

# 一种基于转矩扰动观测器+重复控制的船舶永磁同步电机矢量控制技术

刘向辰

(甘肃建筑职业技术学院 环境与市政工程系, 甘肃 兰州 730050)

**摘要:** 船舶永磁同步电机(PMSM)在海洋复杂环境下运行时,容易受到转矩扰动,严重影响电机的控制性能,这一问题在PMSM中低速运行时更为明显。针对这一问题,提出一种基于转矩扰动观测器+重复控制的PMSM矢量控制方案。设计了一个基于转子位置的转矩扰动观测器,用于估测PMSM扰动转矩,并在此基础上结合重复控制的思想,周期性地补偿并缩小由扰动转矩而产生的误差。通过MATLAB/Simulink仿真和试验,验证了该方案具有较强的抗转矩扰动能力和较好的调速性能。

**关键词:** 船舶永磁同步电机; 转矩扰动观测器; 重复控制; 矢量控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)05-0033-06

doi: 10.12177/emca.2020.014

## Vector Control of Marine Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Torque Disturbance Observer and Repetitive Control

LIU Xiangchen

(Department of Environmental and Municipal Engineering, Gansu Construction Vocational Technical College, Lanzhou 730050, China)

**Abstract:** The marine permanent magnet synchronous motor (PMSM) is susceptible to torque disturbances when it is operated in a complex marine environment, which leads to a poor control performance. This phenomenon is more obvious when the PMSM is running at low and medium speed. In order to solve this problem, a vector control strategy of PMSM based on torque disturbance observer and repetitive control is proposed. A torque disturbance observer based on the rotor position is designed, which is used to estimate the torque of PMSM. Combining the torque disturbance observer with the theoretical thought of repetitive control, the error caused by the torque disturbance can be compensated periodically and reduced. Through MATLAB/Simulink simulation and experiments, it is proved that the strategy has the advantages of strong anti-torque disturbance capability and good speed dynamic control performance.

**Key words:** marine permanent magnet synchronous motor; torque disturbance observer; repetitive control; vector control

## 0 引言

随着电力电子技术的发展与进步,永磁同步电机(PMSM)控制技术正在进入高速发展的新阶段。经过十几年的开发和应用,现阶段应用最为广泛的电机控制技术主要有恒压频比控制<sup>[1-2]</sup>、

矢量控制<sup>[3-4]</sup>、直接转矩控制<sup>[5-6]</sup>等。因为矢量控制具有调速范围宽、控制效果好等优点,所以本文在PMSM矢量控制的基础上进行研究。

文献[7]首先建立了 $dq$ 坐标系下的无刷双馈电机(BDFM)<sup>[8]</sup>数学模型,采用限幅PI控制和变参PI控制2种控制方法,结合梯度下降的原理

收稿日期: 2020-01-18; 收到修改稿日期: 2020-03-16

作者简介: 刘向辰(1989—),男,硕士,工程师,研究方向为电力电子与电力传动。

对矢量角进行优化,调节了BDFM的无功功率,提高了调速系统的功率因数,改善了系统的动态性能。针对PMSM在高速运行时,PI控制器无法进行完全解耦的问题,文献[9]在转速外环PI控制和电流内环PI控制的基础上,引入自抗扰控制<sup>[10]</sup>的思想,改进后的控制方法具有良好的动态性能和对电机内部参数的免疫能力。

本文在以上参考文献的基础上,提出一种基于转矩扰动观测器+重复控制的PMSM矢量控制方案。该方法首先设计了一个以电机转子位置作为输入信号的转矩扰动观测器,用于对电机总扰动转矩进行估测,并结合重复控制的思想,周期性地缩小和补偿由总扰动转矩而产生的电流误差。通过仿真和试验,验证了该方案能够提高海洋复杂环境下PMSM控制系统的稳定性和动态调速性能。

### 1 PMSM 数学模型

PMSM在dq两相旋转坐标系下的数学模型可以写成:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \left( \frac{3}{2} p \psi i_q \right) / J - \frac{T_L}{J} \quad (3)$$

式中: $u_d, u_q$ 为d、q轴电压; $R$ 为定子电阻; $i_d, i_q$ 为d、q轴电流; $L_d, L_q$ 分别为d、q轴电感,且 $L_d = L_q = L$ ; $\omega_e$ 为电角速度, $\omega_e = p\omega$ ; $\psi$ 为永磁体磁链; $\omega$ 为机械角速度; $p$ 为电机的极对数; $T_L$ 为电机总转矩; $J$ 为转动惯量。

### 2 转矩扰动观测器

PMSM总扰动转矩主要包括:负载扰动转矩、逆变器死区时间引起的扰动转矩、气隙磁场产生的谐波扰动转矩。在电机中低速运行时,扰动转矩对电机控制系统的影响最为严重。为此,本文设计了一个以电机转子位置作为输入信号的转矩扰动观测器用于对总扰动转矩进行估测,并通过前馈至输入端来抵消总扰动转矩对系统造成的影响。

#### 2.1 转矩扰动观测器数学模型

根据式(3),可得转矩扰动观测器原理图如

图1所示。

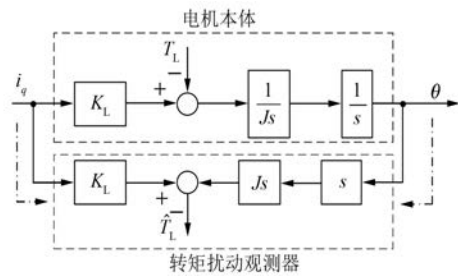


图1 转矩扰动观测器原理图

通过对图1进行分析可以看出,转矩扰动观测器的输入信号是转子实际位置信号 $\theta$ 和电流 $i_q$ ,输出信号是估测出的扰动转矩 $\hat{T}_L$ 。为了精准测量转子实际位置信号 $\theta$ ,本文选用旋转变压器。由图1可以得出转矩扰动观测器的数学模型:

$$\begin{cases} \omega_e = s\theta \\ \hat{T}_L = K_L i_q - Js\omega \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\theta$ 为电机转子的实际位置; $K_L$ 为电机转矩常量。

转矩扰动观测器还需要输入信号 $i_q$ ,但通常 $i_q$ 中含有高频噪声,需要通过一阶低通滤波器进行高频滤波。同时,分析式(4)还可以看出,在对总扰动转矩进行估测时,引入了2次微分,过多的微分会增大系统误差。因此,对转矩扰动观测器的数学模型进行如下改进:

$$\begin{cases} \omega_e = \frac{c_1}{s + c_1} s\theta \\ \hat{T}_L = \frac{c_2}{s + c_2} (K_L i_q + c_2 J \omega) - c_2 J \omega \end{cases} \quad (5)$$

通过比较式(4)、式(5)可以看出,由于在电流 $i_q$ 中加入了一阶低通滤波器,消除了 $i_q$ 中的高频噪声,且在由转子实际位置信号 $\theta$ 计算转速时才进行微分运算,将微分次数由2次降低至1次,提高了转矩扰动观测器估算的准确性。

将转矩扰动观测器估算出的扰动转矩进行计算得到补偿电流 $i_{qcm}$ ,前馈至输入端用于抵消总扰动转矩对系统造成的干扰。转矩扰动观测器控制系统结构如图2所示。

图2中, $G_p(s)$ 为被控对象的传递函数, $G_Q(s)$ 为转矩扰动观测器的传递函数; $c_1$ 和 $c_2$ 为转矩扰动观测器中低通滤波器的截止频率, $c_1$ 和 $c_2$ 过大

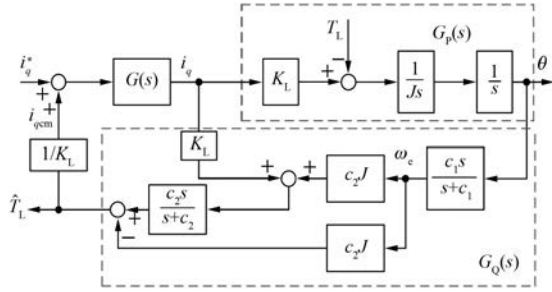


图2 转矩扰动观测器控制系统结构图

会影响系统的滤波性能,过小会产生相位延迟,因此需要不断调节  $c_1$  和  $c_2$  的参数值,用以保证系统处于一个良好的水平。

### 2.2 转矩扰动观测器稳定性判定

当电机控制系统受到转矩干扰时,被控对象可表示为

$$G_p(s) = G_n(s) [1 + \Delta G_p(s)] \quad (6)$$

式中:  $G_p(s)$  为被控对象实际模型;  $G_n(s)$  为被控对象的标准模型;  $\Delta G_p(s)$  为被控对象实际模型的变化量。

从系统输入信号  $i_q^*$  到系统输出信号  $\hat{T}_L$  的传递函数  $G_1(s)$  可以写成:

$$G_1(s) = \frac{\hat{T}_L}{i_q^*} = \frac{K_L [G(s) \cdot G_Q(s) + G(s) \cdot G_p(s) \cdot G_Q(s)]}{K_L - G(s) \cdot G_Q(s) - G(s) \cdot G_p(s) \cdot G_Q(s)} \quad (7)$$

从系统输入信号  $i_q^*$  到系统输出信号  $\hat{T}_L$  的传递函数变化量  $\Delta G_1(s)$  可以写成:

$$\Delta G_1(s) = \frac{\hat{T}_L}{i_q^*} = \frac{K_L \{G(s) \cdot G_Q(s) + G(s) \cdot G_n(s) [1 + \Delta G_p(s)] \cdot G_Q(s)\}}{K_L - G(s) \cdot G_Q(s) - G(s) \cdot G_n(s) [1 + \Delta G_p(s)] \cdot G_Q(s)} \quad (8)$$

由式(8)可以得到从系统输入信号  $i_q^*$  到系统输出信号  $\hat{T}_L$  的灵敏度函数为

$$A(s) = \lim_{\Delta G_p(s) \rightarrow 0} \frac{\left[ \frac{\Delta G_1(s)}{G_1(s)} \right]}{\left[ \frac{\Delta G_p(s)}{G_p(s)} \right]} \quad (9)$$

则补灵敏度函数为

$$B(s) = 1 - A(s) \quad (10)$$

根据小增益理论的稳定性判据的充要条件:  $\|\Delta G_p(j\omega) B(j\omega)\|_\infty \leq 1$ , 将式(6)~式(8)代入式(9)和式(10), 满足系统稳定性判据的充要条件, 从而证明了转矩扰动观测器的稳定性。

## 3 基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制

电机转矩扰动观测器在观测过程中存在电压电流采样精度、转矩扰动观测器内部参数选择的合适与否等问题, 会影响转矩扰动观测器对总扰动转矩的观测和电机系统的控制性能。为了解决这一问题, 结合重复控制能够周期性补偿系统误差的特点, 最大程度地消除扰动转矩对系统造成的干扰, 提高系统的动态控制性能。

### 3.1 重复控制

传统重复控制虽然能够周期性地补偿、缩小系统误差, 但其本身存在动态性能较差的问题。因此, 在传统重复控制中加入比例系数  $K_p$ , 既能保证系统对误差信号最大程度的抑制, 又提高了系统的动态特性。重复控制原理如图3所示。

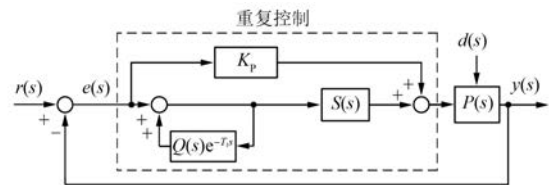


图3 重复控制原理图

本文选择重复控制的内模参数  $Q(s)$  为二阶低通滤波器, 即  $Q(s) = \frac{\omega^2 e^{-T_1 s}}{s^2 + 2 \times 0.707 \times \omega s + \omega^2}$ ;

$C(s) = \frac{K \cdot e^{-T_1 s}}{T_1 s + 1}$  为补偿器, 主要用于滤波, 保证系统在低频段增益恒定, 在高频段增益快速衰减;  $K_p$  为重复控制中的比例系数;  $T_1$  为系统采样周期。

### 3.2 扰动观测器+重复控制

基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制原理如图4所示。

图4中, 由转矩扰动观测器对电机总扰动转矩进行准确估测, 并通过重复控制周期性地补偿和缩小由扰动转矩造成的误差, 使误差尽快收敛。由于本文所采用的是  $i_d = 0$  的电机矢量控制算法,

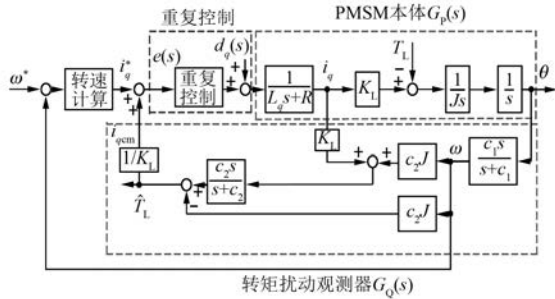


图4 基于转矩扰动观测器+重复控制的PMSM 矢量控制原理图

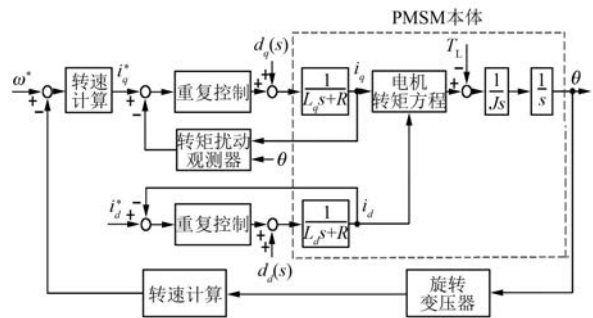


图5 基于转矩扰动观测器+重复控制的PMSM 矢量控制结构图

在控制算法中,  $d$  轴电流的变化波动对电机造成的影响较小, 因此基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制算法不会产生新的转矩电流误差。

### 3.3 扰动观测器+重复控制稳定性判定

对图4 进行分析, 可以得到误差信号  $e(s)$  :

$$e(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \quad (11)$$

式中:  $H_1(s)$  为加入重复控制后的系统误差增益,

$$H_1(s) = \frac{1 - Q(s)e^{-T_1s}}{[S(s)F(s) - 1]Q(s)e^{-T_1s} + 1}, F(s) = \frac{G_Q(s)G_P(s)}{1 + G_Q(s)G_P(s)}$$

$H_2(s)$  为不加重复控制时的系统误差传递函数,  $H_2(s) = \left\{ \left[ r(s) - \frac{d(s)}{G_P(s)} \right] \cdot \frac{1}{1 + G_Q(s)G_P(s)} \right\}$ 。

通过式(11)可以看出, 加入重复控制后, 系统误差是之前的  $|H_1(s)|$  倍, 假若系统只受到  $\omega$  频率的周期性扰动信号的影响, 那么  $|e^{-T_1s}| = |e^{-j\omega}| = 1$ 。若令重复控制模参数  $Q(s) \rightarrow 1$ , 则  $|H_1(s)| \rightarrow 0$ , 从而证明了基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制系统能够有效抑制扰动转矩。

### 3.4 基于扰动观测器+重复控制的电机矢量控制

基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制结构图如图5 所示。

## 4 仿真分析

为了验证所提方案的正确性, 在 MATLAB/Simulink 下搭建了 PMSM 数学模型。仿真参数如下: 额定功率 2.2 kW, 额定电压 300 V, 额定电流 5 A, 额定转矩 10 N·m, 电机定子电阻  $R = 0.5 \Omega$ ,

电机定子电感  $L = 1.5 \text{ mH}$ 。

### 4.1 电机空载起动仿真波形

为了验证基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制的空载起动能力, 令参考给定转速为 1 000 r/min, 则基于 PI 矢量控制下的空载起动转速仿真波形和基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的空载起动转速仿真波形如图6 所示。

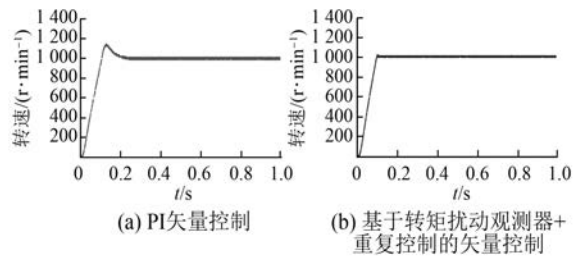


图6 电机空载起动转速仿真波形

从图6(a)可以看出, 基于 PI 矢量控制下的空载起动转速超调 18.5%, 调节时间为 0.22 s; 从图6(b)可以看出, 基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的空载起动转速基本无超调。由此验证了基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制具有良好的空载起动能力。

### 4.2 负载转矩突变时电机转速仿真波形

当电机空载起动至参考给定转速 1 000 r/min 并稳定运行至 1.0 s 时加载 10 N·m, 并在 1.8 s 时恢复到空载转矩的过程中, 基于 PI 矢量控制下的转速动态仿真波形和基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的转速动态仿真波形如图7 所示。

通过比较图7(a)、图7(b)可以看出, 在

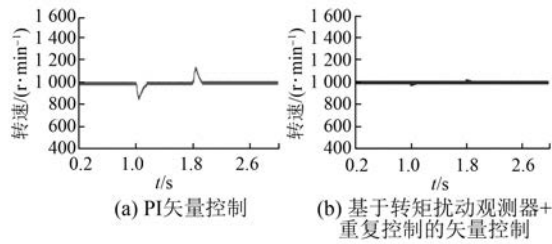


图7 负载转矩突变时,电机转速动态仿真波形

1.0 s 电机加载  $10 \text{ N}\cdot\text{m}$  时,基于 PI 矢量控制下的转速降低  $180 \text{ r}/\text{min}$  并在  $0.2 \text{ s}$  后恢复至稳定运行状态;当  $1.8 \text{ s}$  转矩恢复到空载转矩时,基于 PI 矢量控制下的转速升高  $175 \text{ r}/\text{min}$  并在  $0.24 \text{ s}$  后恢复至稳定运行状态;基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制在负载转矩突变的过程中,转速基本没有变化。

由此证明了基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制在负载转矩出现扰动时,依然能够保持良好的调速能力。

#### 4.3 参考给定转速突变时电机转速仿真波形

当参考给定转速发生阶跃突变时,基于 PI 矢量控制下的转速动态仿真波形和基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的电机转速动态仿真波形如图 8 所示。

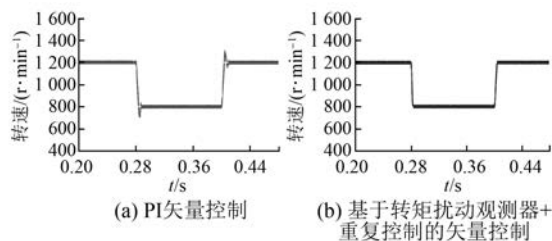


图8 参考给定转速发生突变时,电机转速动态仿真波形

通过图 8 可以看出,在参考指令转速发生突变时,PI 矢量控制下的转速仿真波形存在一定程度的超调;基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的电机转速在参考给定转速发生突变的过程中都不存在超调。由此可以看出,基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制在参考给定转速发生突变时,均能保持良好的转速调节能力。

## 5 试验分析

为了验证基于转矩扰动观测器+重复控制的

电机矢量控制系统的动态控制性能,本文搭建了基于 DSP+FPGA 的电机试验平台,如图 9 所示。

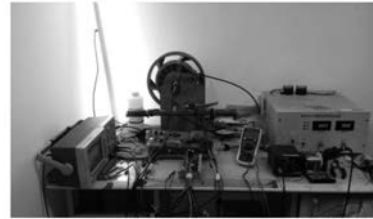


图9 基于 DSP+FPGA 的电机试验平台

### 5.1 负载转矩突变时电机转速试验波形

在电机加载  $10 \text{ N}\cdot\text{m}$  并在  $2 \text{ s}$  后恢复至空载的过程中,基于 PI 矢量控制下的转速动态试验波形和基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的转速动态试验波形如图 10 所示。

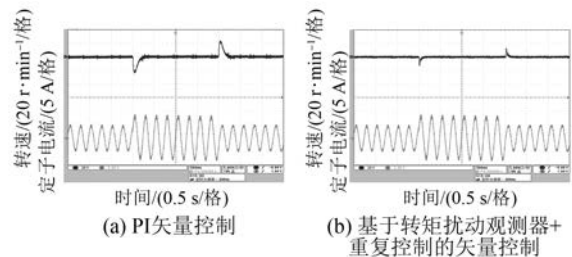


图10 负载转矩突变时,电机转速动态试验波形

比较图 10(a)、图 10(b) 可以看出,在加载时,基于 PI 矢量控制下的转速降低了  $21.5 \text{ r}/\text{min}$  并在  $0.25 \text{ s}$  后恢复稳定运行状态,当恢复至空载转矩时,转速升高  $21.0 \text{ r}/\text{min}$  并在  $0.30 \text{ s}$  后恢复稳定运行状态;基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的转速动态试验波形在加载和减载的过程中,转速基本无变化。

### 5.2 参考给定转速突变时电机转速试验波形

当参考给定转速发生阶跃突变时,转速动态试验波形如图 11 所示。

比较图 11(a)、图 11(b) 可以看出,当参考给

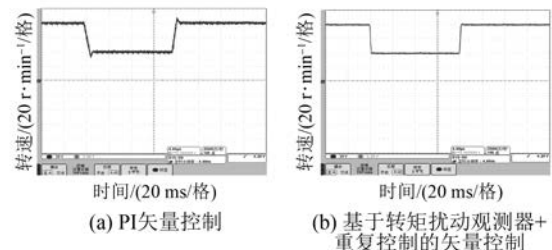


图11 参考给定转速发生突变时,电机转速动态试验波形

定转速发生阶跃突变时,基于 PI 矢量控制下的转速调节时间为 9.5 ms,转速波动较大且存在超调;基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制下的转速调节时间降低为 3.0 ms,转速波动得到有效抑制,且转速无超调。

通过以上试验,验证了仿真结果的正确性。

## 6 结 语

本文所提出的基于转矩扰动观测器+重复控制的 PMSM 矢量控制在一阶转矩扰动观测器的基础上,结合重复控制的思想,周期性地补偿和缩小由于扰动转矩而产生的电流误差,提高了系统对于中低速运行状态下电机在负载海洋环境下的抗扰动转矩的能力,改善了系统的动态调速性能。

### 【参考文献】

- [ 1 ] 霍召晗,许鸣珠.基于小波神经网络 PID 的永磁同步电机转速控制[J].电机与控制应用,2019,46(11): 1.
- [ 2 ] 李东亮,缪仲翠,王志浩,等.基于模型预测的多电机弱磁同步控制策略研究[J].电机与控制应用,2019,46(11): 7.
- [ 3 ] 黄其,陈翔,罗玲,等.电动汽车用永磁同步电机控制器设计[J].电机与控制应用,2019,46(10): 84.
- [ 4 ] 胡博.永磁开关磁链电机性能分析及矢量控制研究[D].哈尔滨:哈尔滨理工大学,2019.
- [ 5 ] 李耀华,秦玉贵,赵承辉,等.基于模糊控制的永磁同步电机直接转矩控制[J].电机与控制应用,2019,46(11): 13.
- [ 6 ] 崔涛,赵彦凯.永磁同步电机线性分段最大转矩电流比近似控制[J].电机与控制应用,2019,46(11): 30.
- [ 7 ] 汪任潇,韩力,王斌,等.无刷双馈电机电流综合矢量控制策略研究[J].微特电机,2019,47(7): 51.
- [ 8 ] KAN C, CHU C, HU Y, et al. Study on the asynchronous performance of changing-poles BDFM with the field-circuit coupled based on the time-stepping finite element analysis[J].IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2019, 14(9): 1389.
- [ 9 ] 何文云,周肖飞,李晓辉,等.基于自抗扰的内置式永磁同步电机矢量控制[J].电气传动,2019,49(5): 7.
- [ 10 ] 朴敏楠,孙明玮,黄建,等.基于自抗扰的高超声速飞行器姿态鲁棒控制[J].控制工程,2019,26(9): 1627.
- [ 8 ] 赵品志,杨贵杰,李勇.五相永磁同步电动机单相开路故障的容错控制策略[J].中国电机工程学报,2011,31(24): 68.
- [ 9 ] 白洪芬,朱景伟,孙军浩,等.双绕组永磁容错电机不同故障容错控制策略的比较研究[J].电工技术学报,2016,31(13): 189.
- [ 10 ] SHAMSI-NEJAD M, NAHID-MOBARAKEH B, PIERFEDERICI S, et al. Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1956.
- [ 11 ] 杨金波,李铁才,杨贵杰.一相开路双三相永磁同步电机建模与控制[J].电工技术学报,2011,26(10): 167.
- [ 12 ] ZHAO Y, LIPO T A. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance[J].IEEE Transactions on Energy Conversion, 1996, 11(3): 570.
- [ 13 ] 杨宗龙.双三相永磁同步电机容错控制策略研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2018.
- [ 14 ] WANG S, LEE F C, VAN WYK J D. Design of inductor winding capacitance cancellation for EMI suppression[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(6): 1825.
- [ 15 ] 高宏伟,杨贵杰,刘剑.五相永磁同步电机容错控制策略[J].电机与控制学报,2014,18(6): 61.
- [ 16 ] 赵品志,杨贵杰,李勇.五相永磁同步电动机单相开路故障的容错控制策略[J].中国电机工程学报,2011,31(24): 68.

(上接第 32 页)