

基于ESO的无速度传感器PMSM系统自适应滑模FCS-MPC

张斌, 许伟奇[†], 李坤奇

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 兰州 730070)

摘要: 为了提高三相永磁同步电机(PMSM)控制系统的性能, 基于反双曲正弦函数的扩张状态观测器(ESO)技术, 提出一种新颖的无速度传感器自适应滑模有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)策略, 采用ESO技术构造PMSM系统转速和反电动势的观测器, 实现对电机转速和反电动势快速准确估计. 用带有负载ESO的自适应滑模控制作为系统的转速调节器, 以提高系统的鲁棒性; 利用基于快速矢量选择的FCS-MPC策略, 达到减少转矩脉动、降低系统算法计算量的目的. 仿真结果表明, 基于ESO的无速度传感器自适应滑模FCS-MPC策略能够使PMSM系统可靠稳定运行, 达到满意的转矩和转速控制效果. 与基于积分型滑模面的自适应滑模FCS-MPC策略相比, 所提出的控制策略能使系统具有良好的动态性能和抗负载干扰能力.

关键词: 扩张状态观测器; 自适应滑模控制; 有限控制集模型预测控制; 快速矢量选择; 永磁同步电机

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Sensorless adaptive sliding mode FCS-MPC using ESO for PMSM system

ZHANG Bin, XU Wei-qi[†], LI Kun-qi

(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: In order to improve the control performance of the three-phase permanent magnet synchronous motor(PMSM) system, a novel sensorless adaptive sliding mode finite control set model predictive control(FCS-MPC) strategy is proposed based on the speed extended state observer(ESO) of the arc-hyperbolic sine function. The ESO is used to construct the speed and the back electromotive force(EMF) observer of the PMSM system to realize the estimation of the motor's speed and back EMF fast and accurately. The adaptive sliding mode control with the load ESO is used as the speed regulator of the system to improve the robustness of the system. The FCS-MPC strategy based on fast vector selection is used to reduce the torque ripple and reduce the computational complexity of the system algorithm. The simulation results show that the PMSM system can run reliably and stably with the sensorless adaptive sliding mode FCS-MPC strategy based on the ESO, and achieve satisfactory control effects of torque and speed. Compared with the adaptive sliding mode FCS-MPC strategy based on the integral sliding mode, the proposed strategy enables the PMSMs to possess better command-following characteristics and stronger robustness in the presence of various of reference speed and load torque.

Keywords: extended state observer; adaptive sliding mode control; finite control set model predictive control; fast vector selection; permanent magnet synchronous

0 引言

三相永磁同步电机具有结构简单、体积小、转动惯量小、功率因数大等突出优点, 在交通、军事、工业、医疗和航空等重要领域得到了广泛应用^[1-2]. 高性能PMSM系统控制方法主要分为矢量控制(VC)^[3]、直接转矩控制(DTC)^[4-5]和模型预测控制^[6-7]. 近年来, 出现了一种受到广泛重视的优化控制方法——有限控制集模型预测控制(FCS-MPC), 根据控制目

标不同可分为电流预测控制^[8-10]和转矩预测控制^[11-12]. 传统的转矩预测控制中, 由于定子磁链和电磁转矩的量纲不一致, 需要大量调节权值系数来确保系统具有良好的动态性能^[13]. 与之相比, 电流预测控制具有相同的电流变量量纲, 从而可以避免设计权值系数问题. 传统的FCS-MPC需要计算出每个采样周期内所有基本电压矢量所对应的电流值, 从而增加了系统控制过程的计算量, 而庞大的计算量是工业应用

收稿日期: 2017-03-20; 修回日期: 2017-07-11.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61461023); 甘肃省教育厅项目(2016B-036).

责任编委: 赵春晖.

作者简介: 张斌(1967—), 男, 副教授, 从事电气传动控制系统理论及相关技术应用等研究; 许伟奇(1990—), 男, 硕士生, 从事永磁同步电机模型预测控制及容错控制策略的研究.

[†]通讯作者. E-mail: 1515687211@qq.com

领域的主要瓶颈^[14]. 为了克服常规FCS-MPC上述缺点,张永昌等^[9]提出了改进型的FCS-MPC,该方法能够相应地减小控制过程中的计算量,但是反电动势的估计会增加系统的复杂性和计算量. 针对上述问题,本文采用扩张状态观测器(ESO)对反电动势进行实时观测.

PMSM的FCS-MPC调速系统需要精确的转速信息,具有较高精度和分辨率的转速传感器价格比较昂贵,而且会增加系统的复杂性和导致测量噪声量化等问题,因此,无速度传感器的研究受到了广泛关注. 目前电机系统转速辨识方法主要有5种:高频信号注入法(HFI)^[15]、扩张卡尔曼滤波器法(EKF)^[16]、模型参考自适应(MRAS)^[17]、滑模变结构(SM)^[18]、扩张状态观测器(ESO)^[19]. 第1种方法通过脉振高频信号注入法实现转速辨识,但注入高频噪音会对系统造成不利的影响,并且该辨识方法只适用于凸极结构的电机,具有一定的局限性. 第2种方法无需知道电机参数和机械位置,对参数变化具有较好的鲁棒性,但是设计参数一般需要经验和仿真来确定,对算法收敛性和估计精度有很大影响. 后3种方法均基于输出误差校正来重构观测器,其中:第3种方法实质是线性校正,不适于参数变化或扰动场合;第4种方法实际是变结构非线性校正,结构简单,鲁棒性强,但是滑模面设计会产生抖振现象;第5种方法也是一种基于fal函数的非线性校正,能够解决第4种方法的抖振问题. 与第4种和第5种方法相比,ESO具有2维状态,从而使其具有了独特的功能. 文献[20]提出基于反双曲正弦函数的三阶ESO,并进行了详细分析证明. 反双曲正弦函数可使得ESO具有理想的状态估计效果、系统响应快速而平稳等特点,因此研究基于反双曲正弦函数的ESO的转速、反电动势辨识具有一定的实际意义. 本文设计了基于反双曲正弦函数的二阶ESO,采用李雅普诺夫函数对其稳定性进行证明,并构造出基于反双曲正弦函数的ESO转速、反电动势观测器.

目前PMSM的FCS-MPC系统中转速调节器通常采取PI算法. 在不同转速和外界干扰条件下,只有通过调整PI参数才能获得满意的控制效果. 为了提高系统转速调节器的鲁棒性,近些年,学者们提出了自适应控制与滑模变结构控制相结合的控制策略,形成自适应滑模控制策略^[21-23],受到广泛的关注. 常规的自适应滑模控制在系统不确定性范围已知的条件下设计控制律,该要求在实际中难以满足,并会产生抖振现象. 文献[21]提出基于积分型滑模面的自适应滑模调速器,可以有效减弱抖振现象. 文献[22]对

基于积分滑模面的自适应滑模调速控制进行了实验验证. 文献[23]提出了带ESO的自适应滑模速度调节器,采用积分型滑模面可有效地减弱抖振,ESO可以减轻自适应控制律的负担,但是在系统稳定运行后,系统仍然存在高频抖振现象. 针对上述问题,本文采用基于fal(s, α, δ)函数的滑模面能够使系统无抖振、单调渐近地收敛^[24].

针对三相面贴式永磁同步电机(PMSM)系统,为了提高FCS-MPC方法的鲁棒性和控制精度,并降低成本,本文提出基于快速矢量选择的新型FCS-MPC策略,以反双曲正弦函数为基础,设计转速和反电动势的ESO. 为了使系统转速快速、准确地跟踪参考转速,设计了可以无抖振、单调收敛的自适应滑模转速调节器.

1 扩张状态观测器(ESO)的设计与分析

1.1 扩张状态观测器的设计

设一阶系统状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = f(x_1) + bu(t), \\ y(t) = x_1(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $b > 0$, $f(x_1)$ 为有界的未知非线性扰动函数, $u(t)$ 为控制输入量.

令 $x_2(t) = f(x_1)$, $x_2(t)$ 为扩张变量,即 $\dot{x}_2(t) = w(t)$,一阶系统(1)可扩展为

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) + bu(t), \\ \dot{x}_2(t) = w(t), \\ y(t) = x_1(t). \end{cases} \quad (2)$$

构造系统(2)的一个二阶扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = z_1(t) - y(t), \\ \dot{z}_1(t) = z_2(t) - \beta_1 e_1(t), \\ z_2(t) = -\beta_2 \text{arsh}(\beta_3 e_1(t)). \end{cases} \quad (3)$$

其中: $\beta_1 > 0$, $\beta_2 > 0$, $\beta_3 > 0$. 通常使参数 β_3 接近于1,适当选取参数 β_1 和 β_2 的值,扩张状态观测器(3)可以实现对扩张系统(2)的状态变量进行精确估计,即 $z_1(t) \rightarrow x_1(t)$, $z_2(t) \rightarrow x_2(t)$.

1.2 ESO误差系统稳定性证明

如果 $e_1(t) = z_1(t) - y(t) = z_1(t) - x_1(t)$, $e_2(t) = z_2(t) - x_2(t)$,则可以得到系统(3)和系统(2)的误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = e_2(t) - \beta_1 e_1(t), \\ e_2(t) = -\beta_2 \text{arsh}(\beta_3 e_1(t)) - w_0. \end{cases} \quad (4)$$

下面证明误差系统(4)在平衡点处渐近稳定. 系

统(4)可转化为

$$\dot{e}(t) = -\mathbf{A}(e(t))e(t), \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{A}(e(t)) = \begin{bmatrix} \beta_1 & -1 \\ \frac{\beta_2 \operatorname{arsh}(\beta_3 e_1(t))}{e_1(t)} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

系统(6)中, $\frac{\beta_2 \operatorname{arsh}(\beta_3 e_1(t))}{e_1(t)} > 0$, 且 \mathbf{A} 有界, 如果满足如下条件:

$$\beta_1 - \frac{\beta_2 \operatorname{arsh}(\beta_3 e_1(t))}{e_1(t)} > 0, \quad (7)$$

则可以得到主对角线为正数的矩阵 \mathbf{D} , 即

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & g(e_1(t)) + \delta \\ -g(e_1(t)) - \delta & \gamma \end{bmatrix}, \quad (8)$$

使得 $\mathbf{D}\mathbf{A}(e(t))$ 为正定对称矩阵. 其中: δ 和 γ 均为正无穷小, 且

$$g(e_1(t)) = \left[\frac{e_1(t)}{\beta_1 e_1(t) - \beta_2 \operatorname{arsh}(\beta_3 e_1(t))} \right]. \quad (9)$$

选取系统(4)的Lyapunov函数为

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(t) = & \int_0^t (\mathbf{D}\mathbf{A}(e(\tau))e(\tau), \dot{e}(\tau))d\tau + C = \\ & - \int_0^t \{[\beta_1 e_1(t) - e_2(t)]^2 + \\ & \gamma[\beta_2 \operatorname{arsh}(\beta_3 e_1(t)) + w_0]\}d\tau + C. \quad (10) \end{aligned}$$

其中: $t > 0$; 选取 C 为无穷的正数, 可以保证 $\mathbf{V}(t) > 0$. 对Lyapunov函数(10)求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{V}}(t) = & -[\beta_1 e_1(t) - e_2(t)]^2 - \\ & \gamma[\beta_2 \operatorname{arsh}(\beta_3 e_1(t)) + w_0]^2 \leq 0. \quad (11) \end{aligned}$$

仅当误差系统(4)为零解, 即 $\dot{\mathbf{V}}(t) = 0$ 时, 系统(4)在平衡点渐近稳定.

由于反双曲线正弦函数 $\operatorname{arsh}(\beta_1 e_1(t))$ 是光滑连续的奇函数, 且当 $e_1(t) \rightarrow 0$ 时, 有

$$\lim_{e_1(t) \rightarrow 0} \frac{\operatorname{arsh}(\beta_1 e_1(t))}{\beta_1 e_1(t)} = 1,$$

即 $\operatorname{arsh}(\beta_1 e_1(t)) \approx \beta_1 e_1(t)$. 当 $e_1(t) \rightarrow 0$ 时, 式(7)可等价替换为 $\beta_1 - \beta_2 \beta_3 > 0$. 只需扩张状态观测器系统(3)参数满足 $\beta_1 - \beta_2 \beta_3 > 0$, 即可保证误差系统(4)在平衡点渐近稳定.

2 基于ESO转速观测器的PMSM系统自适应滑模FCS-MPC

2.1 建立PMSM的数学模型和控制系统框图

以面贴式PMSM系统为控制对象, 假设磁路不饱和, 忽略磁滞和涡流的损耗, 空间磁场呈现正弦分布, 在自然坐标系下数学模型经过磁场定向变换可得到dq旋转坐标系下的定子电流方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = (u_d - R_s i_d - e_d)/L, \\ \frac{di_q}{dt} = (u_q - R_s i_q - e_q)/L. \end{cases} \quad (12)$$

其中: i_d 、 i_q 和 u_d 、 u_q 为 d 、 q 轴定子电流和电压; R_s 为定子电阻; L 为定子电感; e_d 、 e_q 为反电动势. 有

$$\begin{cases} e_d = -\omega_e L_q i_q, \\ e_q = \omega_e (L_d i_d + \psi_f), \\ \omega_e = P \omega_r. \end{cases} \quad (13)$$

其中: ω_e 为电角速度; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴电感, ψ_f 为转子永久磁通; P 为极对数; ω_r 为机械角速度.

PMSM的机械转动方程为

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_L. \quad (14)$$

其中: T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为阻力摩擦系数; T_e 为电磁转矩, 且有

$$T_e = 1.5P[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]. \quad (15)$$

对三相面贴式PMSM而言, $L_d = L_q = L$, 故有

$$T_e = 1.5P\psi_f i_q. \quad (16)$$

针对三相面贴式永磁同步电机(PMSM)系统, 本文给出基于ESO的无速度传感器自适应滑模FCS-MPC系统框图如图1所示.

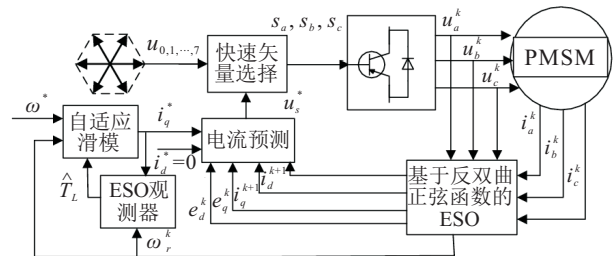


图1 无速度传感器自适应滑模FCS-MPC系统

2.2 基于ESO的转速和反电动势观测器设计

根据PMSM的定子电流状态方程(12)和扩张状态观测器(ESO)的机理, 构造出系统(2)的一阶状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\nu}_1 = -\frac{R_s}{L}\nu_1 + \mathbf{h} + \frac{1}{L}\mathbf{u}, \\ \mathbf{y}_1 = \nu_1. \end{cases} \quad (17)$$

其中: $\nu_1 = [i_d \ i_q]^T$, $\mathbf{h} = [-e_d/L \ -e_q/L]^T$, $\mathbf{u} = [u_d \ u_q]^T$. 将式(17)中的 \mathbf{h} 扩张为新的状态变量 ν_2 , 存在 $\dot{\nu}_2 = \mathbf{q}(t)$, 且 $\mathbf{q}(t)$ 有界.

根据式(2), 可得到系统(17)的二阶扩张方程为

$$\begin{cases} \dot{\nu}_1(t) = -R_s \nu_1(t)/L + \nu_2(t) + \mathbf{u}(t)/L, \\ \dot{\nu}_2(t) = \mathbf{q}(t), \\ \mathbf{y}(t) = \nu_1(t). \end{cases} \quad (18)$$

式(18)是能观的,因此可构造系统(18)的二阶ESO为

$$\begin{cases} \mathbf{e}_1(t) = \mathbf{z}_1(t) - \boldsymbol{\nu}_1(t), \\ \dot{\mathbf{z}}_1(t) = -R_s \mathbf{z}_1(t)/L + \mathbf{z}_2(t) + \mathbf{u}(t)/L - \beta_1 \mathbf{e}_1(t), \\ \dot{\mathbf{z}}_2(t) = -\beta_2 \text{arsh}(\beta_3 \mathbf{e}_1(t)). \end{cases} \quad (19)$$

其中: $\beta_1 > 0, \beta_2 > 0, \beta_3 > 0$,且满足 $\beta_1 - \beta_2\beta_3 > 0$; $\text{arsh}(\cdot)$ 为光滑连续的非线性函数.

在二阶ESO系统(19)中,有

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1 &= [\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T, \quad \mathbf{z}_2 = [\hat{h}_1 \ \hat{h}_2]^T, \\ \hat{h}_1 &= -\hat{e}_d/L, \quad \hat{h}_2 = -\hat{e}_q/L. \end{aligned} \quad (20)$$

其中: \hat{i}_d, \hat{i}_q 为 i_d, i_q 的估计值; \hat{h}_1, \hat{h}_2 为 h_1, h_2 的估计值; \hat{e}_d, \hat{e}_q 为 dq 旋转坐标轴下的反电动势估计值,即

$$\hat{e}_d = -L\hat{h}_1, \quad \hat{e}_q = -L\hat{h}_2. \quad (21)$$

在ESO的扩张状态观测值中包含转速信息量,即

$$\begin{aligned} \hat{h}_1 &= \hat{\omega}_e \hat{\psi}_d/L, \quad \hat{h}_2 = -\hat{\omega}_e \hat{\psi}_q/L, \\ \hat{\psi}_d &= L\hat{i}_d + \psi_f, \quad \hat{\psi}_q = L\hat{i}_q, \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\hat{\psi}_d$ 和 $\hat{\psi}_q$ 分别为 ψ_d 和 ψ_q 的估计值. 由式(22)可得到转速 ω_e 和位置 θ_e 的估计值为

$$\hat{\omega}_e = \frac{L(\hat{h}_1 - \hat{h}_2)}{\hat{\psi}_d + \hat{\psi}_q}, \quad \hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt. \quad (23)$$

2.3 基于ESO的自适应滑模转速调节器设计

PMSM在电机参数不确定性条件下的机械状态方程为

$$\dot{\omega}_r = (a + \Delta a)i_q - (b + \Delta b)\omega_r - (c + \Delta c)T_L. \quad (24)$$

其中: $a = 1.5P_n\psi_f/J; b = B/J; c = 1/J; \Delta a, \Delta b, \Delta c$ 代表电机参数变化产生的摄动值. 令

$$g = \Delta a i_q - \Delta b \omega_r - \Delta c T_L,$$

$$f = a(i_q - i_q^*) - b\omega_r - cT_L.$$

对式(24)重新构造为

$$\dot{\omega}_r = a i_q^* + f + g. \quad (25)$$

式(25)中 $f+g$ 项可通过自适应控制律估计得到,但是当未知扰动突变和参数变化时,扰动幅值将会突增,从而加重自适应控制律的负担. 本文采用新颖的自适应控制律对 g 进行估计, f 项通过ESO观测并进行前馈补偿,这样会减轻自适应控制律的压力,可以得到更好的控制效果.

定义 ω_r^* 为系统转速的参考值,转速跟踪误差为 $e = \omega_r^* - \omega_r$,则转速误差状态方程为

$$\dot{e} = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_r^* - a i_q^* - d - g. \quad (26)$$

设滑模切换面为

$$S = e. \quad (27)$$

为了避免传统滑模控制中 $\text{sign}(\cdot)$ 函数产生的高频抖振现象,可以通过积分型滑模面解决该问题^[21],但是系统进入稳定状态后,依然存在高频抖振现象. 本文采用幂次函数 $\text{fal}(s, \alpha, \delta)$ 能够使系统无抖振、单调地收敛^[24].

定义滑模趋近率为

$$\dot{S} = -\varepsilon \text{fal}(S, \alpha, \delta). \quad (28)$$

其中: ε 为滑模增益, $\varepsilon > 0$; 且有

$$\text{fal}(S, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{S}{\delta^{1-\alpha}}, & |S| \leq \delta; \\ \text{sign}(S)|S|^\alpha, & |S| > \delta. \end{cases} \quad (29)$$

式(25)中 $\text{fal}(\cdot)$ 函数为平衡点(原点)附近的线性连续函数, $\delta > 0, 0 < \alpha < 1$ 时具有大增益小误差的特性^[24].

设计转速控制器为

$$i_q^* = \frac{1}{a}(\dot{\omega}_r - f - \hat{g} + \varepsilon \text{fal}(S, \alpha, \delta)). \quad (30)$$

该控制器中 $(\dot{\omega}_r - \hat{g} + \varepsilon \text{fal}(S, \alpha, \delta))/a$ 为自适应滑模控制器部分; $-f/a$ 为由ESO观测并进行前馈补偿到输入端的部分; \hat{g} 为电机的不确定项估计值,并按如下自适应控制律进行更新:

$$\dot{\hat{g}} = -\lambda S, \quad \rho > 0. \quad (31)$$

定义参数的估计误差 $\tilde{g} = g - \hat{g}$, 且有 $\dot{\tilde{g}} = -\dot{\hat{g}}$, 系统Lyapunov函数为

$$V = S^2/2 + \tilde{g}^2/2\lambda. \quad (32)$$

对式(32)求导,由式(26)~(29)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} + \frac{1}{\lambda}\tilde{g}\dot{\tilde{g}} = \\ &= S(\dot{\omega}_r^* - a i_q - f - g) + \frac{1}{\lambda}\tilde{g}\dot{\tilde{g}} = \\ &= S\varepsilon \text{fal}(S, \alpha, \delta) + S(\dot{\omega}_r^* - a i_q - f - \hat{g} + \\ &= \varepsilon \text{fal}(S, \alpha, \delta)) - S\tilde{g} + \frac{1}{\lambda}\tilde{g}\dot{\tilde{g}} = \\ &= \varepsilon S \text{fal}(S, \alpha, \delta). \end{aligned}$$

当 $\delta > 0, 0 < \alpha < 1$ 时, $\dot{V} < 0$, 满足Lyapunov渐近稳定条件. 单独调整滑模增益 ε 能够提高系统抗扰性和快速性,但是取值过大会引起系统抖振,如果配合调整 ε 和 α 则可以避免该现象,同时使系统具有快速性和抗扰性.

基于反双曲正弦函数的ESO优于普通状态观测器,它将系统的未知扰动项用非线性状态反馈化为积分串联型,并在反馈中加以补偿,使得被扩张的状态

能够对未知扰动项进行实时估计,具有很好的适用性和鲁棒性,从而能够提高PMSM系统的控制性能. 本文将 f 看作系统的总扰动项,即 $w(t) = f$, 利用ESO可快速准确地观测 f 并进行前馈补偿. 将系统(25)构造出标准的ESO为

$$\dot{\omega}_r^* = ai_q^* + \hat{g} + w(t). \quad (33)$$

令 $u = i_q^*$, $x_1 = \omega_r$, 根据式(1)和(3)构造(33)的ESO为

$$\begin{cases} e_2(t) = z_1(t) - \omega_r(t), \\ \dot{z}_1(t) = z_2(t) + \hat{g} + ai_q^* - \beta_1 e_2, \\ \dot{z}_2(t) = -\beta_2 \text{arsh}(\beta_3 e_2(t)). \end{cases} \quad (34)$$

其中: $\beta_1 > 0$, $\beta_2 > 0$, $\beta_3 > 0$. 通常使参数 β_3 接近于1,适当选取参数 β_1 和 β_2 的值,且满足 $\beta_1 - \beta_2\beta_3 > 0$, z_1 和 z_2 分别能够准确地估计速度 ω_r 和系统扰动 f .

2.4 基于快速矢量选择的FCS-MPC

2.4.1 基于快速矢量选择的电流模型预测控制

在FCS-MPC系统中,电机的参数会发生变化,对反电动势具有较大影响,而反电动势的不准确会影响系统的控制精度. 由于在旋转坐标系下,反电动势为直流量,通过前三时刻的电压和电流估计出相应的电动势,将3个时刻的值相加求平均值可以获得更为平滑的反电动势^[9],但是反电动势估计会增加系统的复杂性和计算量. 针对上述问题,本文采用扩张观测器对系统反电动势进行实时观测.

通过式(19)估计的电流和反电动势构造出新的预测电流矢量方程为

$$\dot{z}_1(t) = -R_s z_1(t)/L + z_2(t) + u_s(t)/L. \quad (35)$$

其中: z_1 为电流矢量观测值, z_2 为反电动势矢量观测值, u_s 为电压矢量.

采用二阶欧拉对式(35)进行离散化^[10]为

$$\begin{cases} z_{1p}^{k+1} = z_1^k + \frac{T_s(u_s^k - R_s z_1^k - L z_2^k)}{L}, \\ z_1^{k+1} = z_{1p}^{k+1} - \frac{0.5T_s R_s (z_{1p}^{k+1} - z_1^k)}{L}. \end{cases} \quad (36)$$

其中: T_s 为系统采样周期, z_{1p}^{k+1} 为预测校正变量, z_1^{k+1} 为 $(k+1)T_s$ 时刻电流预测值.

将式(36)进一步化简为

$$z_1^{k+1} = z_{10}^k + \frac{T_s L - 0.5T_s^2 R_s}{L^2} u_s^k, \quad (37)$$

其中

$$z_{10}^k = \frac{(L^2 - LR_s T_s + 0.5T_s^2 R_s^2) z_1^k}{L^2} + \frac{(T_s L - 0.5T_s^2 R_s^2) z_2^k}{L}.$$

在式(37)中,当 $z_1^{k+1} = i_s^*$ 时,可得到理想的参考电压矢量

$$u_s^* = \frac{L^2(i_s^* - z_{10}^k)}{T_s L - 0.5T_s^2 R_s}. \quad (38)$$

式(38)意味着如果在 kT_s 时刻参考定子电压矢量 u_s^* 作用于PMSM,则 $(k+1)T_s$ 时刻定子电流预测矢量 z_1^{k+1} 将为参考矢量电流 i_s^* .

令 $u_k (k = 1, 2, \dots, 6)$ 为6个扇区的基本电压矢量,需要 u_s^* 与 u_k 误差矢量幅值最小,即

$$e_{uk} = |u_s^* - u_k|. \quad (39)$$

如果输出基本电压矢量为零矢量,则有误差电压矢量的幅值为

$$e_0 = |u_s^*|. \quad (40)$$

该方法总结为: 1) 通过式(33)计算出 u_s^* ; 2) 根据式(38)判断 u_s^* 所在的扇区 $K (k = 1, 2, \dots, 6)$; 3) 比较式(39)与(40),如果 $e_0 > e_{uk}$,则最佳电压矢量为 u_k , 否则最佳电压矢量为零矢量.

2.4.2 控制延迟补偿

在实际数字系统控制中,控制器的实际输出电压滞后于电流的变化^[25]. 为了消除延迟对系统控制性能的负面影响. 根据式(36)计算出 z_1^{k+1} , 然后通过 z_1^{k+1} 作为初始值计算出 $k+1$ 时刻的定子参考电压矢量 u_s^* , 从而系统延迟得到了补偿.

综上所述,考虑延迟补偿后,基于快速矢量选择的FCS-MPC流程如图2所示.

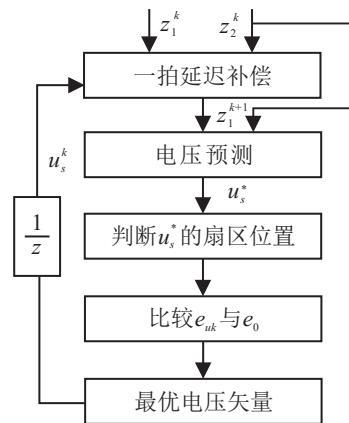


图2 基于快速矢量选择的FCS-MPC流程

3 仿真研究分析

为验证基于ESO速度观测的PMSM自适应滑模FCS-MPC方法的正确性和有效性,采用Matlab/Simulink进行仿真研究. PMSM参数见表1.

设系统的采样周期为 $10 \mu s$, 转速给定值为 1000 r/min , PMSM系统带载 ($1 \text{ N}\cdot\text{m}$) 起动, 在 0.1 s 时加载至额定负载 ($3 \text{ N}\cdot\text{m}$), 在 0.2 s 时卸载至起动负载

(1 N·m), 在 0.3 s 时将转动惯量值由 0.001 kg·m² 降至 0.000 1 kg·m².

表 1 永磁同步电机参数

| 参数 | 数值 |
|-----------------------------|---------|
| 定子电阻 R_s / Ω | 2.875 |
| 绕组电感 L_s / H | 0.008 5 |
| 额定功率 P_N / kW | 1.1 |
| 极对数 P | 4 |
| 转动惯量 $J / (kg \cdot m^2)$ | 0.001 |
| 额定转矩 $T_N / (N \cdot m)$ | 3 |
| 直流电源 u_{dc} / V | 310 |
| 额定转速 $\omega_r / (r / min)$ | 1500 |

3.1 各转速辨识方法的分析比较

针对文献 [16-19] 和本文提出的 ESO 转速辨识方法, 为了表示方便, 将基于 fal 函数和反双曲正弦函数的 ESO 分别表示为 ESO1 和 ESO2. 基于同样带有 ESO 的自适应滑模 FCS-MPC 的 PMSM 系统, 分别构建 EKF、MRAS、SMO、ESO1 和 ESO2 的速度辨识仿真模型, 并进行比较分析. 图 3~图 7 分别为扩张卡尔曼滤波器(EKF)、模型参考自适应(MRAS)、滑模变结构(SMO)、ESO1 和 ESO2 的转速响应曲线.

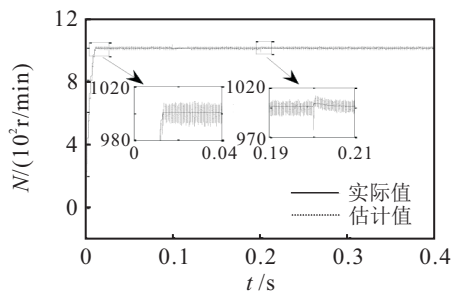


图 3 KEF 响应

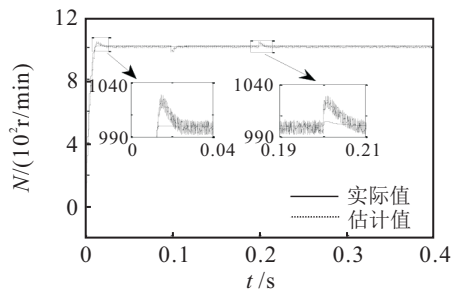


图 4 MRAS 响应

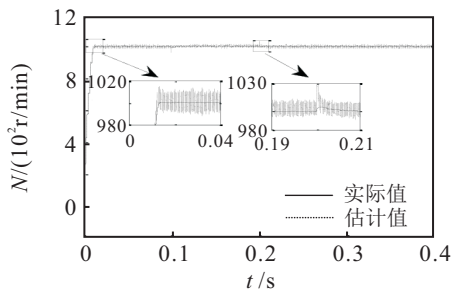


图 5 SMO 响应

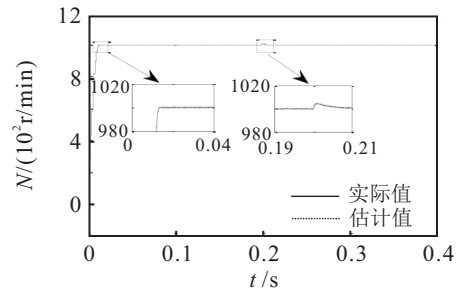


图 6 基于 fal 函数的 ESO 响应

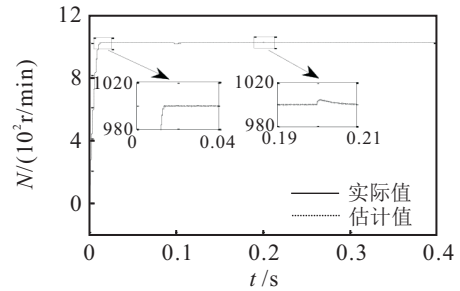


图 7 基于反双曲正弦函数的 ESO 响应

由图 3~图 7 可见, EKF、MRAS 和 SMO 在起动和负载变化时都有较大的估计幅值. 与 EKF、MRAS 和 SMO 相比, 在整个系统运行过程中, ESO1 和 ESO2 所估计的转速与实际转速响应曲线几乎重合, 即能够快速准确地跟踪实际转速, 且具有良好的辨识精度. 表 2 给出了相应的转速和电角速度的平均估计误差值. 由表 2 可见, 相比 EKF、MRAS、SMO 和 ESO1, ESO2 观测具有更小的转速估计误差和电角速度估计误差.

表 2 转速和电角速度的平均估计误差

| 辨识方法 | EKF | MASA | SMO | ESO1 | ESO2 |
|------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 转速 / (r / min) | 7.45 | 16.76 | 35.24 | 1.21 | 0.02 |
| 电角速度 / (rad / s) | 0.012 | 0.036 | 0.14 | 0.011 | 0.001 |

3.2 基于平均值和 ESO 的反电动势辨识的分析比较

图 8 和图 9 分别为基于平均值方法的反电动势响应曲线^[9]和基于反双曲正弦函数的 ESO 的反电动势响应曲线, 为了表示方便, 将它们分别称为反电动势辨识 1 和反电动势辨识 2.

由图 8 和图 9 可见: 在负载变化、转动惯量变化前, 反电动势辨识 1 和辨识 2 都能够快速准确地估计出反电动势; 在转动惯量变化后, 与反电动势辨识 1 相比, 反电动势辨识 2 具有更小的反电动势脉动. 表 3 给出了反电动势辨识 1 和辨识 2 的平均脉动值. 由表 3 可见, 在转动惯量变化后, 反电动势辨识 2 具有更小的反电动势脉动. 因此, 本文所设计的基于反双曲正弦函数的 ESO 反电动势观测器具有良好的辨识精度和更好的滤波效果.

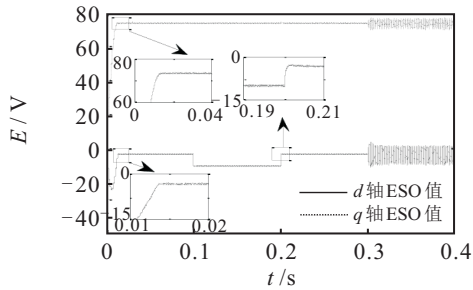


图 8 基于平均值方法的反电动势响应

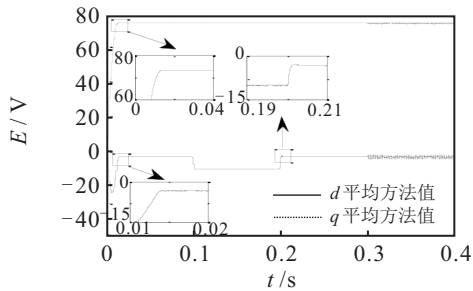
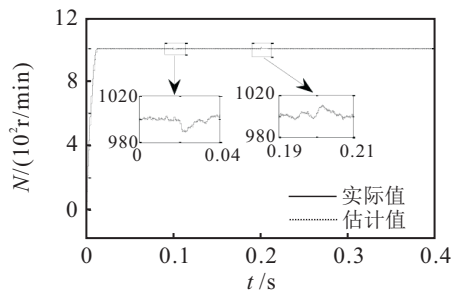


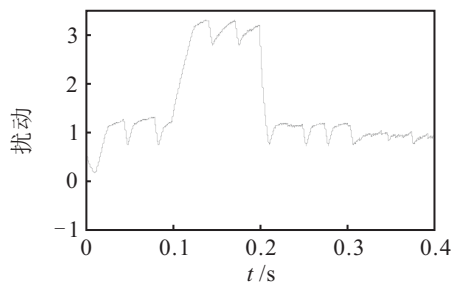
图 9 基于ESO的反电动势响应

表 3 反电动势的平均脉动值

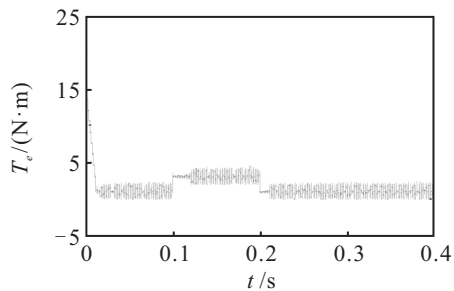
| 脉动值 | d轴参数 未变化 | q轴参数 未变化 | d轴参数 变化 | q轴参数 变化 |
|-----------|-------------|-------------|------------|------------|
| 反电动势辨识1/V | 0.89 | 0.94 | 11.25 | 7.42 |
| 反电动势辨识2/V | 0.13 | 0.25 | 2.14 | 1.02 |



(a) 转速



(b) 扰动

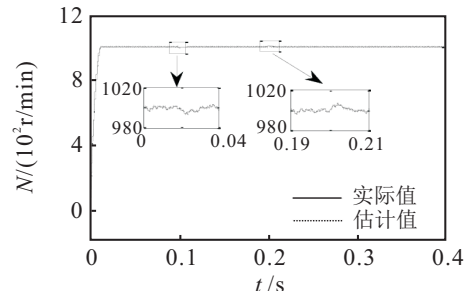


(c) 电磁转矩

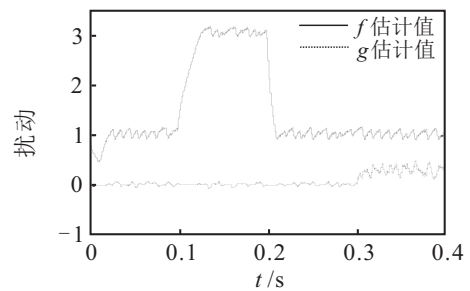
图 10 系统I动态响应

3.3 基于ESO的无速度传感器自适应滑FCS-MPC的控制性能分析

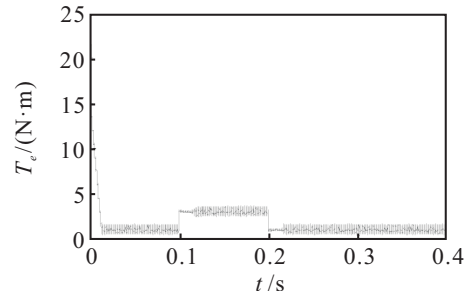
为了验证基于ESO的无速度传感器自适应滑模FCS-MPC策略的有效性和正确性,在基于相同FCS-MPC策略和相同转速ESO参数的条件下,将采用基于积分型滑模面的自适应滑模调速系统^[21-22](系统I)、带有ESO的自适应滑模调速系统^[23](系统II)和本文提出的调速系统(系统III)分别建立相应的仿真模型,并对它们进行比较分析.图10~图12分别为系统I、系统II和系统III的转速、扰动和电磁转矩响应曲线.



(a) 转速



(b) 扰动



(c) 电磁转矩

图 11 系统II动态响应

为了进行公平比较,使得3个系统具有相同的动态响应效果,取各个系统的仿真研究参数为:系统I的自适应滑模参数为 $c = 8, k = 1.5, \rho = 0.00153$.系统II的转速调节器参数为:1) 自适应滑模参数为 $c = 8, k = 1.5, \rho = 0.00153$;2) ESO参数为 $\beta_1 = 750, \beta_2 = 6000, \alpha = 0.5, \delta = 0.01$.系统III的转速调节器参数为:1) 自适应滑模参数为 $\varepsilon = 1300, \alpha = 0.5, \delta = 0.5, \rho = 0.001$;2) ESO参数为 $\beta_1 = 650, \beta_2 = 15000, \beta_3 = 0.1$.

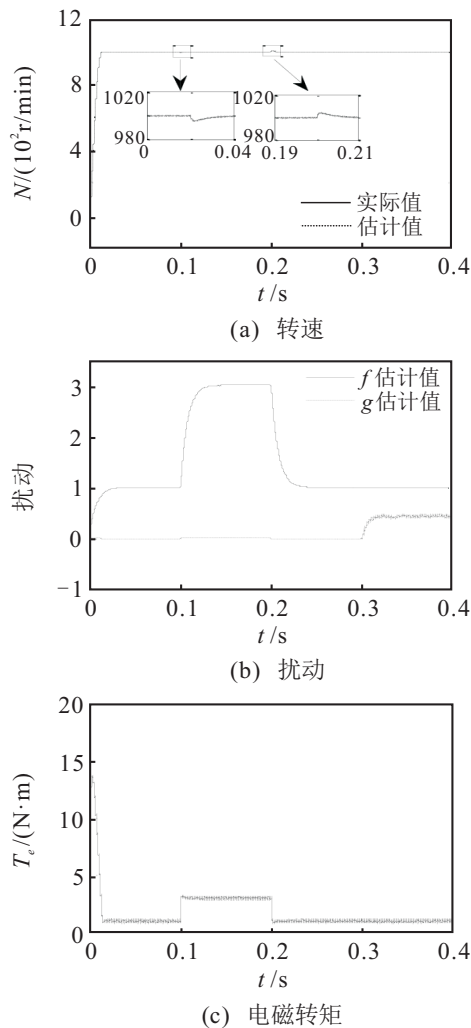


图12 系统III动态响应

图10(a)、图11(a)、图12(a)表明:在整个系统运行过程中,系统I和系统II的转速会产生抖振现象,系统III能够使PMSM系统连续平稳运行;在0.1s加载和0.2s卸载时,与系统I和系统II相比,系统III具有更小的转速跌落,转速能够准确快速地恢复至参考值,具有更好的转速跟踪性能。由图10(b)、图11(b)、图12(b)可知,系统I与系统II相比,采用带有ESO的自适应滑模控制的系统II能够快速对负载和参数不确定项进行估计,从而明显减轻自适应估计的负担,减弱抖振现象,与系统I和系统II相比,系统III具有连续平稳的负载和参数不确定项响应,无抖振现象。由图10(c)、图11(c)、图12(c)可知,系统III与系统I和系统II相比具有更小的电磁转矩脉动。

综上所述,本文设计的基于ESO的无速度传感器的自适应滑模FCS-MPC策略能够使PMSM系统可靠稳定运行。所设计的转速和反电动势的ESO能够快速准确地进行实时观测电机转速和反电动势,同时具有更小的转速估计误差和反电动势脉动。所设计的新型自适应滑模转速调节器中,ESO能够快速准确地观测负载扰动并对系统进行前馈补偿,从而减

轻自适应估计的负担;在加载和卸载时转速具有更小的波动,并且能够快速、连续平稳地恢复至参考转速。所设计的基于快速矢量选择的FCS-FCS策略可以减小电磁转矩脉动,其原因在于ESO观测的设计与系统参数无关,在参数变化时ESO能够有效地减少电流和反电动势的脉动。

4 结论

本文针对三相PMSM系统提出了基于ESO的无速度传感器自适应滑模FCS-MPC策略。所设计的ESO观测器能够快速准确地对转速和反电动势进行实时估计,无抖振、单调收敛的自适应滑模转速调节器具有更好的转速跟踪性,通过ESO实时观测负载扰动并对系统进行前馈补偿,减轻了自适应估计的负担。基于快速矢量选择的FCS-MPC策略可以减小电磁转矩脉动,与基于积分型滑模面的自适应滑模FCS-MPC策略相比,该方法能够保证PMSM系统可靠稳定运行,减少系统的电磁转矩脉动,并且具有良好的转速跟踪性、抗干扰性和鲁棒性。

参考文献(References)

- [1] Dai Y, Song L, Cui S. Development of PMSM drives for hybrid electric car applications[J]. IEEE Car Trans on Magnetics, 2007, 43(1): 434-437.
- [2] 夏长亮, 阎彦. 矩阵变换器-永磁同步电机系统[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 1-9.
(Xia C L, Yan Y. Matrix converter-permanent synchronous motor drives[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 1-9.)
- [3] Rashed M, Macconnell P F A, Stroncach A, et al. Sensorless indirect rotor field orientation speed control of permanent magnet synchronous motor using adaptive rotor flux estimator[C]. Proc of the 44th IEEE Conf on Decision and Control. Seville: IEEE, 2005: 647-652.
- [4] Simanek J, Novak J, Cerny O, et al. FOC and flux weakening for traction drive with permanent magnet synchronous motor[C]. IEEE Int Symposium on Industrial Electronics. Cambridge: IEEE, 2008: 753-758.
- [5] Foo G, Sayeef S, Rahman M F. Low-speed and standstill operation of a sensorless direct torque and flux controlled IPM synchronous motor drive[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2010, 25(1): 25-33.
- [6] Rodriguez J, Cortes P. Predictive control of power converters and electrical drives[J]. Predictive Control of Power Converters & Electrical Drives, 2012, 6(4): 1785-1786.
- [7] Moon H T, Kim H S, Youn M J. A discrete-time predictive current control for PMSM[J]. IEEE Trans on Power

- Electronics, 2003, 18(1): 464-472.
- [8] Preindl M, Scholtz E. Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for PMSM drive systems[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2011, 58(9): 4087-4095.
- [9] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(6): 66-73.
(Zhang Y C, Yang H T, Wei X L. Model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on fast vector selection[J]. *J of Electrical Engineering*, 2016, 31(6): 66-73.)
- [10] Morel F, Lin-Shi X, Retif J M, et al. A comparative study of predictive current control schemes for a permanent magnet synchronous machine drive[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2009, 56(7): 2715-2728.
- [11] Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control, Part I: Concept, algorithm, and analysis[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1894-1905.
- [12] Rodriguez J, Kennel R M, Espinoza J R, et al. High performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2012, 59(5): 812-820.
- [13] Cortes P, Kouro S, La Rocca B, et al. Guidelines for weighting factors design in Model predictive control of power converters and drives[C]. *IEEE Int Conf on Industrial Technology*. Gippsland: IEEE, 2009: 1-7.
- [14] 张永昌, 高素雨. 考虑延时补偿的永磁同步电机电流预测控制[J]. *电气工程学报*, 2016, 11(3): 13-20.
(Zhang Y C, Gao S Y. Predictive current control for permanent magnet synchronous motor with delay compensation[J]. *J of Electrical Engineering*, 2016, 11(3): 13-20.)
- [15] Zhu Z Q, Gong L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless control methods[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2011, 58(8): 3431-3439.
- [16] Smidl V, Peroutka Z. Reduced-order square-root EKF for sensorless control of PMSM drives[C]. *The 37th Annual Conf on IEEE Industrial Electronics Society*. Melbourne: IEEE, 2011: 2000-2005.
- [17] Orłowska-Kowalska T, Dybkowski M. Stator current based MRAS estimator for a wide range speed sensorless induction motor drive[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1296-1308.
- [18] 滕青芳, 柏建勇, 朱建国, 等. 基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(2): 150-161.
(Teng Q F, Bai J Y, Zhu J G, et al. Sensorless model predictive torque control using sliding-mode model reference adaptive system observer for permanent magnet synchronous motor drive systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(2): 150-161.)
- [19] Yi H, Han J. Analysis and design for the second order nonlinear continuous extended states observer[J]. *Science Bulletin*, 2000, 45(21): 1938-1944.
- [20] 周涛. 基于反双曲正弦函数的扩张状态观测器[J]. *控制与决策*, 2015, 30(5): 943-946.
(Zhou T. Expansive state observer based on inverse hyperbolic sine function[J]. *Control and Decision*, 2015, 30(5): 943-946.)
- [21] Barambones O, Alcorta P, Garrido I, et al. A robust control for induction motors using adaptive switching control law[C]. *IEEE Int Symposium on Industrial Electronics*. Cambridge: IEEE, 2008: 600-605.
- [22] Chen C A, Chiang H K, Lin B R. The novel adaptive sliding mode controller for synchronous reluctance motor speed drive[J]. *European Trans on Electrical Power*, 2009, 20(8): 1058-1070.
- [23] 侯利民, 张化光, 刘秀翀. 带ESO的自适应滑模调节的SPMSM自抗扰-无源控制[J]. *控制与决策*, 2010, 25(11): 1651-1656.
(Hou L M, Zhang H G, Liu X Z. Adaptive sliding mode controller based on extended state observer of SPMSM with active disturbance rejection-passivity-based controller[J]. *Control and Decision*, 2010, 25(11): 1651-1656.)
- [24] 孙彪, 孙秀霞, 陈琳, 等. 基于幂次函数的离散滑模控制算法[J]. *控制与决策*, 2011, 26(2): 285-288.
(Sun B, Sun X X, Chen L, et al. Algorithm of discrete-time sliding mode control based on power-function [J]. *Control and Decision*, 2011, 26(2): 285-288.)
- [25] Miranda H, Cortes P, Yuz J I, et al. Predictive torque control of induction machines based on state space models[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1916-1924.

(责任编辑: 郑晓蕾)