

异步电机反馈线性化二阶滑模定子磁链观测器设计

潘月斗[†], 陈 涛, 郭映维

(北京科技大学 自动化学院, 北京 100083; 钢铁流程先进控制教育部重点实验室, 北京 100083)

摘要: 为了提高异步电机定子磁链的观测精度, 提出了基于反馈线性化的二阶滑模磁链观测方法, 设计了定子磁链观测器, 并应用到异步电机直接转矩控制中. 为更准确的观测磁链, 选取转子磁链为系统输出, 运用微分几何理论将异步电机系统的输入/输出线性化, 得到以转子磁链为输出的异步电机反馈线性化模型. 在此基础上设计基于 Super-twisting 算法的二阶滑模转子磁链观测器, 实现对转子磁链的准确估算, 并对所设计的观测器进行稳定性分析. 然后再利用转子磁链与定子磁链的关系, 估算出定子磁链. 将该观测器用于异步电机直接转矩控制中, 达到了很好的控制效果. 仿真与实验结果验证了该方法的可行性和有效性.

关键词: 异步电机; 反馈线性化; 二阶滑模; 磁链观测; 直接转矩控制

中图分类号: TM343

文献标识码: A

Design of feedback linearization second-order sliding mode stator flux observer for induction motors

PAN Yue-dou[†], CHEN Tao, GUO Ying-wei

(School of Automation & Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;
Key Laboratory of Advanced Control of Iron and Steel Process (Ministry of Education), Beijing 100083, China)

Abstract: In order to improve the observation accuracy of stator flux of induction motors, a second-order sliding mode flux estimation method based on feedback linearization is proposed. A stator flux observer is designed and applied for direct torque control (DTC) of induction motors. The rotor flux is selected as the system's output to estimate the flux more accurately, the induction motor system is input-output linearized by using the differential geometry theory, and the feedback linearization model with rotor flux as output is obtained. On this basis, a rotor flux second-order sliding mode observer is designed based on Super-twisting algorithm to estimate rotor flux, and this paper analysis the stability of the designed observer. By using the relationship between the stator flux and the rotor flux to estimate the stator flux. The observer is applied to DTC of induction motors and achieves a good control performance. Simulation and experiment results verify the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Key words: induction motor; feedback linearization; second-order sliding mode; flux estimation; direct torque control

1 引言(Introduction)

当前交流异步电机的控制方法主要为矢量控制和直接转矩控制, 矢量控制需要获取电机的转子磁链, 直接转矩控制则需要获取定子磁. 直接转矩控制具有快速的动态响应能力, 且控制系统结构简单^[1], 因此得到广泛应用. 但若要实现异步电机直接转矩控制系统高性能的转矩动态控制性能及更加平稳的低速运行性能, 对定子磁链进行准确的观测至关重要^[2].

目前, 应用于异步电机直接转矩控制系统的定子磁链观测方法主要有电压模型法和电流模型法. 电压模型法结构简单, 在计算过程中唯一需要了解的电机

参数是定子电阻, 但在实际应用中, 定子电阻参数受各种因素影响会发生变化, 且电压模型法在运算过程中需要使用纯积分环节, 造成其运算精度受电压和电流信号中的直流分量和初始误差的影响较大^[3]. 电流模型法用定子电流计算磁链, 精度与转速相关, 也受电机参数特别是转子时间常数的影响^[4]. 电压模型法和电流模型法均为开环观测器, 为了提高观测精度, 已提出了很多闭环定子磁链观测器, 文献[5]基于12扇区切换的方法, 提出了一种新型混合模型定子磁链观测器, 通过引入PI反馈校正环节调整电压模型与电流模型的耦合度, 实现二者平滑切换; 文献[6]提出了一

收稿日期: 2015-11-12; 录用日期: 2016-08-05.

[†]通信作者. E-mail: ydpan@ustb.edu.cn; Tel.: +86 13401018329.

本文责任编辑: 武玉强.

国家自然科学基金项目(51331002), 清华大学电力系统国家重点实验室开放课题(SKLD16KZ07)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (51331002) and State Key Lab of Power System of Tsinghua University (SKLD16KZ07).

种基于扩展卡尔曼滤波器的磁链观测方法; 文献[7]提出了一种磁链自适应观测方法; 文献[8]设计了一种基于 H_∞ 理论的磁链观测器. 滑模变结构控制方法也已被应用于磁链观测, 文献[9–10]提出了自适应滑模磁链观测器的设计方法; 文献[11]提出了一种基于二阶滑模次优算法的定子磁链观测方法; 文献[12]提出了一种积分滑模磁链观测器的设计方法; 文献[13]设计了一种基于高阶非奇异终端滑模的磁链观测器.

反馈线性化方法是一种非线性设计方法, 通过选取合适的非线性状态和坐标变换来实现非线性系统的状态或输入/输出线性化, 线性化过程不是借助于动态特性的线性近似, 过程中未忽略任何高阶非线性项, 能够精确反映系统模型, 已经被应用于一些实际问题^[14–15]. 将反馈线性化方法应用于磁链观测可有效提高观测精度, 但是反馈线性化方法的应用建立在精确数学模型假设的基础上, 没有考虑到实际系统的不确定性及干扰, 鲁棒性不强. 而滑模控制方法能够克服系统的不确定性, 对干扰和未建模动态具有很强的鲁棒性, 尤其是高阶滑模控制不仅保持了传统滑模的优点, 同时抑制了系统的抖振, 除去了相对阶的限制, 并且提高了控制精度. 为了提高异步电机定子磁链的观测精度及增强系统的鲁棒性, 本文提出了一种基于反馈线性化的二阶滑模磁链观测方法. 针对两相静止坐标系下异步电机的非线性模型建立其仿射非线性模型, 然后在此基础上利用非线性系统的微分几何理论将异步电机的仿射非线性系统线性化, 得到以磁链为输出的异步电机的线性系统, 最后运用滑模变结构理论, 利用基于Super-twisting算法的二阶滑模控制方法, 设计了具有高观测精度和强鲁棒性的异步电机定子磁链观测器.

2 异步电机的反馈线性化模型(Feedback linearization model of induction motor)

2.1 异步电机的仿射非线性模型(Affine nonlinear model of induction motor)

设异步电机的磁路是线性的, 忽略铁损的影响, 在两相静止坐标系($\alpha - \beta$)下, 异步电机数学模型的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\delta i_{s\alpha} + \lambda \theta \psi_{r\alpha} + n_p \lambda \omega_r \psi_{r\beta} + \eta u_{s\alpha}, \\ \dot{i}_{s\beta} = -\delta i_{s\beta} - n_p \lambda \omega_r \psi_{r\alpha} + \lambda \theta \psi_{r\beta} + \eta u_{s\beta}, \\ \dot{\psi}_{r\alpha} = \theta L_m i_{s\alpha} - \theta \psi_{r\alpha} - n_p \omega_r \psi_{r\beta}, \\ \dot{\psi}_{r\beta} = \theta L_m i_{s\beta} + n_p \omega_r \psi_{r\alpha} - \theta \psi_{r\beta}. \end{cases} \quad (1)$$

选取系统的输出如下:

$$\begin{cases} y_1 = \psi_{r\alpha}, \\ y_2 = \psi_{r\beta}, \end{cases}$$

其中: $\theta = \frac{R_r}{L_r}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $\eta = \frac{1}{\sigma L_s}$, $\lambda = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$, $\delta = \eta R_s + L_m \lambda \theta$; $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$, $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ 分别为 α 轴和 β 轴的定子电流、定子电压和转子磁链; ω_r 为转子电角速度; L_s , L_r , L_m 分别为定子电感、转子电感和定转子间互感; R_s , R_r 分别为定子电阻和转子电阻.

把方程(1)写成仿射非线性方程形式, 则为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + g_1(\mathbf{x})u_1 + g_2(\mathbf{x})u_2, \\ y_1 = h_1(\mathbf{x}), \\ y_2 = h_2(\mathbf{x}), \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta}]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T,$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\delta x_1 + \lambda \theta x_3 + n_p \lambda \omega_r x_4 \\ -\delta x_2 - n_p \lambda \omega_r x_3 + \lambda \theta x_4 \\ \theta L_m x_1 - \theta x_3 - n_p \omega_r x_4 \\ \theta L_m x_2 + n_p \omega_r x_3 - \theta x_4 \end{bmatrix},$$

$$g_1(\mathbf{x}) = [\eta \ 0 \ 0 \ 0]^T,$$

$$g_2(\mathbf{x}) = [0 \ \eta \ 0 \ 0]^T,$$

$$u_1 = u_{s\alpha}, \ u_2 = u_{s\beta}, \ h_1(\mathbf{x}) = x_3, \ h_2(\mathbf{x}) = x_4.$$

2.2 坐标变换(Coordinate change)

在 $\alpha - \beta$ 坐标系下, 根据仿射非线性系统关系度的理论可计算出异步电机仿射非线性系统的关系度 r_1 和 r_2 (r_1 和 r_2 分别为系统输出 $h_1(\mathbf{x})$ 和 $h_2(\mathbf{x})$ 的关系度). 关系度 r_1 的计算过程如下: $L_{g_1} L_f^0 h_1(\mathbf{x}) = 0$, $L_{g_2} L_f^0 h_1(\mathbf{x}) = 0$; $L_{g_1} L_f^1 h_1(\mathbf{x}) = \eta \theta L_m$, $L_{g_2} L_f^1 h_1(\mathbf{x}) = 0$. 故可知 $r_1 = 2$, 同理可计算知 $r_2 = 2$. 即异步电机的仿射非线性系统的关系度 $r = r_1 + r_2 = n$, n 为状态向量 $\mathbf{x}$ 的维数. 根据微分几何多输入多输出线性化理论, 当系统关系度总数与其阶数相等时, 可通过合适的局部坐标变换可将原非线性系统变换成线性系统. 由非线性系统微分几何多变量线性化方法, 应选择坐标映射为 $\mathbf{z} = \Phi(\mathbf{x})$:

$$\begin{cases} z_1 = \varphi_1(\mathbf{x}) = h_1(\mathbf{x}), \\ z_2 = \varphi_2(\mathbf{x}) = L_f h_1(\mathbf{x}), \\ z_3 = \xi_1(\mathbf{x}) = h_2(\mathbf{x}), \\ z_4 = \xi_2(\mathbf{x}) = L_f h_2(\mathbf{x}), \end{cases} \quad (3)$$

其中: $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4]^T$, $\Phi(\mathbf{x}) = [\varphi_1(\mathbf{x}) \ \varphi_2(\mathbf{x}) \ \xi_1(\mathbf{x}) \ \xi_2(\mathbf{x})]^T$. 计算得出向量函数 $\Phi(\mathbf{x})$ 的Jacobian矩阵为

$$J_\Phi = \frac{\partial \Phi(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ \theta L_m & 0 & -\theta & -n_p \omega_r \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \theta L_m & n_p \omega_r & -\theta \end{bmatrix},$$

容易验证此Jacobian矩阵是非奇异的, 因此可知所选择的坐标变换 $\mathbf{z} = \Phi(\mathbf{x})$ 是一组合格的局部微分同胚.

在坐标变换(3)的关系下,系统(2)的状态方程可转化成如下形式:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2, \\ \dot{z}_2 = L_f^2 h_1(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f h_1(\mathbf{x}) u_1 + L_{g_2} L_f h_1(\mathbf{x}) u_2, \\ \dot{z}_3 = z_4, \\ \dot{z}_4 = L_f^2 h_2(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f h_2(\mathbf{x}) u_1 + L_{g_2} L_f h_2(\mathbf{x}) u_2. \end{cases} \quad (4)$$

2.3 反馈线性化(Feedback linearization)

由式(4)中的第2,4个方程,可得系统的状态反馈控制律为

$$\mathbf{u} = B^{-1}(\mathbf{x})(-A(\mathbf{x}) + \mathbf{v}), \quad (5)$$

式中 $\mathbf{v}$ 为异步电机反馈线性化后的虚拟输入量. 其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= [u_1 \ u_2]^T, \quad \mathbf{v} = [v_1 \ v_2]^T, \\ A(\mathbf{x}) &= [L_f^2 h_1(\mathbf{x}) \ L_f^2 h_2(\mathbf{x})]^T, \\ B(\mathbf{x}) &= \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^1 h_1(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^1 h_1(\mathbf{x}) \\ L_{g_1} L_f^1 h_2(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^1 h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

则以两相转子磁链为输出的异步电机非线性状态反馈线性化后的线性系统方程为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2, \\ \dot{z}_2 = v_1, \\ \dot{z}_3 = z_4, \\ \dot{z}_4 = v_2. \end{cases} \quad (6)$$

输出方程为

$$\begin{cases} y_1 = z_1, \\ y_2 = z_3, \end{cases}$$

其中:

$$\begin{aligned} v_1 &= L_f^2 h_1(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f h_1(\mathbf{x}) u_1 + L_{g_2} L_f h_1(\mathbf{x}) u_2, \\ v_2 &= L_f^2 h_2(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f h_2(\mathbf{x}) u_1 + L_{g_2} L_f h_2(\mathbf{x}) u_2. \end{aligned}$$

代入整理后得

$$\begin{cases} v_1 = (\lambda\theta^2 L_m - \delta\theta) z_1 - (\delta + \theta) z_2 + \\ \quad (\theta L_m n_p \lambda \omega_r - \delta n_p \omega_r) z_3 - n_p \omega_r z_4 + \eta \theta L_m u_1, \\ v_2 = (\delta n_p \omega_r - \theta L_m n_p \lambda \omega_r) z_1 + n_p \omega_r z_2 + \\ \quad (\lambda\theta^2 L_m - \delta\theta) z_3 - (\delta + \theta) z_4 + \eta \theta L_m u_2, \end{cases} \quad (7)$$

式中的 u_1 和 u_2 即定子电压 $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$,为原系统的输入量.

3 二阶滑模磁链观测器设计(Design of second-order sliding mode flux observer)

在高阶滑模控制中,二阶滑模控制的应用最为广泛.二阶滑模中的Super-twisting算法仅仅需要滑模变量 s 的信息,不需要其他信息(如: $\dot{s}$), Super-twisting算

法的一般形式如下:

$$\begin{cases} \dot{v} = -k_1 |s|^{1/2} \operatorname{sgn} s + v_1, \\ \dot{v}_1 = -k_2 \operatorname{sgn} s. \end{cases}$$

针对式(8)所示的一类单输入单输出(single input single output, SISO)系统, super-twisting算法状态观测器设计的一般参考形式如式(9)所示^[16]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(t, x_1, x_2, u) + \xi(t, x_1, x_2, u), \\ u = U(t, x_1, x_2), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + z_1, \\ \dot{\hat{x}}_2 = f(t, x_1, \hat{x}_2, u) + z_2, \\ z_1 = \lambda |x_1 - \hat{x}_1|^{1/2} \operatorname{sgn}(x_1 - \hat{x}_1), \\ z_2 = \alpha \operatorname{sgn}(x_1 - \hat{x}_1). \end{cases} \quad (9)$$

异步电机的反馈线性化模型是一个多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)系统,本文将MIMO的模型分解成两个独立的SISO系统,选取与式(9)类似的滑模变量,即将异步电机非线性状态反馈线性化后的变量 z_1 和 z_3 (即转子磁链 $\psi_{r\alpha}$ 和 $\psi_{r\beta}$)跟踪误差作为滑模变量,从而设计简单的控制信号. 本文设计异步电机反馈线性化二阶滑模转子磁链观测器为

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 + v_{\alpha 1}, \\ \dot{\hat{z}}_2 = \hat{v}_1 + v_{\alpha 2}, \\ \dot{\hat{z}}_3 = \hat{z}_4 + v_{\beta 1}, \\ \dot{\hat{z}}_4 = \hat{v}_2 + v_{\beta 2}, \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} v_{\alpha 1} = k_{\alpha 1} |\bar{z}_1|^{1/2} \operatorname{sgn} \bar{z}_1, \\ v_{\alpha 2} = k_{\alpha 2} \operatorname{sgn} \bar{z}_1, \\ v_{\beta 1} = k_{\beta 1} |\bar{z}_3|^{1/2} \operatorname{sgn} \bar{z}_3, \\ v_{\beta 2} = k_{\beta 2} \operatorname{sgn} \bar{z}_3, \end{cases} \quad (11)$$

其中: $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \hat{z}_3, \hat{z}_4$ 分别是反馈线性化后 z_1, z_2, z_3, z_4 的状态估计变量; $v_{\alpha 1}, v_{\alpha 2}$ 和 $v_{\beta 1}, v_{\beta 2}$ 为控制信号; $\bar{z}_1 = z_1 - \hat{z}_1, \bar{z}_3 = z_3 - \hat{z}_3$ 分别为 α 轴和 β 轴的转子磁链观测误差.

针对此观测器而言,变量 z_1, z_3 作为给定输入量. z_1, z_3 的值可由下式确定:

$$\begin{cases} z_1 = -\frac{1}{\theta} \hat{z}_2 - \frac{n_p \omega_r}{\theta} \hat{z}_3 + L_m x_1, \\ z_3 = \frac{n_p \omega_r}{\theta} \hat{z}_1 - \frac{1}{\theta} \hat{z}_4 + L_m x_2. \end{cases} \quad (12)$$

4 观测器稳定性分析(Analysis of the observer's stability)

式(6)减式(10),可以得到反馈线性化后的观测误差方程:

$$\begin{cases} \dot{\bar{z}}_1 = \bar{z}_2 - v_{\alpha 1}, \\ \dot{\bar{z}}_2 = \bar{v}_1 - v_{\alpha 2}, \\ \dot{\bar{z}}_3 = \bar{z}_4 - v_{\beta 1}, \\ \dot{\bar{z}}_4 = \bar{v}_2 - v_{\beta 2}, \end{cases} \quad (13)$$

其中:

$\bar{z}_i = z_i - \hat{z}_i (i = 1, 2, 3, 4)$, $\bar{v}_i = v_i - \hat{v}_i (i = 1, 2)$;
 $\bar{z}_1, \bar{z}_3$ 分别为 α 轴和 β 轴的转子磁链观测误差。

将式(13)写成如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_{\alpha 1} = -k_{\alpha 1}|x_{\alpha 1}|^{1/2} + x_{\alpha 2} + \rho_{\alpha 1}, \\ \dot{x}_{\alpha 2} = -k_{\alpha 2}\text{sgn } x_{\alpha 1} + \rho_{\alpha 2}, \\ \dot{x}_{\beta 1} = -k_{\beta 1}|x_{\beta 1}|^{1/2} + x_{\beta 2} + \rho_{\beta 1}, \\ \dot{x}_{\beta 2} = -k_{\beta 2}\text{sgn } x_{\beta 1} + \rho_{\beta 2}, \end{cases} \quad (14)$$

其中:

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha 1} \\ x_{\alpha 2} \\ x_{\beta 1} \\ x_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{z}_1 \\ \bar{z}_2 \\ \bar{z}_3 \\ \bar{z}_4 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \rho_{\alpha 1} \\ \rho_{\alpha 2} \\ \rho_{\beta 1} \\ \rho_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{v}_1 \\ 0 \\ \bar{v}_2 \end{bmatrix},$$

$\rho_{\alpha 1}, \rho_{\alpha 2}, \rho_{\beta 1}, \rho_{\beta 2}$ 被看作为干扰量。

对于本文设计的观测器系统, α 轴方向分析如下:

假设 $\rho_{\alpha 1}, \rho_{\alpha 2}$ 满足如下条件:

$$|\rho_{\alpha 1}| \leq \delta_1 |x_{\alpha 1}|^{1/2}, \quad |\rho_{\alpha 2}| \leq \delta_2. \quad (15)$$

上式限定了系统不确定性的界, 其中常数 $\delta_1, \delta_2 \geq 0$ 。

选取如下 Lyapunov 函数^[17]:

$$\begin{aligned} V(x) &= k_{\alpha 2} |x_{\alpha 1}| + \frac{1}{2} x_{\alpha 2}^2 + \\ &\quad \frac{1}{2} (k_{\alpha 1} |x_{\alpha 1}|^{1/2} \text{sgn } x_{\alpha 1} - x_{\alpha 2})^2 = \\ &\quad \zeta^T P \zeta, \end{aligned} \quad (16)$$

其中:

$$\begin{aligned} \zeta^T &= [|x_{\alpha 1}|^{1/2} \text{sgn } x_{\alpha 1} \quad x_{\alpha 2}], \\ P &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_{\alpha 2} + k_{\alpha 1}^2 & -k_{\alpha 1} \\ -k_{\alpha 1} & 2 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

$V(x)$ 对时间的一阶导数为

$$\dot{V}(x) = -\frac{1}{|x_{\alpha 1}|^{1/2}} \zeta^T Q \zeta + \frac{\rho_1}{|x_{\alpha 1}|^{1/2}} q_1^T \zeta + \rho_2 q_2^T \zeta, \quad (17)$$

其中:

$$\begin{aligned} Q &= \frac{k_{\alpha 1}}{2} \begin{bmatrix} 2k_{\alpha 2} + k_{\alpha 1}^2 & -k_{\alpha 1} \\ -k_{\alpha 1} & 1 \end{bmatrix}, \\ q_1^T &= [(2k_{\alpha 2} + \frac{k_{\alpha 1}^2}{2}) \quad -\frac{k_{\alpha 1}}{2}], \\ q_2^T &= [-k_{\alpha 1} \quad 2]. \end{aligned}$$

由边界扰动条件式(15)可得

$$\dot{V}(x) \leq -\frac{1}{|x_{\alpha 1}|^{1/2}} \zeta^T \tilde{Q} \zeta, \quad (18)$$

其中:

$$\begin{aligned} \tilde{Q} &= \frac{k_{\alpha 1}}{2} \begin{bmatrix} \mathcal{M} & \mathcal{N} \\ \mathcal{N} & 1 \end{bmatrix}, \\ \mathcal{M} &= 2k_{\alpha 2} + k_{\alpha 1}^2 - (\frac{4k_{\alpha 2}}{k_{\alpha 1}} + k_{\alpha 1})\delta_1 - 2\delta_2, \\ \mathcal{N} &= -(k_{\alpha 1} + 2\delta_1 + \frac{2\delta_2}{k_{\alpha 1}}). \end{aligned}$$

文献[17]给出了 $P, \tilde{Q}$ 矩阵正定的条件如下:

$$\begin{cases} k_{\alpha 1} > 2\delta_1, \\ k_{\alpha 2} > k_{\alpha 1} \frac{5\delta_1 k_{\alpha 1} + 6\delta_2 + 4(\delta_1 + \delta_2/k_{\alpha 1})^2}{2(k_{\alpha 1} - 2\delta_1)}. \end{cases} \quad (19)$$

式(19)给出了 $\dot{V}(x) < 0$ 的充分条件, 参数 δ_1, δ_2 确定后, 只要存在 $k_{\alpha 1}, k_{\alpha 2}$ 满足以上条件, 根据李雅普诺夫定理, 系统必定是一致渐近稳定的。

对二阶滑模的应用存在着一些难点: 控制律的参数和系统不确定性的界有关, 难以准确给定; 收敛条件一般为充分条件, 具有一定的保守性^[18]。在观测器的控制参数选择方面, 我们通过试凑的方法, 将所选控制参数代入式(19), 来看其是否满足。如果满足的话, 则系统必定是一致渐近稳定的。但是如果不满足, 本文也不能判定其不稳定, 因为本文给出的是 $\dot{V}(x) < 0$ 的充分条件, 而非必要条件。 β 轴方向的稳定性分析同上。

5 定子磁链估算(Estimating stator flux)

利用转子磁链观测器估算得到的转子磁链和定子电流, 可估算定子磁链:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{s\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_{r\alpha} + \sigma L_s \hat{i}_{s\alpha}, \\ \hat{\psi}_{s\beta} = \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \sigma L_s \hat{i}_{s\beta}. \end{cases} \quad (20)$$

异步电机反馈线性化二阶滑模定子磁链观测器系统框图如图1所示。

6 仿真与实验(Simulation and experiment)

为了验证所设计的反馈线性化二阶滑模磁链观测器的可行性和有效性, 将其应用到异步电机直接转矩控制中进行仿真和实验, 异步电机直接转矩控制结构图如图2所示。仿真和实验中所用电机参数如表1所示。定子磁链给定值 $\psi_s = 1 \text{ Wb}$, 转速调节器采用PID控制, 其中比例系数 $K_P = 20$, 积分系数 $K_I = 0.01$, 微分系数 $K_D = 0.2$ 。观测器控制参数为: $k_{\alpha 1} = k_{\beta 1} = 10$, $k_{\alpha 2} = k_{\beta 2} = 2000$ 。

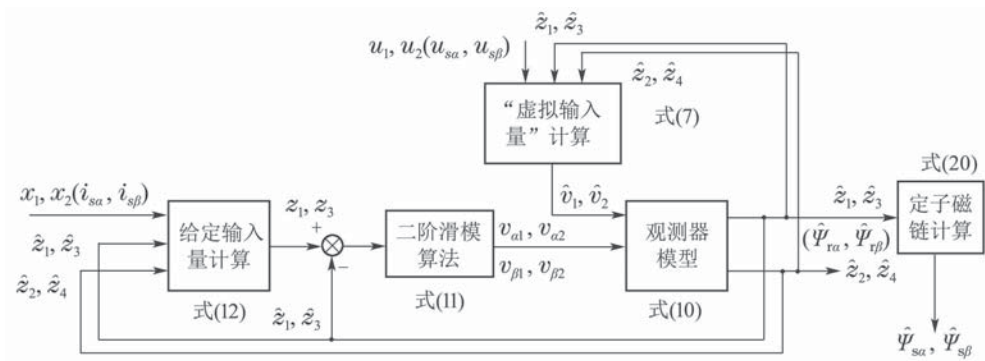


图 1 观测器框图

Fig. 1 Diagram of the observer system

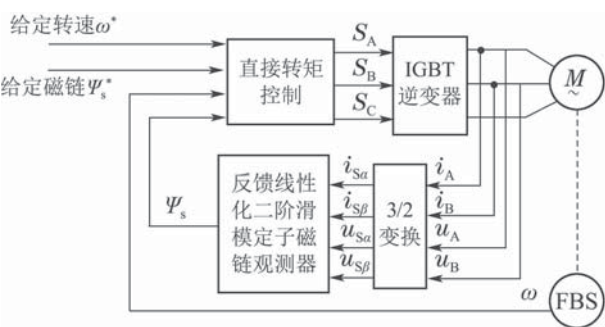


图 2 异步电机直接转矩控制结构图

Fig. 2 Diagram of induction motor direct torque control system

表 1 电机参数

Table 1 Parameters of the induction motor

参 数	数 值
额定电压 U_N/V	380
额定频率 f_N/Hz	50
定子电阻 R_s/Ω	1.405
转子电阻 R_r/Ω	1.395
定子自感 L_s/H	0.1780
转子自感 L_r/H	0.1780
互感 L_m/H	0.1722
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.511
极对数 n_p	2

利用MATLAB/Simulink搭建基于反馈线性化二阶滑模定子磁链观测器的异步电机直接转矩控制系统仿真模型进行仿真实验. 仿真中定子磁链的实际值由电机的数学模型给出.

分别采用反馈线性化二阶滑模磁链观测器、电压模型法磁链观测器及常规二阶滑模磁链观测器(即不经过反馈线性化直接利用二阶滑模方法设计观测器)观测定子磁链进行稳态观测研究. 空载时, 低速和高速稳态运行时的磁链观测及其观测误差如图3和图4示.

从图3中可以看出, 低速稳态运行时基于反馈线性化二阶滑模方法的磁链观测器观测误差峰-峰值约

为0.08 Wb, 而电压模型法观测误差峰-峰值约为0.25 Wb, 常规二阶滑模方法观测误差峰-峰值约为0.15 Wb.

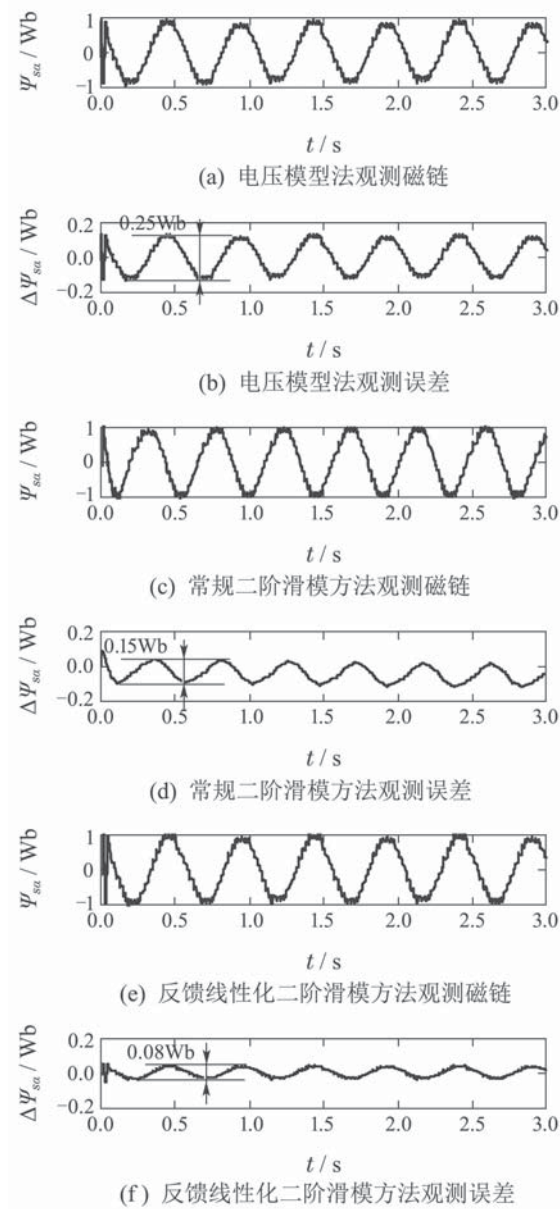


图 3 60 r/min 稳态运行时磁链波形

Fig. 3 Steady-state stator flux linkage at 60 r/min

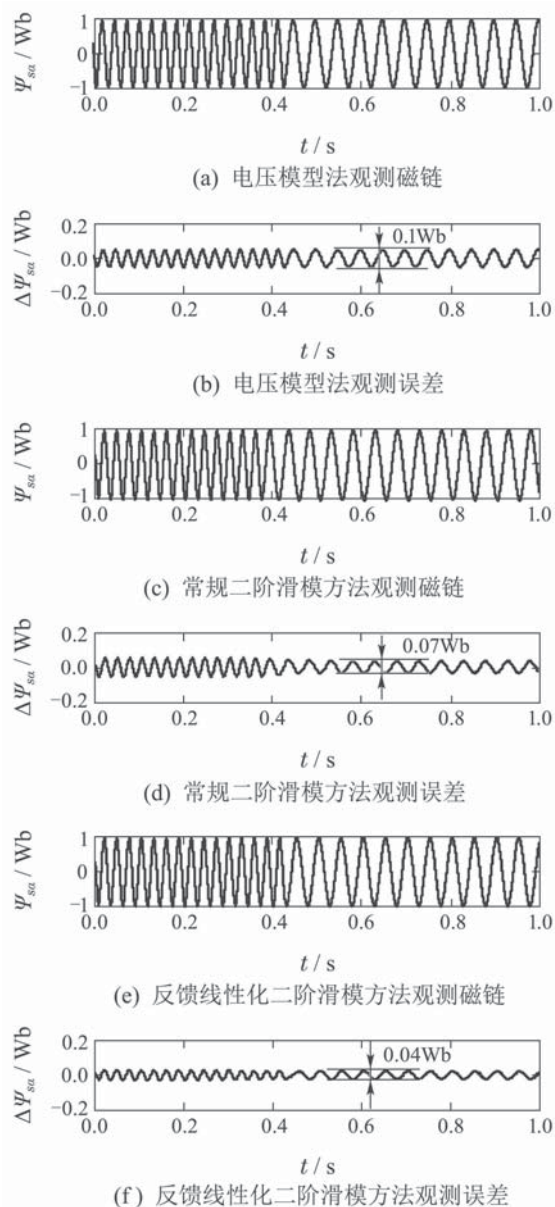


图 4 600 r/min 稳态运行时磁链波形

Fig. 4 Steady-state stator flux linkage at 600 r/min

从图4中可以看出, 高速稳态运行时基于反馈线性化二阶滑模方法的磁链观测器观测误差峰-峰值约为0.04 Wb, 而电压模型法观测误差峰-峰值约为0.1 Wb, 常规二阶滑模方法观测误差峰-峰值约为0.07 Wb. 故本文提出的反馈线性化二阶滑模磁链观测方法的观测精度高于电压模型法和常规二阶滑模方法, 特别是在低速区的观测精度较高.

利用所设计的反馈线性化二阶滑模观测器输出实现磁链闭环对系统进行鲁棒性研究. 图5为定子电阻突变波形, 转速给定值为600 r/min, 电机稳态运行后, 0.8 s时突然令定子电阻 R_s 发生摄动, 分别变为其标称值的2倍和1/2倍. 图6为定转子间互感突变波形, 转速给定值为600 r/min, 电机稳态运行后, 0.8 s时突然令定转子间互感 L_m 发生摄动, 分别变为其标称值的2倍

和1/2倍.

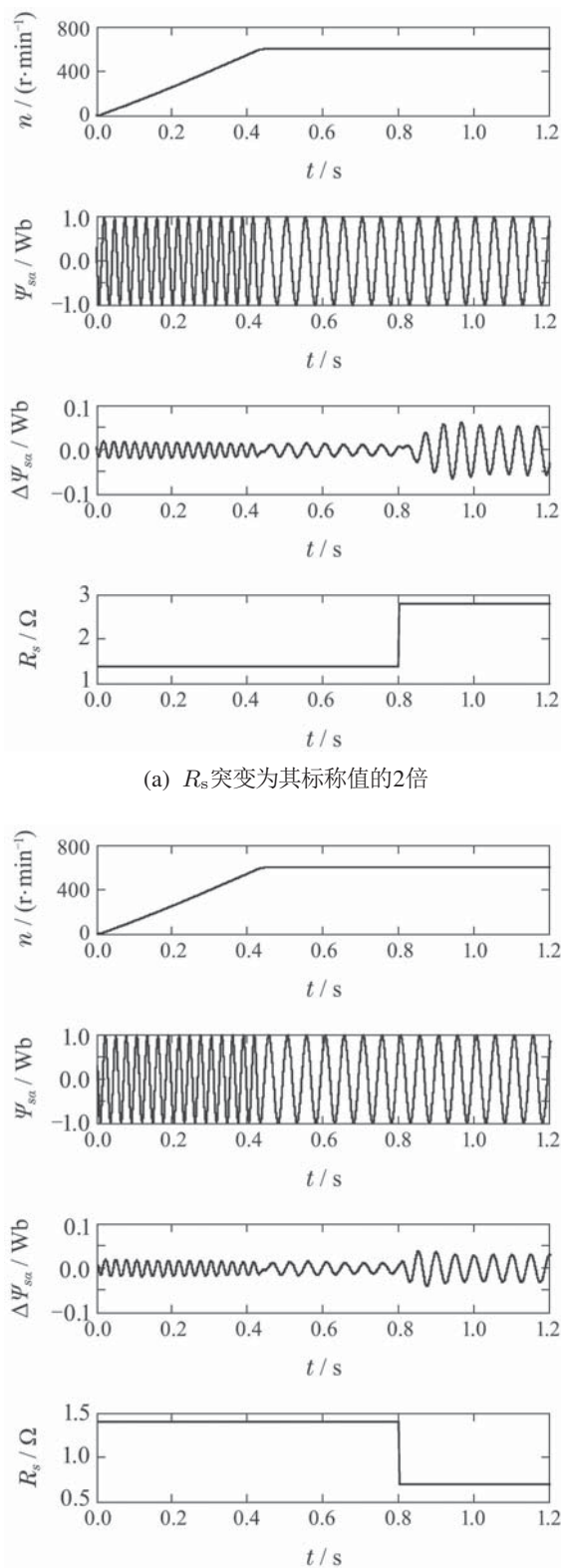
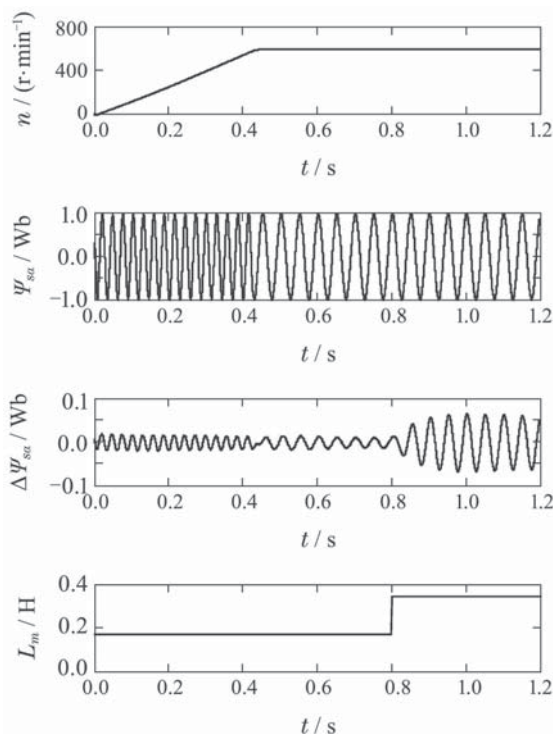
(a) R_s 突变为其标称值的2倍(b) R_s 突变为其标称值的1/2倍

图 5 定子电阻突变波形

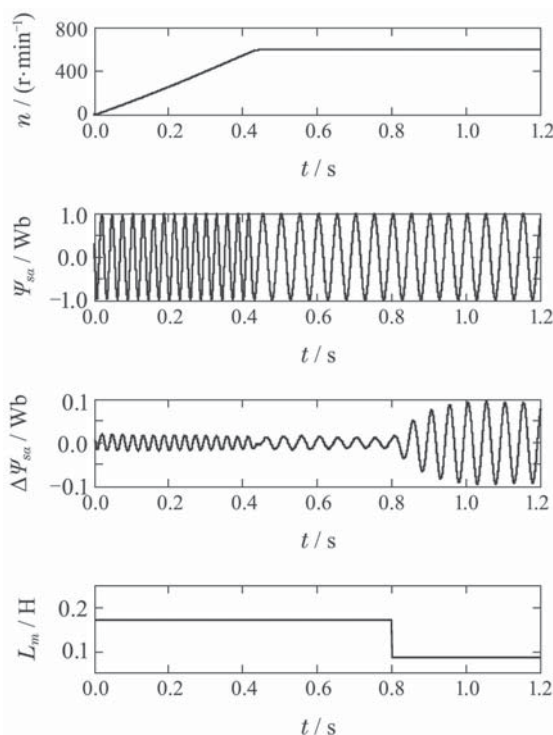
Fig. 5 Response to changing stator resistance value suddenly

从图5和图6中可以看出, 当定子电阻和定转子间互感突变后, 磁链观测误差仅在小范围内增大, 磁链幅值变化很小, 电机转速几乎没有变化, 这表明基于

反馈线性化的二阶滑模磁链观测方法对电机电阻和电感参数的变化具有较强的鲁棒抑制能力。



(a) L_m 突变为其标称值的2倍



(b) L_m 突变为其标称值的1/2倍

图6 定转子间互感突变波形

Fig. 6 Response to changing mutual inductance value suddenly

为了研究系统运行的动态性能,利用所设计的反馈线性化二阶滑模观测器实现磁链和转矩闭环.空载

情况下,转速从0到100 r/min,再到600 r/min的动态加速波形如图7所示.600 r/min空载稳态运行时负载阶跃的动态响应波形如图8所示.从图7-8中可以看出,输出转矩响应迅速,转速能够很快达到给定值,系统对外部负载变化有良好的抗干扰能力,即本文所提反馈线性化二阶滑模磁链观测器对转速及负载阶跃具有较快的动态收敛特性。

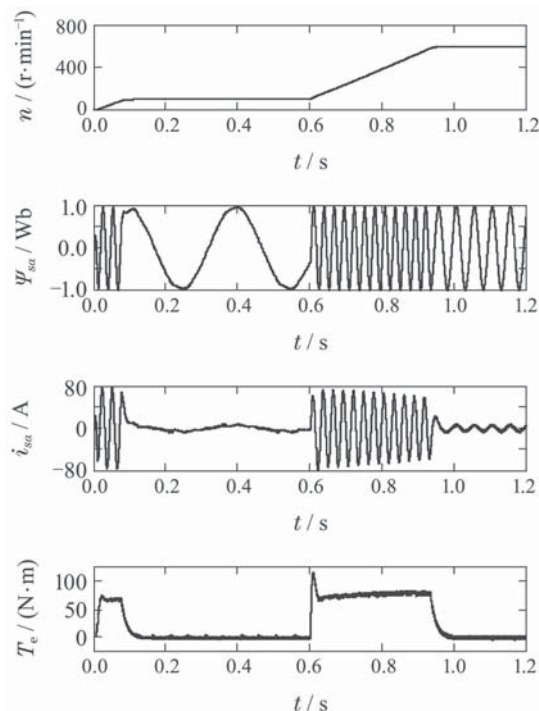


图7 速度阶跃波形

Fig. 7 Response to a step speed

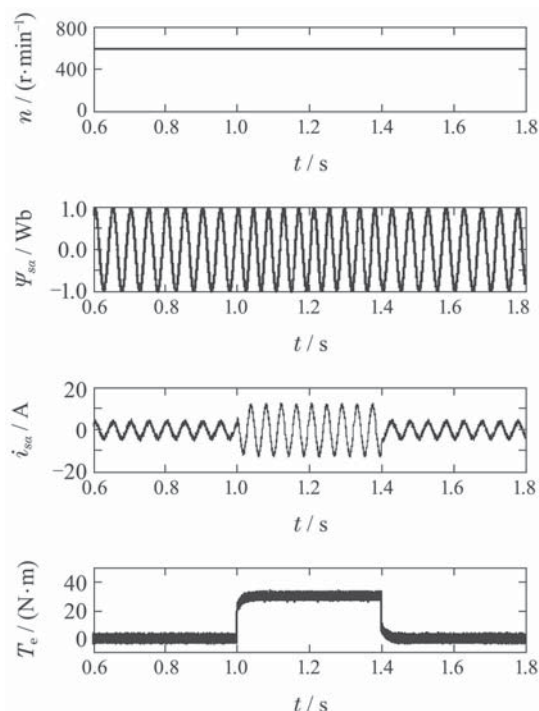


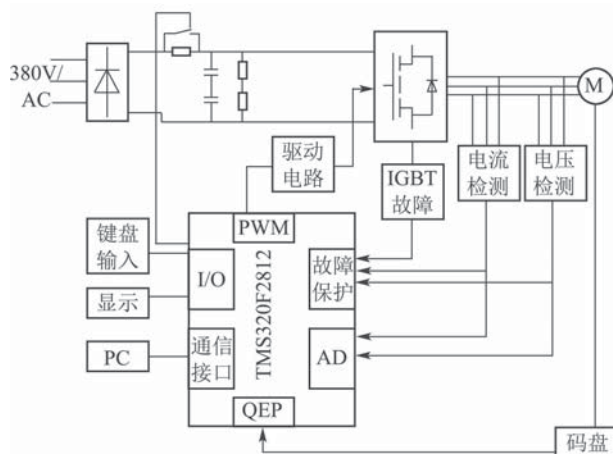
图8 负载阶跃波形

Fig. 8 Response to a step load

同时为了验证异步电机反馈线性化二阶滑模定子磁链观测器的实际可行性, 利用电力电子与电气传动综合实验台搭建实验平台进行实验. 实验平台组成包括电机和负载、主回路、PC及DSP(TMS320F2812)控制板, 实验平台及其构成如图9所示. 实验电机为鼠笼式三相异步电动机, 电机参数及观测器控制参数与仿真时相同, 实验结果如图10–11所示.



(a) 实验平台



(b) 实验平台构成

图 9 实验平台及其构成

Fig. 9 Experimental platform

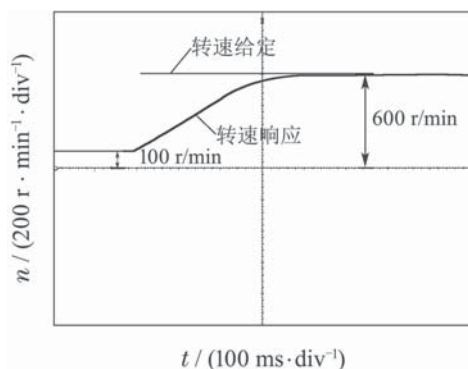


图 10 电机转速响应

Fig. 10 The induction motor rotor speed response

从图10中可以看出电机转速从100 r/min加速到600 r/min仅需不到0.4 s的时间, 这表明系统具有良好

的速度动态响应性能, 也说明了反馈线性化二阶滑模磁链观测方法的有效性. 从图11中可以看出定子磁链观测值始终收敛于单位圆上, 符合预先给定值1 Wb, 说明了反馈线性化二阶滑模磁链观测器对定子磁链观测的准确性. 实验结果验证了反馈线性化二阶滑模定子磁链观测器的实际可行性.

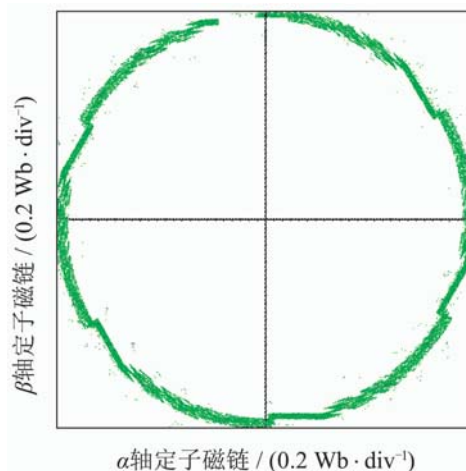


图 11 电机定子磁链

Fig. 11 The induction motor stator flux response

7 结论(Conclusions)

本文提出了反馈线性化二阶滑模定子磁链观测器设计方法, 将基于Super-twisting算法的二阶滑模控制方法应用于以磁链为输出的异步电机反馈线性化模型来设计其定子磁链观测器, 并将此观测器应用到直接转矩控制中. 该方法结合了反馈线性化方法和二阶滑模算法的优点, 运用反馈线性化方法将原非线性系统线性化, 并直接以磁链作为线性系统的输出, 简化了控制律的设计, 且提高了磁链观测精度; 利用滑模控制来抑制系统匹配的不确定性及干扰, 增强了整个系统的鲁棒性. 仿真和实验验证了该方法的可行性和有效性.

参考文献(References):

- [1] ZHANG Xizheng, WANG Yaonan, YUAN Xiaofang, et al. New nonlinear controller for induction motor based on sliding-mode control and adaptive observer [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(6): 753 – 760.
(张细政, 王耀南, 袁小芳, 等. 基于滑模与自适应观测器的感应电机非线性控制新策略 [J]. *控制理论与应用*, 2010, 27(6): 753 – 760.)
- [2] ZHOU Yangzhong, MAO Jie. A novel sliding mode stator flux linkage estimator based on active flux principle for permanent magnet synchronous motors [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(12): 152 – 158+198.
(周扬忠, 毛洁. 基于有效磁链概念的永磁同步电动机新型定子磁链滑模观测器 [J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(12): 152 – 158+198.)
- [3] LI Hong, LUO Yu, HAN Bangcheng, et al. Voltage integral model for stator flux estimator based on band-pass filter [J]. *Electric Machines and Control*, 2013, 17(9): 8 – 16.
(李红, 罗裕, 韩邦成, 等. 带通滤波器法电压积分型定子磁链观测器 [J]. *电机与控制学报*, 2013, 17(9): 8 – 16.)

- [4] SPICHARTZ M, STEIMEL A, STAUDT V. Stator-flux-oriented control with high torque dynamics in the whole speed range for electric vehicles [C] // *Emobility-Electrical Power Train*. Leipzig: IEEE, 2010, 11: 1 – 6.
- [5] LIU Yang, SHI Liming, ZHAO Lu, et al. Direct torque control of asynchronous motor based on hybrid flux observer [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(10): 157 – 162.
(刘洋, 史黎明, 赵鲁, 等. 一种基于混合型磁链观测器的异步电机直接转矩控制 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 157 – 162.)
- [6] BARUT M, BOGOSYAN S, GOKASAN M. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(1): 272 – 280.
- [7] LIU Yanhong, HUO Haijuan, CHU Bing, et al. Passivity-based torque tracking control and adaptive observer design of induction motors [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(8): 1021 – 1026.
(刘艳红, 霍海娟, 楚冰, 等. 感应电机转矩跟踪无源控制及自适应观测器设计 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(8): 1021 – 1026.)
- [8] SENJYU T, NOGUCHI Y, URASAKI N, et al. Position sensorless control for interior permanent magnet synchronous motors using H_∞ flux observer [C] // *International Conference of Electrical Machines and Systems*. Wuhan: IEEE, 2008, 10: 984 – 989.
- [9] LI J C, XU L Y, ZHANG Z. An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(4): 1039 – 1046.
- [10] ZHUANG X, RAHMAN M F. An adaptive sliding stator flux observer for a direct-torque-controlled IPM synchronous motor drive [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(5): 2398 – 2406.
- [11] PAN Yuedou, CHEN Zeping, GUO Yingwei. Design of second order sliding-mode sub-optimal algorithm stator flux observer for induction motor [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(5): 641 – 645.
(潘月斗, 陈泽平, 郭映维. 感应电机二阶滑模次优算法定子磁链观测器设计 [J]. 控制理论与应用, 2015, 32(5): 641 – 645.)
- [12] CHEN H C, WU C I, CHANG C W, et al. Integral sliding-mode flux observer for sensorless vector-controlled induction motors [C] // *2010 International Conference on System Science and Engineering*. Taipei: IEEE, 2010: 298 – 303.
- [13] SHI Hongyu, FENG Yong. High-order terminal sliding mode flux observer for induction motors [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2012, 38(2): 288 – 294.
(史宏宇, 冯勇. 感应电机高阶终端滑模磁链观测器的研究 [J]. 自动化学报, 2012, 38(2): 288 – 294.)
- [14] ARIF J, RAY S, CHAUDHURI B. Multivariable self-tuning feedback linearization controller for power oscillation damping [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2014, 22(4): 1519 – 1526.
- [15] YANG Junhua, ZHENG Jianhua, YANG Mengli, et al. Feedback linearization control of constant output power for variable pitch wind turbine [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(10): 1365 – 1370.
(杨俊华, 郑俭华, 杨梦丽, 等. 变桨距风力发电机组恒功率反馈线性化控制 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(10): 1365 – 1370.)
- [16] DAVILA J, FRIDMAN L, LEVANT A. Second-order sliding-mode observer for mechanical systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(11): 1785 – 1789.
- [17] MORENO J A, OSORIO M. A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers [C] // *IEEE Conference on Decision and Control*. Cancun: IEEE, 2008, 12: 2856 – 2861.
- [18] LI P. *Research and application of traditional and higher-order sliding mode control* [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011.

作者简介:

潘月斗 (1966–), 男, 博士, 副教授, 目前研究方向为交流电动机智能控制理论研究及高速高精交流电动机驱动系统的计算机数字控制系统设计, E-mail: ydpan@ustb.edu.cn;

陈涛 (1991–), 男, 硕士研究生, 目前研究方向为交流异步电机控制理论研究及应用, E-mail: chentao1st@163.com;

郭映维 (1990–), 男, 硕士, 目前研究方向为异步电机控制理论及数字化设计, E-mail: gyw265113@163.com.