

# 四相横向磁通永磁电机的三电平滞环电流控制\*

段津津, 陈志辉, 张昌锦, 陈佳鑫  
(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211100)

**摘要:** 以新型四相横向磁通永磁电机为研究对象, 利用 MATLAB/Simulink 软件平台以及 Simpower System 工具箱, 对闭环控制系统进行了研究。在传统双闭环调速控制基础上, 为滞环电流控制环引入零电平, 将滞环分为上滞环和下滞环。综合考虑开关频率与电流 THD 确定合适的滞环环宽, 并根据偏差电流值与滞环环宽比较值得到逆变器控制信号。通过仿真得到各种工况下的电机运行数据, 说明该控制方法能够对四相横向磁通永磁电机进行有效控制。

**关键词:** 四相横向磁通永磁电机; 滞环控制; 三电平

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)10-0040-06

## Three-Level Hysteresis Loop Current Control of Four-Phase Transverse Flux Permanent Magnet Motor\*

DUAN Jinjin, CHEN Zhihui, ZHANG Changjin, CHEN Jiabin  
(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,  
Nanjing 211100, China)

**Abstract:** Based on a new four-phase transverse flux permanent magnet motor, the MATLAB/Simulink software platform and Simpower System toolbox were used to study the closed loop control system. Based on the traditional double closed-loop speed regulating control, zero level was introduced into the hysteresis current control loop. The hysteresis loop was divided into upper loop and lower loop. The switching frequency and current THD were considered to determine the appropriate hysteresis loop width. The inverter control signal was obtained according to the comparison results of deviation current value and the hysteresis loop width. The running data of motor under various working conditions were obtained by simulation. The simulation results showed that the control method could effectively control the four-phase transverse flux permanent magnet motor.

**Key words:** four-phase transverse flux permanent magnet motor; hysteresis loop control; three-level

### 0 引言

横向磁通永磁电机(TFPMM)从20世纪80年代德国Weh教授提出后就因低速特性好、转矩密度大、电路与磁路解耦等特点受到广泛关注,在船舶、风力发电、电动汽车等场合应用前景广阔<sup>[1-6]</sup>。与传统永磁同步电机(PMSM)相比,TFPMM拓扑结构更为复杂、漏磁严重、转矩脉动大。因此,控制系统对于发挥TFPMM的优势尤

其重要。

目前对TFPMM的研究主要集中在改善本体拓扑结构上,对控制方法的研究比较少。TFPMM本质上属于PMSM,理论上可用于驱动系统的控制方法有很多,如直接转矩控制(DTC)<sup>[7-9]</sup>、无位置传感器控制<sup>[10-12]</sup>、矢量控制<sup>[13-15]</sup>等典型的控制策略。DTC转矩响应快,是较早被应用于TFPMM的控制方法。无位置传感器控制在保持较小的转矩脉动的同时,可获得较高的电流转矩比,但在重

\* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51677090)

作者简介: 段津津(1994—),女,硕士研究生,研究方向为横向磁通电机控制系统。

陈志辉(1972—),男,教授,研究方向为航空电源系统、电机及其控制技术。

载或过载时存在失控的风险,仍需进一步优化分析。矢量控制算法系统的稳态精度高、转矩脉动小、系统鲁棒性好、抗干扰能力较强。

基于  $i_d=0$  的滞环电流控制属于矢量控制,电流滞环控制不依赖于电机参数,跟踪精度高,稳态性能好且结构简单,是简单可靠的 PMSM 电流控制方法。H 桥电压型逆变器的滞环电流控制方法,主要分为两电平滞环和三电平滞环控制<sup>[16-19]</sup>。文献[16]提出了一种单相 H 桥三电平滞环电流控制方法,采用冗余开关状态实现单相 H 桥的三电平滞环控制,能够有效消除死区效应,并实现载波移相脉冲宽度调制(PWM)。文献[17]研究了一种空间矢量滞环控制方法,不断变换滞环环宽跟踪控制能有效保持系统具有稳定的开关频率,但是会引起较大的电流纹波。文献[18]提出了一种滞环控制与精确控制相结合的控制策略,通过设置一定的环宽作为 2 种算法的切换点,超出设定环宽使用滞环控制,在环宽内使用精确中点控制,解决了滞环控制粗略、存在控制盲区并且控制效果受功率因数影响大的问题。三电平滞环控制方法在降低开关频率、减小总谐波量等方面明显优于两电平滞环控制。因此,本文采用三电平滞环电流控制方法来驱动电机。

为了验证该控制方法的有效性,利用 MATLAB/Simulink 软件平台建立了四相 TFPMM 数学模型及驱动系统的仿真模型对电机稳态运行进行了仿真。

## 1 四相 TFPMM 结构及数学模型

本文研究的 TFPMM 为轴向排列的四相结构,其中 A1 相、A2 相为一个单元结构,两相间没有气隙,相位差  $180^\circ$  电角度,同理,B1 相、B2 相为一个单元结构,2 个单元结构间存在  $90^\circ$  电角度差,并存在 2 mm 的轴向间隙。TFPMM 四相定、转子结构图如图 1 所示。

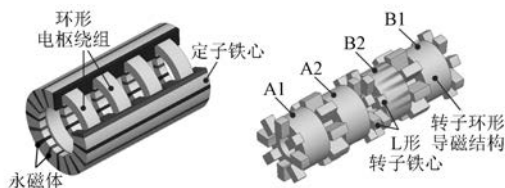


图 1 TFPMM 四相定、转子结构图

假设电机单元间磁场独立,不存在耦合,实现了磁路结构上的解耦。对电机各相进行分析,在四相坐标系下建立数学模型,忽略电机的铁心饱和、涡流和磁滞损耗,可得电机电压方程:

$$\begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{A2} \\ U_{B1} \\ U_{B2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{A1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{A2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{B1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{B2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{B1} \\ I_{B2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{A1} \\ \psi_{A2} \\ \psi_{B1} \\ \psi_{B2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $U_{A1}$ 、 $U_{A2}$ 、 $U_{B1}$ 、 $U_{B2}$ ——四相电压;

$R_{A1}$ 、 $R_{A2}$ 、 $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$ ——四相电阻;

$I_{A1}$ 、 $I_{A2}$ 、 $I_{B1}$ 、 $I_{B2}$ ——四相电流;

$\psi_{A1}$ 、 $\psi_{A2}$ 、 $\psi_{B1}$ 、 $\psi_{B2}$ ——四相磁链。

为了搭建四相 TFPMM 在正交坐标系下的模型,需要先进行坐标变换。假设  $\alpha\beta$  轴上的等效绕组匝数为  $N_1$ ,四相绕组匝数相同为  $N_2$ 。根据合成磁动势相等原则,可得:

$$\begin{cases} F_\alpha = F_{A1} - F_{A2} \\ F_\beta = F_{B1} - F_{B2} \end{cases} \quad (2)$$

代入电流可得:

$$\begin{cases} N_1 i_\alpha = N_2 i_{A1} - N_2 i_{A2} \\ N_1 i_\beta = N_2 i_{B1} - N_2 i_{B2} \end{cases} \quad (3)$$

根据前后功率不变原则:

$$U_\alpha i_\alpha + U_\beta i_\beta = U_{A1} i_{A1} + U_{A2} i_{A2} + U_{B1} i_{B1} + U_{B2} i_{B2} \quad (4)$$

可得匝数比为

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (5)$$

可得从四相原始坐标系到两相静止坐标系的变换矩阵:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{A2} \\ i_{B1} \\ i_{B2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

由两相静止坐标系变换到两相旋转坐标系的变换矩阵:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中:  $\theta$ ——电机直轴与 A1 相轴线的夹角。

## 2 四相 TFPMM 滞环控制系统

为了研究电机控制系统的特性,搭建了基于 MATLAB/Simulink 的三电平滞环控制系统模型进行仿真。

所采用的滞环控制系统为双闭环控制方案:外环为转速环,反馈的转速经 PI 调节得到直流电流  $i_q^*$ ,再通过坐标变换得到参考电流;内环为电流滞环调节,将反馈的相电流经过变换与参考电流比较产生控制逆变器的信号。系统控制框图如图 2 所示,主要由电机模块、滞环控制模块、功率电路模块构成。

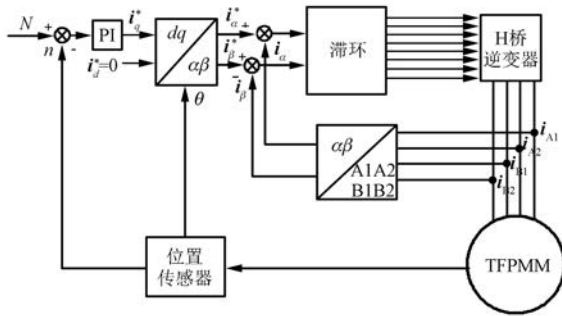


图 2 系统控制框图

### 2.1 TFPMM 本体模块

电机本体模块按照电机的数学模型搭建,主要由电压、转矩和运动方程构成。电机各相磁链和电磁转矩随通入电流的数据均由 Maxwell 软件有限元仿真得到,利用 Simulink 的查表法分模块建立电机模型。电机模型具体参数按照实际样机进行取值,  $R_w$  为黏滞摩擦因数,取值为  $0.002 \text{ N}\cdot\text{m}/(\text{rad}/\text{s})$ ,四相绕组取阻值为  $0.45 \Omega$ 。

### 2.2 滞环控制模块

滞环控制模块是为了实现参考电流与实际电流的比较,从而输出产生逆变器控制信号。

由图 3 可见,本文采用的三电平滞环由 2 个两电平滞环构成,其中,  $H$  为滞环环宽。定义在  $+U$  电平和零电平之间跳变的滞环为上滞环,在  $-U$  电平和零电平之间跳变的滞环为下滞环。根据实际电流与参考电流比较得到电流偏差值,将电流偏差值与滞环环宽比较判断工作在上滞环还是下滞环。

该模块具体工作原理:当实际电流低于参考电流工作在上滞环,电流偏差值大于滞环比较器

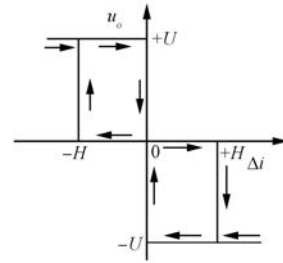


图 3 滞环控制模块

的环宽时输出信号为 1,对应产生信号使逆变器功率桥正向导通输出电压为  $+U$ ,相应电流增加;电流偏差值小于环宽时输出为零,对应功率桥输出零电压,电流变化趋缓;当实际电流高于参考电流工作在下滞环,电流偏差值大于滞环比较器的环宽时输出信号为  $-1$ ,对应产生信号使逆变器功率桥反向导通输出电压为  $-U$ ,相应电流减小;电流偏差值小于环宽时输出为零,对应功率桥输出零电压,相应电流增加。

### 2.3 功率电路模块

逆变器模块的输入为滞环输出信号,输出即为电机相电压。电机各相单独控制。电机每相用一个独立 H 桥控制,由 4 个功率管及反并联的二极管组成,如图 4 所示。具体控制逻辑:当 VT1、VT4 管导通时,输出电压为  $+U$ ;当 VT2、VT3 管导通时,输出电压为  $-U$ ;当 VT1、VT2 管导通时,输出电压为零。

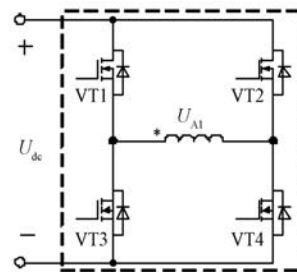


图 4 功率电路模块

## 3 仿真结果及分析

### 3.1 闭环系统稳态仿真

由于滞环宽度对功率管开关频率、电流纹波均会产生影响,为了得到最佳控制效果,需要综合考虑。对建立的闭环系统设定不同的滞环宽度进行仿真,得到开关频率及各相电流 THD,如表 1 所示。

表 1 不同环宽下开关频率和 THD

滞环环宽/A	开关频率/kHz	THD/%
0.10	9.00	1.48
0.15	6.50	1.57
0.20	5.10	1.70
0.25	4.20	1.90
0.30	3.60	2.10
0.35	3.10	2.20
0.40	2.72	2.45

综合考虑开关频率和 THD, 闭环系统仿真时滞环环宽设为 0.2 A, 给定额定转速为 240 r/min、负载转矩为 2 N·m 时, 仿真得到电机的转速、交轴电流  $i_q$ 、参考电流、电机的四相电流、转矩等仿真波形如图 5 所示。

由图 5(a) 仿真结果可知, 在闭环系统控制下, 转速迅速上升, 经过 0.4 s, 调节最终稳定到 240 r/min, 稳定后转速波动较小, 约为 1.6%。由图 5(b)~图 5(d) 可知, 电机稳定运行时  $q$  轴电流  $i_q$  约为 6.7 A, 波动约为 6%; 经坐标变换后得到的参考电流幅值约为 9.2 A; 电机四相电流为正弦波形, 相位与理论分析一致, 且四相电流幅值相等, 均为 4.6 A。电流正半周工作在上滞环, 斩波频率与滞环环宽设置相关。在过零点之前, 电流下降速度高于零电平下降速度, 滞环调节速率不能满足要求, 跳变到下滞环工作。由图 5(e) 可知, 电机稳定运行时平均转矩为 2.4 N·m, 其中阻尼转矩约为 0.4 N·m, 转矩脉动较大。与之前分析的四相 TFPMM 的运行特点一致, 验证了该方法控制电机的可行性。

为了研究三电平滞环在降低开关频率、减小谐波含量上的优势, 搭建两电平滞环控制模型, 并在相同条件下进行仿真。仿真得到两电平滞环控制开关频率约为 7.1 kHz, 三电平滞环控制开关频率约为 5.1 kHz, 说明该控制方法可以有效降低开关频率。

对电机相电流进行 FFT 分析, 结果如图 6 所示, 主要存在 3、5 次谐波。

两电平滞环控制相电流 THD 约为 4.03%, 三电平滞环控制相电流 THD 约为 1.69%。与两电平滞环控制相比, 三电平滞环控制方法相电流 THD 明显降低, 验证了该控制方法可以有效降低

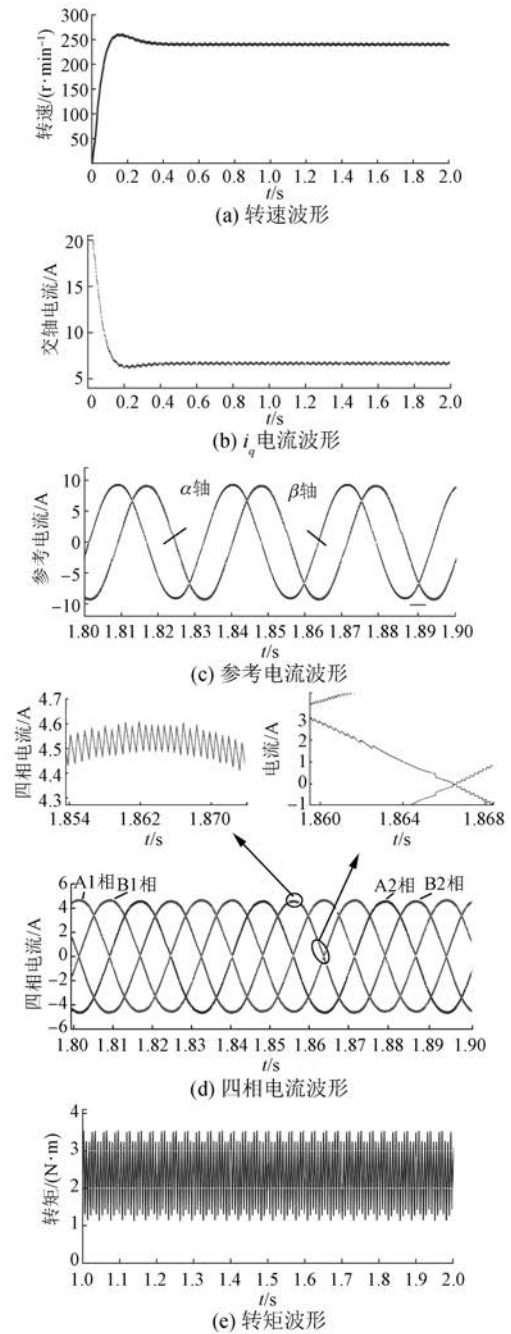


图 5 稳定运行状态下波形

相电流谐波含量。

### 3.2 闭环系统动态加卸载仿真

电机运行在额定转矩为 240 r/min、给定初始负载为 2 N·m、2 s 时, 突加负载变为 3 N·m; 4 s 时, 突卸负载变为 2 N·m。仿真得到电机转速、四相电流、转矩波形如图 7 所示。

电机突加负载时, 电机产生的转矩小于负载

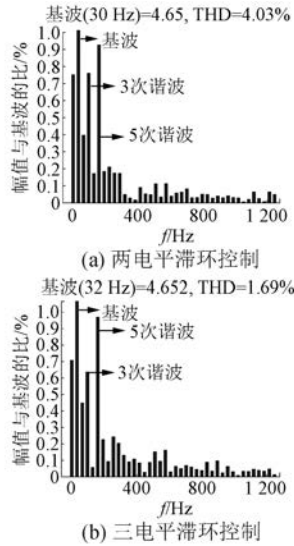


图 6 相电流 FFT 分析

转矩,转速略有下降,随后经速度环的 PI 调节器调节至新的稳定状态。由图 7 仿真可知,突加负载时转速迅速下降至 218 r/min,经 0.4 s 调节时间后恢复到 240 r/min,稳定后电机转速波动维持不变,约为 1.6%;此时四相电流仍近似为正弦波形,相位维持不变,且电机四相电流幅值相等,均为 6.9 A。电机稳定运行时平均转矩为 3.4 N·m,其中阻尼转矩约为 0.4 N·m,转矩脉动维持不变。

同理,电机突卸负载时,电机产生的转矩大于负载转矩,转速上升,随后经速度环的 PI 调节器调节到稳定状态。突卸负载后转速上升至 262 r/min,经 0.4 s 调节时间后恢复到 240 r/min,稳定后电机转速波动维持不变,仍然约为 1.6%;电机稳定运行时电机四相电流恢复为 4.6 A,近似为正弦波形,相位与理论分析一致。电机稳定运行时平均转矩为 2.4 N·m,其中阻尼转矩约为 0.4 N·m,转矩脉动仍然较大且基本维持不变。这与突加突卸前稳定状态一致。

由此可见,在该控制方法下电机动态响应速度快,动态性能良好。

#### 4 结 语

电流滞环控制虽然开关频率不固定,但控制不依赖于电机参数、控制精度高、动态性能好且结构简单。从仿真结果可以看出,电机可以在各种工况下平稳运行,加卸载动态性能良好,说明该滞

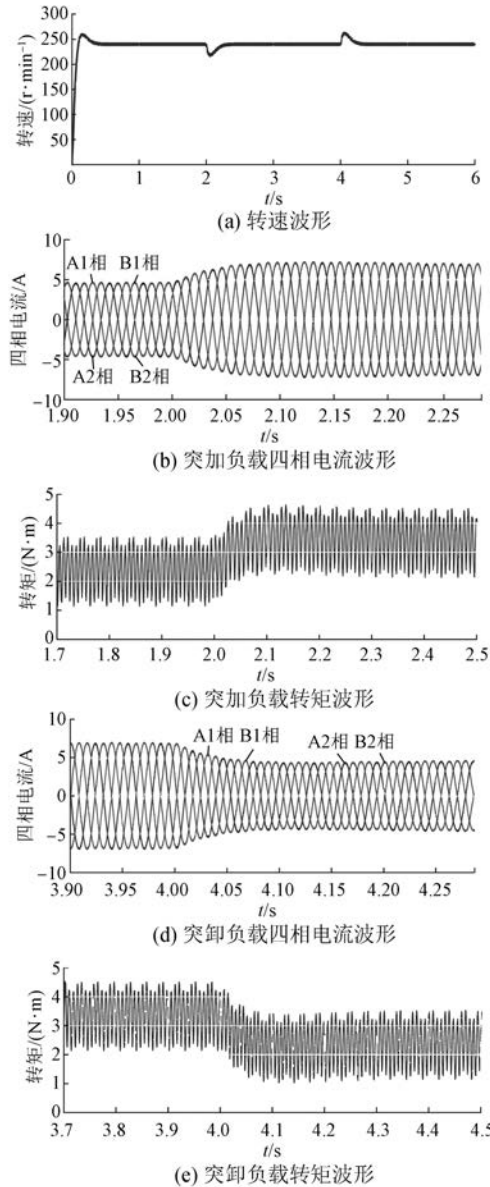


图 7 动态加卸载运行状态下的转速、四相电流、转矩波形

环电流驱动系统可以实现对四相 TFPMM 的有效控制。

三电平逆变器与传统两电平逆变器相比,引入了 1 个零电平,降低了功率管的开关频率。同时,由于电平数增加,可以有效抑制谐波,额定负载下相电流谐波含量控制在 1.7% 以内,改善了电机的输出波形。

#### 【参考文献】

[ 1 ] LI Y, LI H, LIU Z. Design and implement of novel transverse flux switched magnetic energy motor

- combined with control system [C] // 2013 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2013.
- [ 2 ] DOERING J, STEINBORN G, HOFMANN W, et al. Torque, power, losses, and heat calculation of a transverse flux reluctance machine with soft magnetic composite materials and disk-shaped rotor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 51(2): 1494.
- [ 3 ] 王建宽, 施进浩, 江建中. 横向磁场永磁电动机及其驱动系统的研究 [J]. 微特电机, 2005, 33(11): 14.
- [ 4 ] 王建宽, 施进浩, 江建中. 横向磁场永磁电机系统建模与仿真 [J]. 微特电机, 2006, 34(4): 5.
- [ 5 ] 姚宏洋. 横向磁通永磁电机驱动系统若干关键技术研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2017.
- [ 6 ] 王建宽. 横向磁场永磁电机及其驱动系统研究 [D]. 上海: 上海大学, 2007.
- [ 7 ] TU X, DAI Y, GU C. Direct torque control of novel transverse flux permanent magnet motor based on phase advance commutation [C] // 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012.
- [ 8 ] MANNO R H, DIEZ E G. Direct force control for a three-phase double-sided linear induction machine with transverse magnetic flux [C] // IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2002.
- [ 9 ] 袁小庆, 苏士斌, 史凯凯. 横向磁通永磁电机直接转矩控制系统研究 [J]. 西北工业大学学报, 2014, 32(3): 470.
- [ 10 ] 涂小涛, 辜承林. 新型横向磁通永磁电机无位置传感器控制 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 1.
- [ 11 ] 涂小涛, 辜承林. 新型横向磁通永磁电机无位置传感器磁链自适应直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 97.
- [ 12 ] BAUER J, KLEIMAIER A. Sensorless observer based hysteresis control of a transverse flux machine at low speed [C] // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014.
- [ 13 ] HWANG S H, LI H, PARK J W, et al. Vector control of multiple-module transverse flux PM generator for large-scale direct-drive wind turbines [C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011.
- [ 14 ] 廖金国, 花为, 程明, 等. 一种永磁同步电机变占空比电流滞环控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(18): 4762.
- [ 15 ] 张二伟. 低速大转矩横向磁通永磁同步电机控制系统的研究 [D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2012.
- [ 16 ] 毛惠丰, 孔德鹏, 陈增禄, 等. 一种单相 H 桥电压型逆变器三电平滞环电流跟踪控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3904.
- [ 17 ] 王建渊, 雷国惠, 钟彦儒. 一种用于平衡三电平逆变器中点电位的滞环控制+精确控制策略研究 [J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 66.
- [ 18 ] 沈建新, 陆媛, GASSNER A. 永磁同步电机两相斩波式电流滞环控制 [J]. 电工电能新技术, 2014, 33(2): 35.
- [ 19 ] 王伟, 程明, 张邦富, 等. 电流滞环型永磁同步电机驱动系统的相电流传感器容错控制 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 59.
- 收稿日期: 2019-06-20

~~~~~

(上接第 34 页)

- [ 15 ] 江伟, 王成山, 余贻鑫, 等. 电压稳定裕度对参数灵敏度求解的新方法 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 13.
- [ 16 ] 姜惠兰, 吴玉璋, 周照清, 等. 含双馈风力发电场的多机系统暂态功角稳定性分析方法 [J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 999.
- [ 17 ] LI S, TAN Y, LI C, et al. A fast sensitivity-based preventive control selection method for online voltage stability assessment [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(4): 4189.
- [ 18 ] 负志皓, 丰颖, 咸国富, 等. 计及发电机无功越限的广域戴维南等值参数在线计算方法 [J]. 电力系统自动化, 2016, 40(11): 53.
- [ 19 ] 牟彭涛, 赵冬梅, 王嘉成. 大规模风电接入对系统功角稳定影响的机理分析 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(5): 1325.
- 收稿日期: 2019-07-03