

磁通切换永磁电动机的矢量控制研究

由于具有双凸极结构和较高的气隙磁通密度等特点，磁通切换永磁电动机不可避免地存在着较大的定位转矩。针对以往基于Matlab/Simulink平台的磁通切换永磁电动机控制系统忽略定位转矩这一问题，构建了考虑定位转矩影响的数学模型，并搭建了相应的矢量控制系统。仿真结果表明该系统能够更为真实地反映实际物理模型，有着良好的稳态和动态性能。

李 健 王爱元/上海电机学院

0 引言

传统永磁电动机主要将永磁体安装在转子上，为了减少高速运行时离心力对磁钢的影响，通常在转子上装有固定装置，由此造成的散热困难可能会引起永磁铁发生不可逆退磁、限制电动机出力以及减小功率密度等。随着永磁材料和电力电子技术的发展，研究者们探索并逐步找到了解决此问题的方法。

Rauch和Johnson于1955年就已经提出了一种在定子齿部嵌入永磁体的磁通切换永磁（Flux-Switching Permanent Magnet, FSPM）电动机^[1]，但在后来的一段时间里并没有引起人们太多的关注。Lipo和Liao等学者于1992年又提出了在定子轭部嵌入永磁体的新型双凸极（Doubly Salient Permanent Magnet, DSPM）电动机，并进行了电动机性能的研究^[2-3]；随后，Hoang等人于1997年将目光重新投向FSPM，并引起了国内外许多专家学者的关注^[4-9]。

研究者们不仅对FSPM电动机的拓扑结构、静态特性等进行了研究，而且还将矢量控制引入到FSPM电动机中。然

而，由于定转子呈双凸极结构和较高的气隙磁密，FSPM电动机存在着较大的齿槽转矩。以往基于Matlab/Simulink平台的FSPM电动机控制系统都没有考虑定位转矩的影响。

为了更为真实地反映实际物理模型，本文以一台三相12/10极FSPM电动机为控制对象，在研究其数学模型的基础上，考虑定位转矩的影响，并搭建相应的控制系统。仿真结果验证了矢量控制方法在FSPM电动机中能够有效的应用。

1 FSPM电动机数学模型

三相FSPM电动机的结构如图1所示。其在定子坐标系下的数学模型为

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = R_{ph} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + (L_0 - M_0) \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_{ma} \\ e_{mb} \\ e_{mc} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = T_{pm} + T_r + T_{cog} \quad (2)$$

$$T_{em} = J \frac{d\omega_r}{dt} + T_l + k_\omega \omega_r \quad (3)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4)$$

式中， u_a 、 u_b 和 u_c 为三相相电压； i_a 、 i_b 和 i_c 为三相电流； R_{ph} 为每相绕组电阻； L_0 为自感的基波直流分量； M_0 为互感的基波直流分量； ψ_a 、 ψ_b 和 ψ_c 为三相相绕组匝链的总磁链； e_{ma} 、 e_{mb} 和 e_{mc} 为三相反电动势； T_{em} 为电磁转矩； P_{em} 为电磁功率； T_{pm} 为永磁磁链与电枢电流作用产生的永磁转矩； T_r 为磁阻转矩； T_{cog} 为定位转矩； T_l 为负载转矩； ω_r 为电动机机械旋转



李 健/硕士研究生

关键词/Keywords

定位转矩 ·
磁通切换 ·
永磁电动机 ·
矢量控制 ·

速度； J 为传动系统转动惯量； k_w 为传动系统摩擦系数。

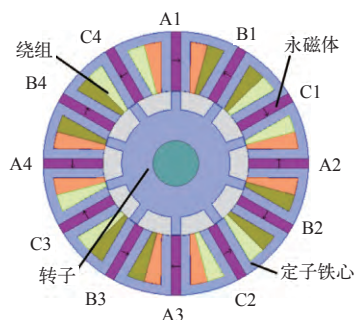


图1 三相12/10极FSPM电动机结构

FSPM电动机的永磁磁链、反电动势和电感等都具有很高的正弦度，适合BLAC运行方式^[10]。所以，其 $d-q$ 轴模型和正弦波永磁同步电动机类似。因此忽略电动机铁心的饱和，且不计其涡流和磁滞损耗，假设电动机电流为对称的三相正弦波电流，则经过Park变换后的三相FSPM电动机模型为

$$\begin{cases} u_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q + R_{ph} i_d \\ u_q = \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d + R_{ph} i_q \end{cases} \quad (5)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} P_r [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + T_{cog} \quad (6)$$

其中

$$T_{pm} = 3P_r \psi_m i_q / 2 \quad (7)$$

$$T_r = 3P_r (L_d - L_q) i_d i_q / 2 \quad (8)$$

式中， u_d 、 u_q 分别为直轴和交轴电压； i_d 、 i_q 分别为直轴和交轴电流； ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 轴绕组和 q 轴绕组的总磁链； ω_e 为电动机电气旋转速度； L_d 、 L_q 分别为直轴和交轴电感；本文的 T_{cog} 是通过有限元分析软件ANSYS Maxwell仿真得到的，如图2所示。

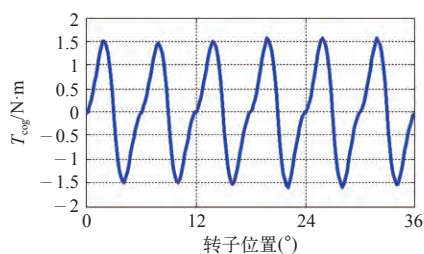


图2 一个电周期的齿槽转矩

2 电流矢量控制方法

本文采用在转子永磁型同步电动机中广泛使用的矢量控制方法来控制FSPM电动机。在恒转矩区常用的电流矢量控制方法包括 $i_d = 0$ 控制、最大转矩电流比控制、恒磁链控制和 $\cos \varphi = 1$ 控制；在恒功率区主要采用弱磁控制。基于Matlab/Simulink的控制系统如图3所示，仿真系统采用双闭环控制，即转速环采用PI调节器，电流环采用电流滞环比较器。

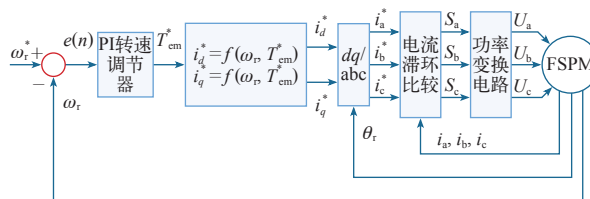


图3 FSPM电动机控制系统

$i_d = 0$ 控制是一种最简单的电流控制方法，可以防止电枢反应的去磁影响。此时，转矩公式简化为

$$T_{em} = T_{pm} + T_{cog} = 3P_r \psi_m i_q / 2 + T_{cog} \quad (9)$$

在满足逆变器极限电压 U_{max} 时的最高转速为

$$\omega_{emax} = \frac{U_{max}}{\sqrt{\psi_m^2 + \left(\frac{2T_{em}L_q}{3P_r\psi_m} \right)^2}} \quad (10)$$

直轴电流满足

$$i_d = f_1(i_q) = 0 \quad (11)$$

最大直轴和交轴电流分量为

$$\begin{cases} i_{dmax} = 0 \\ i_{qmax} = I_{max} \end{cases} \quad (12)$$

式中， I_{max} 为最大限制电流。

3 基于Simulink的FSPM系统建模

本文考虑了定位转矩的影响，通过Matlab/Simulink平台建立相应的稳态和动态系统来校验FSPM电动机的稳态和动态性能。动态系统模型采用双闭环控制，由电动机本体（含运动方程）、功率变换器、电流控制器、转速和转子位置反馈模块、电流反馈环节以及PI转速调节器组成；稳态系统模型是转速开环系统，只需要电流反馈环

节,在指定转速和转矩的条件下,研究电动机的机械特性。

3.1 FSPM电动机模块

FSPM电动机模块由电动机的磁链方程、电压方程、转矩方程和运动方程组成,可分为电动机本体模块和转矩测量模块,如图4所示。为了与实际物理模型相符,三相FSPM电动机定子电压方程模型考虑了不同相绕组之间的互感,转矩测量模块考虑了定位转矩。

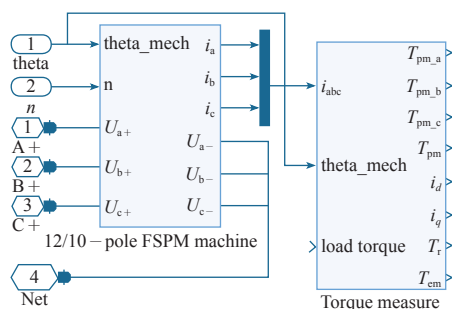


图4 三相FSPM电动机仿真模型

图4中,“A+”、“B+”和“C+”为三相绕组与变换器主电路相连的三端口;端口“Net”为与分裂电容中性点相连的三相绕组公共端;端口“theta”为转子位置角,在稳态系统中,它由给定转速与时间的乘积得到;端口“n”为给定转速。

3.2 控制器及驱动电路

控制器及驱动电路主要包括电流控制器“ $i_d i_q$ set”、坐标变换模块“dq/abc”和PWM信号生成器“PWM generation”,如图5所示。

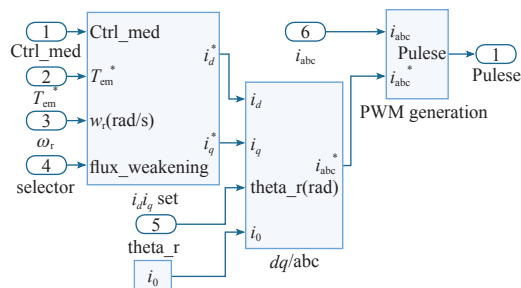


图5 控制器及驱动电路仿真模块

电流控制器“ $i_d i_q$ set”的主要功能是由给定转矩 T_{em}^* 根据不同的电流控制算法输出给定的直交轴

电流 i_d^* 、 i_q^* 。其中,端口“Ctrl_med”用来选择恒转矩区的不同电流算法,本文为 $i_d=0$ 控制;端口“selector”用来选择电动机是否采用弱磁控制;“ ω_r ”对于稳态系统是给定的机械角速度,对于动态系统是反馈的机械角速度;端口“theta_r”为动态系统中反馈的转子位置角。

当经过坐标变换模块“dq/abc”变换后的 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 和反馈值 i_a 、 i_b 、 i_c 都得到后,就可以通过电流滞环控制来生成PWM信号。

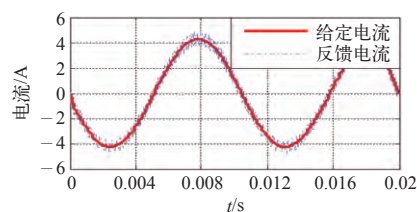
4 仿真结果与分析

FSPM电动机的仿真参数为:定子齿数12;转子极数10;定子外径128 mm;定子内径70.4 mm;气隙长度0.35 mm;轴长75 mm;每相绕组匝数240;额定电流有效值3.8 A;额定转矩13.38 N·m;每相绕组电阻1.436 Ω ;直轴永磁磁链0.166 Wb;直轴电感14.308 mH;交轴电感15.533 mH;转动惯量 $0.8 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

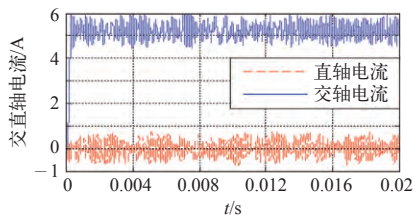
稳态运行下的转速为600 r/min,此时的A相电流、交直流电流和转矩波形如图6所示。由图6a可知,反馈电流 i_a 能实时地跟踪给定电流 i_a^* ,两条波形能够较好地吻合;由图6b可知, i_d 在0 A附近波动, i_q 在5.37 A附近波动(对应于最大限制电流的幅值),成功地控制了交直流电流;由图6c可知,电磁转矩基本在13.38 N·m附近波动,磁阻转矩围绕0 N·m波动,因此定位转矩是造成电磁转矩脉动的主要原因,这与前面的理论分析相符。

为了全面考察仿真模型的动态响应性能,对负载转矩恒定、转速突变和转速恒定、负载转矩突变两种情况进行了动态仿真。

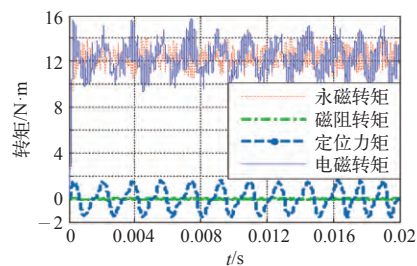
图7为负载转矩恒定、转速突变(负载转矩保持4 N·m,转速在0.023 s从600 r/min突然增加到1 000 r/min)的仿真结果。图8为转速恒定、负载转矩突变(转速保持600 r/min,负载转矩在0.02 s从4 N·m突然增加到8 N·m)的仿真结果。动态仿真结果表明:虽然FSPM电动机较高的定位转矩会产生较大的干扰信号,但是电动机的实际电磁转矩仍然在给定值附近波动;因此该电动机模型有较高的抗干扰能力,响应速度较快。



(a) A相给定电流与反馈电流

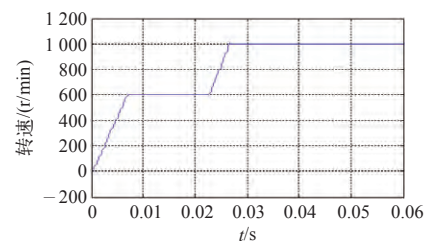


(b) 直轴和交轴电流

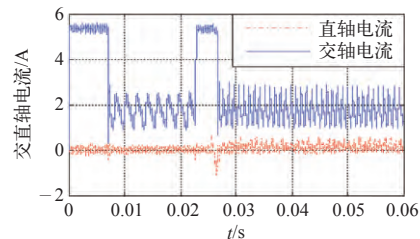


(c) 电磁转矩及各转矩分量

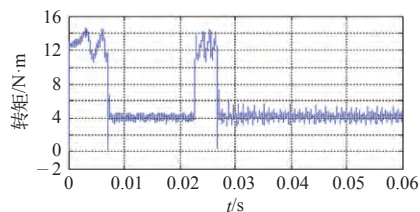
图6 三相FSPM电动机稳态仿真结果



(a) 转速

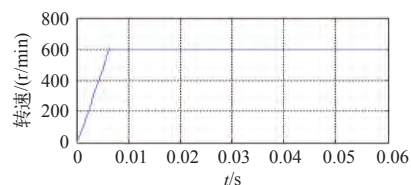


(b) 直轴和交轴电流

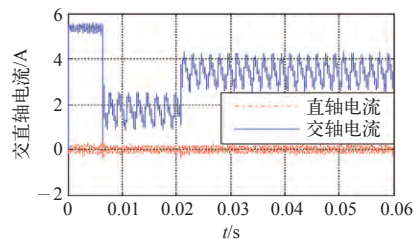


(c) 电磁转矩

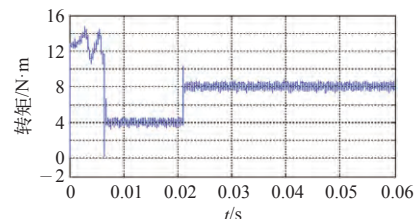
图7 转速突变仿真结果



(a) 转速



(b) 直轴和交轴电流



(c) 电磁转矩

图8 负载转矩突变仿真结果

5 结束语

本文为了更真实地反映实际物理模型, 在分析FSPM电动机数学模型的基础上, 考虑定位转矩的影响, 通过Matlab/Simulink建立了调速系统模型, 并对其稳态和动态性能进行了分析。仿真结果验证了该电动机在稳态时转速平稳, 负载发生变化时转速和电流都能较迅速地切换并稳定, 系统具有良好的稳态和动态性能。

参考文献

- [1] Rauch S E, Johnson L J. Design principles of flux-switching alternators [J]. AIEE Transactions, 1955, 74 (3): 1261-1268.
- [2] Liao Y, Liang F, Lipo T A. A novel permanent magnet motor with doubly salient structure [C]. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Houston, TX, USA, 1992.
- [3] Liao Y, Lipo T A. Sizing and optimal design of doubly salient permanent magnet motors [C].

(下转第77页)

功能,本控制方案的部分先进技术首次在高炉前使用,具体如下:

1) 自动加炮泥装置、自动换钎装置首次在高炉炉前应用工业机器人技术。

2) AGV小车达到无人自动化水平,利用视觉导航技术完成从炮泥框架取、还炮泥框架工作。

3) 为使换钎装置能够准确定位,引入了视觉定位系统。

4) 由于机器人小车为移动设备,避免了有线通信设置网线的弊端,引入无线通信技术。

5 结束语

改进宝钢每台高炉的工作可以减少炉前6个人工工作岗位,正常生产情况每天减少人工搬运及添加炮泥约15 t,减少人工换钎13~15次,同时可以大量降低炉前人工劳动强度及负荷,降低安全事故发生几率,保护现场工作人员的身心健康。自动加炮泥装置、自动换钎装置自动化程度高,与同类产品相比有明显优势。在炉前提出了无人智能化的一个新概念,首次将工业机器人、

视觉定位和视觉导航系统等先进技术应用到高炉炉前,为今后同类高炉炉前无人智能化的推广提供了设计经验。

参考文献

- [1] 孙英飞,罗爱华.我国工业机器人发展研究[J].科学技术与工程,2012(12):2912.
- [2] 蔡自兴.人工智能在冶金自动化中的应用[J].冶金自动化,2015,39(1):1-8.
- [3] 王天球,余樟勇.宝钢1号高炉自主集成国产化设备生产实践[J].炼铁,2011,30(3):33-35.
- [4] 黄晓弟.高炉炉前作业危害辨识及安全管理[J].现代冶金,2015,43(2):33-36.
- [5] 王金波,姜伞,徐鹏.自主移动机器人巡线控制研究[J].自动化技术与应用,2011,30(7):17-21.
- [6] 李伟.大型高炉新型换钎机介绍[J].冶金设备,2007(5):16,53-55.

(收稿日期:2016-03-18) **EA**

(上接第72页)

- Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives, Oxford, UK, 1993.
- [4] 花为,程明,Zhu Z Q,等.新型磁通切换型双凸极永磁电机的静态特性研究[J].中国电机工程学报,2006,26(13):129-134.
 - [5] 朱瑛,程明,花为,等.磁通切换永磁电机的空间矢量脉宽调制控制[J].电机与控制学报,2010,14(3):45-50.
 - [6] 陆炜,程明,花为.新型两相磁通切换型永磁电动机调速系统建模与仿真研究[J].微电机,2007,40(7):1-6.
 - [7] Zhu Z Q, Thomas A S, Chen J T, et al. Cogging torque in flux-switching permanent magnet machines

[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(10):4708-4711.

- [8] Wang Y, Jin M J, Fei W, et al. Cogging torque reduction in PM flux-switching machines by rotor teeth axial pairing [J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(7):500-506.
- [9] 贾红云,程明,花为,等.磁通切换永磁电机等效模型与控制策略分析[J].电机与控制学报,2009,13(5):631-637.
- [10] Chau K T, Chan C C, Chunhua Liu. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6):2246-2257.

(收稿日期:2015-05-09) **EA**