

# 感应电机高阶终端滑模磁链观测器的研究

史宏宇<sup>1</sup> 冯勇<sup>1</sup>

**摘要** 提出了基于高阶非奇异终端滑模的感应电机转子磁链观测方法,用于实现感应电机的按转子磁链定向控制. 设计了非奇异终端滑模面及观测器的控制策略,利用所设计的控制策略推导出电机转子磁链信息. 为了抑制常规滑模存在的抖振现象,设计了定子电流观测器的高阶滑模控制律,可将控制信号直接用于电机转子磁链的估计. 较常规滑模观测器,所提方法具有较高的观测精度,并对电机参数变化具有良好的鲁棒性. 仿真结果验证了方法的有效性.

**关键词** 磁链观测器, 非奇异终端滑模, 高阶滑模, 感应电机

**DOI** 10.3724/SP.J.1004.2012.00288

## High-order Terminal Sliding Mode Flux Observer for Induction Motors

SHI Hong-Yu<sup>1</sup> FENG Yong<sup>1</sup>

**Abstract** This paper proposes a rotor flux estimation method based on high-order sliding mode and non-singular terminal sliding mode for implementing the field orientation control of induction motors. A nonsingular terminal sliding mode and the control law of the observer are designed. The rotor flux of the motor is deduced using the designed control law. Meanwhile, the high-order sliding mode technique is adopted to eliminate the chattering phenomenon of the conventional sliding mode so that the control signal of the observer can be used directly for rotor flux estimation. Compared to conventional sliding mode observers, the proposed observer can estimate the system state with a higher precision. Further, it is insensitive to parameter variations. Simulation results validate the proposed method.

**Key words** Flux observer, non-singular terminal sliding mode, high-order sliding mode, induction motor

交流感应电机因结构简单、制造方便、可靠性高、易于维护、成本低廉等特点,在国民经济中有着广泛的应用<sup>[1]</sup>. 随着直接转矩控制和矢量控制技术的出现,使其逐渐进入了伺服控制领域<sup>[2]</sup>. 直接转矩控制是直接对电机转矩和定子磁链实行 Bang-bang 控制,这使电机的输出转矩产生脉动,低速时性能变差,限制了调速范围. 矢量控制是对电机的磁链及转矩分别实行连续控制,通过坐标变换将感应电机模型等效成直流电机,从而可以像直流电机那样对感应电机进行快速的转矩和磁链控制,使得其具有良好的动静态性能<sup>[3-4]</sup>. 这种控制方法的关键在于准确获得电机转子磁链的大小和位置,用以完成静止/旋转坐标系的坐标变换和转子磁链大小的控制. 转子磁链信息可通过直接测量和间接估计获得. 直接测量法通过在电机内埋设线圈和敷设磁敏元件来实现. 但由于对工艺要求很高,而且受电机齿槽影响,检测信号中含有较大的脉冲分量,较难在实际系统中应用. 当前,电机转子磁链信号通常是采用间接观测方法得到<sup>[5]</sup>,即利用测量的定子电压、定子电流

和电机转速信息,实时的计算出所需磁链的大小和位置. 已提出了很多方法,如 Luenberger 观测器方法<sup>[6-7]</sup>、模型参考自适应方法<sup>[8-9]</sup>、卡尔曼滤波器方法<sup>[10-11]</sup>、神经网络法<sup>[12]</sup>等. 然而,这些方法对电机参数依赖性强,易受电机参数变化的影响.

当前,滑模变结构控制因对系统数学模型精确度要求低,并对系统的参数摄动及外部扰动具有良好的鲁棒性,成为研究的热点<sup>[13-14]</sup>. 滑模观测器可实现对电机转子磁链的估计,基本思想是利用等效控制原理. 但常规的滑模观测器存在抖振现象<sup>[15]</sup>,不能直接获得等效控制,而是要外加一个低通滤波器,从不连续的滑模控制信号中提取连续的等效控制,这种处理方法导致等效控制相对于原控制信号的相位滞后,造成转子磁链估计的相位滞后,降低了估计准确性. 解决这一问题的通常做法是对所得的等效控制进行相位补偿,但准确的补偿难以实现,不能完全消除相位滞后对电机转子磁链估计的影响.

针对上述情况,本文结合非奇异终端滑模与高阶滑模的优点,提出一种基于高阶终端滑模的感应电机转子磁链观测方法,设计了非奇异终端滑模,保证了系统状态在有限时间内收敛,使观测器具有全局稳定性. 同时,设计了观测器的高阶滑模控制律,在保证观测器具有良好鲁棒性的同时,有效地消除常规滑模的抖振问题,使所提方法更适于工程实际应用. 仿真研究验证了该方法的有效性.

收稿日期 2011-03-15 录用日期 2011-10-24  
Manuscript received March 15, 2011; accepted October 24, 2011  
国家自然科学基金(61074015)资助  
Supported by National Natural Science Foundation of China (61074015)  
本文责任编辑 刘允刚  
Recommended by Associate Editor LIU Yun-Gang  
1. 哈尔滨工业大学电气工程系 哈尔滨 150001  
1. Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001

## 1 感应电机的数学模型

假设磁动势沿气隙圆周正弦分布, 磁路是线性的, 忽略铁损的影响, 在静止坐标系 ( $\alpha$ - $\beta$ ) 下, 以电机定子电压作为输入, 将定子电流和定子磁链作为输出, 三相鼠笼型感应电机的数学模型如下<sup>[16]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{i}_{\alpha s} = K(u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) + K(\eta \hat{\phi}_{\alpha s} + \omega_r \hat{\phi}_{\beta s}) - \frac{\eta}{\sigma} \hat{i}_{\alpha s} - \omega_r \hat{i}_{\beta s} \\ \dot{i}_{\beta s} = K(u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) + K(-\omega_r \hat{\phi}_{\alpha s} + \eta \hat{\phi}_{\beta s}) + \omega_r \hat{i}_{\alpha s} - \frac{\eta}{\sigma} \hat{i}_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha s} = u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} \\ \dot{\phi}_{\beta s} = u_{\beta s} - R_s i_{\beta s} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ ,  $K = \frac{1}{\sigma L_s}$ ,  $\eta = \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r}$ ;  $u_{\alpha s}$ ,  $u_{\beta s}$  分别为定子电压的  $\alpha$ ,  $\beta$  轴分量;  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$  分别为定子电流的  $\alpha$ ,  $\beta$  轴分量;  $\phi_{\alpha s}$ ,  $\phi_{\beta s}$  分别为定子磁链的  $\alpha$ ,  $\beta$  轴分量;  $\omega_r$  为转子电角速度,  $R_s$  为定子电阻;  $L_r$ ,  $L_s$  和  $L_m$  分别为转子电感、定子电感和定转子间的互感;  $T_r$  为转子时间常数.

转子磁链与定子磁链存在如下关系<sup>[17]</sup>:

$$\begin{cases} \phi_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m}(\phi_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s}) \\ \phi_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m}(\phi_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s}) \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $\phi_{\alpha r}$ ,  $\phi_{\beta r}$  分别为转子磁链的  $\alpha$ ,  $\beta$  轴分量.

## 2 感应电机的磁链观测器设计

基于滑模观测器的感应电机矢量控制系统如图 1 所示. 系统中的滑模观测器以电机定子电流为输入, 首先通过设计的非奇异高阶终端滑模控制方法估算出电机定子磁链, 然后利用转子磁链与定子磁链之间存在的关系 (2), 得到转子磁链的估计值.

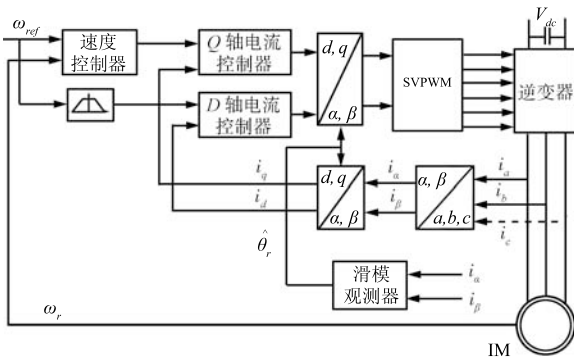


图 1 基于滑模观测器的感应电机矢量控制系统

Fig. 1 Induction motor vector control system based on sliding mode observer

### 2.1 滑模定子电流观测器的设计

按照文献 [16] 的思想, 由感应电机数学模型 (1)、电机的定子电流和定子磁链, 观测器设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{\alpha s} = v_{\alpha s} + K(\eta \hat{\phi}_{\alpha s} + \omega_r \hat{\phi}_{\beta s}) - \frac{\eta}{\sigma} \hat{i}_{\alpha s} - \omega_r \hat{i}_{\beta s} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta s} = v_{\beta s} + K(-\omega_r \hat{\phi}_{\alpha s} + \eta \hat{\phi}_{\beta s}) + \omega_r \hat{i}_{\alpha s} - \frac{\eta}{\sigma} \hat{i}_{\beta s} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\alpha s} = \frac{v_{\alpha s}}{K} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta s} = \frac{v_{\beta s}}{K} \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $\hat{i}_{\alpha s}$ ,  $\hat{i}_{\beta s}$  分别为定子电流  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$  的估计值;  $\hat{\phi}_{\alpha s}$ ,  $\hat{\phi}_{\beta s}$  分别为定子磁链  $\phi_{\alpha s}$ ,  $\phi_{\beta s}$  的估计值;  $v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$  为定子电流观测器的控制信号. 定子电流观测器和定子磁链观测器 (3) 中, 观测器控制信号  $v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$  分别代替了定子电流动态方程和定子磁链动态方程 (1) 中的  $K(u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s})$ ,  $K(u_{\beta s} - R_s i_{\beta s})$ . 由于转子速度  $\omega_r$  相当于电气变量 (定子磁链、定子电流) 变化缓慢, 因此在研究电气变量时, 可以认为速度  $\omega_r$  是常数.

由式 (1) 和式 (3), 定子电流的观测误差方程为

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{\alpha s} = v_{\alpha s} - K(u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) + K(\eta \bar{\phi}_{\alpha s} + \omega_r \bar{\phi}_{\beta s}) - \frac{\eta}{\sigma} \bar{i}_{\alpha s} - \omega_r \bar{i}_{\beta s} \\ \dot{\bar{i}}_{\beta s} = v_{\beta s} - K(u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) + K(-\omega_r \bar{\phi}_{\alpha s} + \eta \bar{\phi}_{\beta s}) + \omega_r \bar{i}_{\alpha s} - \frac{\eta}{\sigma} \bar{i}_{\beta s} \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $\bar{i}_{\alpha s} = \hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}$ ,  $\bar{i}_{\beta s} = \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}$  分别为定子电流观测误差的  $\alpha$ ,  $\beta$  轴分量;  $\bar{\phi}_{\alpha s} = \hat{\phi}_{\alpha s} - \phi_{\alpha s}$ ,  $\bar{\phi}_{\beta s} = \hat{\phi}_{\beta s} - \phi_{\beta s}$  分别为定子磁链观测误差的  $\alpha$ ,  $\beta$  轴分量.

将定子电流观测误差方程 (4) 写成向量形式

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}} = \mathbf{V} - \mathbf{K}\mathbf{T} + \mathbf{K}\bar{\mathbf{P}} + \mathbf{N}\bar{\mathbf{i}} \quad (5)$$

其中,  $\bar{\mathbf{i}} = [\bar{i}_{\alpha s}, \bar{i}_{\beta s}]^T$ ,  $\mathbf{V} = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}]^T$ ,  $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} \\ u_{\beta s} - R_s i_{\beta s} \end{bmatrix}$ ,  $\bar{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\phi}_{\alpha s} \\ \bar{\phi}_{\beta s} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{N} = \begin{bmatrix} -\frac{\eta}{\sigma} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{\eta}{\sigma} \end{bmatrix}$ .

由式 (5) 可见, 相对于控制信号  $\mathbf{V}$ , 定子电流观测误差方程是 1 阶系统. 由高阶滑模的性质知<sup>[18]</sup>, 对电机的定子电流误差采用二阶滑模控制, 可以起到有效的抑制滑模控制信号抖振的作用. 同时, 为了提高观测器的观测精度和动态响应速度, 定义

$$\mathbf{\Pi} = \mathbf{K}_P \bar{\mathbf{i}} + \mathbf{K}_I \int_0^t \bar{\mathbf{i}} dt \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{K}_P > 0$ ,  $\mathbf{K}_I > 0$  为设计参数.

本文设计如下的 PI 型非奇异终端滑模来实现电流误差系统的二阶滑模控制:

$$\mathbf{s} = \mathbf{\Pi} + \gamma \dot{\mathbf{\Pi}}^{\frac{p}{q}} \quad (7)$$

其中,  $\gamma$ ,  $p$  和  $q$  为设计参数,  $\mathbf{s} = [s_{\alpha s}, s_{\beta s}]^T$ ,  $\gamma = \text{diag}\{\gamma_{\alpha s}, \gamma_{\beta s}\}$ ,  $\gamma_{\alpha s} > 0$ ,  $\gamma_{\beta s} > 0$ ,  $p, q$  为奇数且满足  $2 > \frac{p}{q} > 1$ ,  $\dot{\mathbf{\Pi}}^{\frac{p}{q}} = [\dot{\Pi}_{\alpha s}^{\frac{p}{q}}, \dot{\Pi}_{\beta s}^{\frac{p}{q}}]^T$ .

通过设计合适的控制律, 变量  $\mathbf{\Pi}$  将能在有限时间内到达所设计的滑模面, 进而收敛至原点并保持在原点, 即:  $\mathbf{\Pi} = \dot{\mathbf{\Pi}} = \mathbf{0}$ , 从而实现系统的二阶滑模控制. 根据 PI 控制原理, 定子电流误差状态将实现  $\bar{\mathbf{i}} = \dot{\bar{\mathbf{i}}} = \mathbf{0}$ .

**定理 1.** 对于定子电流误差系统 (5), 选取滑模面 (7), 并且设计如下控制律, 则定子电流误差系统能够在有限时间内收敛至零.

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_{eq} + \mathbf{V}_n \quad (8)$$

$$\mathbf{V}_{eq} = -K_0 \bar{\mathbf{i}} - N \dot{\bar{\mathbf{i}}} \quad (9)$$

$$\mathbf{V}_n = - \int_0^t \left[ \frac{q}{pK_P} \gamma^{-1} \dot{\mathbf{\Pi}}^{2-\frac{p}{q}} + \eta_{10} \text{sgn}(\mathbf{s}) + k' \text{sgn}(\mathbf{s}) + \eta_{11} \mathbf{s} \right] d\tau \quad (10)$$

其中,  $K_0 > 0$ ,  $k' > 0$ ,  $\eta_{10} > 0$ ,  $\eta_{11} > 0$  为设计参数, 且满足  $k' > K(\|\dot{\mathbf{P}}\| - \|\dot{\mathbf{T}}\|)$ ,  $K_0 = \frac{K_L}{K_P}$ .

**证明.** 选取李亚普诺夫函数

$$V_s = 0.5 \mathbf{s}^T \mathbf{s}$$

则  $V_s$  对时间的一阶导数为

$$\dot{V}_s = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{s}^T \left[ \dot{\mathbf{\Pi}} + \left( \frac{p}{q} \right) \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{\Pi}}^{\frac{p}{q}-1}\} \ddot{\mathbf{\Pi}} \right] = \left( \frac{p}{q} \right) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{\Pi}}^{\frac{p}{q}-1}\} \left[ \ddot{\mathbf{\Pi}} + \left( \frac{q}{p} \right) \gamma^{-1} \dot{\mathbf{\Pi}}^{2-\frac{p}{q}} \right]$$

对式 (6) 求导后, 将式 (5) 代入, 得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{\Pi}} &= K_P \dot{\bar{\mathbf{i}}} + K_I \bar{\mathbf{i}} = \\ &K_P (\mathbf{V} - K\mathbf{T} + K\bar{\mathbf{P}} + N\bar{\mathbf{i}}) + K_I \bar{\mathbf{i}} \end{aligned}$$

将式 (8) 和式 (9) 代入上式, 得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{\Pi}} &= K_P (-K_0 \bar{\mathbf{i}} - N \dot{\bar{\mathbf{i}}} + \mathbf{V}_n - K\mathbf{T} + \\ &K\bar{\mathbf{P}} + N\bar{\mathbf{i}}) + K_I \bar{\mathbf{i}} \end{aligned}$$

由于设计参数  $K_0$  满足  $K_0 = \frac{K_L}{K_P}$ , 上式整理得

$$\dot{\mathbf{\Pi}} = K_P (\mathbf{V}_n - K\mathbf{T} + K\bar{\mathbf{P}})$$

对  $\dot{\mathbf{\Pi}}$  求导后代入到  $V_s$  中, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= \left( \frac{p}{q} \right) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{\Pi}}^{\frac{p}{q}-1}\} [K_P \dot{\mathbf{V}}_n + \\ &K_P K (\dot{\mathbf{P}} - \dot{\mathbf{T}}) + \left( \frac{q}{p} \right) \gamma^{-1} \dot{\mathbf{\Pi}}^{2-\frac{p}{q}}] \end{aligned}$$

根据控制律 (10), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= \left( \frac{p}{q} \right) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{\Pi}}^{\frac{p}{q}-1}\} [K_P \dot{\mathbf{V}}_n + \\ &K_P K (\dot{\mathbf{P}} - \dot{\mathbf{T}}) - k' \text{sgn}(\mathbf{s}) - \eta_{10} \text{sgn}(\mathbf{s}) - \eta_{11} \mathbf{s}] \end{aligned}$$

由于  $k' > K(\|\dot{\mathbf{P}}\| - \|\dot{\mathbf{T}}\|)$ , 则  $\dot{V}_s$  满足

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &\leq - \left( \frac{pK_P}{q} \right) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{\Pi}}^{\frac{p}{q}-1}\} (\eta_{10} \text{sgn}(\mathbf{s}) + \eta_{11} \mathbf{s}) \leq \\ &- \left( \frac{pK_P}{q} \right) \min_{j=\alpha, \beta} \left( \gamma_j \dot{\Pi}_j^{\frac{p}{q}-1} \right) (\eta_{10} \|\mathbf{s}\| + \eta_{11} \|\mathbf{s}\|^2) \end{aligned}$$

由于  $p, q$  为奇数且满足  $2 > p/q > 1$ , 当  $\dot{\mathbf{\Pi}}_j \neq \mathbf{0}$  时, 则  $\dot{\Pi}_j^{\frac{p}{q}-1} > \mathbf{0}$ , 当且仅当  $\dot{\mathbf{\Pi}}_j = \mathbf{0}$  时,  $\dot{\Pi}_j^{\frac{p}{q}-1} = \mathbf{0}$  ( $j = \alpha s, \beta s$ ), 故对滑模面  $\mathbf{s} \neq \mathbf{0}$  时, 分以下两种情况进行分析.

1) 对于  $\dot{\mathbf{\Pi}}_j = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{\Pi}_j \neq \mathbf{0}$ . 由文献 [19] 知, 此时观测器处于非稳定状态, 将穿越相平面  $0-\mathbf{\Pi}_j \dot{\mathbf{\Pi}}_j$  的  $\mathbf{\Pi}_j = \mathbf{0}$  轴;

2) 对于  $\dot{\mathbf{\Pi}}_j \neq \mathbf{0}$ ,  $\dot{\Pi}_j^{\frac{p}{q}-1} > \mathbf{0}$ , 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &\leq - \left( \frac{pK_P}{q} \right) \min_{j=\alpha s, \beta s} (\gamma_j \dot{\Pi}_j^{\frac{p}{q}-1}) \times \\ &(\eta_{10} \|\mathbf{s}\| + \eta_{11} \|\mathbf{s}\|^2) < 0 \end{aligned}$$

设在  $t_r$  时刻系统状态到达  $\mathbf{s}$ , 即  $\mathbf{s}_{(0)} \neq \mathbf{0}$ , 而  $\mathbf{s}_{(t)} = \mathbf{0}$ ,  $\forall t > t_r$ , 由式 (7) 知,  $\mathbf{\Pi}$ ,  $\dot{\mathbf{\Pi}}$  也将有限时间内收敛为零, 收敛时刻为<sup>[19]</sup>

$$t_s = t_r + \frac{p}{p-q} \max_{j=\alpha s, \beta s} (\gamma_j^{\frac{q}{p}} |\mathbf{\Pi}_j(t_r)|^{\frac{p-q}{p}})$$

当  $\mathbf{\Pi}$ ,  $\dot{\mathbf{\Pi}}$  处于滑动模态时, 由 PI 控制原理, 系统的定子电流误差状态将满足  $\bar{\mathbf{i}} = \dot{\bar{\mathbf{i}}} = \mathbf{0}$ .  $\square$

**注 1.** 所设计的控制律 (8) ~ (10) 由可测量变量  $\mathbf{\Pi}$ ,  $\dot{\mathbf{\Pi}}$  和  $\mathbf{s}$  构成, 并且开关函数加在了控制变量  $\mathbf{V}_n$  的一阶导数上, 故控制量抖振现象可得到有效的抑制.

**注 2.** 由于  $K(\|\dot{\mathbf{P}}\| - \|\dot{\mathbf{T}}\|)$  存在上界, 式 (10) 中的设计参数  $k'$  只需满足大于此项的上界即可保证观测器的稳定. 由于观测器的稳定性是由这种不等式关系决定, 使得滑模观测器具有较强鲁棒性.

**注 3.** 定理 1 的目的不是为了观测电机的定子电流, 而是为了得到电流观测器的控制律  $v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$ , 然后, 通过式 (13) 和式 (14) 可估计出电机的转子磁链.

## 2.2 电机转子磁链的估计

由式 (1) 和 (3), 可将定子电流观测误差方程 (5) 改写为

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{\alpha s} = K\dot{\bar{\phi}}_{\alpha s} + K(\eta\bar{\phi}_{\alpha s} + \omega_r\bar{\phi}_{\beta s}) - \frac{\eta}{\sigma}\bar{i}_{\alpha s} - \omega_r\bar{i}_{\beta s} \\ \dot{\bar{i}}_{\beta s} = K\dot{\bar{\phi}}_{\beta s} + K(-\omega_r\bar{\phi}_{\alpha s} + \eta\bar{\phi}_{\beta s}) + \omega_r\bar{i}_{\alpha s} - \frac{\eta}{\sigma}\bar{i}_{\beta s} \end{cases} \quad (11)$$

定理 1 设计的控制律可以使滑模面  $\mathbf{s}$  收敛至零, 系统将处于二阶滑动模态, 则  $\dot{\bar{\mathbf{i}}} = \dot{\bar{\mathbf{i}}} = \mathbf{0}$ . 在此状态下, 式 (11) 可表示为

$$\dot{\boldsymbol{\phi}} = A\boldsymbol{\phi} \quad (12)$$

$$\text{式中, } \boldsymbol{\phi} = [\bar{\phi}_{\alpha s}, \bar{\phi}_{\beta s}]^T, A = \begin{bmatrix} -\eta & -\omega_r \\ \omega_r & -\eta \end{bmatrix}.$$

式 (12) 的特征值为:  $\lambda = -\eta \pm j\omega_r$ , 由式 (1) 知,  $\eta > 0$ , 所以, 在实现系统定子电流误差及误差导数收敛到零的前提下,  $\boldsymbol{\phi}$  也将收敛至零, 即:  $\bar{\phi}_{\alpha s} = \bar{\phi}_{\beta s} = 0$ , 实现定子磁链估计值收敛至实际值.

当定子电流观测器中的定子磁链估计值收敛至实际值后, 便可由式 (3) 中的定子磁链观测器得到定子磁链的估计值.

由于本文设计的高阶滑模控制律可以有效地抑制常规滑模存在的抖振现象, 故观测器的控制信号  $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$  可以直接用于电机磁链的观测. 避免了常规滑模需要加入低通滤波器而引起的控制信号相位滞后, 提高了观测精度. 由式 (3), 可得电机定子磁链的估计为

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{\alpha s} = \int_0^t \left( \frac{v_{\alpha s}}{K} \right) dt \\ \hat{\phi}_{\beta s} = \int_0^t \left( \frac{v_{\beta s}}{K} \right) dt \end{cases} \quad (13)$$

由式 (2), 得电机转子磁链的估计为

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m}(\hat{\phi}_{\alpha s} - \sigma L_s \hat{i}_{\alpha s}) \\ \hat{\phi}_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m}(\hat{\phi}_{\beta s} - \sigma L_s \hat{i}_{\beta s}) \end{cases} \quad (14)$$

在完成电机转子磁链估计值的基础上, 可得电机转子磁链的位置估计值为

$$\hat{\theta}_r = \arctan \left( \frac{\hat{\phi}_{\beta r}}{\hat{\phi}_{\alpha r}} \right) \quad (15)$$

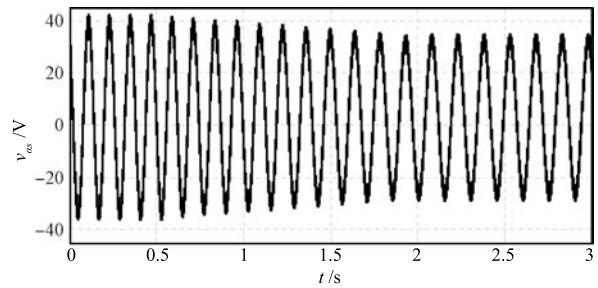
由式 (15) 得到电机转子磁链的位置估计值可用于电机模型的旋转坐标变换, 实现电机定子电流的励磁分量和转矩分量的解耦, 为实现感应电机按转子磁链定向的矢量控制提供必要条件.

## 3 仿真研究

为检验所提出的转子磁链观测器的有效性, 对其构成的按转子磁链定向控制的感应电机速度控制系统进行计算机仿真研究. 仿真所用的感应电机参数为:  $P_N = 1.5 \text{ kW}$ ,  $U_N = 380 \text{ V}$ ,  $R_r = 3.2 \Omega$ ,  $R_s = 6.1 \Omega$ ,  $L_r = 0.478 \text{ H}$ ,  $L_s = 0.478 \text{ H}$ ,  $L_m = 0.472 \text{ H}$ ,  $J = 0.033 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ .

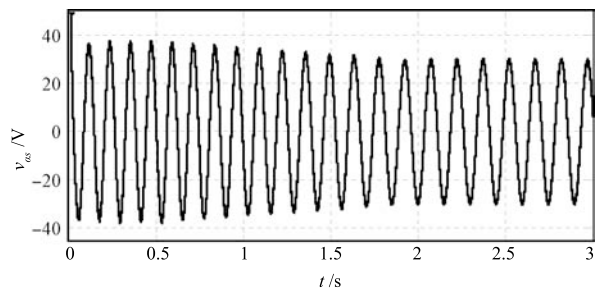
仿真中, 为了充分利用电机铁芯, 根据所用电机参数, 设定电机转子磁链参考值  $\varphi_f = 0.7 \text{ Wb}$ . 速度控制器、 $d$  轴和  $q$  轴电流控制器均采用带 Anti-reset windup 算法<sup>[20]</sup> 的 PI 控制器. 其中, 速度控制器的比例系数  $k_{vp} = 2.8$ , 积分系数  $k_{vi} = 100$ , 抗饱和系数  $k_{vt} = 0.02$ , 输出电流限幅值设为  $10 \text{ A}$ .  $d$  轴、 $q$  轴电流控制器的系数分别为: 比例系数  $k_{pd} = k_{pq} = 0.5$ , 积分系数  $k_{id} = k_{iq} = 35$ , 抗饱和系数  $k_{td} = 0.02$ ,  $k_{td} = 0.5$ , 输出电压限幅值均为  $250 \text{ V}$ .

按定理 1 设计的观测器参数为:  $p = 13$ ,  $q = 11$ ,  $\gamma_{\alpha s} = \gamma_{\beta s} = 0.001$ ,  $\eta_{10} = 100$ ,  $\eta_{11} = 80000$ ,  $K_P = 12$ ,  $K_I = 160$ ,  $k' = 20000$ . 仿真结果如图 2 ~ 6 所示.



(a) 观测器控制信号 (常规滑模)

(a) Control signal of observer (conventional sliding mode)



(b) 控制参数观测器控制信号 (高阶滑模)

(b) Control signal of observer (high-order sliding mode)

图 2 滑模观测器控制信号的仿真结果

Fig. 2 Simulation results of sliding mode observer control signals

尽管在实际应用中转子磁链很难通过直接测量获得, 但在仿真中, 为了检验所提方法的有效性, 转子磁链的实际值可由电机的数学模型给出. 图 2 为

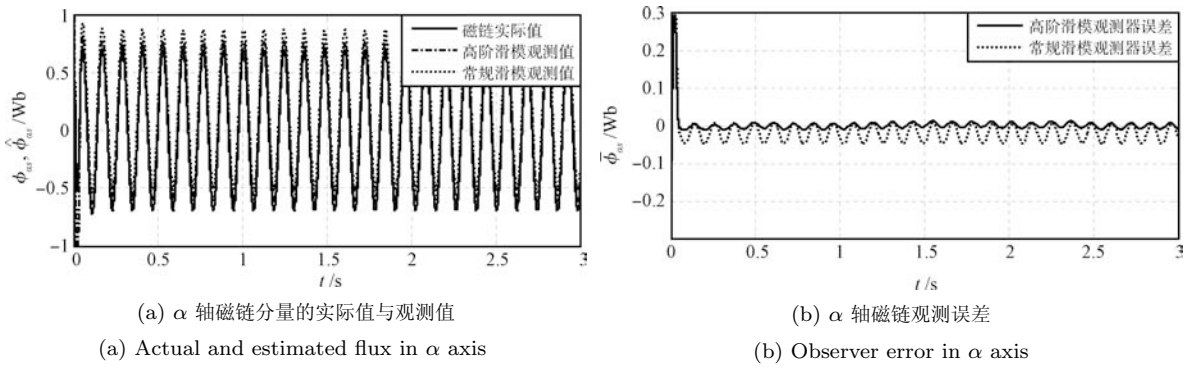


图 3 滑模观测器仿真结果  
Fig. 3 Simulation results of sliding mode observers

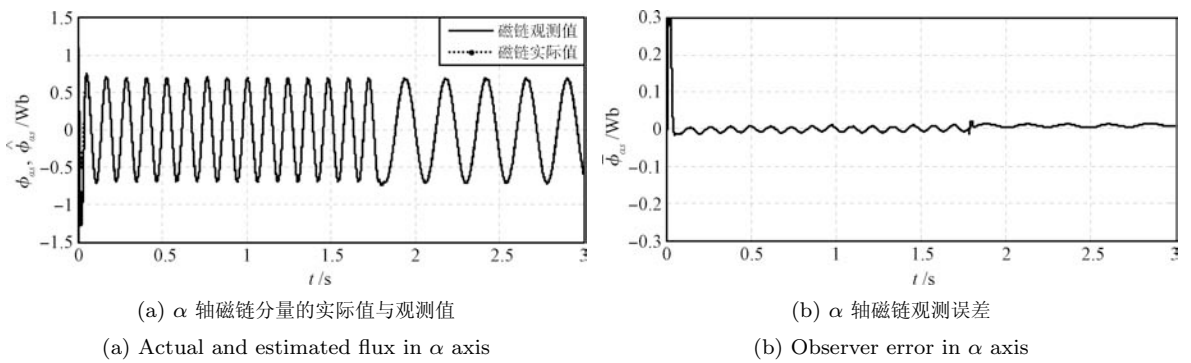


图 4 高阶滑模观测器仿真结果 (转速变化)  
Fig. 4 Simulation results of high-order sliding mode observer (velocity perturbation)

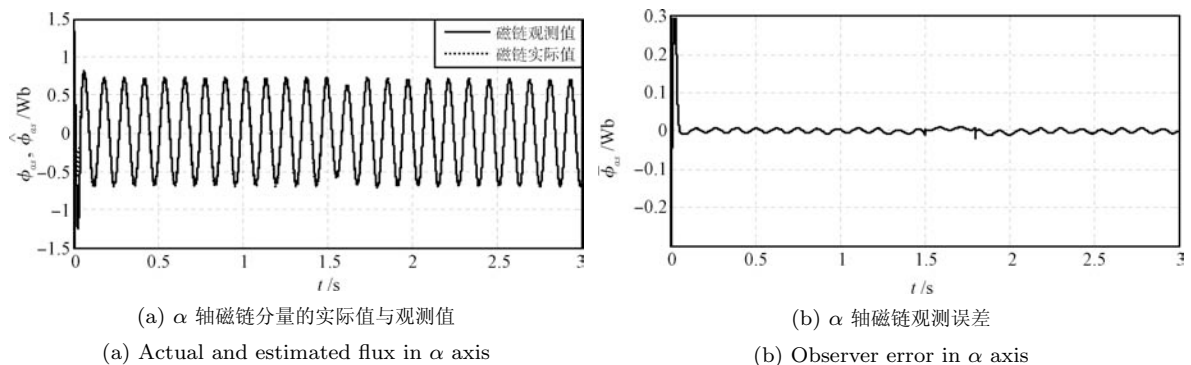


图 5 高阶滑模观测器仿真结果 (负载转矩扰动)  
Fig. 5 Simulation results of high-order sliding mode observer (load torque perturbation)

常规滑模观测器和高阶滑模观测器控制信号的仿真结果. 可见, 所设计的观测器有效地抑制了常规滑模观测器控制信号的抖振. 图 3 为常规滑模观测器和高阶滑模观测器的仿真结果. 可见, 所设计的观测器较常规滑模观测器具有更高的观测精度.

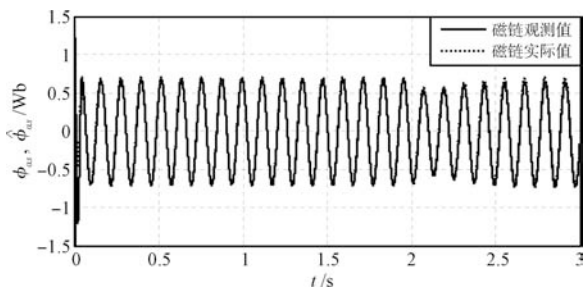
令电机转速在时刻 1.8s 由 800 rpm 下降至 400 rpm, 所设计观测器的磁链观测波形及观测误

差如图 4 所示. 可见, 所设计的观测器在电机转速发生变化的情况下仍然能够准确地观测到电机的转子磁链.

在电机运行过程中, 电机的外部负载是经常发生变化的. 仿真中, 在时刻 1.5s, 令电机外部负载转矩由 0 N·m 突变至 5 N·m, 所设计观测器的磁链观测波形及观测误差如图 5 所示. 可见, 电机

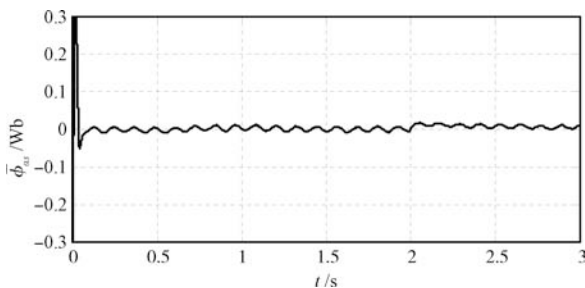
负载转矩的突然增大, 使得电机转子磁链瞬间减小, 在转子磁链发生波动的过程中, 所设计观测器能够以较高的精度观测到转子磁链, 这表明所设计的观测器对电机外部负载扰动具有较强的鲁棒性。

为了进一步检验所提观测器的鲁棒性, 在时刻 2s, 令定子电阻发生摄动, 变为其标称值的 2 倍, 仿真结果如图 6 所示。可见, 由于时刻 2s 定子电阻发生摄动, 引起了电机转子磁链幅值减小, 但在磁链控制器的作用下, 转子磁链自动恢复至设定参考值。在整个过程中, 所设计观测器均能够准确地观测出电机转子磁链, 这表明所设计的观测器对参数  $R_s$  变化不敏感, 具有较强的鲁棒性。



(a)  $\alpha$  轴磁链分量的实际值与观测值

(a) Actual and estimated fluxes in  $\alpha$  axis



(b)  $\alpha$  轴磁链观测误差

(b) Observer error in  $\alpha$  axis

图 6 高阶滑模观测器仿真结果 (定子电阻摄动)

Fig. 6 Simulation results of high-order sliding mode observer (stator resistance perturbation)

## 4 结论

本文提出了基于高阶非奇异终端滑模的感应电机转子磁链观测器。利用非奇异终端滑模提高了观测器的观测精度、动态响应速度和鲁棒性; 利用高阶滑模技术有效地抑制了常规滑模的抖振现象, 所得到的平滑控制信号可以直接用于转子磁链估计, 避免了常规滑模转子磁链观测器所需要的低通滤波器和相位补偿环节, 使所提方法更适于工程实践应用, 仿真结果验证了其正确性。

## References

- 1 Pellegrino G, Guglielmi P, Armando E, Bojoi R I. Self-commissioning algorithm for inverter nonlinearity compensation in sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, **46**(4): 1416–1424
- 2 Rodic M, Jezernik K. Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, **49**(1): 87–95
- 3 Wai R J, Lin K M. Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, **52**(3): 837–854
- 4 Reginatto R, Bazanella A S. Robustness of global asymptotic stability in indirect field-oriented control of induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, **48**(7): 1218–1222
- 5 Proca A B, Keyhani A. Sliding-mode flux observer with online rotor parameter estimation for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, **54**(2): 716–723
- 6 Kwon S, Shin M H, Hyun D S. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field-weakening region using Luenberger observer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, **20**(4): 864–869
- 7 Zhang Y C, Zhao Z M. Speed sensorless control for three-level inverter-fed induction motors using an extended Luenberger observer. In: Proceedings of the IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Harbin, China: IEEE, 2008. 1–5
- 8 Wu Qing-Hui, Shao Cheng. A phase-locked-loop-based model reference adaptive system for speed estimation of sensorless induction motor. *Acta Automatica Sinica*, 2006, **32**(5): 713–721  
(巫庆辉, 邵诚. 一种基于锁相环原理的参考模型自适应感应电机转速估计方法. 自动化学报, 2006, **32**(5): 713–721)
- 9 Wang Qing-Long, Zhang Chong-Wei, Zhang Xing. Variable-structure MRAS speed identification for speed sensorless vector control of induction motor. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, **27**(15): 70–74  
(王庆龙, 张崇巍, 张兴. 交流电机无速度传感器矢量控制系统变结构模型参考自适应转速辨识. 中国电机工程学报, 2007, **27**(15): 70–74)
- 10 Chen F, Dunnigan M W. Comparative study of a sliding-mode observer and Kalman filters for full state estimation in an induction machine. *IEE Proceedings — Electric Power Applications*, 2002, **149**(1): 53–64

- 11 Qi J L, Tian Y T, Gong Y M, Zhu C. A sensorless initial rotor position estimation scheme and an extended Kalman filter observer for the direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drive. In: Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan, China: IEEE, 2008. 3945–3950
- 12 Kim S H, Park T S, Yoo J Y, Park G T. Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001, **48**(3): 609–614
- 13 Zhu Qi-Dan, Wang Tong. An improved design scheme of variable structure control for discrete-time systems. *Acta Automatica Sinica*, 2010, **36**(6): 885–889  
(朱齐丹, 汪瞳. 一种改进的离散时间系统变结构控制设计方法. 自动化学报, 2010, **36**(6): 885–889)
- 14 Chen Jie, Li Zhi-Ping, Zhang Guo-Zhu. Variable structure neural network adaptive robust control. *Acta Automatica Sinica*, 2010, **36**(1): 174–178  
(陈杰, 李志平, 张国柱. 变结构神经网络自适应鲁棒控制. 自动化学报, 2010, **36**(1): 174–178)
- 15 Yang Ling-Ling, Zhang Yun, Chen Zhen-Feng. Bilinear control based on model bias separation for uncertain nonlinear systems. *Acta Automatica Sinica*, 2010, **36**(10): 1432–1442  
(杨玲玲, 章云, 陈贞丰. 不确定非线性系统基于偏差分离的双线性控制. 自动化学报, 2010, **36**(10): 1432–1442)
- 16 Rehman H. Elimination of the stator resistance sensitivity and voltage sensor requirement problems for DFO control of an induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, **52**(1): 263–269
- 17 Mitronikas E D, Safacas A N. An improved sensorless vector-control method for an induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, **52**(6): 1660–1668
- 18 Levant A. Quasi-continuous high-order sliding-mode controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, **50**(11): 1812–1816
- 19 Feng Y, Yu X Y, Man Z H. Non-singular adaptive terminal sliding mode control of rigid manipulators. *Automatica*, 2002, **38**(12): 2159–2167
- 20 Shin H B. New antiwindup PI controller for variable-speed motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, **45**(3): 445–450



史宏宇 哈尔滨工业大学电气学院博士研究生. 主要研究方向为电机控制, 非线性控制. 本文通信作者.

E-mail: shihysl@126.com

(SHI Hong-Yu Ph. D. candidate in the Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology. His research interest covers motor control and nonlinear control. Corresponding author of this paper.)



冯勇 哈尔滨工业大学电气学院教授. 主要研究方向为非线性控制, 混沌与混沌控制图像加密.

E-mail: yfeng@hit.edu.cn

(FENG Yong Professor in the Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology. His research interest covers nonlinear control systems, chaos, and chaos control image encryption.)