

永磁同步电机无位置估计误差的滑模观测器 无速度传感器控制方法^{*}

徐晨栋, 尹 泉, 罗 慧, 夏 阳, 刘 毅
(华中科技大学 人工智能与自动化学院, 湖北 武汉 430074)

摘 要: 传统滑模观测器(SMO)无速度传感器控制方法在电机的运行速度出现较大变化时,对位置的估计会出现稳态误差。为了消除位置的估计误差,提出了一种带有反电动势修正的SMO无速度传感器控制方法。反电动势的修正律基于永磁同步电机(PMSM)的 $d-q$ 轴电流模型。即使电机运行在速度大幅波动的情况下,也能保持位置估计误差为零,且该方法计算增量较小,易于实现。将所提出的方法在1台1.5 kW的PMSM上进行了仿真和试验,结果验证了位置估计误差能有效地收敛至零。

关键词: 永磁同步电机; 无速度传感器控制; 无估计误差; 滑模观测器; 反电动势修正

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)12-0001-07

No Estimation Error Speed Sensorless Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer^{*}

XU Chendong, YIN Quan, LUO Hui, XIA Yang, LIU Yi
(School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: In traditional sliding mode observer (SMO) speed sensorless control method, a steady-state error would exist in position estimation when the speed of the motor fluctuated greatly. In order to eliminate the estimation error, a back electromotive force (back-EMF) corrector was proposed based on the $d-q$ axis current model of permanent magnet synchronous motor (PMSM). In this way, the position estimation error was kept at zero even under large speed fluctuation. Moreover, the proposed method was easy to implement and brought about small increment in calculation cost. Numerical simulations and experiments were carried out on a 1.5 kW PMSM. The results demonstrate that the proposed method can effectively estimate rotor position and the steady-state estimation error converges to zero.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); speed sensorless control; no estimation error; sliding mode observer (SMO); back-EMF correction

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)以其自身优势在各领域得到了广泛应用。然而,PMSM实现闭环控制需要安装编码器来获取准确的位置以及速度信息,但是使用编码器,不仅会增大电机的体积

和增加成本,而且难以在恶劣的使用条件下可靠工作。为此,文献[1-2]使用无速度传感器算法来替代编码器,减小了驱动系统的体积和成本,同时提高了可靠性。目前,无速度传感器控制方法得到了长足发展且成功地应用于PMSM的控制领域。无速度传感器控制方法主要可以

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61374049);中央高校基本科研业务费专项资金项目(2017KFYXJJ174)

作者简介: 徐晨栋(1995—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制。

尹 泉(1968—),男,博士,教授,研究方向为全数字交流伺服系统、广义变频电源的数字化控制。

罗 慧(1976—),女,博士,研究方向为全数字化交流驱动技术、新型交流传动系统理论与应用。

分为两大类:基于电机反电动势的估计方法以及高频注入法^[3-4]。

滑模观测器(SMO)属于第一大类方法。它具有强鲁棒性和易实现性,得到了广泛应用^[5-7]。文献[6]对SMO的Bang-bang控制器做了改善以获得更准确的反电动势,并通过在线估计定子电阻提高SMO的稳态性能。文献[7]通过反电动势天然具有互为微分的性质,将SMO扩展到四阶,省去了传统SMO中低通滤波器的使用进而消除了相移,同时提高了估计精度,获得了良好的控制效果。文献[8]为了得到更好的动态性能,将观测对象变为磁链,改善了状态观测器,使其更接近真实模型。文献[9]给出了基于DSP的全速度范围无速度传感器控制方法,在低速段利用高频注入法获得位置信息,在中高速段以SMO的方式实现估算,且为了减小角度估计的误差,利用锁相环的方式来获得估计角度。文献[10]提出带有软件锁相环的全阶SMO,结合在线最大转矩电流比(MTPA)控制策略,改善了无速度控制算法的性能,得到了良好的控制效果。

由于电机运行在低速段时,反电动势较小,估计误差过大,所以SMO不能胜任低速段的位置估计,业界多用L/F开环启动、低速段高频注入实现^[11-13]。在电机运行至中高速时,利用SMO可以获得准确的位置信息,然而在电机的运行速度出现波动或者大幅加速时,SMO对位置信息的估计会出现一定的稳态误差。这种误差的出现主要来自于反电动势的估计误差以及忽略了电机加速度的影响。

为了消除上述稳态误差,本文利用SMO建立的静止轴模型信息结合PMSM旋转 d - q 轴电流模型,将估计 q 轴电流的误差作为反电动势加速度误差项,以修正反电动势幅值。另外,引入位置信息误差,旋转 d - q 轴电流模型在扩展反电动势下,位置信息误差的影响会集中体现在估计 d 轴上,使得估计的 d 轴电流与真实 d 轴电流产生一定误差。这种误差通过重构准确的 d 轴输出电压结合估计反电动势可以在线计算得出,进而将其作为反电动势观测器的纠正量对反电动势进行纠正,将位置估计误差削减至零。仿真以及试验结果验证了所提无速度传感器控制算法的有效性。

1 PMSM 模型

扩展反电动势下的PMSM d - q 旋转轴下的模型为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_q & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$E_{ex} = (L_d - L_q) \left(\omega_e i_d - \frac{d i_q}{dt} \right) + \omega_e \varphi_f \quad (2)$$

式中: u_d, u_q —— d, q 轴电压;

R_s ——定子电阻;

ω_e ——电角速度;

L_d, L_q —— d, q 轴电感;

i_d, i_q —— d, q 轴电流;

E_{ex} ——定义的扩展反电动势;

φ_f ——永磁磁链。

利用反Park变换,将式(1)和式(2)变换至 α - β 静止轴,有:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e (L_d - L_q) \\ \omega_e (L_q - L_d) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -E_{ex} \sin \theta \\ E_{ex} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: u_α, u_β —— α, β 轴电压;

i_α, i_β —— α, β 轴电流;

e_α, e_β ——扩展反电动势在 α, β 轴的分量;

θ ——电机转子位置。

2 SMO 设计

2.1 全阶 SMO

为了得到更好的控制性能,按照文献[10]的滑模框架设计了全阶SMO:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ 0 & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} - \frac{1}{L_d} \mathbf{K} \text{sgn}(\mathbf{s}) \quad (5)$$

其中: $\mathbf{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$; $\mathbf{s} = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$;

$$A_{11} = -\frac{R}{L_d} \cdot E + \frac{\hat{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d} \cdot J; A_{12} = -\frac{1}{L_d} \cdot E;$$

$$A_{22} = \hat{\omega}_e \cdot J; K = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & -m_1 & 0 \\ 0 & l_2 & 0 & -m_2 \end{bmatrix}^T.$$

式中: l_1, l_2, m_1, m_2 ——SMO 增益。

文献[7,10]为了验证全阶 SMO 的稳定性,构建了李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (6)$$

计算式(6)对时间的导数,根据李雅普诺夫第二法,可得稳定条件为

$$\begin{cases} l_1 > |1/L_d \tilde{e}_\alpha + \tilde{\omega}_e(L_d - L_q)/(L_d i_\beta)| \\ l_2 > |1/L_d \tilde{e}_\beta - \tilde{\omega}_e(L_d - L_q)/(L_d i_\alpha)| \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\tilde{e}_\alpha = \hat{e}_\alpha - e_\alpha$; $\tilde{e}_\beta = \hat{e}_\beta - e_\beta$; $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$ 。

这表明 l_1, l_2 应取足够大以保证 SMO 的鲁棒性。

在系统稳定之后,式(6)收敛至零,扩展反电动势的动态表达式为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \tilde{e}_\alpha = -\tilde{e}_\beta \omega_e - m_1 \tilde{e}_\alpha / (l_1 L_d) \\ \frac{d}{dx} \tilde{e}_\beta = \tilde{e}_\alpha \omega_e - m_2 \tilde{e}_\beta / (l_2 L_d) \end{cases} \quad (8)$$

式(8)隐含 $\frac{d}{dt} \omega_e = 0$, 原因是每个控制周期而言,速度的变化很小,故而作忽略处理。在此前提下,式(8)可以变化至频域二阶系统:

$$s^2 + \left(\frac{m_1}{l_1 L_d} + \frac{m_2}{l_2 L_d} \right) s + \left(\omega_e^2 + \frac{m_1 m_2}{l_1 l_2 L_d^2} \right) = 0 \quad (9)$$

根据二阶系统的标准型定义,即可得出增益参数。

2.2 修正反电动势观测器

全阶 SMO 与修正反电动势观测器整体框图如图 1 所示。利用式(5)的模型,可以估算反电动势进而估算位置信息。为了减小 SMO 固有的抖振,趋近函数不使用传统的符号函数,改为线性饱和函数或者文献[6]中的双曲线函数。

文献[7,10]为了省略低通滤波器的使用,构建反电动势观测器时,对反电动势微分项作了简化,均假设 $\dot{\omega}_e = 0$,使得系统在稳态下估计反电动势的幅值存在估计误差。另外,理想模型的估计与真实的运行总会存在一定的系统误差,即单纯的 SMO 对于位置信息的估计总会存在一定的误

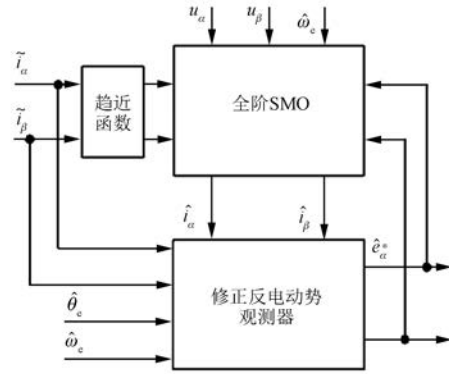


图1 修正反电动势的全阶 SMO

差。这些误差可以通过永磁同步电流模型来构建,再通过修正反电动势来消除。

假设 $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}_e$, $\hat{\theta}_e$ 为估计转子位置,利用文献[9]中软锁相环可得到更准确的结果,则有:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{de} \\ \hat{u}_{qe} \end{bmatrix} = T_c \begin{bmatrix} \hat{u}_{de} \\ \hat{u}_{qe} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T_c \begin{bmatrix} \hat{i}_{de} \\ \hat{i}_{qe} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: $\hat{u}_{de}, \hat{u}_{qe}$ ——估计 d, q 轴电压;

$\hat{i}_{de}, \hat{i}_{qe}$ ——估计 d, q 轴电流。

式(1)和式(2)可变为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{de} \\ \hat{u}_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_q & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{de} \\ \hat{i}_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{de} \\ \hat{i}_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -E_{ex} \sin\Delta\theta \\ E_{ex} \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

加入修正量 E_{cD}, E_{cQ} ,修正反电动势观测器整体框图如图 2 所示。

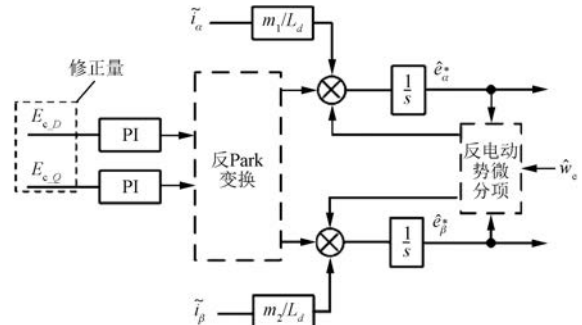


图2 修正反电动势观测器

由式(12),扩展反电动势幅值的误差累积将会导致模型对 q 轴电流的估计出现误差,即修正 q 轴电流可以修正扩展反电动势误差。故有:

$$E_{c_Q} = \hat{i}_{qsmo} - \hat{i}_{qe} = -\sin\hat{\theta}_e(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \cos\hat{\theta}_e(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (13)$$

由于 SMO 在对趋近函数作了优化的情况下,依然会存在一定的抖振现象,可以对 E_{c_Q} 作低通滤波处理。

令 $ErrorD = \hat{u}_{de} - R_s \hat{i}_{de} + \omega_e L_q \hat{i}_{qe} - L_d \frac{d}{dt} \hat{i}_{de}$,微分项 $L_d \frac{d}{dt} \hat{i}_{de}$ 可以如文献[14]所构建,亦可以作忽略处理避免噪声。对比式(1)、式(2)与式(12),在角度估计存在误差的情况下:

$$ErrorD = -E_{ex} \sin\Delta\theta \quad (14)$$

为了更准确地描述出 $ErrorD$, $\hat{u}_{de}$ 需要更准确的重构,如图3所示。

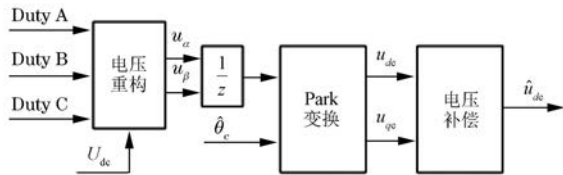


图3 $\hat{u}_{de}$ 的准确重构

图3中,Duty A、Duty B、Duty C 为空间矢量控制下 ABC 三相输出电压的占空比。由于在实际试验条件下,为了得到理想的输出电压,脉宽调制的设置多为影子寄存器模式,意味着 u_α 、 u_β 的输出存在一个周期的延时。在实际输出 u_α 、 u_β 时,由于电机始终处于旋转状态,所以要得到准确的 $\hat{u}_{de}$ 需要进行电压补偿。电压输出示意图如图4所示。

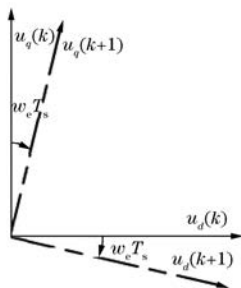


图4 电压输出示意图

从图4可以看出, T_s 为控制周期,根据秒-伏原理,有:

— 4 —

$$\hat{u}_{de} T_s = \int_0^{T_s} u_{de} \cos(\omega_e t) dt + \int_0^{T_s} u_{qe} \sin(\omega_e t) dt \quad (15)$$

化简有:

$$\hat{u}_{de} = u_{de} + u_{qe} \omega_e T_s / 2 \quad (16)$$

综上所述,包含角度估计误差的信息 $ErrorD = -E_{ex} \sin\Delta\theta$ 已计算得出。为了使纠正的方式更平滑,角度误差转换为 d 轴电流的估计误差:

$$E_{c_D} = -\frac{ErrorD}{E_{ex}} \cdot \hat{i}_{qe} \quad (17)$$

反电动势的幅值 E_{ex} 以 α - β 轴分量平方和计算更为准确:

$$E_{ex} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (18)$$

建立的滑动模型,在进行数学变换之后,实质上就是 d - q 轴电流模型,属于不同的数学表达方式。故图2中的PI调节器参数整定方法与电流环参数整定方法一致,可以适当地将带宽降低。

3 仿真与试验结果

为了验证所提控制方法的有效性,进行仿真和试验。仿真平台为 MATLAB/Simulink;在 1 台 1.5 kW 凸极式 PMSM 上进行试验,所使用的微处理器芯片为 TMS320F28335,试验数据存储在片外 SRAM 芯片,并在后期使用 MATLAB 时绘制试验波形。试验平台如图5所示。相关参数如表1所示。

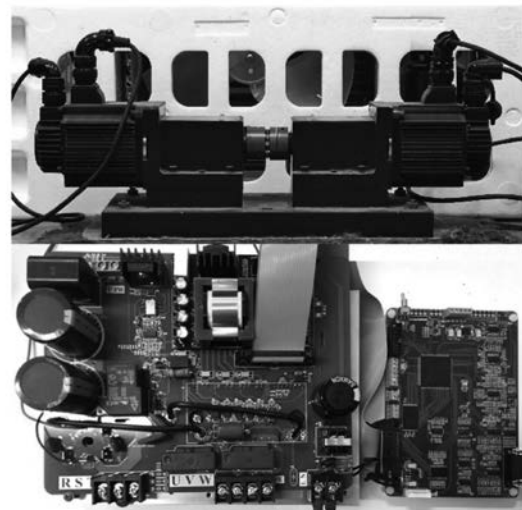


图5 试验平台

表 1 试验平台参数

参数名称	参数值
额定功率 P/kW	1.5
极对数	4
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	3 000
d 轴电感 L_d/mH	4.94
q 轴电感 L_q/mH	10.74
定子电阻 R/Ω	0.845
磁链 φ_f/Wb	0.104 2
开关频率 f_s/kHz	10
采样频率 f_c/kHz	10

网侧输入电压有效值为 220 V、50 Hz。使用本文所提控制方法的仿真与试验结果如图 6~图 19 所示,电机运行的额定转速与额定负载分别为 3 000 r/min 和 3.5 N·m。图 6~图 19 中,修正点即为引入修正量的时间点。

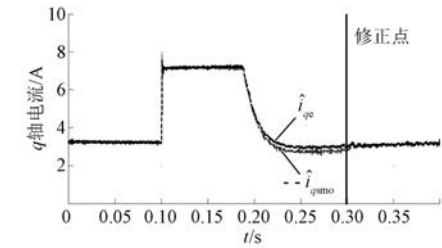


图 6 q 轴电流仿真结果

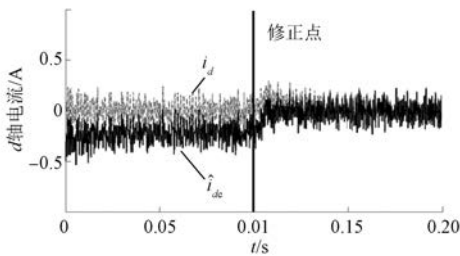


图 7 d 轴电流仿真结果

图 6~图 15 分别为电机由低速段加速至额定 3 000 r/min 的仿真、试验结果。可以看出对反电动势进行修正之后,电机模型的估计电流更贴合实际电机电流,无稳态差值;同时,对于转子位置的估计误差收敛至零。

图 16~图 19 分别为电机在速度大幅度波动情况下的位置估计仿真以及试验结果。可以看出试验结果相对于仿真结果,位置误差与 d 轴电流

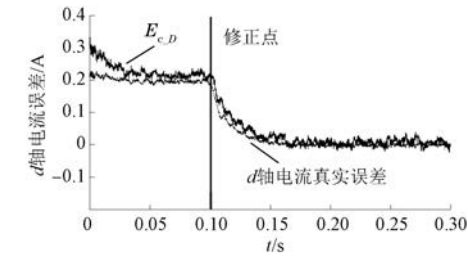


图 8 d 轴电流误差仿真结果

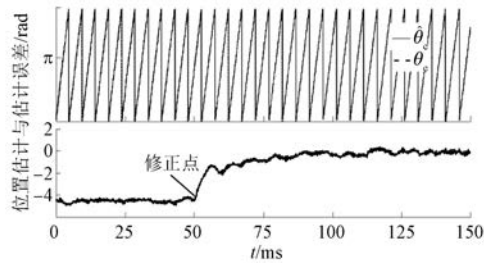


图 9 位置估计与估计误差仿真结果

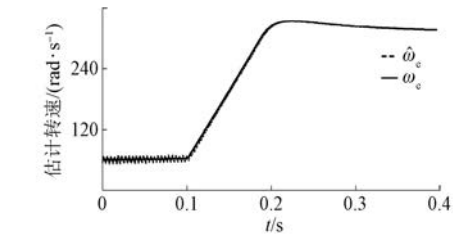


图 10 转速估计仿真结果

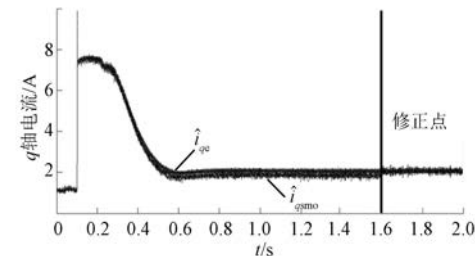


图 11 q 轴电流试验结果

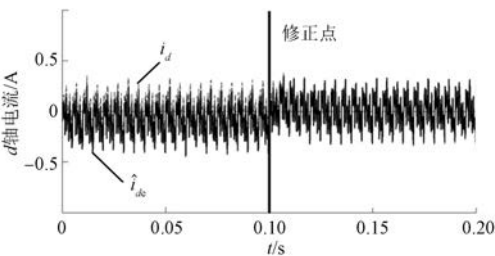


图 12 d 轴电流试验结果

估计误差波形波动更剧烈,使得试验的估计结果

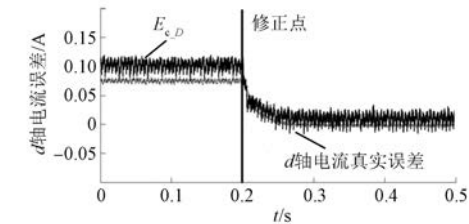


图 13 d 轴电流误差试验结果

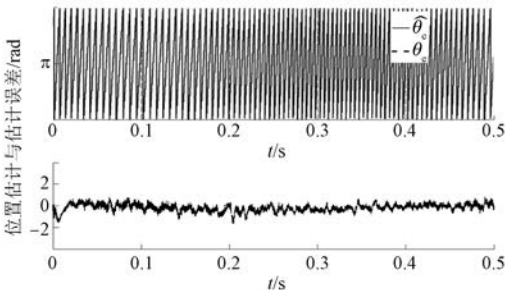


图 17 转速波动下位置估计与估计误差仿真结果

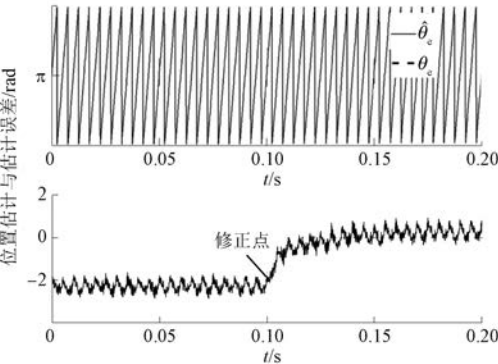


图 14 位置估计与估计误差试验结果

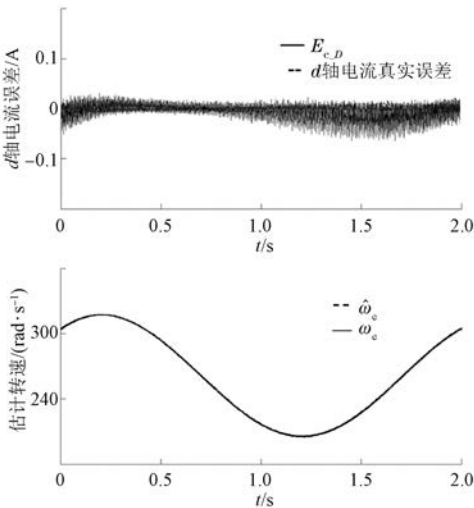


图 18 转速波动下 d 轴电流误差与转速估计试验结果

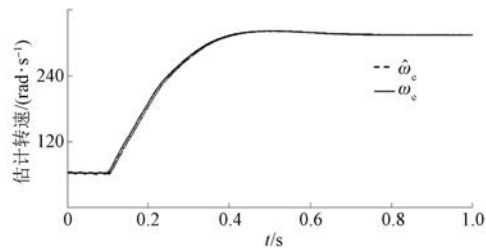


图 15 转速估计试验结果

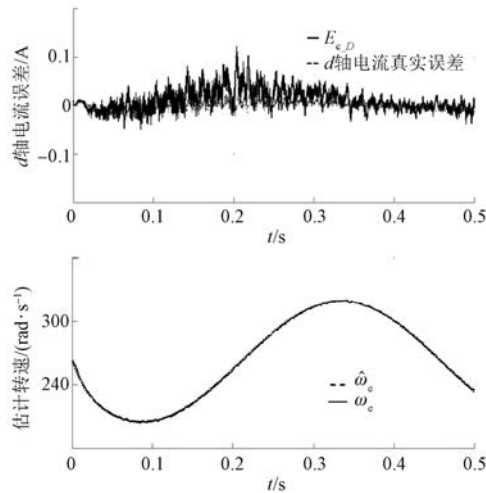


图 16 转速波动下 d 轴电流误差与转速估计仿真结果

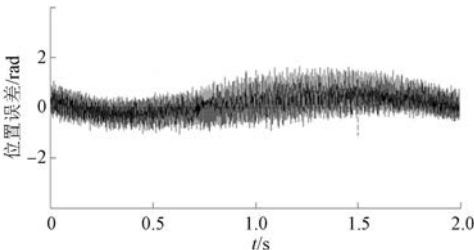


图 19 转速波动下位置估计误差试验结果

没有仿真效果好。主要原因为:(1) 试验条件下的电机参数波动更大, q 轴电感在不同的电流下会有较大的波动;(2) 试验条件下采样本身具有一定的误差, 尤其是电流采样与速度滞后的误差, 以及逆变器对于电压的消耗, 使得估计器存在更大的系统误差。

上述分析不影响仿真和试验结果对本文所提方法的验证。在电机速度大幅度波动的情况下,

依旧可以保持转子位置估计误差收敛至零附近波动,验证了本文所提修正反电动势的 SMO 无速度控制方法的效果。

4 结 语

本文针对传统 SMO 对于位置估计的稳态误差问题,提出了一种基于反电动势修正的方法以消除位置估计误差。该方法的有效性经由仿真以及试验验证:在额定转速以及转速存在大幅度波动的工况下,均能在线估计当前模型与真实值之间的误差,进而修正反电动势以减小位置估计误差并收敛至零。该方法有助于 PMSM 的进一步普及,具有一定的实用价值。

【参考文献】

- [1] LIU H, LI S. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171.
- [2] PACAS M. Sensorless drives in industrial applications [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2011, 5(2): 16.
- [3] 刘淑琴, 黄菊花, 曹铭. 基于离散反电动势估计的永磁同步电机无速度传感器控制 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45(7): 15.
- [4] SUL S, KWON Y C, LEE Y. Sensorless control of IPMSM for last 10 years and next 5 years [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2017, 1(2): 91.
- [5] 段方宾, 谭光兴, 冯楚楚, 等. 永磁同步电机最优滑模控制 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(2): 6.
- [6] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069.
- [7] QIAO Z, SHI T, WANG Y, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710.
- [8] KIM M, SUL S. An enhanced sensorless control method for PMSM in rapid accelerating operation [C] // The 2010 International Power Electronics Conference—ECCE Asia, 2010.
- [9] 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.
- [10] WANG G, LI Z, ZHANG G, et al. Quadrature PLL-based high-order sliding-mode observer for IPMSM sensorless control with online MTPA control strategy [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(1): 214.
- [11] JIANG D, LAI R, WANG F, et al. Start-up transient improvement for sensorless control approach of PM motor [C] // 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010.
- [12] WANG Z, LU K, BLAABJERG F. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3817.
- [13] KIM S, HA J, SUL S. PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(5): 1576.
- [14] LEE J H, KONG T W, LEE W C, et al. A new hybrid sensorless method using a back EMF estimator and a current model of permanent magnet synchronous motor [C] // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008.

收稿日期: 2019-08-29