

基于改进型滑模观测器的永磁同步电机 分数阶微积分滑模控制*

张文宾, 缪仲翠, 余现飞, 韩天亮

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要: 为了提高永磁同步电机调速系统的控制性能, 结合滑模控制与分数阶微积分理论, 设计了分数阶积分滑模转速控制器和改进型滑模观测器。针对转速控制器, 采用基于反双曲正弦函数的新型趋近律削弱系统抖振, 同时分数阶控制为系统提供了更多的控制余度, 可以增强系统鲁棒性并进一步减小系统抖振。针对观测器, 设计了采用新型趋近律 fal 函数的滑模观测器来获取反电动势估计值, 利用分数阶锁相环技术提取反电动势中的转速和位置信息, 有效提高了转子速度和位置的估计精度。通过仿真验证了所提出方法的可行性与有效性。

关键词: 分数阶微积分; 滑模控制器; 滑模观测器; 锁相环; 新型趋近律; 永磁同步电机

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)07-0008-07

Fractional Order Integral Sliding Mode Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Sliding Mode Observer*

ZHANG Wenbin, MIAO Zhongcui, YU Xianfei, HAN Tianliang

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

Abstract: In order to improve the control performance of the permanent magnet synchronous motor speed control system, combined with sliding mode control and fractional calculus theory, a fractional order integral sliding mode speed controller and an improved sliding mode observer were designed. For the speed controller, the design of a new reaching law based on inverse hyperbolic sine function, which weakened the system chattering effectively, the fractional order control provided the system with more degree of freedom and it could reduce the chattering more and enhance the robustness of the system. Aiming at the observer, a new sliding mode observer based on the new reaching law of fal function was designed to obtain the back EMF value, and then utilized the FOPLL to extract the rotational speed information in the back EMF. The high-precision rotor position and velocity estimation value could be obtained. The simulation experiments verified the feasibility and validity of the proposed method.

Key words: fractional calculus; sliding mode controller; sliding mode observer; phase-locked loop; new reaching law; permanent magnet synchronous motor (PMSM)

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因运行可靠、效率高等优点, 在加工制造业、新能源汽车和家电等领域被

广泛应用, 但电机在运行过程中, 内部参数变化和负载扰动等因素会影响电机的控制性能^[1-2]。滑模控制对系统参数变化与外部扰动具有强鲁棒性, 为实现电机的高性能控制提供了一个新的思路^[3-5]。滑模控制存在的抖振现象不仅会加剧系

* 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)

作者简介: 张文宾 (1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制技术。

缪仲翠 (1971—), 女, 副教授, 研究生导师, 研究方向为电气传动控制系统理论及相关技术应用。

统的机械磨损,还可能影响系统的稳定性。目前,常用来削弱抖振的方法有:边界层内的正侧化方法,缺点是系统不是真正意义上的变结构控制,而且边界层厚度的选取比较困难^[6];高阶滑模控制算法较复杂,且抖振现象仍然存在。

随着分数阶理论研究的深入,有学者^[7]提出了分数阶滑模控制理论,为解决抖振问题提供了一种行之有效的方案。分数阶微积分与滑模控制相结合,增加了积分与微分两个自由度的可变性,对被控对象模型的不确定性和参数的变化具有更强的鲁棒性,能更好地描绘系统性能^[8-10]。

速度、位置信息的精确获取有助于提升电机的控制性能,无传感器控制技术能够降低系统的成本,有利于系统的可靠运行,在航空、海洋等领域起到非常重要的作用^[11]。国内外学者已经提出了多种转速观测的方法,其中包括模型参考自适应^[12-13]、扩展卡尔曼滤波器^[14]、高频信号注入法^[15-17]和滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)^[18-20]等方法。

文献[21]针对感应电机设计了一种全局高阶SMO,提高了对转速和转子磁链的观测精度。文献[22]将SMO应用于矩阵变换器驱动的PMSM矢量控制,使控制系统获得了更好的动、静态性能。文献[23]设计了感应电机的滑模速度控制器,并验证了对扰动和参数变化的强鲁棒性。文献[24]提出了一种新型滑模趋近律,有效削弱了抖振现象。文献[25]针对航天器姿态跟踪控制问题,设计了分数阶滑模控制器,提高了系统的准确性和鲁棒性。

受上述文献的启发,考虑到PMSM运行过程中受参数变化和负载扰动的影响,本文从转速控制器和观测器两个方面进行改进。转速控制器方面,设计了分数阶积分滑模控制器(Fractional Order Integral Sliding Mode Controller, FOISMC),针对滑模控制器存在的抖振问题,首先采用基于反双曲正弦函数的新型趋近律削弱系统抖振。另外,设计的全程分数阶积分滑模面,一方面保证了系统的全局鲁棒性,另一方面能进一步减小系统抖振。在观测器方面,研究了采用SMO与分数阶锁相环(Fractional Order PLL, FOPLL)结合的转子速度、位置估计方法,其中采用基于连续幂次函数的趋近律削弱观测器的抖振,保证了反电动势观测值

的精度,再利用FOPLL提取反电动势中的转速和位置信息,提高了对转子速度和位置的观测精度,通过系统仿真验证所提方法的正确性和有效性。

1 分数阶微积分基础

对分数阶微积分进行研究时,一般采用 ${}_a D_t^\alpha$ 表示微积分算子,其通常表示为

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \operatorname{Re}(\alpha) > 0 \\ 1 & \operatorname{Re}(\alpha) = 0 \\ \int_a^t (dt)^{(-\alpha)} & \operatorname{Re}(\alpha) < 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: α ——微积分阶次;

$\operatorname{Re}(\alpha)$ —— α 的实部;

a, t ——微积分算子的下限和上限。

分数阶微积分具有以下性质:

当 $\alpha = 0$ 时, ${}_a D_t^\alpha f(t) = f(t)$; 当 $\alpha = 1$ 时, ${}_a D_t^\alpha f(t) = df(t)/dt$ 。

本文采用改进Oustaloup滤波器算法实现分数阶微积分算子^[26],为简便,下文用符号 D^α 代替符号 ${}_a D_t^\alpha$ 。

2 FOISMC 设计

本文以表贴式PMSM($L_d = L_q = L_s$)为控制对象,不计磁滞和涡流损耗,忽略电机铁心的饱和,假设空间磁场为正弦分布。电压方程如式(2)所示:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_s \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_s i_q \\ u_q = Ri_q + L_s \frac{di_q}{dt} + p\omega_m L_s i_d + p\omega_m \psi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_d, u_q ——定子电压;

i_d, i_q ——定子电流;

L_s ——定子电感;

ω_m ——转子机械角速度;

p, ψ_f ——极对数和永磁体磁链。

采用 $i_d = 0$ 的磁场定向控制策略,转子机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} p \psi_f i_q - T_L - B\omega_m \quad (3)$$

式中: J ——转动惯量;

T_L ——负载转矩;

B ——阻尼系数。

2.1 分数阶积分滑模面设计

转速调节器的设计目标是使实际转速 ω_m 快速、准确地跟随给定转速 ω_m^* , 定义转速误差为

$$e(t) = \omega_m^* - \omega_m \quad (4)$$

设计如下分数阶积分滑模面:

$$s = e(t) + c_1 D^{-u} e(t) \quad (5)$$

式中: c_1 ——积分常数, $c_1 > 0$;

u ——分数阶滑模面阶次, $0 < u < 1$ 。

在滑模变结构控制中, 系统状态点存在两个阶段的运动: 一是从任意状态到达滑动模态区的趋进运动; 二是到达滑动模态区后的滑模运动。滑模控制并不能保证第 1 个阶段的鲁棒性。为使系统具有全局鲁棒性, 设计分数阶全程积分滑模面如式(6)所示:

$$s = e(t) + c_1 D^{-u} e(t) + h(t) \quad (6)$$

其中: $h(t) = h(0)e^{-\frac{t}{n}}$, $n > 0$, n 决定了 $h(t)$ 的收敛速度; $h(0) = -e(0) - c_1 \times_0 D_0^{-u} e(0)$, $e(0)$ 为误差初始值, ${}_0 D_0^{-u} e(t)$ 为 $t = 0$ 时刻的分数阶积分值。从 $t = 0$ 时刻开始, $s = 0$, 即系统的初始状态就位于滑模面上, 消去了到达过程, 使系统具有全局鲁棒性。此外, 积分作用还可以消除系统的稳态误差。

2.2 控制器的设计

令 $m = h(0)$, 由式(6)可得:

$$s = e(t) + c_1 D^{-u} e(t) + m e^{-\frac{t}{n}} \quad (7)$$

则

$$\dot{s} = \dot{e}(t) + c_1 D^{1-u} e(t) - \frac{m}{n} e^{-\frac{t}{n}} \quad (8)$$

选取等速趋近律:

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sign}(s), \quad \varepsilon > 0 \quad (9)$$

结合式(3)、式(4)和式(8)、式(9)可得分数阶积分滑模转速控制器的输出为

$$i_q = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[\dot{\omega}_m^* + c_1 D^{1-u} e(t) - \frac{m}{n} e^{-\frac{t}{n}} + \frac{T_L}{J} + \frac{B\omega_m}{J} + \varepsilon \text{sign}(s) \right] \quad (10)$$

为了削弱传统滑模控制中的高频抖振现象, 并使转速误差能快速收敛到滑模面上, 本文引入新型趋近律反双曲正弦函数 $\text{arsh}(\cdot)$, 将滑模趋近律设计为

$$\dot{s} = -\eta \text{arsh}(s) \quad (11)$$

其中: $\eta > 0$ 为滑模增益; $\text{arsh}(\cdot)$ 为反双曲正弦函数, 其在原点附近为近似线性函数, 能够在加快状态趋近滑模面的同时, 起到平滑和限幅的作用, 以减小系统抖振。该特性是传统的符号函数 $\text{sign}(\cdot)$ 或饱和函数 $\text{sat}(\cdot)$ 所不具备的。

由式(10)和式(11), 采用反双曲正弦函数的滑模转速调节器输出为

$$i_q = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[\dot{\omega}_m^* + c_1 D^{1-u} e(t) - \frac{m}{n} e^{-\frac{t}{n}} + \frac{T_L}{J} + \frac{B\omega_m}{J} + \eta \text{arsh}(s) \right] \quad (12)$$

2.3 FOISM 稳定性分析

为了验证所设计转速控制器的稳定性, 定义 Lyapunov 函数如下:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (13)$$

由 Lyapunov 稳定性定理可知, 当 $\dot{V} = s, \dot{s} < 0$ 时, 系统满足稳定性条件。

对式(13)求导, 将式(3)、式(8)和式(12)代入, 并由分数阶微积分性质得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s[D^{1-u}(D^u s)] = \\ &= s[\dot{e}(t) + c_1 D^{1-u} e(t) + \dot{h}(t)] = \\ &= s\left[\dot{e}(t) + c_1 D^{1-u} e(t) - \frac{m}{n} e^{-\frac{t}{n}}\right] = \\ &= s\left[\dot{\omega}_m^* - \frac{1}{J}\left(\frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - T_L - B\omega_m\right) + \right. \\ &\quad \left. c_1 D^{1-u} e(t) - \frac{m}{n} e^{-\frac{t}{n}}\right] = \\ &= s[-\eta \text{arsh}(s)] = -\eta |s| \end{aligned} \quad (14)$$

当 $\eta > 0$ 时, $\dot{V} < 0$, 满足 Lyapunov 稳定性条件, 故所设计的 FOISM 是稳定的。

3 改进型 SMO 的设计

3.1 反电动势的观测

PMSM 在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流状态方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (15)$$

反电动势方程为

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = [\omega_e \psi_f] \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中, $\omega_e = p\omega_m$ 。

定义滑模面函数如下:

$$s(x) = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ ——定子电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的观测值;

i_α, i_β ——实际电流值;

$\begin{cases} \tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \end{cases}$ ——定子电流的观测误差。

首先采用开关切换法则 $u = k_s \text{sign}(\cdot)$ 为控制策略, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。构造出传统的 SMO 如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{k_s}{L_s} \\ \frac{k_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(s_\alpha) \\ \text{sign}(s_\beta) \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: K_s ——滑模观测器的切换增益,其取值须满足滑模存在性和可达性条件。

由式(15)和式(18)可得电流观测器的误差方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{k_s}{L_s} \\ \frac{k_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(s_\alpha) \\ \text{sign}(s_\beta) \end{bmatrix} \quad (19)$$

当运动点到达滑模面并在滑模面上运动时,滑模面上的点满足:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = \tilde{i}_\alpha = 0 \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = \tilde{i}_\beta = 0 \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)代入式(19)得到反电动势观测值:

$$\begin{cases} \hat{E}_\alpha = k_s \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ \hat{E}_\beta = k_s \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (21)$$

3.2 SMO 稳定性分析

根据 Lyapunov 方程:

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (22)$$

可得滑模运动存在的条件为

$$\dot{V} = s^T \dot{s} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha & \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} \end{bmatrix} < 0 \quad (23)$$

从而可得:

$$\begin{cases} \tilde{i}_\alpha \cdot \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} < 0 \\ \tilde{i}_\beta \cdot \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} < 0 \end{cases} \quad (24)$$

将式(24)代入式(19)并进一步推导可得满足滑模存在的条件为

$$K_s > \max(|E_\alpha|, |E_\beta|) \quad (25)$$

即滑模增益 K_s 必须足够大才能满足滑模稳定性条件,但须注意的是, K_s 过大会增大系统抖振,导致观测误差增大。

传统的滑模控制的抖振问题主要是由开关函数的不连续切换造成的。本文引入连续幂次函数 $\text{fal}(s, \varepsilon, \delta)$ 函数,可有效削弱观测器的抖振现象,提高反电动势估计值的精度。新的滑模趋近律设计为

$$\dot{s} = -k \text{fal}(s, \varepsilon, \delta) \quad (26)$$

式中: k ——滑模增益;

$\text{fal}(\cdot)$ ——连续幂次函数。

具体定义为

$$\text{fal}(s, \varepsilon, \delta) = \begin{cases} \frac{s}{\delta^{1-\beta}}, & |s| \leq \delta \\ \text{sign}(s) \cdot |s|^\varepsilon, & |s| > \delta \end{cases} \quad (27)$$

式中: δ ——滤波因子, $\delta > 0$;

ε ——非线性因子, $0 < \varepsilon < 1$;

$\text{fal}(\cdot)$ ——平衡点(原点)附近的线性函数,具有大增益小误差的特性。

根据式(21)和式(26),采用幂次函数的反电动势估计值为

$$\begin{cases} \hat{E}_\alpha = k \text{fal}(\tilde{i}_\alpha) \\ \hat{E}_\beta = k \text{fal}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (28)$$

由反电动势方程式(16)可得基于反正切函数的转子位置估计值:

$$\hat{\theta} = -\arctan\left(\frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta}\right) \quad (29)$$

对于表贴式 PMSM,其转速可由式(30)求得:

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}}{\psi_f} \quad (30)$$

滑模控制在滑动模态下存在高频抖振,得到的反电动势估计值中也含有高频抖振分量,会影响后续转子速度和位置的估计精度,而基于反正切函数的转子位置估计方法会放大这一误差,从而影响系统的控制性能。为解决这一问题,本文采用 FOPLL 技术从估计的反电动势中提取转子速度和位置信息。

3.3 FOPLL 设计

FOPLL 对扰动具有较强的鲁棒性,能降低反电动势估计值中抖振分量对系统被估量的影响,提高转速和转子位置估计值的精度。FOPLL 结构框图如图 1 所示。

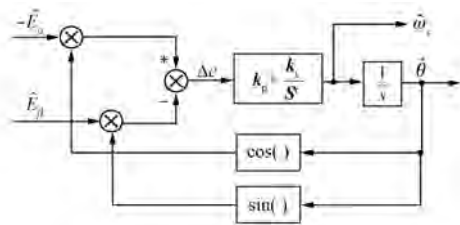


图 1 FOPLL 环结构框图

FOPLL 系统输入为反电动势信号,经过运算可得:

$$\begin{aligned} \Delta e &= -\hat{E}_\alpha \cos \hat{\theta} - \hat{E}_\beta \sin \hat{\theta} = \\ &= k \sin \theta \cos \hat{\theta} - k \cos \theta \sin \hat{\theta} = \\ &= k \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (31)$$

式中: $k = \omega_e \psi_f$;

θ ——实际的转子位置角;

$\hat{\theta}$ ——转子位置角的估计值。

当实际值与估计值偏差较小时,式(31)可以写成:

$$\Delta e = k \sin(\theta - \hat{\theta}) \approx k(\theta - \hat{\theta}) \quad (32)$$

由式(32)可得等效的 FOPLL 系统,如图 2 所示。

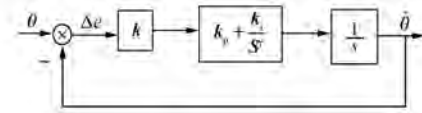


图 2 FOPLL 系统的等效框图

由图 2 可得 FOPLL 系统闭环的传递函数和误差传递函数为

$$G_c(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k k_p s^r + k k_i}{s^{1+r} + k k_p s^r + k k_i} \quad (33)$$

$$G_{\Delta e}(s) = \frac{\Delta e(s)}{\theta(s)} = \frac{s^{1+r}}{s^{1+r} + k k_p s^r + k k_i} \quad (34)$$

式中: r ——FOPLL 的阶次, $0 < r < 1$ 。

当给定速度为一个常值时,转子位置角 θ 可以近似为一个斜坡函数。此时,系统的稳态误差可以表示为

$$\Delta e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^r}{s^{1+r} + k k_p s^r + k k_i} = 0 \quad (35)$$

表明 FOPLL 系统可以实现对转子位置角的无静差跟踪。

4 仿真验证与分析

为了验证本文所设计的 FOISMC 与改进型 SMO 的有效性,分别在 MATLAB/Simulink 环境下进行了仿真验证。PMSM 调速系统总体框图如图 3 所示。

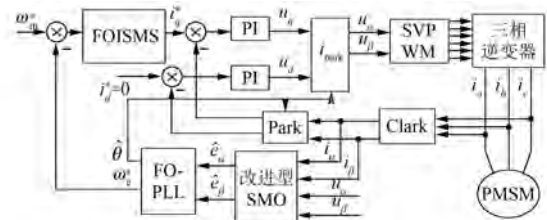


图 3 PMSM 调速系统总体框图

所采用的 PMSM 各项参数如表 1 所示。

转速控制器仿真对比如下:分别构建了 PI 控制器、整数阶积分滑模控制器和 FOISMC。该

表 1 PMSM 参数表

参数名称	参数值
直流母线电压 U_{dc}/V	310
定子电阻 R_s/Ω	2.875
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.175
定子电感 L_s/H	0.008 5
极对数 p	2
额定转速 $n_N/(r \cdot \min^{-1})$	1 500
额定转矩 $T_N/(N \cdot m)$	3
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000 8
阻尼系数 $B/(N \cdot m \cdot s)$	0.001

仿真部分,因旨在比较 3 种转速控制器的性能,故所设计的 SMO 暂不应用于本仿真部分。仿真中 PI 控制器参数为: $k_p = 11, k_i = 0.7$; 整数阶滑模控制器参数为: $\eta = 255$; 分数阶滑模控制器参数为: $u = 0.85$ 。

观测器仿真对比如下: 构建了基于趋近律 $\text{fal}(\cdot)$ 函数的 SMO 来估计反电动势, 再分别利用 PLL 和 FOPLL 提取反电动势中的速度和转子位置信息, 2 种观测器进行仿真对比。该仿真部分, 调速系统中转速控制器采用 FOISMC。两种观测器参数如下: 采用 PLL 的观测器, $k = 320, \varepsilon = 0.495, \delta = 0.5$; 采用的 FOPLL, 其阶次 $r = 0.1$ 。

4.1 负载发生变化时转速控制器性能

为比较在负载发生变化时 3 种控制器的性能, 设计了电机带负载起动 ($1 N \cdot m$), 给定转速 $1\,000\text{ r/min}$, 在 0.015 s 时加载至额定负载 ($3 N \cdot m$) 的对比仿真。3 种调速系统在带载起动与加载至额定负载时的转速响应对比曲线如图 4 所示。

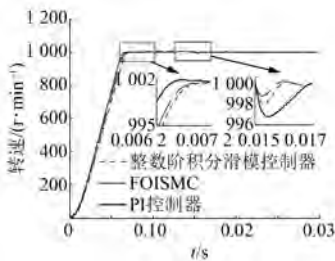


图 4 3 种转速调节器的动态响应对比

从图 4 可以看出, 与采用 PI 控制器的系统相比, 采用 FOISMC 的系统超其调量更小; 与采用整数阶积分滑模控制器的系统相比, 采用 FOISMC

的系统动态响应更快。在 0.015 s 加载至额定值时, 采用 FOISMC 的系统也表现出了更好的抗负载鲁棒性, 即在负载变化后, 拥有更小的转速降落和更快的加载恢复能力。

4.2 定子电感发生变化时转速控制器性能

为了比较电机参数发生变化时 3 种控制器的鲁棒性, 设计了电机带负载起动 ($1 N \cdot m$), 在 0.01 s 时, 定子电感由原来的 $0.008\,5\text{ H}$ 降为 $0.004\,5\text{ H}$ 的对比仿真, 比较各系统中电磁转矩的波动情况。3 种转速控制器的电磁转矩响应对比曲线如图 5 所示。

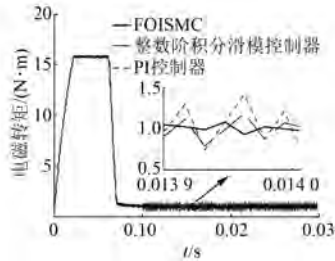


图 5 3 种控制器的电磁转矩响应曲线

从仿真结果可以看出, 当电机参数发生变化时, 采用 PI 控制器的系统其转矩波动最大, 采用整数阶滑模控制器的系统也产生了一定波动, 但较前者则较小, 而采用 FOISMC 的系统则保持连续平稳运行, 转矩波动最小。

4.3 观测器性能的比较、分析

为了比较两种观测器的估计精度, 设计了电机带负载载 ($1 N \cdot m$) 起动并在 0.015 s 加载至额定负载 ($3 N \cdot m$) 的对比仿真。基于 PLL/FOPLL 的实际与估计转速和位置角曲线如图 6、图 7 所示。

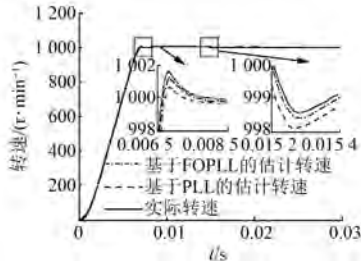


图 6 基于 PLL/FOPLL 的实际与估计转速曲线

由图 6 可以看出, 在带载起动和增加至额定负载两种情况下, 采用 FOPLL 的估计转速曲线几乎都能与实际转速曲线重合, 观测误差较小, 采用

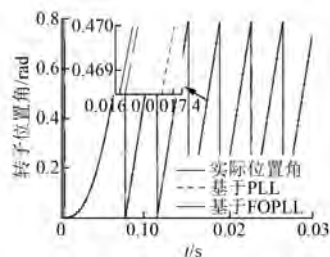


图7 基于PLL/FOPLL的实际与估计位置角曲线

PLL所得到的的转速其误差比采用FOPLL的转速误差要大。由图7中转子位置角的观测曲线的对比也可以看出,采用FOPLL得到的的转子位置角其估计误差也要小于采用PLL时的估计误差,表明采用FOPLL可以提高转速和转子位置的估计精度。

5 结 语

针对PMSM运行时参数变化和负载扰动导致系统性能下降的问题,本文提出了基于改进型SMO的PMSM分数阶积分滑模控制策略。设计的FOISM C相比于整数阶积分滑模控制器和PI控制器,增强了系统抗负载扰动和抗参数变化的能力,提高了系统的控制精度和鲁棒性。

采用SMO与锁相环相结合的转速和转子位置估计方法,降低了反电动势估计值中抖振分量对系统被估量的影响,通过调节FOPLL的阶次 r 进一步减小了观测器抖振所导致的估计误差,取得了比采用PLL更好的转子速度和位置观测性能。

【参考文献】

- [1] 林茂,李颖晖,吴辰,等.基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J].电工技术学报,2017,32(6): 156-163.
- [2] HUANG J C, LI H S, XU Q H, et al. Sensorless vector control of PMSM using sliding mode observer and fractional-order phase-locked loop[C]// Control Conference (CCC), 2012 31st Chinese, IEEE, 2012: 4513-4518.
- [3] 邓立为,宋申民,庞慧.控制系统的分数阶建模及分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器设计[J].电机与控制学报,2014,18(3): 85-91.
- [4] 薛定宇,赵春娜.分数阶系统的分数阶PID控制器

- 设计[J].控制理论与应用,2007,24(5): 771-776.
- [5] UTKIN V I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 23-36.
- [6] 张碧陶.智能分数阶滑模控制及系统参数整定方法的研究[D].广州:华南理工大学,2012.
- [7] 缪仲翠,巨梅,党建武,等.基于分数阶滑模观测器的感应电机速度估计[J].中国矿业大学学报,2016,45(6): 1256-1262.
- [8] 宋申民,邓立为,陈兴林.分数阶微积分在滑模控制中的应用特性[J].中国惯性技术学报,2014(4): 439-444.
- [9] 朱呈祥,邹云.分数阶控制研究综述[J].控制与决策,2009,24(2): 161-169.
- [10] 阳同光,桂卫华.利用改进的二阶广义积分器锁相环诊断感应电机转子断条故障[J].电机与控制学报,2015,19(6): 109-114.
- [11] 褚丹丹.基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015.
- [12] 刘小俊,张广明,梅磊,等.基于模型参考自适应的永磁同步电机速度观测器中PI参数调节方法[J].电机与控制应用,2016,43(7): 1-6.
- [13] ORLOWSKA K 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.
- [14] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J].中国电机工程学报,2007,27(36): 36-40.
- [15] 李洁,周波,刘兵,等.表贴式永磁同步电机无位置传感器起动新方法[J].中国电机工程学报,2016,36(9): 2513-2520.
- [16] 董晨露,陈涛.电机车IPMSM高频脉振电压注入法转子位置检测[J].电机与控制应用,2015,42(8): 67-71.
- [17] 刘家曦,李铁才,杨贵杰.永磁同步电机转子位置与速度预估[J].电机与控制学报,2009,13(5): 690-694.
- [18] WANG G, YANG R, XU D. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720-727.

(下转第22页)

高速运行时,在较低比值 f_{PWM}/f_e 下实现很好的电机转速和位置反馈。

(2) 试验波形显示,通过离散电流观测器设计、电感交叉耦合解耦设计和电压延迟补偿设计,使得 EMF 的估计误差最小化,避免了电机高速运行时的电流振荡和失稳。

(3) 与基于连续模型的 PMSM 无速度传感器控制策略的对比试验验证了新型控制方案具有较优的高速控制性能。

(4) 进一步需要研究的内容是电机高速运行下的高精度锁相环结构设计。

【参考文献】

- [1] 张洪帅,王平,韩邦成.基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J].中国电机工程学报,2014,34(12): 1889-1896.
- [2] 孙鹤旭,刘杰,董砚,等.基于带载能力最大化的 PMSM 单电流调节器弱磁控制[J].微特电机,2017,45(8): 5-8.
- [3] 杨立永,谢晓峰,刘硕.基于新型无差拍电流控制的高速 PMSM 控制技术研究[J].电气传动,2017,47(4): 16-21.
- [4] 张伯泽,阮毅.基于高频旋转电压注入的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2016,43(7): 12-15.
- [5] 刘刚,肖烨然,宋欣达.永磁同步电机用线性霍尔位置检测的误差补偿[J].电机与控制学报,2014,18(8): 36-42.
- [6] 苑婷,李志新,李长娟,等.考虑铁损的超高速永磁

同步电机无传感器控制[J].电力电子技术,2017,51(3): 74-77.

- [7] 李永东,朱昊.永磁同步电机无速度传感器控制综述[J].电气传动,2009,39(9): 3-10.
- [8] 刘计龙,肖飞,沈洋,等.永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J].电工技术学报,2017,32(16): 76-88.
- [9] HARNEFORS L, NEE H P. A general algorithm for speed and position estimation of AC motors[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 47(1): 77-83.
- [10] 张洪帅,王平,韩邦成,等.基于模糊滑模观测器的磁悬浮高速永磁同步电机转子位置检测方法[J].电工技术学报,2014,29(7): 147-153.
- [11] 毛永乐,杨家强,赵寿华,等.带负载转矩估算的非线性观测器内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(8): 2252-2259.
- [12] 刘彦呈,任俊杰,王宁,等.永磁同步电机旋转坐标系滑模观测器设计研究[J].电机与控制学报,2015,19(7): 36-44.
- [13] 张刚,陈波.PMSM 滑模观测器无位置传感器控制研究[J].微特电机,2016,44(2): 54-57.
- [14] 陆骏,杨建国,马胤琛.永磁同步电机滑模变结构转速直接观测器[J].电力电子技术,2017,51(2): 81-84.
- [15] AWAN H A A, TUOVINEN T, SAARAKKALA E S, et al. Discrete-time observer design for sensorless synchronous motor drives[J].IEEE Transactions on Industrial Application, 2016, 52(2): 3968-3979.

收稿日期: 2018 -02 -06

(上接第 14 页)

- [19] 鲁文其,黄文新,胡育文.永磁同步电动机新型滑模观测器无传感器控制[J].控制理论与应用,2009,26(4): 429-432.
- [20] 丁文,梁得亮,罗战强.两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2012,16(11): 1-10.
- [21] 史宏宇,冯勇,张袅娜.感应电动机全局高阶滑模观测器[J].吉林大学学报(工学版),2013,23(3): 688-694.
- [22] 李艳玲.永磁同步电机滑模无传感器矢量控制[J].控制工程,2016,23(11): 1763-1767.
- [23] PATAKOR F A, SULAIMAN M, IBRAHIM Z. Performance of sliding mode control for three phase induction motor[C] // Science and Social Research

(CSSR), 2010 International Conference on, IEEE, 2010: 554-559.

- [24] 樊英,周晓飞,张向阳,等.基于新型趋近律和混合速度控制器的 IPMSM 调速系统滑模变结构控制[J].电工技术学报,2017,32(5): 9-18.
- [25] 邓立为,宋申民.基于分数阶滑模的挠性航天器姿态鲁棒跟踪控制[J].航空学报,2013,34(8): 1915-1923.
- [26] XUE D, ZHAO C, CHEN Y Q. A modified approximation method of fractional order system[C] // Mechatronics and Automation, Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on, IEEE, 2006: 1043-1048.

收稿日期: 2018 -02 -06