

基于改进型趋近律与负载观测器的永磁同步电机滑模速度控制器设计

周旋¹, 张海燕^{1,2}

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 201306; 2. 上海交通大学 电气工程系, 上海 200240)

摘要: 为了提高三相永磁同步电机(PMSM)调速系统的动态品质,改善传统滑模速度控制器的控制性能,抑制系统抖振,提高控制精度,设计了基于新型趋近律与负载观测器的改进型滑模速度控制器。利用MATLAB/Simulink 仿真软件,搭建控制系统模型并进行仿真分析。仿真验证了所设计的改进型 PMSM 速度控制器的有效性。该控制器可获得较好的速度跟踪精度和抗负载扰动能力,提高系统的稳定性和鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 矢量控制; 滑模控制; 趋近律; 负载观测器

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)01-0034-06

Design of Permanent Magnet Synchronous Motor Sliding Mode Speed Controller Based on Improved Reaching Law and Load Observer

ZHOU Xuan¹, ZHANG Haiyan^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China;

2. Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In order to improve the dynamic performance of three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed control system improve the control performance of traditional sliding mode speed controller, suppress the system chattering, and improve the control precision, an improved sliding mode speed controller based on a new-type reaching law and a load observer was designed. MATLAB/Simulink simulation software was used to build the control system model and conduct simulation analysis. The design was verified by simulation. Good speed tracking precision and load disturbance resistance were obtained, and stability and robustness of the system were improved.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); vector control; sliding mode control (SMC); reaching law; load observer

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有结构简单、运行可靠、损耗少、效率高、电机尺寸灵活多样等优点,广泛应用于各种场合,因而对其控制性能的要求越来越高^[1]。传统的PI控制器算法简单,易于实现,可满足PMSM矢量控制系统一定范围内的控制要求。由于PMSM调速系统的非线性、多变量、强耦合、变参数等特性,PI控制器的性能易受系统参数变化、外部扰动等影响,进而影响系统运

行的可靠性以及动、静态性能,所以常规PI控制方法显然不能满足高精度场合的应用要求^[2-3]。因此,非线性的控制方法被应用于PMSM的控制系统中,包括自适应控制^[4-5]、自抗扰控制^[6]、预测控制^[7-8]、滑模控制(SMC)^[9-13]、Back-Stepping方法^[14]、神经网络控制^[15]、智能控制^[16]等。SMC以其动态响应快、鲁棒性强和简单可行等优点而被广泛应用。文献[9-11]采用新型趋近律有效抑制了系统抖振,但其控制器结构复杂,参数不易整定,且起动电流较大。文献[12]通过查表法获

作者简介:周旋(1990—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

张海燕(1978—),男,博士,副教授,硕士研究生导师,研究方向为电力电子与电力传动。

得估算的负载转矩,以抑制转速脉动现象,但是增加了系统的响应时间。文献[13]所提出的算法在一定程度上削弱了系统的转速脉动问题,但算法较为复杂,不易在工程中实现。

为了改善 PMSM 矢量控制系统的控制性能,本文在传统滑模速度控制器的基础上设计了一种改进型滑模速度控制器。该控制器使用新型趋近律,并结合负载观测器以实现负载的实时估测,从而提升滑模速度控制器的响应速度,抑制系统抖振,提高控制精度。采用本文设计的改进型滑模速度控制器与传统的滑模速度控制器相比, PMSM 在起动阶段能更快地达到给定速度且几乎没有波动和超调;而在突加负载时转速波动更小且恢复到给定转速的时间明显缩短。这反映出改进型滑模速度控制器具有更好的动态性能与更强的抗扰动能力,提高了系统的稳定性和鲁棒性。

1 PMSM 数学模型

为了便于控制器的分析与设计,建立 d - q 坐标系下的数学模型,并做如下假设:(1)忽略电机定子铁心饱和,认为磁路是线性的,电感参数不变;(2)不计铁心涡流和磁滞损耗;(3)转子永磁材料的电导率为零;(4)转子上没有阻尼绕组;(5)电机定子中的电流为三相对称正弦波形。

PMSM 在 d - q 坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_m L_d i_d + p\omega_m \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (2)$$

电磁转矩方程为

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

式中: u_d, u_q ——定子电压直、交轴分量;

i_d, i_q ——定子电流直、交轴分量;

R ——定子绕组电阻;

p ——极对数;

ω_m ——机械角速度;

L_q, L_d ——定子 d, q 轴电感;

L_s ——定子电感;

ψ_f ——永磁体磁链;

J ——转动惯量;

T_e ——电磁转矩;

T_L ——负载转矩;

B ——黏滞摩擦因数。

2 传统滑模速度控制器设计与分析

表贴式 PMSM 有以下性质: d 轴与 q 轴的电感相同,即 $L_d = L_q = L_s$;采用 $i_d = 0$ 控制策略即可获得较好的控制效果。因此可将式(1)~式(3)变换为如下的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (-Ri_q - p\omega_m \psi_f + u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3p\psi_f}{2} i_q - T_L - B\omega_m \right) \end{cases} \quad (4)$$

定义电机的参考转速与实际转速的误差:

$$e = \omega_{ref} - \omega_m \quad (5)$$

根据电机转速误差,定义滑模面函数为

$$s = e + c \int_0^t e d\tau \quad (6)$$

对式(6)求导,得:

$$\dot{s} = \dot{e} + \dot{e} \quad (7)$$

传统的 SMC 为了保证趋近运动的动态品质,常采用指数趋近律控制方法,即:

$$\dot{s} = ce + \dot{e} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs \quad (8)$$

结合式(5)和式(8),可得:

$$c(\omega_{ref} - \omega_m) - \dot{\omega}_m = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs \quad (9)$$

结合式(9)和式(4),可得:

$$c(\omega_{ref} - \omega_m) - \frac{1}{J} \left(\frac{3p\psi_f}{2} i_q - T_L - B\omega_m \right) = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs \quad (10)$$

从而可得:

$$i_q = \frac{2J}{3p\psi_f} [c(\omega_{ref} - \omega_m) + \frac{1}{J} (B\omega_m + T_L) + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs] \quad (11)$$

式(11)中含有电机的摩擦转矩和负载转矩的项 $\frac{1}{J} (B\omega_m + T_L)$,将其视为扰动项 δ ,估测其值

为 $\hat{\delta}$,令 $\frac{d\hat{\delta}}{dt} = l \frac{1}{\alpha} e$,其中 l 为待定参数,则:

$$\hat{\delta} = l \int_0^t \frac{1}{\alpha} e dt \quad (12)$$

将式(12)代入式(11),可得:

$$i_q = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[ce + l \int_0^t \frac{1}{\alpha} e dt + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs \right] \quad (13)$$

式(13)即为传统滑模控制器的表达式。其特点是设计简单,可以满足基本的控制需求,具有基本的动态性能与抗扰动能力。但其不足主要为:

(1) 采用指数趋近律,在系统接近滑模面时有较严重的抖振现象;

(2) 对于摩擦转矩和负载转矩的项 $\frac{1}{J}(B\omega_m + T_L)$ 处理得较为粗糙,在电机突加负载转矩时电机转速波动较大且需要较长的恢复时间。

3 改进型滑模速度控制器设计

3.1 改进型指数趋近律设计

指数趋近律虽然收敛速度较快,但在接近滑动模态阶段有较严重的抖振现象;幂次趋近律收敛速度较慢,但在接近滑动模态阶段可以削弱抖振现象。结合指数趋近律与幂次趋近律的特点,设计以下改进型趋近律:

$$\dot{s} = -\eta_1 |s|^\lambda \operatorname{sgn}(s) - \eta_2 |s|^\mu s \quad (14)$$

其中: $\eta_1 > 0, \eta_2 > 0, 0 < \lambda < 1, 0 < \mu < 1$ 。

定义 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} &= s[-\eta_1 |s|^\lambda \operatorname{sgn}(s) - \eta_2 |s|^\mu s] = \\ &= -\eta_1 |s|^{\lambda+1} - \eta_2 |s|^{\mu+2} \leq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

显然,改进型趋近律满足滑模可达性条件。

为了进一步削弱抖振,可用饱和函数 $\operatorname{sat}(s)$ 替代趋近律中的符号函数 $\operatorname{sgn}(s)$,即在边界层外采用切换控制,在边界层内采用反馈控制。

$$\operatorname{sat}(s) = \begin{cases} 1, & s > \Delta \\ ks, & |s| \leq \Delta, k = \frac{1}{\Delta} \\ -1, & s < -\Delta \end{cases} \quad (17)$$

式中: Δ ——边界层。

3.2 负载转矩观测器设计

PMSM 的负载转矩是非电物理量,不易直接

测量,而通过检测有关电信号对负载转矩进行实时估算可大大提高控制精度,显著提升系统抗扰动能力。

控制器的采样频率远远高于负载转矩的变化频率,因此在一个采样周期内,负载转矩可认为恒定,即:

$$\frac{dT_L}{dt} = 0 \quad (18)$$

根据式(2),构建系统的状态方程如下:

$$\begin{cases} \frac{dT_L}{dt} = 0 \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B\omega_m) \end{cases} \quad (19)$$

定义输出量 y 为电机转速,可得状态方程

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} T_L \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1/J & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_L \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} T_e \\ y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} T_L \\ \omega_m \end{bmatrix} \end{cases} \quad (20)$$

根据现代控制理论,构建系统状态观测器方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{T}_L \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1/J & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{T}_L \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} (y - \hat{y}) \\ \hat{y} = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \hat{T}_L \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} \end{cases} \quad (21)$$

通过式(20)和式(21)可得观测器误差方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{T}_L - T_L \\ \hat{\omega}_m - \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -k_1 \\ -1/J & -B/J - k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{T}_L - T_L \\ \hat{\omega}_m - \omega_m \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} \hat{T}_L - T_L \\ \hat{\omega}_m - \omega_m \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\text{其中: } \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & -k_1 \\ -1/J & -B/J - k_2 \end{bmatrix}。$$

可得观测器特征方程为

$$\det[n\mathbf{I} - \mathbf{M}] = n^2 + \left(\frac{B}{J} + k_2\right)n - \frac{k_1}{J} = 0 \quad (23)$$

定义系统期望的极点为 λ_1, λ_2 , 即观测器期望的特征多项式如下:

$$n^2 - (\lambda_1 + \lambda_2)n + \lambda_1\lambda_2 = 0 \quad (24)$$

则,

$$\begin{cases} \lambda_1 + \lambda_2 = -\frac{B}{J} - k_2 \\ \lambda_1 \lambda_2 = -\frac{k_1}{I} \end{cases} \quad (25)$$

得:

$$\begin{cases} k_1 = -J\lambda_1\lambda_2 \\ k_2 = -\lambda_1 - \lambda_2 - \frac{B}{I} \end{cases} \quad (26)$$

根据计算出的反馈增益系数 k_1, k_2 , 基于式 (19) 可构建出系统的状态观测器方程:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{T}_L}{dt} = k_1(\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = \frac{T_e - \hat{T}_L - B\hat{\omega}_m}{J} + k_2(\omega_m - \hat{\omega}_m) \end{cases} \quad (27)$$

据此,可设计负载转矩观测器如图 1 所示。

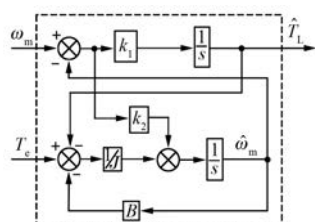


图 1 负载转矩观测器框图

结合式(11)、式(16)、式(27),可得改进型滑模速度控制器的表达式为

$$i_q = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[ce + \frac{1}{J} (B\omega_m + \hat{T}_l) + \eta_1 |s|^\lambda \text{sat}(s) + \eta_2 |s|^\mu s \right] \quad (28)$$

4 基于 MATLAB 的系统仿真与分析

为了验证本文所提结合了负载观测器的改进型滑模控制器的有效性,设计并搭建了矢量控制框架基础上结合新型 SMC 控制器的 MATLAB/Simulink 仿真系统,并且搭建了以传统 SMC 做速度控制器的 MATLAB/Simulink 仿真系统作为对

比。系统结构控制框图如图 2 所示。

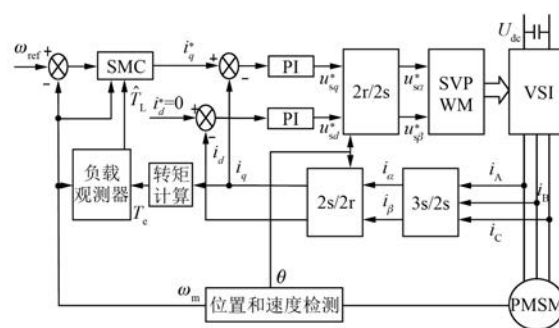


图 2 系统结构控制框图

为了验证本文所设计的滑模速度控制器的有效性,根据所设计的系统控制框图,通过MATLAB/Simulink 仿真软件进行系统仿真。仿真所用电机参数如下:定子电阻 $R=2.8\ \Omega$,定子电感 $L_s=0.009\ 26\ \text{H}$,永磁体磁链 $\psi_f=0.123\ 13\ \text{Wb}$,转动惯量 $J=0.000\ 187\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$,黏滞摩擦因数 $B=0.008$,极对数 $p=3$ 。仿真条件为:参考转速 $\omega_{\text{ref}}=1\ 000\ \text{r/min}$,初始负载转矩设置 $T_L=0\ \text{N}\cdot\text{m}$,在 $t=0.1\ \text{s}$ 时突加负载 $T_L=2\ \text{N}\cdot\text{m}$ 。

图3、图4分别为传统SMC速度控制器与本文所提改进型SMC速度控制器控制下的转速跟随曲线。可以看出,在起动阶段,对比传统的SMC控制器,改进型的SMC控制器可以明显地减少超调量并抑制波动;在0.1 s突加负载时,传统

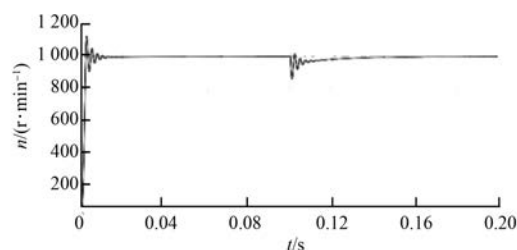


图3 传统 SMC 控制器对速度的控制波形

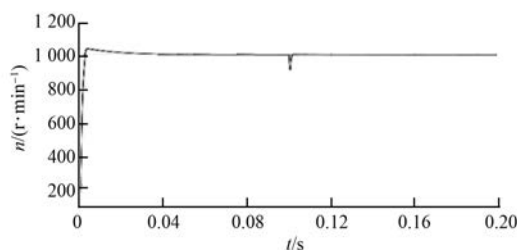


图4 改进型 SMC 控制器对速度的控制波形

SMC 控制器控制下的转速会经历较大的波动且需较长时间恢复到原有转速,而改进型 SMC 控制器控制下的转速波动较小并很快恢复原有转速且没有超调。

图 5、图 6 分别为传统 SMC 控制器与本文所提出的改进型 SMC 控制器控制下的三相电流变化曲线。对比图 5 与图 6 可知,在起动阶段与突加负载恢复响应阶段,改进型的 SMC 都能减小电流波动,以更快的速度恢复电流曲线的正弦度。

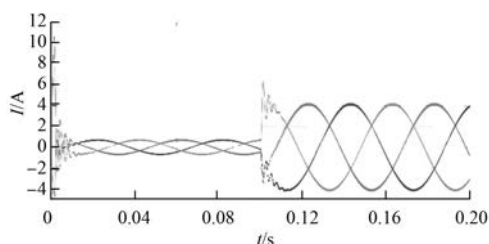


图 5 传统 SMC 控制器控制下三相电流变化曲线

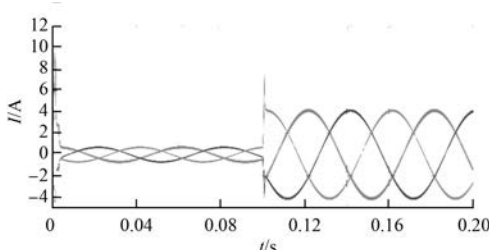


图 6 改进型 SMC 控制器控制下三相电流变化曲线

图 7、图 8 分别为在传统 SMC 控制器与本文所提出的改进型 SMC 控制器控制下电机的转矩响应曲线。可以看出,改进型 SMC 控制器在 $t = 0.1\text{ s}$ 负载突变时有较好的响应,对比传统 SMC,减少了波动时间,体现了改进型 SMC 控制器良好的转矩响应能力。

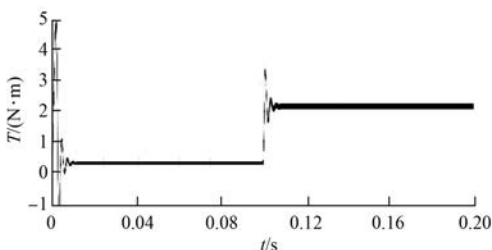


图 7 传统 SMC 控制器控制下转矩响应曲线

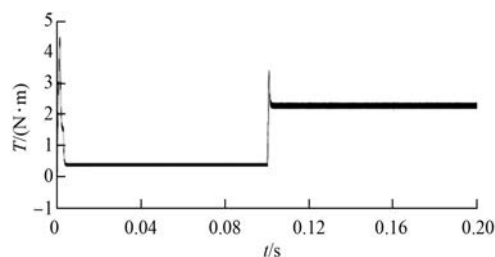


图 8 改进型 SMC 控制器控制下转矩响应曲线

5 结 语

以 PMSM 为研究对象,针对传统滑模速度控制器振抖较严重、响应速度较慢、鲁棒性弱等缺点,设计了基于新型趋近律与负载观测器的改进型滑模速度控制器。仿真结果表明:改进型滑模速度控制器较之传统滑模速度控制器,具有超调量小、速度跟踪精度高、抗负载突变恢复能力强、对扰动和系统参数变化具有更好的鲁棒性等优点,使系统的性能得到改善。

【参考文献】

- [1] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,2015.
- [2] 李峰,夏超英.考虑磁路饱和的内置式永磁同步电机电感参数旋转辨识算法[J].电工技术学报,2016,31(21): 203.
- [3] 黄庆,黄守道,伍倩倩,等.基于模糊自抗扰控制器的永磁同步电动机伺服系统[J].电工技术学报,2013,28(9): 294.
- [4] CHOI H H, VU N T T, JUNG J W. Digital implementation of an adaptive speed regulator for a PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 3.
- [5] 邓永停,李洪文,王建立,等.基于卡尔曼滤波器的交流伺服系统自适应滑模控制[J].光学精密工程,2014,22(8): 2088.
- [6] 刘英培,栗然,梁海平.基于最小二乘支持向量机优化自抗扰控制器的永磁同步电机直接转矩控制方法[J].中国电机工程学报,2014,34(27): 4654.
- [7] ZHI D W, XU L, WILLIAMS B W. Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 341.
- [8] 邓永停,李洪文,王建立,等.基于预测函数控制和

- 扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J]. 光学精密工程, 2014, 22(6): 1598.
- [9] 张晓光, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 47.
- [10] ZHANG X G, SUN L Z, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358.
- [11] LIN F J, HUNG Y C, RUAN K C. An intelligent second order sliding-mode control for an electric power steering system using a wavelet fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2014, 22(6): 1598.
- [12] FENG Y, ZHENG J F, YU X H, et al. Hybrid terminal sliding-mode observer design method for a permanent magnet synchronous motor control system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1270.
- [13] 张猛, 李永东, 赵铁夫, 等. 一种减小变频空调压缩机低速范围内转速脉动的方法[J]. 电工技术学报, 2006, 21(7): 87.
- [14] WAI R J, CHANG H H. Backstepping wavelet neural network control for indirect field-oriented induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2004, 15(2): 367.
- [15] YU J P, SHI P, DONG W J, et al. Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(3): 640.
- [16] LIN F J, HWANG J C, CHOU P H, et al. FPGA-based intelligent-complementary sliding-mode control for PMSM servo-drive system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2573.

收稿日期: 2018-07-05

(上接第 27 页)

- [3] 郝立, 林明耀, 徐姐, 等. 轴向磁场磁通切换型永磁电机齿槽转矩抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 21.
- [4] HAO L, LIN M Y, XU D, et al. Analysis of cogging torque reduction techniques in axial-field flux-switching permanent-magnet machine[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 5200605.
- [5] HAO L, LIN M Y, XU D, et al. Static characteristics of a novel axial field flux-switching permanent magnet motor with three stator structures[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(1): 4002604.
- [6] ZHANG W, LIANG X Y, LIN M Y. Design and analysis of novel hybrid-excited axial field flux-switching permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 5201005.
- [7] ZHANG W, LIANG X Y, LIN M Y. Analysis and comparison of axial field flux-switching permanent magnet machines with three different stator cores[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7): 0607806.
- [8] 何春晓. 电动汽车用定子永磁型轴向磁场容错电机故障容错技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- [9] 吴一丰, 邓智泉, 王宇, 等. 六相永磁容错磁通切换电机及其单相故障的容错控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 71.
- [10] ZHAO J L, LIN M Y, XU D, et al. Vector control of a hybrid axial field flux-switching permanent magnet machine based on particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 8204004.
- [11] 朱婷婷, 邓智泉, 王宇. 并列式混合励磁磁通切换型电机及其电流矢量控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 140.
- [12] 姚钢, 殷志柱, 周荔丹, 等. 六相永磁同步发电机的容错控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(5): 1.
- [13] 耿亮, 王宇, 肖文妍. 6/19 容错型永磁磁通切换电机的短路故障容错控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 219.
- [14] 肖文妍, 王宇, 耿亮, 等. 单相开路情况下 6/19 永磁磁通切换容错电机转矩冲量平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(7): 1488.
- [15] 王宏佳, 徐殿国, 杨明. 永磁同步电机改进无差拍电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 39.
- [16] ZHANG W, LIANG X Y, YU F. Fault-tolerant control of hybrid excitation axial field flux-switching permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 8106305.

收稿日期: 2018-07-25