

基于变趋近律滑模反电动势观测器的 BLDCM 无位置传感器控制^{*}

张瑞祥¹, 包广清¹, 汪波², 张永龙²

(1. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050;

2. 航空工业兰州万里航空机电有限责任公司, 甘肃 兰州 730070)

摘 要: 无刷直流电机 (BLDCM) 驱动系统应用于多电/全电航空飞行器, 为电动燃油泵、冷却泵和电动刹车等提供动力输出。为满足 BLDCM 在复杂的电磁干扰以及极端温度等特殊环境工作的要求, 提出了基于变结构控制策略的滑模反电动势观测器实现电机无位置传感器控制。使用变趋近律代替了传统滑模反电动势观测器的固定增益, 并通过锁相环 (PLL) 得到电机转子位置和转速信息。仿真结果表明该方法可以有效抑制反电动势观测值的抖振, 实现电机在中高速段的稳定运行, 满足系统的快速性和鲁棒性要求。

关键词: 无刷直流电机; 滑模观测器; 无位置传感器控制; 矢量控制; 锁相环

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)08-0001-06

doi: 10.12177/emca.2022.071

BLDCM Position Sensorless Control Based on Variable Reaching Law Sliding Mode Back EMF Observer^{*}

ZHANG Ruixiang¹, BAO Guangqing¹, WANG Bo², ZHANG Yonglong²

(1. College of Electric and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;

2. AVIC Lanzhou Wanli Aviation Electromechanical Co., Ltd., Lanzhou 730070, China)

Abstract: Brushless DC motor (BLDCM) drive system is applied in multi-electric/all-electric aircrafts to provide power output for electric fuel pump, cooling pump and electric brake. In order to meet the special working environments such as complex electromagnetic interference and extreme temperature, a sliding mode back electromotive force (EMF) observer based on variable structure control strategy is proposed to realize the position sensorless control of motor. The variable reaching law is used to replace the fixed gain of the traditional sliding mode back EMF observer, and the rotor position and speed information of the motor are obtained through the phase-locked loop (PLL). The simulation results show that the method can effectively suppress the chattering of the observed value of back EMF, realize the stable operation of the motor in the middle and high speed stage, and meet the requirements of rapidity and robustness of the system.

Key words: brushless DC motor (BLDCM); sliding mode observer; position sensorless control; vector control; phase-locked loop (PLL)

收稿日期: 2022-04-26; 收到修改稿日期: 2022-06-29

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51967012)

作者简介: 张瑞祥 (1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

包广清 (1972—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电力拖动与运动控制。

汪波 (1982—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为特种电机设计与控制方向。

0 引言

无刷直流电机(BLDCM)驱动控制系统在多电/全电飞行器领域有着广泛的应用,例如为电动燃油泵、冷却泵和电动刹车提供动力。为适应复杂的电磁干扰以及极端温度等特殊工作环境,无位置传感器的驱动控制系统在多电/全电飞机相关配套产品上的研究成为热点^[1-2]。目前针对近似正弦波反电动势 BLDCM 无位置传感器的主要控制方法有端电压检测法^[3]、反电动势函数法^[4]、高频注入法^[5]和状态观测器法^[6],其中状态观测器法因硬件电路设计简单、抗干扰能力强、应用范围广而备受关注^[7]。观测器分为全维观测器、Luenberger 观测器、滑模观测器,其中滑模观测器的使用最为普遍,其对于负载带来的扰动不敏感,参数整定简单,在工程上容易实现,具有一定的工程实用价值^[8]。

传统滑模观测器和反正切函数能够估计电机的转子位置和转速信息,但由于其控制的不连续性导致抖振存在,在实际控制中容易产生高频振荡,发生危险^[9]。文献[10-11]使用新型饱和函数替代传统的开关函数,并通过模型参考自适应来进行转速估计,但是模型参考自适应依赖于电机本身的数学模型,适用范围较小。文献[12-13]通过使用指数趋近律、幂次趋近律,降低了估计反电动势的抖振问题,但是这些方式逼近滑模面是一个渐进过程,不能在有限时间内收敛。文献[14]采用全局快速终端滑模观测器的方法进行 BLDCM 无位置传感器控制,取得了一定的效果,但该方法需要进行复杂运算,对控制器芯片要求较高。文献[15-16]在电机的转速环滑模控制上使用了变趋近律,提高了收敛速度,同时降低了系统的抖振。

为减小传统滑模观测器反电动势观测值的抖振,并通过观测的反电动势得到电机转子位置和转速,本文采用变结构控制策略,基于变趋近律滑模反电动势观测器估计反电动势值,并通过锁相环(PLL)获得矢量控制所需的转子位置和转速信息。仿真结果表明变趋近律观测器加快了观测器收敛速度,降低了估计反电动势和转速的抖振,实现了电机在中高速段的稳定运行。

1 BLDCM 数学模型

假设电机的三相绕组对称,采用 Clarke 变换将 A、B、C 三相变化到 α - β 两相静止坐标系下。图 1 所示为 BLDCM 等效电路图。由图 1 可得,电机在 α - β 坐标系下定子电压状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L} - \frac{e_\alpha}{L} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{e_\beta}{L} \end{cases} \quad (1)$$

反电动势方程为

$$e_\alpha = -\psi_f \omega \sin\theta \quad (2)$$

$$e_\beta = \psi_f \omega \cos\theta \quad (3)$$

式中: i_α 、 i_β 分别为两相静止坐标系中的定子电流; u_α 、 u_β 分别为两相静止坐标系中的定子电压; e_α 、 e_β 分别为两相静止坐标系中的反电动势; ψ_f 为永磁体磁链; ω 为转子角速度; θ 为转子电角度; R 为定子相电阻; L 为定子相电感。

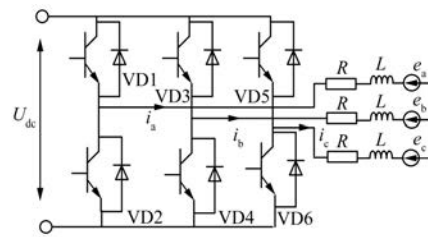


图 1 BLDCM 的等效电路图

2 滑模观测器设计

将式(1)中 α - β 坐标系下的定子电流和反电动势作为系统的状态变量。系统的输入变量为定子电压,输出变量为定子电流,则得到 BLDCM 状态方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (4)$$

输出方程为

$$\mathbf{y} = [\mathbf{i} \quad \mathbf{e}]^T = \mathbf{i} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{e} = [e_\alpha \quad e_\beta]^T$; $\mathbf{u} = [u_\alpha \quad u_\beta]^T$; $\mathbf{i} = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$;

$$\mathbf{A}_1 = -R/L; \mathbf{A}_2 = -\mathbf{I}/L; \mathbf{B} = \mathbf{I}/L; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

基于式(1) BLDCM 的状态方程构建定子电流滑模观测器:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$ 分别为 α - β 轴定子电流的观测值; Z_α 、 Z_β 为控制函数。

$$\begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} = K \operatorname{sgn} \begin{bmatrix} (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ (\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: K 为滑模控制增益。

反电动势观测值可以通过滑模观测器的控制函数进行估算:

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $\hat{e}_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta$ 为反电动势的观测值。

传统滑模观测器采用等速趋近律和 $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 开关函数,其取值范围如下所示:

$$\operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) = \begin{cases} 1 & \hat{i}_\alpha - i_\alpha > 0 \\ 0 & \hat{i}_\alpha - i_\alpha = 0 \\ -1 & \hat{i}_\alpha - i_\alpha < 0 \end{cases} \quad (9)$$

$$\operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) = \begin{cases} 1 & \hat{i}_\beta - i_\beta > 0 \\ 0 & \hat{i}_\beta - i_\beta = 0 \\ -1 & \hat{i}_\beta - i_\beta < 0 \end{cases} \quad (10)$$

开关函数不连续变化且包含高频分量,因而要采用低通滤波器获取平滑的 $\hat{e}_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta$ 值。但低通滤波器会造成相位滞后,实际过程中还需要设计补偿装置。

2.1 变趋近律滑模观测器设计

滑模运动包括趋近运动和滑模运动两个状态。系统从任意初始状态趋向切换面至到达切换面的运动叫做趋近运动,即 $S \rightarrow 0$ 的过程。滑模运动轨迹如图 2 所示。

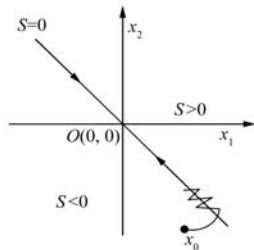


图2 滑模变结构控制轨迹图

根据滑模变结构原理和滑模可达性条件,仅保证状态空间任意位置的点在有限时间内到达切

换面,而不限趋近运动的轨迹^[17]。故本文采用变趋近律滑模观测器提高观测器的收敛速率,降低观测值出现的抖振。

构造滑模面 s_α 、 s_β 和 S :

$$S = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式(6)中的控制函数 Z_α 、 Z_β 中的等速趋近律 K 变为变趋近律 $q(x_1, S)$ 得到新型趋近律控制函数表达式:

$$\begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -q(x_1, s_\alpha) \cdot \operatorname{sgn}(s_\alpha) \\ -q(x_1, s_\beta) \cdot \operatorname{sgn}(s_\beta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

$$q(x_1, S) = \frac{|x_1| \cdot k}{|x_1| \cdot \varepsilon + (1 - |x_1| \cdot \varepsilon) e^{-\delta |S|}} \quad (14)$$

式中: $k > 0$; $\delta > 0$; $0 < \varepsilon < 1$; x_1 为系统的误差状态变量。

$$x_1 = S = \begin{bmatrix} s_\alpha & s_\beta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha & \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

式中: $\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha & \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha & \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix}^T$ 。

基于变趋近律滑模反电动势观测器在采用变速趋近律的情况下可以保证系统快速趋近,同时削弱抖振。根据式(14)所示的变趋近律,当滑模面函数 $|S|$ 的值增大时,系统处于远离滑模面的状态, $q(x_1, S)$ 函数的值约等于 k/ε , 因此该趋近律会提高系统的趋近速率。相反当函数 $|S|$ 减小时,系统处于靠近滑模面的状态, $q(x_1, S)$ 函数的值约等于 $k|x_1|$, 系统的状态变量 $|x_1|$ 逐渐趋近于 0, 达到稳定的平衡点。

2.2 变速趋近律稳定性分析

根据线性控制理论,滑模观测器进入滑模面的条件为 $S\dot{S} < 0$, 故定义 Lyapunov 函数为

$$V = S^2/2 \quad (16)$$

将变速趋近律代入式中,得到:

$$\frac{dV}{dt} = S \frac{dS}{dt} = -q(x_1, S) \cdot |S| = \frac{-|x_1| \cdot k \cdot S}{|x_1| \cdot \varepsilon + (1 - |x_1| \cdot \varepsilon) e^{-\delta |S|}} \quad (17)$$

当 $k > 0$, $\delta > 0$, $0 < \varepsilon < 1$ 时,分子小于 0 分母大于 0, 即式(17)小于 0, 稳定性得证。

3 转速和转子位置的估计

传统的滑模观测器通过反正切函数获得的转子位置和转速容易产生纹波,同时低通滤波器会造成相位滞后,所以本文采用 PLL 解决纹波较大和相位滞后的问题。转速和位置信息经过 PLL 鉴相、环路滤波、压控振荡过程后输出。

e_α, e_β 正交,可以采用 PLL 鉴相,原理框图如图 3 所示。根据图 3 可以得到:

$$\begin{aligned} \Delta x &= -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta}_e = \\ &\omega_e \psi_f \sin \theta_e \cos \hat{\theta}_e - \omega_e \psi_f \cos \theta_e \sin \hat{\theta}_e = \\ &\omega_e \psi_f \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (18)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 为估计转子位置的电角度; θ_e 为实际电角度,在数学上近似认为角度在 $0 \sim \frac{\pi}{6}$ 时,正弦值等于实际值,所以可以得到表达式 $\Delta \theta_e = \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) = (\hat{\theta}_e - \theta_e)$, 则 $\Delta x = \omega_e \psi_f \Delta \theta_e$ 。

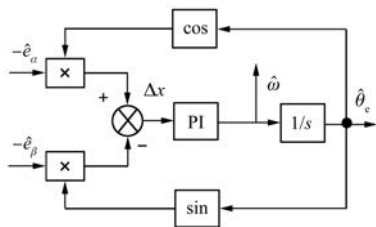


图 3 PLL 估计转速位置原理框图

令 $\lambda = \hat{\omega}_e \psi_f$, 其中 λ 正比于电机的电角速度,比例系数为 k_p 、积分系数为 k_i , 得到 θ_e 和 $\hat{\theta}_e$ 之间的闭环传递函数为

$$G_1(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{\lambda(1/s)(k_p + k_i/s)}{1 + \lambda(1/s)(k_p + k_i/s)} = \frac{\lambda k_p(s) + \lambda k_i}{s^2 + \lambda k_p(s) + \lambda k_i} \quad (19)$$

$\Delta \theta_e$ 与 θ_e 的误差传递函数为

$$G_b(s) = \frac{\Delta \theta_e}{\theta_e} = \frac{1}{1 + \lambda(1/s)(k_p + k_i/s)} = \frac{s^2}{s^2 + \lambda k_p s + \lambda k_i} \quad (20)$$

$$e_{ss}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \Delta \theta_e = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2}{s^2 + \lambda k_p s + \lambda k_i} = 0 \quad (21)$$

在电机转速稳定时, PLL 的输入 $\hat{\theta}_e$ 为单位斜

坡函数,可以根据终值定理得到系统的稳态误差,根据式(21),系统稳态误差为 0,即 PLL 具有低通滤波器的特性,通过调整参数 k_p, k_i 可以达到位置估计的效果。

4 仿真结果分析

为验证所提方法的有效性和正确性,基于 MATLAB/Simulink 进行仿真,仿真模型控制框图如图 4 所示。电机参数如表 1 所示。设置变趋近律滑模观测器参数 $k=100, \varepsilon=0.5, \sigma=1$ 。根据相关参数进行仿真。

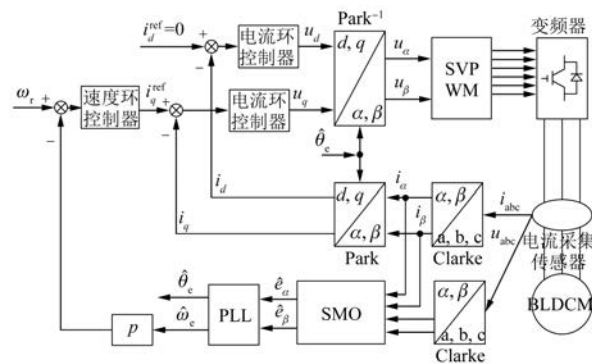


图 4 无位置传感器 BLDCM 系统控制框图

表 1 BLDCM 参数

参数名称	参数值
额定电压/V	24
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
额定电流/A	3.3
相电感/mH	2.1
定子相电阻/Ω	1.15
极对数	4
反电动势系数/(mV·r ⁻¹ ·min ⁻²)	0.066
额定转矩/(N·m)	0.06
转动惯量/(kg·cm ²)	1.19

首先将传统滑模反电动势观测器与变趋近律滑模观测器的反电动势估计值进行对比;然后在不同转速条件下对比根据 PLL 获得的转速信息;同时验证估算转子位置与实际值之间的误差;最后验证电机在突加负载情况下整个矢量控制系统的鲁棒性。

图 5 所示为电机转速 $n=3\ 000\ \text{r/min}$ 时,两种观测器得到的 $\hat{e}_\alpha$ 的值。选取 0.253~0.255 s 这一时

间段进行比较可以看到传统滑模反电动势观测器存在高频抖振,而采用变趋近律滑模观测器和 PLL 得到的反电动势更为平滑,高频分量更少。

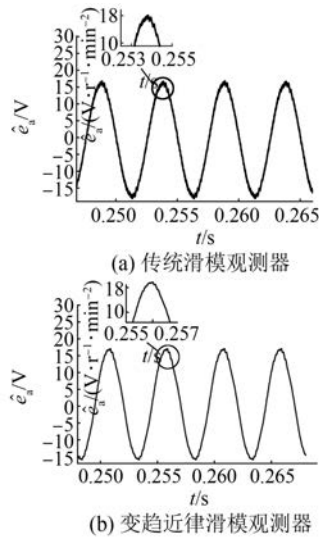


图5 不同系统观测反电动势信号波形

为验证本文提出的方法在不同转速情况下的转速估算能力,使电机分别运行在转速 $n = 2\,000\text{ r/min}$ 和 $n = 3\,000\text{ r/min}$ 的情况下。如图 6 所示,在采用 PLL 的情况下,转速估计值比传统滑模观测器的抖振更小,估计转速值误差约为 2%。

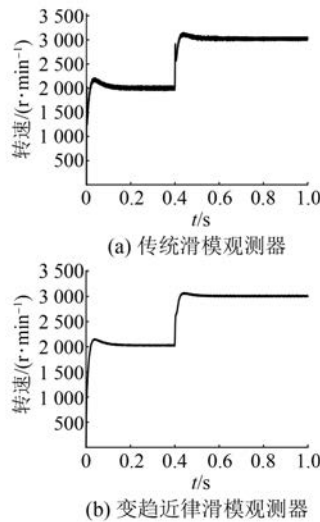


图6 转速估计波形

为了验证变趋近律滑模观测器和 PLL 的动态性能,图 7 给出了电机在额定转速加载后的波形。在 $t = 0.5\text{ s}$ 时加上 50% 的负载,加负载之后系统的恢复时间为 0.05 s ,满足系统的快速性要求。

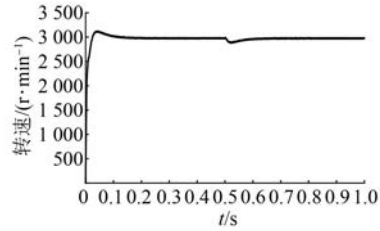


图7 采用 PLL 在 0.5 s 加载时转速响应曲线

电机在 $t = 0.5\text{ s}$ 加载后的转矩波形如图 8 所示,BLDCM 采用 $i_d = 0$ 控制策略,电机的转矩脉动更小,具有更好的转矩输出能力。

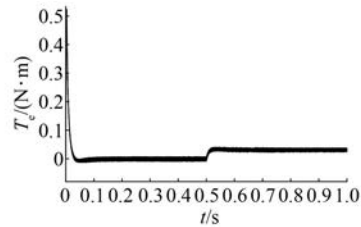


图8 转矩响应曲线

电机转子位置的观测值和实际值如图 9 所示,选取 $0.4478 \sim 0.4482\text{ s}$,可以看到采用变趋近律滑模反电动势观测器和 PLL 配合估计的转子位置更接近转子实际位置。

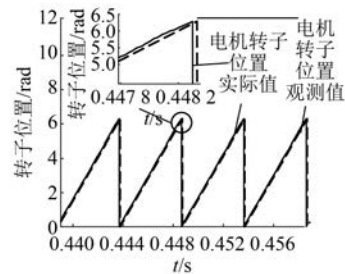


图9 转子位置实际值与观测值对比

如图 10 所示,通过传统滑模观测器得到的转子误差存在相位滞后,采用 PLL 的方法进行转子

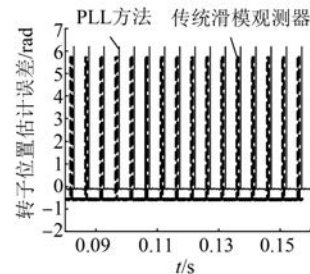


图10 转子位置估计误差对比波形

位置估计降低了估计误差。

通过以上仿真波形可以看出变趋近律滑模观测器能够更准确地估算反电动势值,通过 PLL 可以进一步得到转速和位置信息,完成电机矢量控制。

5 结 语

本文在不采用复杂切换函数的情况下,利用基于变趋近律的滑模观测器观测反电动势,同时结合 PLL 得到转子位置和转速。

仿真结果表明,与传统滑模反电动势观测器相比,该方案减小了反电动势观测值出现的抖振,同时可以更准确地获得转子位置和转速信息且不受切换纹波的影响;系统具有较好的调速性能和动态性能。在中高速范围内,该方案适用于非理想方波反电动势的 BLDCM 无位置传感器矢量控制。

【参 考 文 献】

- [1] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统 [M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- [2] 梁超, 段富海, 邓君毅. 无位置传感器无刷直流电机控制方法综述 [J]. 微电机, 2021, 54(2): 99.
- [3] 徐海霞, 赵继永, 周大为. 基于换相点换相的无刷直流电机无位置传感器控制 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(8): 16.
- [4] 陈炜, 刘会民, 谷鑫, 等. 基于反电动势函数的无刷直流电机无位置传感器控制方法 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4661.
- [5] ZHANG L, ZHU X Y, GAO J, et al. Design and analysis of new five-phase flux-intensifying fault-tolerant interior-permanent-magnet motor for sensorless operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 6055.
- [6] 陶方方, 赵世伟. 基于改进滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器矢量控制 [J]. 微电机, 2017, 50(11): 30.
- [7] ACARNLEY P P, WATSON J F. Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 352.
- [8] COLLI V D, STEFANO R D, MARIGNETTI F, et al. Design of a system-on-chip PMSM drive sensorless control [C] // 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007.
- [9] WANG S L, XIE S Y. Position sensorless DTC of BLDCM motor driver based on sliding mode observer [J]. Advanced Materials Research, 2013, 805/806: 954.
- [10] 杨沛豪, 王晓兰, 刘向辰, 等. 基于新型自适应滑模观测器的 BLDCM 控制 [J]. 电气传动, 2019, 49(4): 6.
- [11] 时维国, 刘坤亮. 基于 MRAS 的永磁同步电机无位置传感器控制策略研究 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(7): 39.
- [12] 周贝贝, 苏少平, 徐会风, 等. 基于幂次趋近律滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制系统研究 [J]. 微电机, 2019, 52(5): 27.
- [13] 史婷娜, 肖竹欣, 肖有文, 等. 基于改进型滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 2043.
- [14] 王晓远, 傅涛. 基于全局快速终端滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 164.
- [15] HUANG X J, LI Q, LIU G M, et al. Development of control system for a high-speed permanent-magnet BLDCM [C] // 2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2021.
- [16] 祝新阳, 曾国辉, 黄勃, 等. 改进滑模观测器的永磁同步电机矢量控制 [J]. 信息与控制, 2020, 49(6): 708.
- [17] 高为炳. 变结构控制理论及设计方法 [M]. 北京: 科学出版社, 1996.