2s$ 转换为转子旋转坐标系下的两相反馈计算励磁电流 i_d 和转矩电流 i_q 。给定励磁电流 i_d^* 与反馈计算励磁电流 i_d 相比较, 经过电流 PI 调节之后, 得到两相旋转坐标的 d 轴输出电压 V_{sd}^* ; 转矩电流 i_q^* 与反馈计算转矩电流 i_q 相比较之后, 经过电流 PI 调节后, 得到 d - q 坐标下输出电压 V_{sq}^* 。 d - q 坐标系下的两相电压 V_{sd}^* 与 V_{sq}^* 经过 $2r/2s$ 变换转换为 α - β 坐标系下的两相电压 $u_{s\alpha}^*$ 、 $u_{s\beta}^*$, 经过 PWM 调节, 产生 PWM 波, 经过三相逆变器, 驱动感应电机工作。

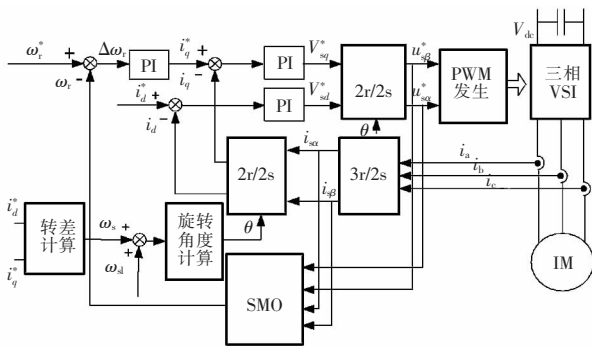


图 2 滑模观测器感应电机无速度传感器矢量控制框图
Fig.2 Block diagram of sensorless vector control of induction motor based on sliding mode observer

3 仿真实验

本文利用 Matlab/Simulink 仿真软件对此矢量控制系统性能进行了仿真验证, 感应电机的参数如表 1 所示。综合考虑仿真速度和仿真效果, 滤波系数取为 0.000 5。

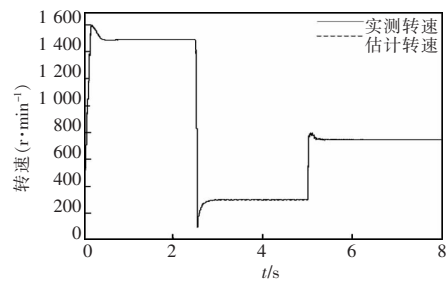
仿真中, 初始给定转速为 1 500 r/min, $t=2.5$ s 时阶跃至 300 r/min, 在 $t=5$ s 时阶跃至 750 r/min。图 3 为采用 SMO 实际转速和估计转速对比波形以及三相定子电流波形。由图可见, SMO 在较大转速范围表现出良好的静态性能, 在转速指令发生正向或负向阶跃时均表现出良好的动态跟踪性能。

给定转速 1 500 r/min 空载时的 SMO 起动波形如图 4 所示。图 4(a)为采用 SMO 时估计转速与实

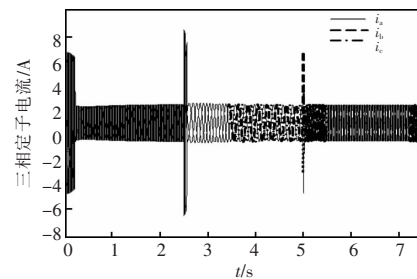
表 1 感应电机参数

Tab.1 Parameters of the induction motor

参数	数值	参数	数值
功率/kW	1.1	定子电阻/ Ω	5.27
额定电压/V	380	转子电阻/ Ω	5.07
额定电流/A	2.67	定子电感/mH	0.423
额定频率/Hz	50.00	转子电感/mH	0.479
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	1 410	互感/mH	0.421
极对数	2	转动惯量/($kg \cdot m^2$)	0.02



(a)实际转速和估计转速对比波形



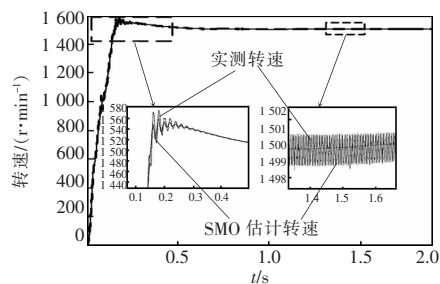
(b)三相定子电流

图 3 跟踪性验证波形

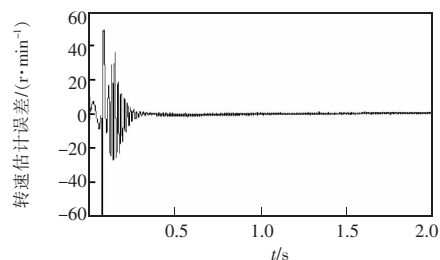
Fig.3 Verification waveforms of tracking

测转速对比波形, 此时估计转速超调为 80 r/min, 调节时间为 0.45 s, 图4(b)为采用 SMO 时转速估计误差波形, 由图可见, 在调速过程中 SMO 最大转速估计误差为 60 r/min, 进入稳态后 SMO 转速估计误差为 0.5 r/min。

图 5 为额定转速 1 500 r/min, 2.5 s 时突加 5 N·m 的负载转矩时, 采用 SMO 感应电机的估计转速和实测转速对比波形。由图可以看出, 2.5 s 突加 5 N·m 负载时 SMO 估计转速下降 25.2 r/min, 实测转速下降 31 r/min, 最大转速估计误差为 8 r/min; 经过 0.3 s 进入稳态, 估计转速有 1.0 r/min 的波动, 此时转速估计误差为 1.2 r/min。



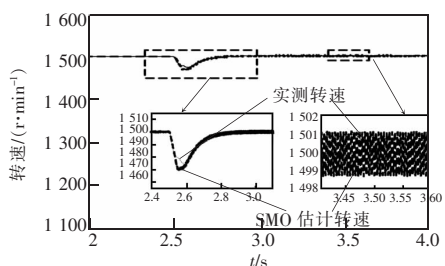
(a)估计转速与实测转速



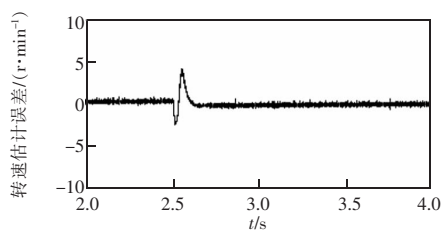
(b)转速估计误差

图 4 起动时 SMO 波形

Fig.4 Waveforms of SMO when start-up



(a)估计转速与实测转速对比波形



(b)转速估计误差波形

图 5 加载时 SMO 波形

Fig.5 Comparison waveforms when upload

4 结语

本文研究了一种基于滑模观测器的感应电机无速度矢量控制技术。通过李亚普诺夫稳定性定理分析和证明了此观测器的稳定性。利用 Matlab/

Simulink 验证了滑模变结构算法在估算感应电机速度信息时的准确性和可行性,完成了感应电机无速度传感器矢量控制。仿真结果表明,滑模观测器可以对速度进行可靠估算,能够快速准确地跟随速度的变化。

参考文献:

- [1] 黄哲, 惠浩浩, 韩龙飞, 等. 基于单元串联的无速度传感器矢量控制算法研究[J]. 电源学报, 2014, 12(1):66-73.
Huang Zhe, Hui Haohao, Han Longfei, et al. Study of speed sensorless vector control algorithm in cell-cascaded inverter[J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(1):66-73(in Chinese).
- [2] Orłowska-Kowalska T, Dybkowski M. Stator-current based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1296-1308.
- [3] 尹忠刚, 刘静, 钟彦儒, 等. 基于双参数模型参考自适应的感应电机无速度传感器矢量控制低速性能[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7):124-130.
Yin Zhonggang, Liu Jing, Zhong Yanru, et al. Low-speed performance for induction motor sensorless vector control based on two-parameter model reference adaption [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7):124-130(in Chinese).
- [4] 陈振锋, 钟彦儒, 李洁, 等. 基于改进磁链观测器的感应电机转速辨识[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 42-47.
Chen Zhenfeng, Zhong Yanru, Li Jie, et al. Speed identification for induction motor based on improved flux observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 42-47 (in Chinese).
- [5] 尹忠刚, 张瑞峰, 曹钰, 等. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速估计方法研究[J]. 电源学报, 2013, 11(2):74-77.
Yin Zhonggang, Zhang Ruifeng, Cao Yu, et al. Speed estimation method of permanent magnet synchronous motor based on extended kalman filter[J]. Journal of Power Supply, 2013, 11(2):74-77(in Chinese).
- [6] Ran Zhengyun, Li Huade, Chen Shujin. Application of optimized EKF in direct torque control system of induction motor[C]. First International Conference on Innovative Com-

- puting, Information and Control, 2006:331-335.
- [7] Etien E, Chaigne C, Bensiali N. On the stability of full adaptive observer for induction motor in regenerating mode [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5):1599-1608.
- [8] Bolognani S, Calligaro S, Petrella R, et al. Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at standstill by HF injection and DFT processing[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(1):96-104.
- [9] Lu Kaiyuan, Vetuschi M, Rasmussen P O, et al. Determination of high-frequency d-axis and q-axis inductances for surface-mounted permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(9):2376-2382.
- [10] 路强, 沈传文, 季晓隆, 等. 一种用于感应电机控制的新型滑模速度观测器研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18):164-168.
- Lu Qiang, Shen Chuanwen, Ji Xiaolong, et al. A novel sliding-mode observer for speed-sensorless induction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(18):164-168 (in Chinese).
- [11] 薛力军, 胡松华, 梁斌, 等. 不确定性空间机器人自适应 Terminal 滑模控制方法[J]. 吉林大学学报:工学版, 2010, 40(3):800-805.
- Xue Lijun, Hu Songhua, Liang Bin, et al. Adaptive terminal sliding mode control for uncertain space robot[J]. Journal of Jilin University: Engineering and Technology Edition 2010, 40(3):800-805 (in Chinese).
- [12] 李山, 肖慧慧. 基于预测控制的双三相异步电机直接转矩控制策略[J]. 电机与控制应用:2008, 35(10):31-35.
- Li Shan, Xiao Huihui. Direct torque control strategy of dual three phase asynchronous machine based on predictive control[J]. Electric Machines & Control Application. 2008, 35(10):31-35 (in Chinese).
- [13] Abdel-Khalik A S, Masoud M I, Williams B W. Improved flux pattern with third harmonic injection for multiphase induction machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3):1563-1578.
- [14] Kim H, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9):4069-4077.
- [15] Zaky M S, Khater M M, Shokralla S S, et al. Wide-speed range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5):1699-1707.
- [16] Zaky M S. Stability analysis of speed and stator resistance estimators for sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2):858-870.
- [17] Zheng Libo, Fletcher J E, Williams B W, et al. Dual-plane vector control of a five-phase induction machine for an improved flux pattern[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5):1996-2005.
- [18] 刘艳莉, 张焯, 吕继考, 等. PMSM 改进型滑模观测器无传感器参数辨识[J]. 电力系统及其自动化学报, 2014, 26(4):30-34.
- Liu Yanli, Zhang Ye, Lyu Jikao, et al. Sensorless parameters identification of permanent magnet synchronous motor by employing hyperbolic tangent function[J]. Proceedings of the CSU-EPSC, 2014, 26(4):30-34 (in Chinese).
- [19] 王辉, 马军, 刘红霞, 等. 基于智能滑模观测器的 PMLSM 调速系统研究[J]. 电气传动, 2014, 44(6):54-57.
- Wang Hui, Ma Jun, Liu Hongxia, et al. Research of speed regulating system based on intelligent SMO for PMLSM [J]. Electric Drive 2014, 44(6):54-57 (in Chinese).



赵有乾

作者简介:

赵有乾(1990-),男,通信作者,硕士研究生,研究方向:高性能变频调速系统控制策略研究,E-mail:zhyq1310@163.com。

尹忠刚(1982-),男,博士,副教授,研究方向:高性能交流调速系统、电机智能控制与电力电子变换器数字化控制,E-mail:smart860@163.com。

伍文俊(1967-),女,博士,副教授,研究方向:三电平变换器及其应用,E-mail:xlqwwj@xaut.edu.cn。

杜超(1991-),男,硕士研究生,研究方向:高性能变频调速系统控制策略研究,E-mail:duchaoworkhard@163.com。

钟彦儒(1950-),硕士,教授,博士生导师,研究方向:高性能交流调速系统与电力电子变换器数字化控制,E-mail:zhongyir@xaut.edu.cn。