

基于 MRAS 的永磁同步电机无传感器矢量控制研究^{*}

王 杰, 谢 源, 谢 涛, 肖立健
(上海电机学院 电气学院, 上海 201306)

摘 要: 提出了一种基于模型参考自适应理论 (MRAS) 的速度与位置估算方法。以 PMSM 本身作为参考模型, 以含有转速变量的定子电流方程作为可调模型, 以 Popov 超稳定性理论为基础设计自适应律, 当可调模型等效于参考模型时, 输出的估计转速收敛于真实值, 实现了无速度传感器的电机控制。利用 MATLAB/Simulink 搭建了仿真模型, 仿真结果表明基于 MRAS 的无传感器控制对转速和转子位置角有很好的辨识效果。

关键词: 永磁同步电机; 模型参考自适应; 无位置传感器控制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)01-0030-05

Research of Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Vector Control Based on MRAS^{*}

WANG Jie, XIE Yuan, XIE Tao, XIAO Lijian

(College of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: A method of reference adaptive control theory (MRAS) to estimate the speed and position of the motor was presented. PMSM as the reference model, the stator current equation with variable speed as the adjustable model. Popov stability theory as a basis to design adaptive rate, when the adjustable model was equivalent to the reference model, speed estimation is equivalent to the true value. The simulation model was built by MATLAB/Simulink, and the simulation results showed that the sensorless control based on MRAS had a good recognition effect.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model reference adaptive system (MRAS); sensorless control

0 引 言

随着永磁材料的不断发展, 各种永磁电机不断涌现。永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有高效率、大转矩、体积小、功率因数高等优点, 被大量应用于工业生产、日常生活、航空航天、军事设施等领域, 具有非常诱人的前景。但这些领域对 PMSM 的控制系统有很高的要求, 因此研究 PMSM 的控制系统具有重要的意义。

为了实现 PMSM 高精度、高动态性能的速度和位置控制, 一般需要安装机械式传感器, 但机械式传感器的使用, 增加了电机的成本和尺寸, 增大了转子转动惯量, 同时, 传感器易受环境因素的影响而使系统稳定性变差。因此研究无位置/速度传感器控制方法有利于电机向更高速更稳定的方向发展。目前, 学者们已经提出了很多 PMSM 无传感器控制方法。文献[1]提出了磁链观测估计法, 通过电机两相静止数学模型, 能得到磁链公式, 但该方法估算的转子位置和转速准确度不高,

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61374136, 11304200); 上海市自然科学基金项目资助(14ZR1417200)

作者简介: 王 杰(1990—)男, 在读硕士研究生, 研究方向为电机驱动与控制。

谢 源(1978—)男, 博士, 副教授, 研究方向为风力发电状态监测、故障诊断、运行维护。

且对参数较为敏感。文献[2-3]提出了利用电感值估算转子位置的方法,但要求电机为凸极电机,不同电机制作的查表不同,具有局限性,同时,电感值的检测不准确也会影响转子位置的准确度。文献[4-7]提出了高频信号注入法,虽对电机参数不敏感,估算方法与反电动势无关,没有低速估算的限制,对于无传感器低速运行有很好的控制效果,但只对凸极电机辨识效果好而对隐极电机辨识效果较差。文献[8-11]提出全阶状态观测器法,但计算较为复杂,控制难度较大。文献[12-15]提出滑模观测器方法,有很好的鲁棒性,但由于其控制机理的问题,容易出现抖振,恶化观测效果。

根据文献[16-21],本文提出了基于模型参考自适应系统(Model Reference Adaptive System, MRAS)的无传感器矢量控制方法。该方法以PMSM本身作为参考模型,以含有转速变量的定子电流方程作为可调模型,以Popov超稳定性理论为基础设计自适应律,当可调模型等效于参考模型时,输出的估计转速收敛于真实值,实现了无速度传感器的电机控制。仿真结果表明,该方法能很好地观测出速度和位置信号。

1 PMSM 数学模型及控制策略

以表贴式永磁同步电机(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM)为研究对象(直轴和交轴电感相等,即 $L_d=L_q=L_s$),PMSM的 dq 轴数学模型满足以下4个条件:(1)忽略电动机铁心饱和;(2)不计磁滞和涡流损耗;(3)转子上没有阻尼绕组,永磁体也没有阻尼作用;(4)绕组中感应电动势是正弦波。PMSM的 dq 轴数学模型为:

定子电压方程:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\varphi_d - \omega_e\varphi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\varphi_q + \omega_e\varphi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q ——定子电压的 d, q 轴分量;

R ——定子的电阻;

i_d, i_q ——定子电流的 d, q 轴分量;

φ_d, φ_q ——定子磁链的 d, q 轴分量。

定子磁链方程:

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: L_d, L_q ——定子 d, q 电感分量;

φ_f ——永磁体磁链。

将式(2)代入到式(1),可得定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω_e ——电角速度。

电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2}p i_q [i_d (L_d - L_q) + \varphi_f] \quad (4)$$

式中: T_e ——电磁转矩;

p ——极对数;

L_s ——定子电感。

式(4)是针对内置式三相PMSM建立的数学模型;对于表贴式三相PMSM而言,定子电感满足 $L_d=L_q=L_s$ 。因此表贴式三相PMSM的电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2}p \varphi_f i_q \quad (5)$$

机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (6)$$

式中: J ——转动惯量;

T_L ——负载转矩;

B ——阻力系数;

ω_m ——机械角速度。

采用文献[22]提出的 $i_d=0$ 的控制策略,其基本原理是相同的电流最大化转化成输出转矩,即电机定子电流为 q 轴电流, q 轴电流用来产生电磁转矩。同时,由于给定 d 轴电流为零,使得电机不会因电枢反应而发生永磁体退磁现象,电机能稳定运行而不失控。当直轴电流为零时,电机的电磁转矩只与交轴电流有关,使通入电机的电流最大化转化成转矩,提高电机的电流利用率。研究表明,对于SPMSM, $i_d=0$ 的控制方式电流所产生电磁转矩最大,但对于插入式或者内埋式永磁同步电机而言,由于该种结构凸极效应的存在, $i_d=0$ 的控制方式使得电机磁阻转矩不能得到充

分利用,输出转矩没有得到提高反而降低。因此 $i_d=0$ 控制方式只适用于 SPMSM 矢量控制中。

2 基于 MRAS 的速度观测器设计

2.1 MRAS 基本原理

MRAS 方法由参考模型、可调模型和自适应机构组成。一般的选择电机本体作为参考模型,以电机数学模型中的电流方程模型作为可调模型,可调模型中带有需要辨识的参数,将参考模型和可调模型的输出做差送入自适应机构,通过自适应机构的输出不断调节可调模型的辨识参数,使得两模型的输出稳态误差为零,此时可调模型近似等价于参考模型,则可调模型的辨识参数也近似等于参考模型的响应参数。MRAS 基本结构原理图如图 1 所示。

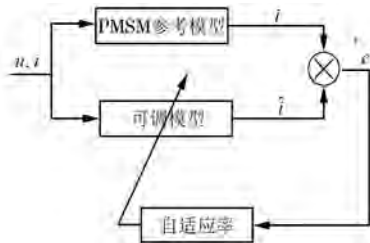


图 1 MRAS 结构原理图

2.2 基于 MRAS 的可调模型与参考模型设计

将式(1)进行简化,可表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\varphi_f}{L_s} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\varphi_f}{L_s} \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_d + \frac{R_s \varphi_f}{L_s} \\ u_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

进一步简化为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中: $i'_d = i_d + \frac{\varphi_f}{L_s}$, $i'_q = i_q$, $u'_d = u_d + \frac{R_s \varphi_f}{L_s}$, $u'_q = u_q$

式(8)是电机的参考模型,根据式(8)可以得出可调模型的估计模型为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

记为:

$$\frac{d}{dt} \hat{i}' = \hat{A} \hat{i}' + \hat{B} u' \quad (10)$$

式中: $\hat{i}'_d, \hat{i}'_q$ ——定子电流 d, q 轴分量估计值;

$\hat{\omega}_r$ ——转子电角度估计值。

由式(9)可知,在电流状态方程中包含有转速信息, i'_d 为等效后的电机励磁电流,是由永磁体在轴上产生的电流和三相定子电流的励磁分量两部分组成, u'_d 为等效后的电机直轴电压。将式(9)作为 MRAS 系统中的可调模型,以实际电机模型作为参考模型,采用并联辨识转速,通过设计的自适应机制便可获得电机的转速。

2.3 自适应率的设计

根据 Popov 超稳定性理论设计的自适应率能有效地使可调模型逼近参考模型,同时保证系统的稳定性。本文采用 Popov 超稳定性理论来设计自适应律。

令 $e = i' - \hat{i}'$, 由式(10)可知:

$$\frac{d}{dt} e = Ae - W = Ae + W_1 \quad (11)$$

其中: $W = (\omega_r - \hat{\omega}_r) \hat{I}'$, $W_1 = (\hat{\omega}_r - \omega_r) \hat{I}'$, $I = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。

根据 Popov 超稳定理论可知,非线性时变反馈环节须满足:

(1) 传递矩阵 $H(s) = (sI - A)^{-1}$ 为严格正定矩阵;

(2)

$$\rho(0, t_1) = \int_0^{t_1} V_1 W dt \geq -\gamma_0^2 \quad (12)$$

式中: $t_1 \geq 0$; γ_0 ——任意有限正数。

对 Popov 积分不等式进行逆向求解可得自适应律,且结果为:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t K_i (\hat{i}_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d \hat{i}'_q) d\tau + K_p (\hat{i}_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d \hat{i}'_q) \quad (12)$$

将 $i'_d = i_d + \frac{\varphi_f}{L_s}$, $i'_q = i_q$, $u'_d = u_d + \frac{R_s \varphi_f}{L_s}$, $u'_q = u_q$ 代入式(13)可得:

$$\hat{\omega}_r = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) \left[i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q - \frac{\varphi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}_q) \right] \quad (13)$$

对式(14)求积分,可求得转子位置估计值,即

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r d\tau \quad (14)$$

3 基于 MRAS 的控制系统仿真分析

采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略,速度控制器和电流控制器是传统 PI 控制器,选取电机为 MATLAB/Simulink 中自带的 PMSM。其控制结构框图如图 2 所示,电机参数如表 1 所示。

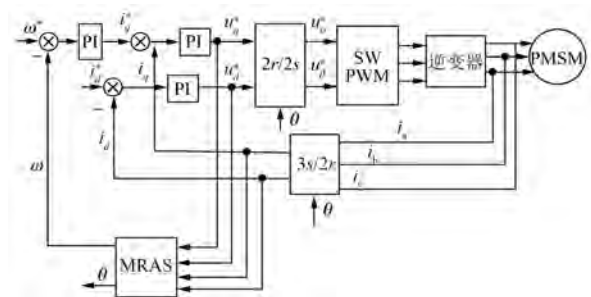


图 2 系统结构控制框图

表 1 PMSM 参数

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.331
定子电感 L/H	0.002 1
永磁体磁通 φ_f/Wb	0.353 7
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 8
粘滞摩擦因数 B	0.001
极对数 p	4

为了验证该基于 MRAS 的速度观测器的有效性,本文在 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了系统仿真模型,设置速度 $n = 1\ 500\ \text{r/min}$, 转矩 $T = 2.5\ \text{N}\cdot\text{m}$, 仿真时间 $0.4\ \text{s}$ 。

本研究得到电机转速和转子位置角的实际值和估算值及其偏差如图3、图4所示。从图3(a)、图3(b)中可以看到,在电机起动加速阶段,转速的估算值和实测值误差较大,最大误差是40 r/min,误差率为2.6%,经过0.25 s后达到稳定

运行阶段,偏差基本为零;从图 4(a)、图 4(b)中可以看出,电机的转子位置角在电机起动加速阶段误差最大,最大误差为 0.14 rad,在稳态运行过程中估算位置 and 实际位置基本重合,因而 MRAS 可以较好的辨识转速和转子位置。通过图 3(a)的转速曲线也可看出电机的运行较平稳,静态性能较好。

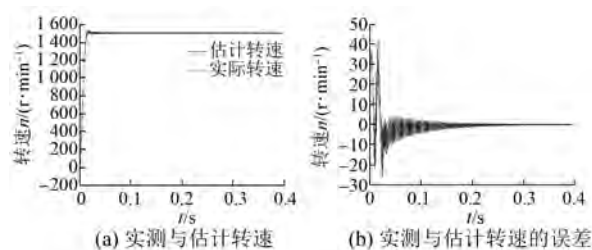


图3 基于MRAS的速度估算仿真波形及误差

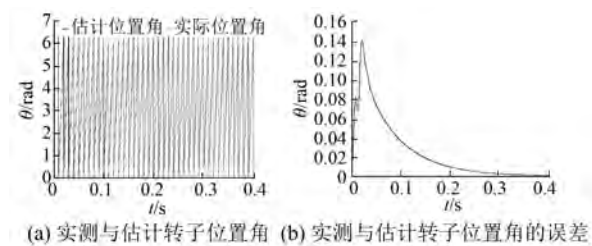


图4 基于MRAS的转子位置角估算仿真波形及误差

在 $t=0.1\text{ s}$ 时,将负载由 $T=0\text{ N}\cdot\text{m}$ 突变到 $T=4\text{ N}\cdot\text{m}$ 时,其转速和转子位置及其偏差响应曲线如图 5 所示。

由图 5 可知,在 $t=0.1$ s 时,负载发生突变,从图(5)b 中较为明显地看到负载突变时转速有波

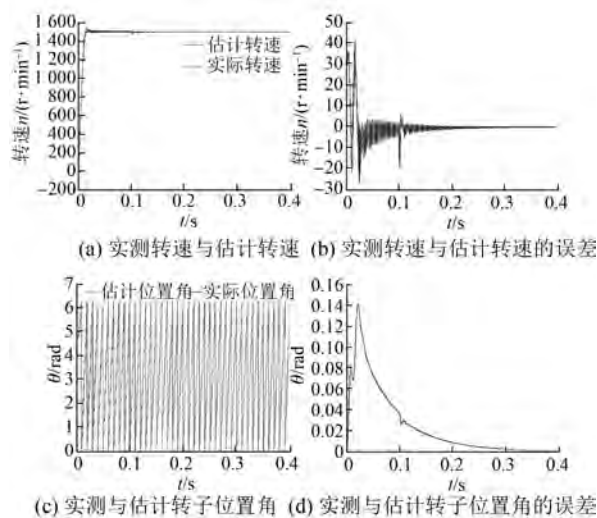


图5 负载突变后转速和转子位置角及误差响应曲线

动,但很快恢复正常。可见在负载发生突变时电机能较快地控制转速恢复到原来的给定值,同时稳定性也很好,对负载扰动的鲁棒性较强。负载的扰动对稳态下转速的估算没有影响,系统稳定性较好。

图6所示为负载突变后电机转矩的响应曲线。由图6可知,在电机起动时,电机转矩变化较剧烈, $t=0.05\text{ s}$ 后趋于稳定;当 $t=0.1\text{ s}$ 时,负载突变至 $4\text{ N}\cdot\text{m}$,很快趋于稳定。整个电机运行过程中,输出转矩平稳,稳定运行时静态性能优良。

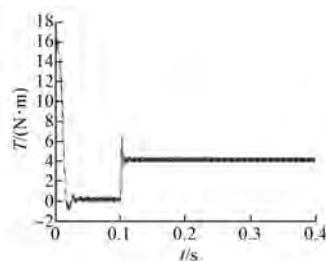


图6 负载突变后转矩响应曲线

电机的给定转速在 $t=0.2\text{ s}$ 时从 $1\,000\text{ r/min}$ 跳变至 $1\,500\text{ r/min}$,其速度和转子位置角及其偏差响应曲线如图7所示。

由图7(a)、图7(b)可知,在 $t=0.2\text{ s}$ 时,转速由 $1\,000\text{ r/min}$ 突变至 $1\,500\text{ r/min}$,大约需要

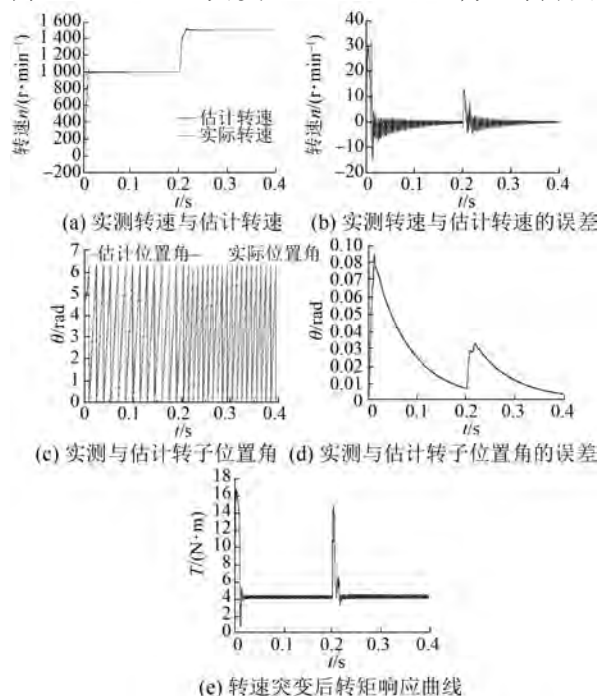


图7 转速突变后转速和转子位置角及误差和转矩响应曲线

0.05 s ,转速基本趋于稳定,只是在突变时刻有较小的波动,基于MRAS的观测器有很好的抗干扰能力和跟随性能。由图7(c)、图7(d)可知,转子位置角基本没有变化,稳定性能很好。转矩也很快趋于稳定,可见基于MRAS的转速观测器具有很好的动态性能和鲁棒性,整个系统的跟踪性能和鲁棒性较强。

4 结 语

参考模型为电机本身,可调模型为电机的电流模型,自适应律采用Popov超稳定性理论的MRAS方法能很好的观测效果。通过对SPMSM的仿真分析可知,在空载、负载突变和转速突变的情况下,基于MRAS的转速观测器具有很好的动态性能和鲁棒性,辨识精度较高,整个系统的跟踪性能和鲁棒性较强。

【参考文献】

- [1] 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):3-9.
- [2] 蔡骏,邓智泉.基于全周期电感法的开关磁阻电机无位置传感器控制技术[J].电工技术学报,2013,28(2):146-154.
- [3] 蒯松岩,冯重阳,王鹏飞.基于电感矢量开关磁阻电机无位置传感器研究[J].电力电子技术,2013,47(2):10-11.
- [4] 万山明,吴芳,黄声华.基于高频电压信号注入的永磁同步电机转子初始位置估计[J].中国电机工程学报,2008,28(33):83-86.
- [5] 刘庆飞,马凯,谷海青.基于高频电压信号注入法的电梯门机无位置传感器控制策略[J].天津理工大学学报,2016,32(6):16-19.
- [6] ZHAO Y, QIAO W, WU L. Model reference adaptive system-based speed estimators for sensorless control of interior permanent magnet synchronous machines [C]// Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2013: 1-6.
- [7] 王高林,杨荣峰,李刚,等.基于高频信号注入的IPMSM无位置传感器控制策略[J].电工技术学报,2012,27(11):63-68.
- [8] 周晓敏,王长松,钟黎萍.基于卡尔曼滤波和高频信号注入法的永磁同步电机转子位置自检测[J].北京科技大学学报,2008,30(7):816-819.

(下转第98页)

30% 和大 30% 加以试验,即使在 0.25 Hz 的低频时,系统仍然能够稳定,只是稳态速度值有所不同,分别为 0.28 Hz 和 0.21 Hz,系统仍然能够稳定运行。试验结果表明,系统具有较强的鲁棒性。当然,为补偿定子电阻的变化,亦可采用文献[7]提及的修正方案。

4 结 语

通过理论分析和试验结果表明,本文所提滑环切换型 MRAS 速度辨识方案具有较好的静、动态性能,同时避免纯积分环节的不利影响,对定子电阻变化不敏感,具有普遍适用性。该方法对于感应电机无速度传感器控制的研究和工程应用具有一定的实用价值。

【参考文献】

- [1] HOLTZ J. Sensorless control of induction motors[J]. Proceedings of the IEEE, 2000, 90(8): .
- [2] RASHED M, STRONACH F, VAS P. A new stable MRAS-based speed and stator resistance estimators for sensorless vector control induction motor drive at low speeds [C] // IEEE Industry Applications Conference, 2003: 1181-1188.
- [3] HOLTZ J, QUAN J T. Drift and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless controlled induction motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1052-1060.
- [4] 沈安文,李自成.基于 MRAS 的感应电机无速度传感器矢量控制[J].华中科技大学学报(自然科学版), 2005, 33(12): 51-53.
- [5] 陈伯时,陈敏逊.交流调速系统[M].3 版.北京:机械工业出版社, 2013.
- [6] 马小亮.高性能变频调速及其典型控制系统[M].北京:机械工业出版社, 2010.
- [7] 竺伟,王永红,陈伯时.感应电机带定子电阻自校正的 MRAS 转速估算研究[J].电气传动, 2014, 44(12): 8-11.
- [9] 张永昌,赵争鸣,张颖超,等.基于全阶观测器的三电平逆变器异步电机无速度传感器矢量控制系统[J].电工技术学报, 2008, 23(11): 35-40.
- [10] 奚国华,沈红平,喻寿益,等.基于全阶状态观测器的无速度传感器 DTC 系统[J].电气传动, 2008, 38(7): 22-25.
- [11] LI L, CU Z P, TIAN J F. Neural network-sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor [C] // Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2016: 3061-3064.
- [12] 李彬郎,张斌,秦帅.全阶状态观测器在转速辨识系统中的应用改进[J].电气传动, 2015, 45(3): 7-11.
- [13] 朱瑛,程明,花为,等.基于滑模变结构模型参考自适应的电气无级变速器无传感器控制[J].电工技术学报, 2015, 30(2): 65-72.
- [14] 陈思溢,皮佑国.基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电工技术学报, 2016, 31(12): 109-117.
- [15] MALEKIAN K, MONFARED J M. A genetic based fuzzy logic controller for direct torque controlled IPMSM drives over wide speed range [C] // 2007 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2007: 847-853.
- [16] 王庆龙,张兴,张崇巍.永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J].中国电机工程学报, 2014, 34(6): 897-902.
- [17] 王悍泉,刘凌,吴华伟.改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J].西安交通大学学报, 2016, 50(6): 105-109.
- [18] BERNAT J, KOLOTA J, STEPIEN S, et al. Adaptive control of permanent magnet synchronous motor with constrained reference current exploiting backstepping methodology [C] // IEEE Conference on Control Applications (CCA), 2014: 1545-1550.
- [19] 付莉,高仕斌,任晓刚,等.基于 MRAS 的 PMSM 无传感器矢量控制研究[J].电气传动, 2015, 45(10): 17-21.
- [20] 张伯泽,阮毅.基于 MRAS 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[J].电机与控制应用, 2016, 43(4): 13-16.
- [21] 宋凤林,黄劭刚,洪剑锋,等.基于改进模型参考自适应法的异步电机矢量控制[J].微电机, 2015, 48(4): 52-55.
- [22] 丁文,高琳,梁得亮,等.永磁同步电机矢量控制系统的建模与仿真[J].微电机, 2010, 43(12): 66-71.

收稿日期: 2017 -05 -10

(上接第 34 页)

收稿日期: 2017 -05 -03