

# 基于单桥臂励磁控制的可变磁通磁阻电机控制系统

申高波<sup>1,2</sup>, 刘旭<sup>1,2</sup>

- (1. 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学), 天津 300130;  
2. 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室(河北工业大学), 天津 300130)

**摘要:**提出一种基于单桥臂励磁控制的可变磁通磁阻电机(variable flux reluctance machine, VFRM)控制系统,与基于H桥控制励磁电流的VFRM控制系统相比,使用的开关器件少,在降低成本的同时也降低逆变器的损耗。基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统中的励磁电流通过电枢绕组中性点与第四桥臂,通过拉格朗日乘法求得励磁电流和交轴电流最优分配。最后,对比了单桥臂励磁控制和H桥励磁控制的VFRM控制系统的损耗、效率等。结果表明,在相同的转矩和转速条件下,与H桥励磁控制的VFRM控制系统相比,逆变器损耗降低了50%,效率升高3.3%。

**关键词:**可变磁通磁阻电机;单桥臂励磁控制;最优电流分配;逆变器损耗

**中图分类号:**TM352 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed22782

## Variable Flux Reluctance Machine Control System Based on Single Leg Excitation Current Control

SHEN Gaobo<sup>1,2</sup>, LIU Xu<sup>1,2</sup>

- (1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment(Hebei University of Technology), Tianjin 300130, China; 2. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province(Hebei University of Technology), Tianjin 300130, China)

**Abstract:** A variable flux reluctance machine (VFRM) control system based on the excitation current control of a single leg was proposed. Compared with the VFRM control system based on the H-bridge which controlling the excitation current, fewer switch devices were used, in which the cost of the inverter was reduced while also the loss of the inverter reducing. In the VFRM control system based on single-leg excitation current control, the excitation current passed through the neutral point of the armature windings and the fourth leg, the optimal distribution of excitation current and  $q$  axis current by Lagrange multiplier method was obtained. Finally, the loss and efficiency of the VFRM control system of single leg excitation current control and H-bridge excitation control were compared. The results show that, under the same torque and speed conditions, compared with the VFRM control system based on H-bridge excitation control, inverter losses are reduced by 50%, and efficiency is increased by 3.3%.

**Key words:** variable flux reluctance machine (VFRM); single leg excitation current control; optimal current distribution; inverter losses

由于永磁同步电机转矩密度大、效率高,因此在汽车和航空市场得到了广泛应用。然而由于永磁电机弱磁控制比较复杂,而且效率较低,因此可变磁通磁阻电机(variable flux reluctance machine, VFRM)被提了出来<sup>[1]</sup>。VFRM的电枢绕组和励磁绕组缠绕在定子齿上,转子上没有绕组

和永磁体,具有结构简单、成本低、散热性好的优点<sup>[2-3]</sup>。

在文献[4-5]中,VFRM的电枢电流通过三相桥式主电路控制,励磁电流采用H桥逆变器独立控制。在文献[6]中,使用开绕组逆变器结构产生带有直流偏置的正弦电流控制VFRM,

**基金项目:**国家自然科学基金资助项目(51507045)

**作者简介:**申高波(1995—),男,硕士,Email:201821401069@stu.hebut.edu.cn

**通讯作者:**刘旭(1984—),男,博士,教授,Email:liuxu@hebut.edu.cn

通过直流分量和交流分量分别控制励磁电流和电枢电流<sup>[7-8]</sup>。可以通过四桥臂逆变器对VFRM的电枢电流和励磁电流进行控制,组成单桥臂励磁控制的VFRM控制系统。文献[9-14]中,采用最大转矩电流比控制电机高效率运行,以电流为约束条件,求得最优电流分配值。为了使单桥臂励磁控制的VFRM控制系统获得最大转矩,以损耗为约束条件,采用拉格朗日乘数法求得最大转矩损耗比,获得参考电流的最优分配值。

由此可见,基于H桥励磁控制的VFRM控制系统,开关功率器件多、结构复杂。为了解决以上问题,提出一种基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统。通过将励磁绕组连接在电枢绕组中性点与第四桥臂之间,使得第四桥臂为直流励磁电流提供回路,从而实现对VFRM励磁电流的控制。以转矩公式为目标函数,采用拉格朗日乘数法求极值,获得VFRM参考电流的最优分配值。最后对比了基于单桥臂励磁控制和H桥励磁控制的VFRM控制系统的性能。

## 1 基于单桥臂励磁控制的VFRM系统

### 1.1 VFRM结构

图1为6槽4极VFRM的结构示意图,电枢绕组和励磁绕组在定子上。在A<sub>1</sub>绕组通入恒定电流,转子将旋转,当转子极与A<sub>1</sub>绕组对应的定子齿对齐时,被定义为初始位置( $\theta_e = 0^\circ$ )。电枢绕组间的互感忽略不计<sup>[2-3]</sup>。

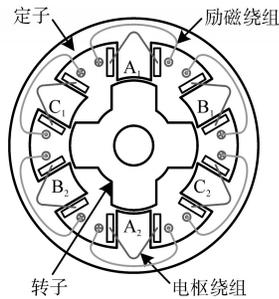


图1 6槽4极VFRM结构示意图

Fig.1 The schematic of the 6-slot 4-pole VFRM structure

VFRM 稳态运行时的电压方程<sup>[6]</sup>如下式所示:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -L_s \sin(3\theta_e) & -L_s - L_\delta \cos(3\theta_e) & 0 \\ L_s - L_\delta \cos(3\theta_e) & L_\delta \sin(3\theta_e) & M_\delta \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q, u_0$ 为dq0轴电压分量; $i_d, i_q, i_0$ 为dq0轴电流分量; $R_s$ 为定子绕组电阻; $L_s, L_\delta$ 为电枢绕组

自感的静态分量和可变量; $M_\delta$ 为励磁绕组和电枢绕组之间的互感可变量; $\omega_e$ 为电角速度; $\theta_e$ 为电角度。

VFRM 中励磁绕组和电枢绕组的互感可变量  $M_\delta$  与励磁电流  $i_0$  共同作用产生励磁磁链。VFRM 的平均转矩由励磁磁链与电枢电流相互作用产生。若不考虑铁心磁饱和,励磁电流越大,平均转矩越大。通过电机等效电路的功率和转速导出VFRM的平均转矩方程<sup>[6]</sup>为

$$T_e = \frac{3}{2} N_r M_\delta i_0 i_q \quad (2)$$

式中: $N_r$ 为转子极数。

### 1.2 基于单桥臂励磁电流控制的VFRM系统

基于单桥臂励磁电流控制的VFRM主电路如图2所示,励磁绕组连接在电枢绕组中性点与n相桥臂之间,电枢绕组绕线端与abc三相桥臂相连。

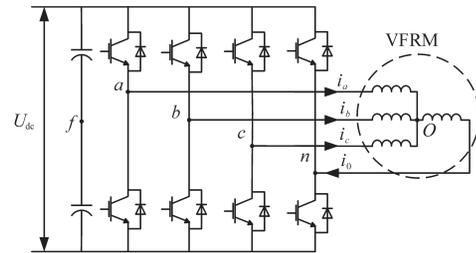


图2 单桥臂励磁控制的VFRM主电路

Fig.2 VFRM circuit of single leg excitation current control

VFRM 的电枢电流和励磁电流如下式所示:

$$\begin{cases} i_a = \frac{1}{3} i_0 + i_s \cos(\omega_e t) \\ i_b = \frac{1}{3} i_0 + i_s \cos(\omega_e t - 2\pi/3) \\ i_c = \frac{1}{3} i_0 + i_s \cos(\omega_e t + 2\pi/3) \\ i_0 = i_a + i_b + i_c \end{cases} \quad (3)$$

式中: $i_s$ 为电枢电流的幅值; $i_0$ 为励磁电流。

由式(3)可知,三相电枢电流为 $i_0/3$ 的励磁电流与幅值为 $i_s$ 的正弦电流和。

由于电枢绕组中的直流分量 $i_0/3$ 产生的励磁磁场与流过励磁绕组的电流 $i_0$ 产生的励磁磁场相互叠加,因此可推出基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统的励磁电流等效为 $4i_0/3$ ,将 $4i_0/3$ 代入平均转矩式(2)可得基于单桥臂的VFRM平均转矩:

$$T_e = 2N_r M_\delta i_0 i_q \quad (4)$$

由此可知,单桥臂励磁控制VFRM,需要较小的电流有效值就能够产生较大的转矩。

## 2 单桥臂励磁电流控制策略

### 2.1 基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统

图3为基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统。闭环控制系统由速度外环和电流内环组成,并得到直轴参考电压 $u_d^*$ 、交轴参考电压 $u_q^*$ 和零轴参考电压 $u_0^*$ 。通过3D-SVPWM调制技术控制四桥臂逆变器产生带有直流偏置的正弦电流<sup>[15-20]</sup>,直流分量提供VFRM的励磁电流,交流分量提供VFRM的电枢电流。因此转矩与 $i_0^*$ 和 $i_q^*$ 成正比,因此在恒转矩区采用 $i_d^*=0$ 的控制策略。

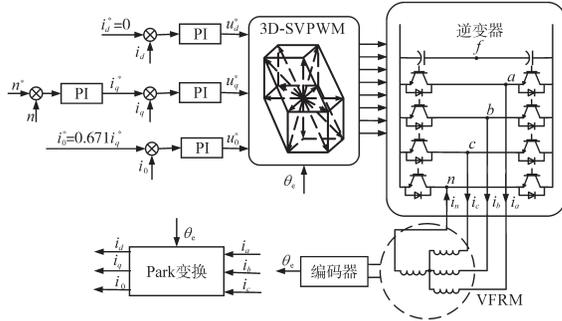


图3 基于单桥臂励磁控制的VFRM控制框图

Fig.3 The block diagram of the VFRM control system based on single-leg excitation current control

基于单桥臂励磁电流控制的VFRM铜耗 $P_{copper}$ 为

$$P_{copper} = 3 \left[ \left( \frac{1}{\sqrt{2}} i_q \right)^2 + \left( \frac{1}{3} i_0 \right)^2 \right] R_s + 3i_0^2 R_s \quad (5)$$

$$= 3 \left( \frac{1}{2} i_q^2 + \frac{10}{9} i_0^2 \right) R_s$$

采用最大转矩铜耗比控制,使VFRM获得参考电流 $i_0$ 和 $i_q$ 的最优分配,拉格朗日乘数法计算 $i_0$ 和 $i_q$ 。根据转矩公式设目标函数为

$$f_L(i_0, i_q) = i_0 i_q \quad (6)$$

使用铜耗公式(5)作为约束方程,得到拉格朗日函数 $F_L$ 如下:

$$F_L = i_0 i_q + \lambda \left[ 3 \left( \frac{1}{2} i_q^2 + \frac{10}{9} i_0^2 \right) R_s - P_{copper} \right] \quad (7)$$

式中: $\lambda$ 为格朗日乘子。

对拉格朗日函数 $F_L$ 中变量 $i_0$ , $i_q$ 和 $\lambda$ 求偏微分可得方程组为

$$\begin{cases} \frac{\partial F_L}{\partial i_0} = i_q + \lambda \left( \frac{20}{3} i_0 R_s \right) = 0 \\ \frac{\partial F_L}{\partial i_q} = i_0 + \lambda (3i_q R_s) = 0 \\ \frac{\partial F_L}{\partial \lambda} = 3 \left( \frac{1}{2} i_q^2 + \frac{10}{9} i_0^2 \right) R_s - P_{copper} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

在方程组(8)中消去 $\lambda$ ,可得 $i_0$ 和 $i_q$ 的关系为

$$i_0 = \frac{3}{2\sqrt{5}} i_q \quad (9)$$

将式(9)代入式(4)得:

$$T_e = \frac{3}{\sqrt{5}} N_r M_\delta i_q^2 \quad (10)$$

### 2.2 基于H桥励磁电流控制的VFRM控制系统

基于H桥励磁电流控制的VFRM控制框图如图4<sup>[6]</sup>所示。PI控制器控制转速、电枢电流和励磁电流。采用SVPWM矢量控制三相桥逆变器,向三相电枢绕组提供电枢电流;控制H桥逆变器,向串联的励磁绕组提供励磁电流。在恒转矩区采用 $i_d^*=0$ 的控制策略。

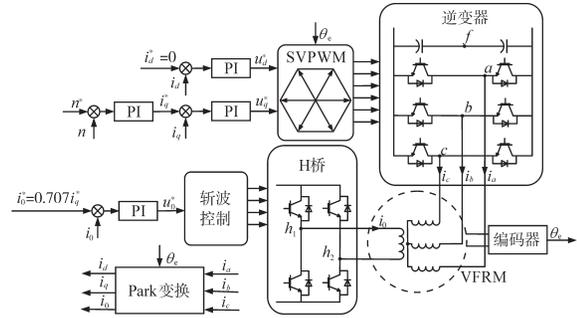


图4 基于H桥励磁控制的VFRM控制系统图

Fig.4 The block diagram of the VFRM control system based on H-bridge excitation current control

控制VFRM在恒转矩区运行,基于H桥励磁控制的VFRM铜耗为

$$P_{copper} = 3 \left( \frac{1}{\sqrt{2}} i_q \right)^2 R_s + 3i_0^2 R_s \quad (11)$$

与基于单桥臂励磁电流控制计算最大转矩铜耗比相似,基于H桥励磁控制的VFRM $i_0$ 和 $i_q$ 的最优分配关系为

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} i_q \quad (12)$$

因此基于H桥励磁控制的VFRM电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2\sqrt{2}} N_r M_\delta i_q^2 \quad (13)$$

在电磁转矩相同的条件下,由式(10)、式(13)可得基于H桥励磁控制和单桥臂励磁电流控制的VFRM控制系统下的交轴电流比值为

$$\frac{i_{q2}}{i_{q1}} = \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{5}}} \approx 1.125 \quad (14)$$

式中: $i_{q1}$ , $i_{q2}$ 分别为基于H桥励磁控制和单桥臂励磁控制系统的交轴电流。

由式(9)、式(12)、式(14)可知,在电磁转矩相同的条件下,基于单桥臂励磁电流控制的VFRM控

制系统的交轴电流降低10%,励磁电流降低16%。

### 3 实验分析

基于VFRM样机搭建了基于H桥励磁控制和单桥臂励磁控制的VFRM控制系统的实验平台,如图5所示。



图5 实验平台

Fig.5 Experimental platform

实验系统中,直流母线电压设置为80 V,控制器为dSPACE,通过WT3000E功率分析仪测量逆变器输入输出功率,载波频率采用去10 kHz开关频率。样机参数为:定子极数6,转子极数4,绕组电感静态分量 $L_s=30$  mH,绕组电动态分量 $L_\sigma=24$  mH,最大电压 $u_{max}=36$  V,最大电流 $i_{max}=3$  A。

图6为基于H桥励磁控制时,VFRM转矩、转速和电流波形。在 $t=0$  s时,电机的负载转矩为 $0.21$  N·m,转速为200 r/min;在 $t=6$  s时,转速为400 r/min,电机的输出转矩为 $0.24$  N·m;在 $t=16$  s时,负载转矩变为 $0.07$  N·m。

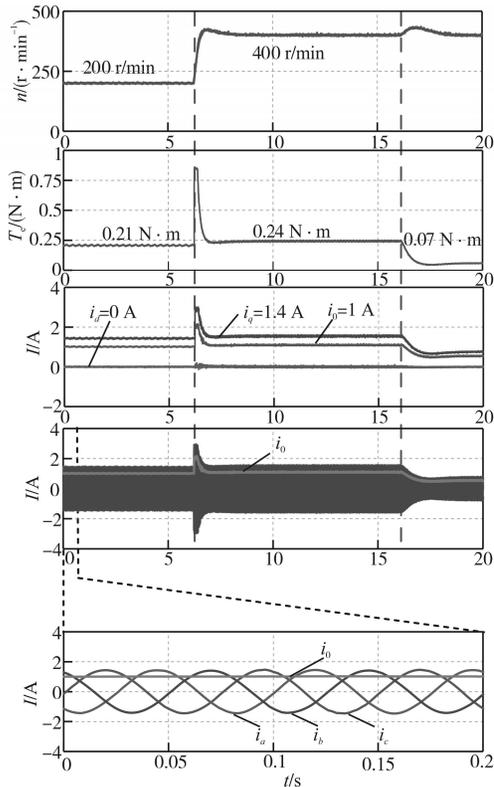


图6 基于H桥励磁控制的VFRM转矩、转速和电流波形图

Fig.6 The torque, speed and current waveforms of VFRM based on H-bridge excitation current control

图7为基于单桥臂励磁控制时,VFRM转矩、转速和电流波形。电机的负载转矩为 $0.21$  N·m,在 $t=0$  s时转速为200 r/min;在 $t=6$  s时,转速变为400 r/min,电机的输出转矩为 $0.25$  N·m;在 $t=14$  s时,负载转矩变为 $0.07$  N·m。

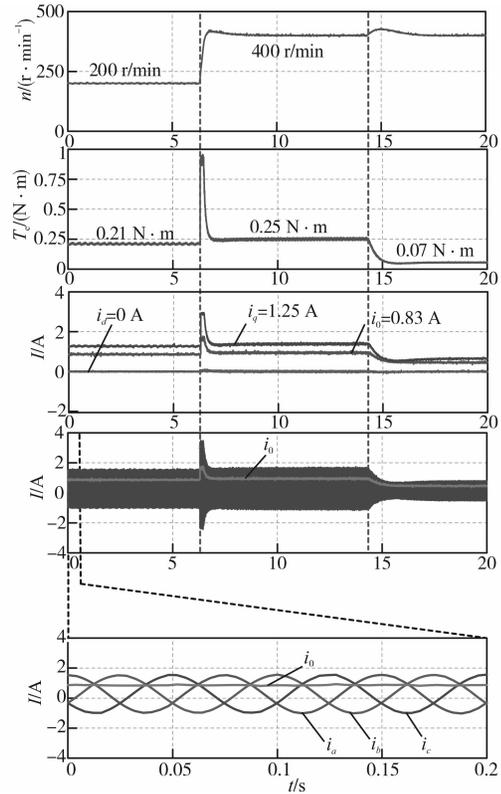


图7 基于单桥臂励磁控制的VFRM转矩、转速和电流波形图

Fig.7 The torque, speed and current waveforms of VFRM based on single leg excitation current control

通过对图6、图7中的转矩、转速和电流波形图对比分析,基于H桥励磁控制和基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统的动态性能和稳态性能近似相同,但基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统的电流小于H桥励磁控制的VFRM系统。由式(2)、式(4)可知,产生同等的转矩时,基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统所需电流更小,与理论分析相同。

图8为基于VFRM控制的逆变器特性曲线,采用WT3000E功率分析仪测量逆变器输入和输出功率。由图8a可知基于单桥臂励磁电流控制比H桥励磁电流控制的效率高约3.3%,由图8b可知,采用基于单桥臂励磁控制损耗比H桥励磁控制的VFRM控制系统的逆变器损耗降低约50%。逆变器的损耗降低的原因主要有:1)功率开关器件减少;2)通过功率器件的总电流有效值减小。

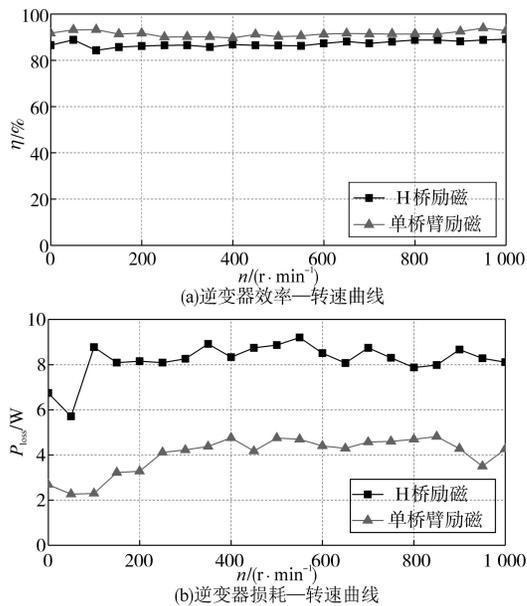


图8 逆变器特性曲线

Fig.8 The characteristic curves of the inverter

## 4 结论

本文提出了基于单桥臂励磁控制的可变磁通磁阻电机控制系统,在一台6/4 VFRM上验证了该方法的有效性,并通过实验对比分析了基于单桥臂励磁控制的VFRM控制系统和H桥励磁控制的VFRM控制系统的动态性能和稳态性能。结果表明,两种控制系统可以达到相同的效果,且基于单桥臂励磁电流控制的VFRM控制系统的交轴电流降低10%,励磁电流降低16%;基于单桥臂励磁电流控制的VFRM控制系统的逆变器损耗比H桥励磁控制的VFRM控制系统降低了50%,效率升高3.3%。

### 参考文献

[1] Liu Xu, Zhu Ziqiang. Comparative study of novel variable flux reluctance machines with doubly fed doubly salient machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 3838-3841.

[2] Zhu Ziqiang, Liu Xu. Novel stator electrically field excited synchronous machines without rare-earth magnet[C]//Ninth International Conference on Ecological Vehicles & Renewable Energies. 2014: 1-13.

[3] Fukami T, Matsuura Y, Shima K, *et al.* A multipole synchronous machine with nonoverlapping concentrated armature and field windings on the stator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(6): 2583-2591.

[4] Liu Xu, Zhu Ziqiang, Hasegawa M, *et al.* Vibration and noise in novel variable flux reluctance machine with DC-field coil in stator[C]// 2012 7th International Power Electronics and Motion

Control Conference (IPEMC 2012). IEEE, 2012: 1100-1107.

[5] Fukami T, Shima K, Tsuda T, *et al.* Prediction of field currents in flux-modulating synchronous machines under loaded conditions[C]//International Conference on Electrical Machines. IEEE, 2012: 441-446.

[6] Zhu Ziqiang, Lee B, Liu Xu. Integrated field and armature current control strategy for variable flux reluctance machine using open winding[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1519-1529.

[7] Munoz A R, Lipo T A. Dual stator winding induction machine drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 36(5): 1369-1379.

[8] Sandulescu P, Meinguet F, Kestelyn X, *et al.* Control strategies for open-end winding drives operating in the flux-weakening region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4829-4842.

[9] Li Ke, Wang Yi. Maximum torque per ampere (MTPA) control for IPMSM drives using signal injection and an MTPA control law[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(10): 5588-5598.

[10] Li Ke, Wang Yi. Maximum torque per ampere (MTPA) control for IPMSM drives based on a variable-equivalent-parameter MTPA control law[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(7): 7092-7102.

[11] 何显平, 夏加宽, 梁宗伟, 等. 基于最大转矩损耗功率比的感应电动机能效优化[J]. 电气应用, 2020, 39(3): 31-37.

He Xianping, Xia Jiakuan, Liang Zongwei, *et al.* Energy efficiency optimization of induction motors based on the maximum torque loss to power ratio[J]. Electrical Application, 2020, 39(3): 31-37.

[12] 高飞燕, 刘华. 永磁同步电动机最大转矩电流比控制方法[J]. 微特电机, 2017, 45(7): 14-17.

Gao Feiyan, Liu Hua. Control method of maximum torque current ratio of permanent magnet synchronous motor[J]. Micro Special Motor, 2017, 45(7): 14-17.

[13] Zhu D, Liu G, Wang J, *et al.* A comparison of two MTPA algorithms for an interior permanent magnet synchronous motor drives[C]// 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, 2016: 1-5.

[14] 薛海芬. 一种新型最大转矩电流比控制实现方法[J]. 电气传动, 2020, 50(6): 124-128.

Xue Haifen. A new realization method of maximum torque current ratio control[J]. Electrical Drive, 2020, 50(6): 124-128.

[15] Perales M A, Prats M M, Portillo R. Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1(4): 104-109.

[16] Ojo O, Kshirsagar P M. Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2004, 19(1): 46-53

[17] Zhang R, Prasad V H, Boroyevich D, *et al.* Three-dimension-

(下转第13页)

- synchronous machine for electric vehicles by inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35 (21): 4455-4464.
- [3] Islam Rakib, Husain Iqbal. Analytical model for predicting noise and vibration in permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46 (6): 2346-2354.
- [4] 马大猷. 噪声与振动控制工程手册[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.  
Ma Dayou. Zao sheng yu zhen dong kong zhi gong cheng shou ce [M]. Beijing: China Machine Press, 2002.
- [5] 康娟, 蒋卫伟, 杨思雨, 等. 电动客车用永磁同步电机噪声特性研究[J]. 微电机, 2020, 53(1): 20-24, 42.  
Kang Juan, Jiang Weiwei, Yang Siyu, *et al.* Noise characteristics study of permanent magnet synchronous motor for electric bus[J]. Micro Motors, 2020, 53(1): 20-24, 42.
- [6] Yang Haodong, Chen Yangsheng. Influence of radial force harmonics with low mode number on electromagnetic vibration of PMSM[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29 (1): 38 - 45.
- [7] 杨浩东. 永磁同步电机电磁振动分析[D]. 杭州: 浙江大学, 2011.  
Yang Haodong. Electromagnetic vibration analysis of permanent magnet synchronous[D]. Hangzhou: Zhengjian University, 2011.
- [8] Valavi M, Le Besnerais J, Nysveen A. An investigation of zero-order radial magnetic forces in low-speed surface-mounted permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(8): 1-6.
- [9] Hofmann A, Qi F, Lange T, *et al.* The breathing mode-shape 0: is it the main acoustic issue in the PMSMs of today's electric vehicles?[C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014: 3067-3073.
- [10] Wang Shanming, Hong Jianfeng, Sun Yuguang, *et al.* Analysis of zeroth mode slot frequency vibration of integer slot permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 2954-2964.
- [11] Fang Haiyang, Li Dawei, Qu Ronghai, *et al.* Modulation effect of slotted structure on vibration response in electrical machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2998-3007.
- [12] Liang Wenyi. The investigation of electromagnetic radial force and associated vibration in permanent magnet synchronous machines[D]. Bedfordshire: Cranfield University, 2017.
- [13] 林福, 左曙光, 毛钰, 等. 考虑电流谐波的永磁同步电机电磁振动和噪声半解析模型[J]. 电工技术学报, 2017, 32(9): 24-31.  
Lin Fu, Zuo Shuguang, Mao Yu, *et al.* Semi-analytical model of vibration and noise for permanent magnet synchronous motor considering current harmonics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(9): 24-31.
- [14] 王玉娟, 王华强. 转子分段斜极永磁同步电机电磁振动噪声研究[J]. 电气传动, 2021, 51(2): 75-80.  
Wang Yujuan, Wang Huaqiang. Research on electromagnetic vibration and noise of permanent magnet synchronous motor with rotor step skewing[J]. Electric Drive, 2021, 51(2): 75-80.
- [15] 郑江, 代颖, 石坚. 车用永磁同步电机的电磁噪声特性[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S1): 53-59.  
Zheng Jiang, Dai Ying, Shi Jian. Electromagnetic noise characteristics of permanent magnet synchronous motor applied in electric vehicle[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(S1): 53-59.
- [16] 左曙光, 刘晓璇, 于明湖, 等. 永磁同步电机电磁振动数值预测与分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(1): 159-167.  
Zuo Shuguang, Liu Xiaoxuan, Yu Minghu, *et al.* Numerical prediction and analysis of electromagnetic vibration in permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(1): 159-167.
- [17] Matthias Bosing. Acoustic modeling of electrical drives-noise and vibration synthesis based on force response superposition [D]. Germany: RWTH Aachen University, 2012.

收稿日期: 2021-03-03

修改稿日期: 2021-03-11

(上接第7页)

- nal space vector modulation for four-leg voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (3): 314-326.
- [18] 罗耀华, 许铁岩. 一种三相四桥臂空间矢量脉宽调制方法[J]. 电力电子技术, 2013, 47(1): 61-63.  
Luo Yaohua, Xu Tieshan. A three-phase four-arm space vector pulse width modulation method[J]. Power Electronics Technology, 2013, 47(1): 61-63.
- [19] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 124-130.  
Sun Chi, Bi Zengjun, Wei Guanghui. Modeling and simulation of a novel three-phase four-leg inverter decoupling control[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2004, 24(1): 124-130.
- [20] 苏森, 王志强, 谢长静. 四桥臂逆变器的三维空间矢量脉宽调制[J]. 电气应用, 2014(9): 47-51.  
Su Sen, Wang Zhiqiang, Xie Changjing. Three-dimensional space vector pulse width modulation of four-leg inverter[J]. Electrical Application, 2014(9): 47-51.

收稿日期: 2020-12-07

修改稿日期: 2020-12-24