

一种带自动弱磁装置的混合式转子 永磁同步电机设计与研究

徐慧,刘细平,肖娟娟,孙同泽

(江西理工大学 电气工程与自动化学院,江西 赣州 341000)

摘要:针对传统永磁电机内部磁场难以灵活调整的问题,提出了一种带自动调磁机械装置的混合式转子结构永磁同步电机。分别介绍了混合式转子结构电机和附加的机械自动调磁装置,并分析了电机运行原理。通过有限元仿真和机械动力学分析研究了电机在不同运行状态下,气隙磁密、空载反电势、转速-转矩关系以及机械装置的齿轮旋转角度等,验证了机械调磁装置的可行性与可靠性。结果表明该电机具有良好的磁场调节能力,为混合动力汽车驱动电机设计与恒压发电提供参考。

关键词:混合式转子结构;永磁同步电机;机械自动调磁装置;有限元仿真

中图分类号:TM351;TH134 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd21102

Design and Research on a Novel Hybrid Rotor-structure Permanent Magnet Synchronous Motor with an Automatic Flux-weakening Device

XU Hui, LIU Xiping, XIAO Juanjuan, SUN Tongze

(Institute of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, Jiangxi, China)

Abstract: Aiming at the difficulty on adjusting the internal magnetic field of traditional permanent magnet motor, a hybrid rotor-structure permanent magnet synchronous motor with an automatic flux-weakening device was proposed. The hybrid rotor-structure motor and the mechanical automatic flux-weakening device were introduced respectively, and the operation principle of the motor was analyzed. Through finite element simulation and mechanical dynamics analysis, the air gap flux density, no-load back EMF, speed-torque map and gear rotation angle of the mechanical device under different operating conditions were researched, and the feasibility and reliability of the mechanical magnetic adjustment device were verified. The results show that the proposed motor is with good ability on regulation magnetic field, which can provide reference for the design of hybrid electric vehicle drive motor and constant voltage power generation.

Key words: hybrid rotor-structure; permanent magnet synchronous motor; mechanical automatic flux-weakening device; finite element simulation

随着环境和能源问题日益严峻,永磁电机行业对高效率、高功率密度和宽恒转矩输出范围的要求也在不断提高^[1-2]。永磁同步电动机的转子结构一般多为表贴式和内置式。表贴式永磁同步电动机具有动态响应快、转矩脉动小等优点,但其功率密度低、弱磁性能差。内置式永磁同步电动机具有高效、高转矩密度、过载能力强等优点,但漏磁和转矩波动较大。因此,专家学者们针对表贴式永磁同步电动机和内置式永磁同步电动

机的优点,提出了一种混合转子结构永磁同步电动机^[3],并对其进行了深入的研究^[4-5]。

传统的永磁同步电动机内部磁场调节困难,运行过程中永磁体容易退磁,限制了其进一步发展和应用^[6-7]。近年来,为了解决传统永磁同步电动机恒功率范围窄、转速范围有限的问题,专家学者们提出了变磁通永磁同步电动机^[8-10]。变磁通永磁同步电机调节磁通的方式可分为三种:直接调磁式、混合励磁式和机械调磁式。机械式变

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51767009)

作者简介:徐慧(1994—),女,硕士,电气工程师,Email:xuhui19940913@126.com

磁通电机^[11-12]通过附加的机械装置来调节内部磁场,以达到弱磁扩速的效果,在变速驱动和工业制造方面得到了广泛的应用。主要调整形式有调整转子、调整气隙、漏磁式和离心式。转子调整式机械变磁通电机^[13-14]主要通过机械装置改变转子或永磁体的位置,以实现弱磁效果但永磁体的利用率较低。气隙调整式机械变磁通电机^[15]通过改变轴向电机气隙长度来实现气隙磁链的调整,可靠性差。漏磁式机械变磁通电机^[16]通过机械装置与永磁体接触来改变磁路并降低主磁通。离心式机械变磁通电机^[17]通过调节不同转速下的离心力大小来调整永磁体和定子线圈的重叠区域,以达到削弱磁通的目的。

结合离心式机械装置简单可靠与混合式转子永磁同步电机高效高功率密度的优点,提出了一种带自动弱磁装置的混合式转子结构永磁同步电机。本文详细阐述和分析了永磁同步电机的设计和机械调磁装置的弱磁原理。研究结果表明,该电机能够较为准确地控制弱磁效果,且经过弱磁后,电机恒转矩区域变化较为明显。本文为新能源汽车驱动和风力发电等领域的应用提供了一定的理论参考。

1 整体模型

1.1 混合式转子永磁同步电机结构

混合式转子永磁同步电机定子与传统结构相同,转子磁极由表贴式永磁体和内置式永磁体组成,如图1所示。每极下有3个径向充磁的永磁体,相邻的表贴式永磁体和内置式永磁体在每相下形成1个串联回路。需要说明的是,表贴式永磁体是辅助磁极,它的特殊形状可以帮助优化反电动势波形,提高电机的转矩性能。内置式永磁体作为主磁极,是电机励磁的主要来源。与传统的永磁同步电动机相比,混合式转子永磁同步电机可以降低漏磁,全面提高电机的性能。

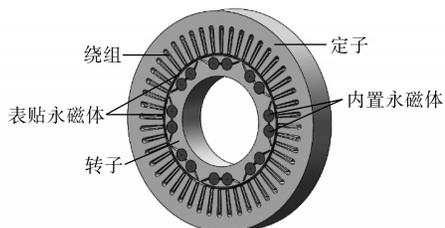


图1 混合式转子永磁同步电机拓扑结构

Fig.1 Topology structure of hybrid rotor-structure PMSM

电机部分参数如下:额定功率1 kW,定子槽数

48,转子极数8,额定转速750 r/min,定子外径269.24 mm,转子内径110.64 mm,气隙长度0.5~1 mm,每槽导体数7,绕组连接方式Y。

1.2 机械装置结构

混合式转子永磁同步电机机械调磁装置主要由转盘、滑块、齿轮和连杆组成,结构如图2所示。该装置安装在转轴上,通过连杆与圆形内置永磁体连接,转盘与转子同步转动,电机整体装配图如图3所示。弹簧分别与滑块和转盘连接,以限制滑块的运动。当滑块所受离心力大小发生变化时,滑块沿滑槽径向滑动,使推动两侧齿轮转动时的径向离心力转化为切向力。该装置无需外力驱动,整个弱磁过程仅由滑块所受的离心力驱动滑块完成。该机械装置制造简单,调磁效果较好,可靠性高。

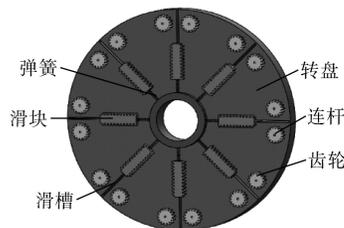


图2 机械调磁装置结构

Fig.2 The structure of the mechanical flux-adjusting device

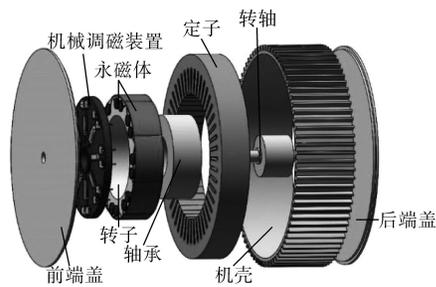


图3 电机整体装配图

Fig.3 The explosion view of the motor

2 工作原理

2.1 电机工作原理

混合式转子永磁同步电机的工作原理是通过机械装置调整圆形内置永磁体的旋转角度来改变磁极的磁化方向,从而改变合成磁势的大小,如图4所示。磁链随内置永磁体旋转角度的变化而变化,通过调整气隙磁场的强度来达到弱磁扩速的效果。

当电机在基速下运行时,圆形永磁体不旋转并且磁化方向垂直于隔磁桥,矢量合成的转子磁通 Ψ_r 为单个永磁体的两倍,如图5a所示。电机

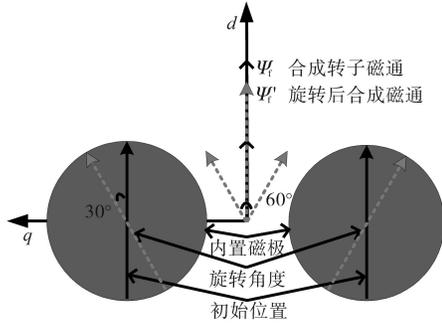


图4 电机工作原理

Fig.4 The principle of motor operation

在基速以上运行时,两圆形永磁体旋转角度相同方向相反,如图5b所示。同一极下的两圆形永磁体各旋转30°,两侧磁化方向的空间相位差为60°,合成转子磁链的方向不变,但值变为基速时的 $\sqrt{3}/2$ 倍,达到了直轴去磁的效果。

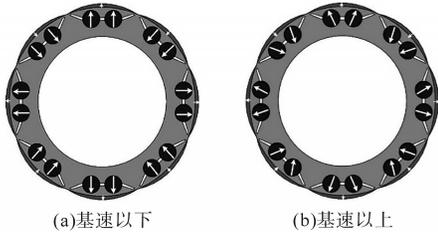


图5 永磁体磁化方向

Fig.5 The magnetization direction of permanent magnet

利用 Clark 变换和 Park 变换将三相静止坐标系转换为两相旋转坐标系,从而得到 d 轴的磁链如下式所示:

$$\begin{cases} \Psi_d = \Psi_{pm} + L_d i_d \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: Ψ_d 为 d 轴磁链; Ψ_q 为 q 轴磁链; i_d 为 d 轴等效电流; i_q 为 q 轴等效电流; Ψ_{pm} 为永磁磁链的幅值。

当电机在基速下运行时,定子电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_a i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_r \Psi_q \\ u_q = R_a i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_r \Psi_d \end{cases} \quad (2)$$

式中: R_a 为电枢绕组电阻; ω_r 为转子电角速度。

当电机运行在基速以上时,磁通量大小随永磁体旋转角度而改变,直角坐标系下电机的定子电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d = R_a i_d + \cos \theta \frac{d\Psi_d}{dt} - \sin \theta \omega_r \Psi_q \\ u_q = R_a i_q + \sin \theta \frac{d\Psi_q}{dt} + \cos \theta \omega_r \Psi_d \end{cases} \quad (3)$$

式中: θ 为永磁体的旋转角。

当 $\theta=30^\circ$ 时, d 轴磁链变为初始值的 $\cos \theta$ 倍,即

$\sqrt{3}/2\Psi_d$; q 轴磁链变为初始值的 $\sin \theta$ 倍,即 $1/2\Psi_q$ 。

2.2 调磁装置工作原理

滑块在机械调磁装置中的相对位置由离心力 F_c 和弹簧反作用力 F_s 决定。

由下式可知,滑块的离心力 F_c 与转盘的角速度 ω 、滑块的质量 m 以及滑块质心与转轴的距离 r 有关。不同转速下滑块与齿轮的相对位置不同,滑块所受离心力大小取决于电机转速。

$$F_c = mr\omega^2 \quad (4)$$

电机运行时有3种状态:基速以下、基速和基速以上。为了更好地解释机械调磁装置运行的原理,假设调磁过程发生在理想状态下。滑块只受离心力和弹簧反作用力的作用,忽略了滑块、齿轮和转盘之间的摩擦力。图6为机械调磁装置在不同状态下的运行情况。

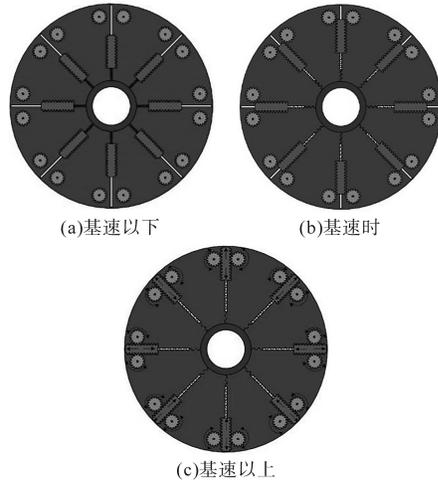


图6 机械调磁装置运行情况

Fig.6 The operation of mechanical flux-adjusting device

当电机运行在基速以下时,如图6a所示。转盘匀速旋转,滑块的离心力等于弹簧反作用力,方向相反,此时弹簧变形程度最小,滑块受力平衡,几乎不发生位移。

当电机以基速运行时,如图6b所示。当电机从低速升高至基速时,滑块的离心力增大,受力不平衡,滑块沿滑槽向外滑动,直至与齿轮接触,但不产生使齿轮旋转的切向力。

当电机在基速以上的情况下运行时,如图6c所示。此时,作用在滑块上的离心力变大,弹簧形变程度较高,滑块所受离心力大于弹簧的反作用力,迫使滑块推动两侧齿轮转动,齿轮通过连杆带动圆形内置永磁体转动,左侧齿轮逆时针转动,右侧齿轮顺时针转动,永磁体合成磁动势的方向不变。当转速从基速降到基速以下时,弹簧

反作用力大于离心力,滑块沿滑槽向转盘中心滑动,左侧齿轮顺时针转动,右侧齿轮逆时针转动。当滑块移回至图6b的位置时,内置圆形永磁体的磁化方向回到初始位置,此时合成磁动势达到最大值。

3 机械动力学分析

3.1 虚拟样机模型

机械装置随转子同步旋转而产生的离心力是实现混合式转子永磁同步电机调磁的关键。机械动力学仿真主要是分析机械调磁装置在不同转速下的运行特性和调磁过程中齿轮的旋转角度,以此验证该装置对电机内部磁场的调节能力。

机械调磁装置中各部件的材料首先必须满足非导磁和强抗形变的要求。模型所用材料为奥氏体不锈钢,具有耐高温腐蚀、抗变形能力强、无导磁性等优点。密度为 $7.93 \times 10^{-6} \text{ kg/mm}^3$,杨氏模量为200 Gpa。

ADAMS软件可通过导入的机械装置模型自动计算重量、质心和转动惯量等参数。通过在不同组件之间添加自由度约束来确定组件的相对位置关系和运动方式。调磁装置组件之间的约束关系如表1所示。

表1 调磁装置组件约束关系

Tab.1 The constraint relationship between the components of the flux-adjusting device

约束名称	组件1	组件2
旋转副	转盘	大地
滑移副	滑块	转盘
旋转副	齿轮	转盘
柔性连接	滑块	转盘
接触副	滑块	齿轮

3.2 仿真结果分析

仿真采用加速驱动的方式求取机械调磁装置在不同转速下的运动特性。虚拟样机转速与加速度的关系如图7所示。

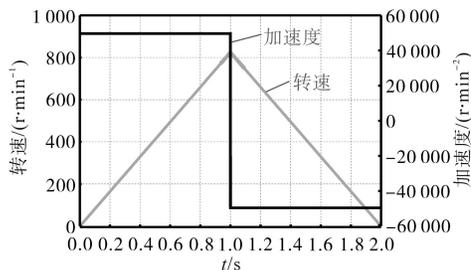


图7 虚拟样机转速与加速度关系图

Fig.7 The relationship between acceleration and speed of virtual prototype

图7中,0~1 s时,虚拟样机模型以 $49\ 600 \text{ r/min}^2$ 的加速度稳定加速至 825 r/min ;而1~2 s时,以 $-49\ 600 \text{ r/min}^2$ 的加速度稳定减速至0。当带有自动弱磁装置的永磁同步电机在不同转速下运行时,可以计算出永磁同步电机的旋转角。

当转盘转速从基速(750 r/min)以下增加至基速以上(825 r/min)时,滑块开始与齿轮啮合。然而由于物体的惯性,齿轮的旋转角度会有轻微的波动。在1 s时转盘达到最大转速,齿轮由连杆带动圆形内置式永磁体旋转 30° ,此时转盘转速为825 r/min。1 s后,随着转盘转速的降低,滑块所受离心力减小,齿轮的旋转角度从 30° 恢复至 0° 的初始位置,如图8所示。

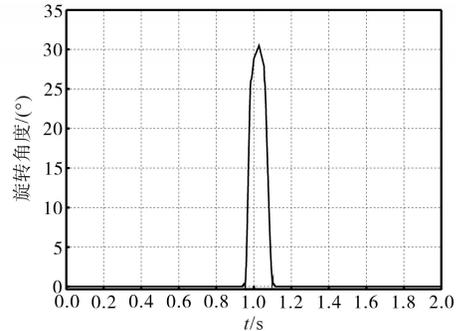


图8 齿轮旋转角度

Fig.8 The auto-rotation angle of the gear

4 有限元仿真分析

4.1 磁场分布

混合式转子永磁同步电机同时包含表贴永磁体和内置永磁体,根据麦克斯韦方程进行分析,瞬态磁场的定解问题描述如下:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -(J_z - \sigma \frac{dA}{dt}) \\ \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial n} \Big|_{\Gamma'} - \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial n} \Big|_{\Gamma''} = J_s \\ A|_{AB} = -A|_{CD} \\ A|_{AC} = -A|_{BD} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中: A 为磁矢势; μ 为磁导率; $-\sigma \frac{dA}{dt}$ 为涡流密度; l 为回路; n 为求解域中的节点总数; J_s 为曲面 S 的电流密度; B 为磁感应强度; C 为闭曲面电荷; D 为电位移矢量。

在ANSYS Maxwell中建立有限元模型并进行瞬态仿真计算,得到同标尺下的磁场分布图如图9所示。电机在基速下运行时,磁场分布如图9a所示,定子铁心中的磁通密度较高,漏磁小。当

电机在基速以上运行时,磁场分布如图9b所示。定子铁心中磁通密度较低,漏磁较大,转子铁心磁通密度趋于饱和。

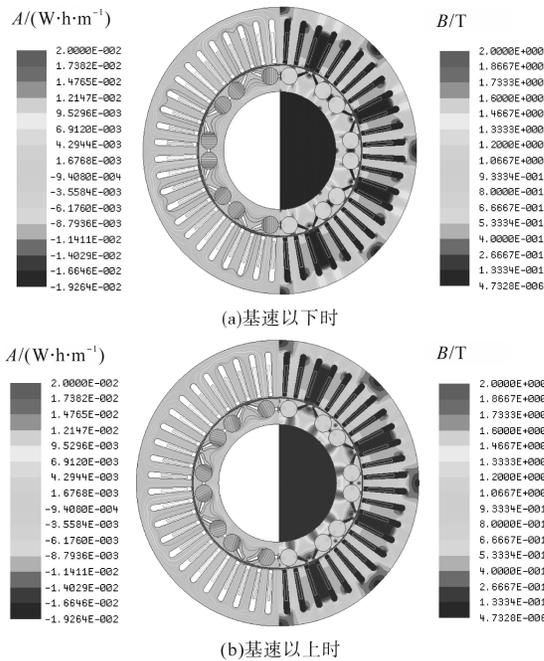


图9 电机磁场分布图

Fig.9 Magnetic field distribution diagram of machine

由于圆形内置永磁体通过机械调磁装置旋转了30°,磁化方向发生改变。*d*轴磁通随着磁阻和漏磁的增大而减小,直接改变了电机内部磁场的分布,达到弱磁的效果。

4.2 绕组磁链

计算电机在两种不同运行速度下的绕组磁链,结果如图10所示。当内置永磁体旋转30°(825 r/min)时,绕组磁链的峰值有较明显的降低。与初始状态(750 r/min)相比,绕组磁链的峰值降低了16.7%。

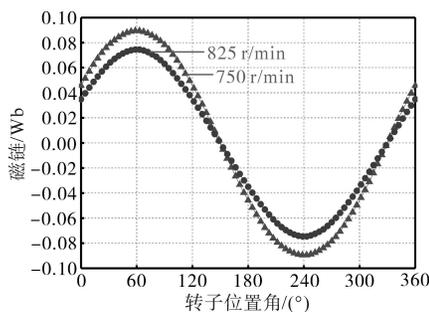


图10 混合式转子永磁同步电机磁链曲线

Fig.10 The flux linkage curves of hybrid rotor-structure PMSM

4.3 气隙磁密

气隙磁场的分布不仅影响电机的能量转换,还直接影响感应电动势的波形。进一步研究气

隙磁密与转子位置角在不同速度下的关系,结果如图11所示。当电机在基速750 r/min运行时,气隙磁密波形类正弦度较高,气隙磁密峰值为0.84 T。当电机在基速以上(825 r/min)运行时,气隙磁密波形发生畸变,峰值降到0.60 T。机械装置带动圆形内置永磁体旋转,*d*轴磁阻增加,使气隙磁密幅值降低。气隙磁密的幅值会随着旋转角度的增加而减小,由于磁化方向的改变,隔磁桥的作用减弱,磁极之间的漏磁增加。

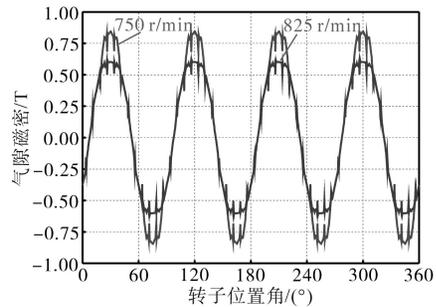


图11 气隙磁密分布

Fig.11 The distribution of airgap flux density

4.4 反电势波形

图12为电机在不同运行状态下的反电势波形。由图12可知,当电机运行在永磁体旋转0°(750 r/min)时,磁通量最大,反电势峰值为29.4 V,反电势与速度成正比,速度比等于反电势比;当电机运行在永磁体旋转30°(825 r/min)时,磁通量最小,反电势峰值为21.2 V,合成磁链相位与反电势波形随圆形内置永磁体磁化方向的变化而变化。分析结果表明,通过机械式磁通调节装置改变圆形内置永磁体的旋转角度,可以有效地调节电机的内部磁场。

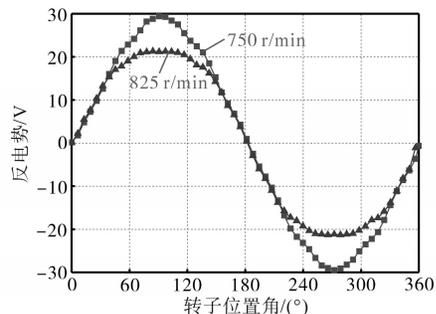


图12 反电势波形

Fig.12 Back EMF waveforms

4.5 弱磁能力

以单相磁链为指标,计算了电机在内置永磁体不同旋转角度下的弱磁能力,结果如表2所示。由表2可知,随着永磁体旋转角度的增加,弱磁能

力增大。当旋转角度超过 90° 时,气隙磁场畸变严重,弱磁能力较低。

表2 旋转角度与弱磁能力关系

旋转角度/ $^\circ$	磁链/ (10^{-2}Wb)	弱磁能力/%
0	8.95	0.00
15	8.39	6.26
30	7.45	16.76
45	5.85	34.64
60	3.87	56.76
90	2.18	75.64

为了满足高速、高效率的要求,转矩—转速特性被认为是永磁电机的1个关键特性。在基速时采用最大转矩电流比控制混合式转子永磁同步电机来获得最大转矩。当电机的转速超过基速时,由于电动势恒定,必须削弱气隙磁场。电机转速—转矩对比如图13所示。图13表明,当机械调磁装置未启动时,转矩更大但恒转矩区域有限。当圆形永磁体旋转一定角度时,恒转矩区域明显增加。

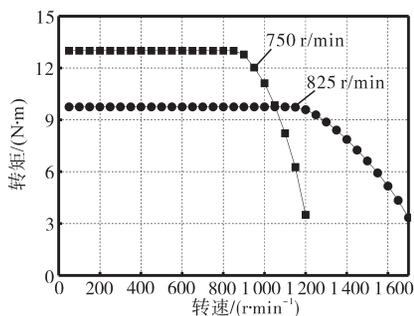


图13 转速—转矩对比

Fig.13 Comparison chart of torque—speed

5 结论

为了解决永磁同步电机恒功率范围窄的问题,本文提出了一种带有机调磁装置的混合式转子永磁同步电机。通过对调磁原理的分析、动力学仿真和有限元分析计算,得出以下结论:

1)机械调磁装置可在不同转速下自动调节圆形内置式永磁体的旋转角度。通过动力学仿真,得到了齿轮旋转角度与时间的关系,验证了机械调磁装置的可行性。

2)带有机调磁装置的混合式转子永磁同步电机具有良好的弱磁性能。对电机在不同运行状态下的电磁特性进行了分析,得到了弱磁能力与旋转角度的关系。

参考文献

- [1] Tuyoshi Nonaka, Takaaki Ishii, Motomichi Ohto. Manufacturing and testing the prototype of variable magnetic flux motor[J]. JIASC IEEJ, 2016, 137(6): 534–539.
- [2] Ishii T, Sohei S, Nonaka T, et al. Control and efficiency evaluation of the prototype of variable magnetic flux motor[J]. JIASC IEEJ, 2014, 35(3): 223–228.
- [3] 司纪凯, 海林鹏, 刘志凤, 等. 表面—内嵌式电机永磁体设计及特性分析[J]. 微电机, 2013, 46(6): 13–18.
- [4] Si J, He S, Cao W, et al. Electromagnetic characteristics analysis of surface-mounted and interior hybrid PMSM based on equivalent magnetic circuit method[C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2014: 1125–1131.
- [5] 陈洪斐, 李志新, 马宏忠. 表面—内置混合式永磁同步电机性能与转子参数影响[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(2): 63–69.
- [6] Zhao J L, Lin M Y, Fu X H, et al. Review and new progress of hybrid excitation synchronous motor and its control technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 34(33): 5876–5887.
- [7] Liu X P, Zheng A H, Wang C. Design of a stator-separated axial flux-switching hybrid excitation synchronous machine[J]. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011, 1(4): 1–4.
- [8] Sulaiman E, Kosaka T, Matsui N. High power density design of 6-Slot-8-Pole hybrid excitation flux switching machine for hybrid electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 4453–4456.
- [9] Zhao J, Li B, Gu Z X. Research on an axial flux PMSM with radially sliding permanent magnets[J]. ENERGIES, 2015, 8(3): 1663–1684.
- [10] Zhao J, Yan Y S, Gu Z X, et al. Research on an axial-axial flux compound-structure PMSM with varying air gap to fulfill field-weakening control[C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014: 3345–3349.
- [11] Owen R, Zhu Z Q, Wang J B, et al. Mechanically adjusted variable-flux concept for switched-flux permanent-magnet machines[C]//2011 International Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011: 1–6.
- [12] Zhu Z Q, Al-Ani M, Liu X, et al. Comparison of flux weakening capability in alternative switched flux permanent magnet machines by mechanical adjusters[C]//2012 XXth International Electrical Machines (ICEM), 2012: 2889–2895.
- [13] Joong KH, Tahara K, Ajima K, et al. Hybrid car and dynamo-electric machine: U. S. Patent Application 10/348, 969[P]. 2003–6–5.
- [14] Zhou G, Miyazaki T, Kawamata S, et al. Development of variable magnetic flux motor suitable for electric vehicle[C]//The

(下转第28页)

[5] 王学华,阮新波,刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报,2011,31(6):7-14.

[6] 许津铭,谢少军,张斌锋. 分布式发电系统中LCL滤波并网逆变器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报,2015,35(16):4153-4166.

[7] 盘宏斌,欧思程,刘林海,等. LCL型并网逆变器数字单环控制延时影响与稳定域分析设计[J]. 电力系统自动化,2016,40(6):85-90.

[8] 许津铭,季林,张斌锋,等. LCL并网逆变器的单逆变器侧电流控制性能分析[J]. 电源学报,2017,15(5):153-159.

[9] 吴云亚,谢少军,阚加荣,等. 逆变器侧电流反馈的LCL并网逆变器电网电压前馈控制策略[J]. 中国电机工程学报,2013,33(6):54-60.

[10] 许津铭,季林,葛小伟,等. 计及逆变器侧电流反馈影响的LCL滤波器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报,2016,36(17):4656-4665.

[11] Xu J, Xie S, Tang T. Active damping-based control for grid-connected LCL-filtered inverter with injected grid current feedback only[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 4746-4758.

[12] 杨荫福,段善旭,朝泽云. 电力电子装置及系统[M]. 北京:清华大学出版社,2006.

[13] Wang Xiaofeng, Blaabjerg F, Loh Poh C. Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016,31(1):213-223.

[14] 周乐明,杨苓,陈燕东,等. 降低谐振频率偏差和电网阻抗影响的单逆变器电流反馈谐振抑制方法[J]. 中国电机工程学报,2018,38(15):4490-4503,4650.

[15] 阮新波,王学华,潘冬华,等. LCL型并网逆变器的控制技术[M]. 北京:科学出版社,2015:202-210.

收稿日期:2019-11-26

修改稿日期:2019-12-25

(上接第13页)

2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-. IEEE,2010:2171-2174.

[15] Namba M, Hiramoto K, Nakai H. Variable-field machine with three-dimensional magnetic circuit for traction motor[C]//2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems(ICEMS), IEEE, 2016:1-6.

[16] Masmoudi Nada Elloumi Ahmed, Tassarolo Mauro Bortolozzi Alberto. FEA-assisted steady-state modelling of a spoke type IPM machine with enhanced flux weakening capability[C]// 2018 Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies(EVER), IEEE, 2018:1-5

[17] Tassarolo A, Mezzarobba M, Menis R. Modeling, analysis, and testing of a novel spoke-type interior permanent magnet motor with improved flux weakening capability[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(4):1-10.

收稿日期:2019-11-09

修改稿日期:2019-12-12