新型机械变漏磁永磁电机设计与电磁特性分析

邹永玲,刘细平,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:提出了一种新型机械变漏磁永磁(MVLF-PM)电机,该电机采用一个附加在转子侧的机械装置,能 根据速度改变永磁体磁化方向相对 d 轴的角度,实现漏磁通的自动调节,有效拓宽了电机的调速范围。首先 分析了该电机的工作原理并构建了数学模型,运用系统动力学方法探究了弹簧形变长度、永磁体旋转角度与 转速的关系;然后运用有限元方法对该电机和传统三角型永磁(D-PM)电机的弱磁调速特性及机械强度进行 了对比分析;最后,通过对一台1 kW 样机的弱磁性能进行测试,验证了 MVLF-PM 电机设计理论与有限元分析 结果的有效性与准确性。

关键词:永磁电机;机械装置;变漏磁;宽调速 中图分类号:TM351 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd22319

Design and Electromagnetic Characteristics Analysis of a Novel Mechanical Variable Leakage Flux Permanent Magnet Machine

ZOU Yongling, LIU Xiping, SUN Tongze

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 314000, Jiangxi, China)

Abstract: A novel mechanical variable leakage flux permanent magnet(MVLF-PM) motor was proposed. A mechanical device attached to the rotor side was adopted in this motor, which can change the angle of the PM magnetization direction relative to *d*-axis according to the speed, so as to adjust the leakage flux automatically and effectively broaden the speed range of motor. The working principle and the mathematical model of MVLF-PM motor were analyzed. Based on system dynamics method, the relationship between the deformation length of spring as well as the rotation angle of PMs and speed were studied. The speed regulation characteristics and mechanical strength of the MVLF-PM and delta permanent magnet(D-PM)motor were compared and analyzed by using finite element method. Finally, the flux-weakening performance of a prototype with 1 kW was tested, which verifies the validity and accuracy of the design theory and finite element analysis results of the MVLF-PM motor.

Key words: permanent magnet motor; mechanical device; variable leakage flux; wide-speed regulation

近年来,永磁电机由于具有高功率/转矩密 度、高效率、转子结构简单可靠以及永磁体不易 退磁等诸多优点,成为电动汽车驱动电机领域的 主流类型^[1-2]。然而,传统永磁电机的永磁磁场不 易调节、调速范围较窄,这在一定程度上限制了 稀土永磁电机在电动汽车驱动电机领域的广泛 应用。

传统的永磁电机通常通过持续注入负d轴电 流产生电枢反应磁动势来削弱永磁磁场^[3],但会 产生较大的定子铜耗而影响效率。近年来,国内 外研究学者采用电励磁手段和机械调磁手段对 如何灵活调节永磁磁场进行了深入研究。与电 励磁电机^[4-7]相比,机械变漏磁电机^[8-11]更受关注, 该类电机能消除磁通调节时的铜耗,可以通过改 变漏磁通磁阻有效减小永磁磁链。文献[12]提出 了一种自适应被动弱磁永磁同步电动机,该电机 采用可移动的导磁环可以根据速度自动调节漏 磁通,但其调速范围较窄。文献[13]提出一种可 旋转永磁体的永磁同步电机,该电机可以使电机 的气隙磁通减小至零,但只是进行了初步设计,

基金项目:国家自然科学基金(51767009);江西省教育厅科技计划项目(GJJ160598);江西理工大学清江青年英才计划资助 作者简介:邹永玲(1996一),女,硕士研究生,Email:935851308@qq.com

通讯作者:刘细平(1976—),男,博士,教授,Email:z18736085908@163.com

电气传动 2022年 第52卷 第4期

并未对电机的调速范围和机械强度进行分析,且 该电机永磁体的利用率较低。尽管不同学者提 出了不同类型的机械调磁装置结构,但都存在一 定的局限性,如结构较复杂、耐受强度较低、调速 范围较窄等。因此,机械变漏磁电机仍需朝着更 简化的结构、更好的机械性能和更宽的调速范围 方向发展。

本文提出了一种新型机械变漏磁永磁(mechanical variable leakage flux permanent magnet, MVLF-PM)电机,该电机与传统永磁电机的区别 在于增加了一个附加在转子侧的机械装置,在高 速下能自动调节永磁体的磁通方向,实现弱磁运 行。首先分析该电机的拓扑结构、工作原理和数 学模型。其次,运用ADMAS软件对机械装置进 行动力学仿真分析,确定弹簧形变长度、永磁体 旋转角度与速度之间的关系;采用有限元方法分 析 MVLF-PM 电机不同永磁体旋转角度下的磁场 分布,并与传统三角形永磁(delta permanent magnet, D-PM)电机的弱磁调速性能以及机械强度进 行对比分析。最后,制作一台1kW的样机,并对 该样机在不同速度下的空载反电势进行测试,验 证理论分析与仿真结果的准确性。

1 MVLF-PM 电机拓扑结构、工作原 理及数学模型

1.1 电机结构

MVLF-PM电机拓扑结构如图1所示,该电机 由常规的三相定子和一侧带有机械装置的特殊 转子结构组成。为了获得较好的弱磁特性,机械 装置设有8个弱磁单元,每个弱磁单元包括一个 带齿配合的滑块、一个弹簧、两个齿轮和两根连 杆。机械装置的转盘与转子同轴安装,可与转子 同步旋转,转盘上开有可让滑块直线运动的滑槽 和齿轮自旋转的连杆槽,圆柱形永磁体通过采用 非导磁材料的连杆与齿轮相连。该电机整体结



构可靠,不需要外加的控制,可以利用机械装置 中滑块和齿轮的啮合运动,根据转速将滑块的径 向运动转换为齿轮和永磁体的自旋转运动来实 现磁通调节。

1.2 工作原理

转盘和滑块设为理想状态,滑块与转盘之间 和齿轮与转盘之间的摩擦力是忽略不计的。为 了简化,只考虑低速和高速两种特殊状态,设定 基速(750 r/min)为低速和高速的分界点。滑块所 受到的离心力与速度之间的关系为

$$F_{\rm c} = m \left(\frac{2\pi n}{60}\right)^2 R_0 \tag{1}$$

式中:m为滑块的质量;R₀为滑块的质心到转盘中 心的距离;F_c为滑块所受到的离心力;n为转子 转速。

在不同速度下滑块与齿轮的位置如图2所 示。在低速下,滑块所受到的离心力小于弹簧施 加给滑块的弹力,滑块与齿轮不接触,滑块对齿 轮没有切向推动力,齿轮和圆柱形永磁体不旋 转,如图2a所示。在高速下,如式(1)所示,离心 力与速度成正比增大,滑块所受到的离心力大于 弹簧施加给滑块的弹力,滑块沿着滑槽向前直线 运动,滑块与齿轮啮合后推动齿轮自旋转,齿轮 通过连杆带动永磁体同步旋转,其中左边永磁体 以逆时针方向旋转,右边永磁体以顺时针方向旋 转,如图2b中箭头所示。当电机达到一定速度开 始减速时,滑块所受到的离心力小于弹簧施加给 滑块的弹力,滑块开始往回运动,最后返回到初 始位置。



图 2 不同速度下滑块和齿轮的位置 Fig.2 The positions of sliding block and gears under different speeds

永磁体自旋转会改变永磁体的磁化方向,将 永磁体磁化方向相对定子d轴的角度定义为 β ,即 永磁体的旋转角度,如图3所示。本文分析的两种 特殊状态"最小漏磁"、"最大漏磁"分别指的是 β = 0°和 β =60°,分别对应于图2a和图2b两种状态。

1.3 电机数学模型

传统内置式永磁电机在*d*-q轴坐标系下的数 学方程通常表达如下:

$$\begin{cases} u_{d} = R_{1}i_{d} + \frac{\mathrm{d}\Psi_{d}}{\mathrm{d}t} - \omega\Psi_{q} \\ u_{q} = R_{1}i_{q} + \frac{\mathrm{d}\Psi_{q}}{\mathrm{d}t} + \omega\Psi_{d} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Psi_{d} = \Psi_{\mathrm{pm}} + L_{d}i_{d} \\ \Psi_{d} = L_{d}i_{d} \end{cases}$$
(2)
$$(3)$$

式中: i_{a} , i_{q} 分别为d,q轴等效电流; Ψ_{d} , Ψ_{q} 分别为 d,q轴磁链; Ψ_{pm} 为永磁磁链; R_{1} 为等效电阻; ω 为 转子电角速度; u_{a} , u_{q} 分别为电机d,q轴电压。 然而,MVLF-PM电机的 Ψ_{d} 和 Ψ_{q} 不仅受 i_{d} 和 i_{q} 的影 响,而且还受永磁体的自旋转角度 β 的影响。因 此, Ψ_{d} 和 Ψ_{q} 必须表示成与 i_{d} , i_{q} , β 的关系式:

$$\begin{cases} \Psi_{d} = \Psi_{d}(i_{d}, i_{q}, \beta) \\ \Psi_{q} = \Psi_{q}(i_{d}, i_{q}, \beta) \end{cases}$$
(4)

式(4)中d,q轴磁链对时间的导数可以写成:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{d}}{dt} = \frac{\partial\Psi_{d}}{\partial i_{d}} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial\Psi_{d}}{\partial i_{q}} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial\Psi_{d}}{\partial\beta} \frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t} \\ \frac{d\Psi_{q}}{\mathrm{d}t} = \frac{\partial\Psi_{q}}{\partial i_{d}} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial\Psi_{q}}{\partial i_{q}} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial\Psi_{q}}{\partial\beta} \frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t} \end{cases}$$
(5)

电机在电机弱磁区域往往处于高转速运行 区间,因此可以忽略定子电阻压降。则式(2)可 以表示为

$$\begin{cases} u_{d} = \frac{\partial \Psi_{d}}{\partial i_{d}} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_{d}}{\partial \beta} \frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t} - \omega \Psi_{q} \\ u_{q} = \frac{\partial \Psi_{q}}{\partial i_{q}} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \Psi_{q}}{\partial \beta} \frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t} + \omega \Psi_{d} \end{cases}$$
(6)

电磁转矩 Tem可以表示为

 $T_{em} = p \left[\Psi_d(i_d, i_q, \beta) i_q - \Psi_q(i_d, i_q, \beta) i_d \right] \quad (7)$ 式中:p 为极对数。



图 3 永磁体的磁化方向 Fig.3 Magnetization direction of PMs

2 MVLF-PM 电机动力学仿真分析

利用 ADAMS 软件对机械装置进行动力学分 析,可以确定滑块在不同转速下的位移、弹簧的 形变长度和齿轮的自旋转角度之间的关系,从而 进一步分析电机内部磁场随着永磁体旋转角度 变化的关系。由于机械装置上的8个弱磁单元是 等效的,为了简化模型,构建了1个弱磁单元的 3D 虚拟样机模型,如图4所示。



图4 机械装置的虚拟样机模型

Fig.4 The virtual prototype model of mechanical device

根据电机的实际运行工况,对机械装置的各部件设置合理的驱动,在转盘上施加变速驱动, 速度与时间的关系如图5所示。在0~1 s内以加 速度6000°/s²速度从0 r/min加速到1000 r/min,在 1~2 s内以-6000°/s²从1000 r/min减速到0 r/min, 在1 s时获得最大速度。



Fig.5 The relationship between speed and time

弹簧的形变长度、永磁体旋转角度与时间的 关系如图6所示。在高速下,滑块的离心运动推 动齿轮自旋转,永磁体通过连杆与齿轮同步旋 转,因此永磁体的旋转角度等于齿轮的旋转角 度。在低速下(t<0.75 s),弹簧形变长度随速度 的增加而变大,此时滑块未与齿轮啮合,永磁体 旋转角度β=0°。在高速下(0.75 s<t<1 s), 弹簧继 续被拉长,当弹簧形变长度大于7.7 mm,滑块与 齿轮啮合,推动齿轮和永磁体开始旋转,永磁体 旋转角度随着速度的增加而增大。机械装置中 滑槽的总长度设计为50mm,滑块的长度为25mm。 当电机运行在最大速度(t=1 s)时,弹簧的形变长 度达到最大值15.27 mm,表明此时滑块未达到滑 槽的底部,这可以有效避免滑块与滑槽底部的刚 性碰撞,保证了机械装置的可靠运行。弹簧的形 变长度达到最大时,对应于最大的永磁体旋转角 度β=60°。1~2s时电机开始减速,离心力减小, 弹簧形变长度减小,滑块开始往回运动,当电机 速度减速到0r/min时,弹簧恢复到初始位置,滑 块也返回到初始位置。由图6表明, MVLF-PM 电 机可以根据转速的变化来使永磁体旋转不同的





3 MVLF-PM电机电磁性能分析与比较

3.1 磁场分布

MVLF-PM电机在 β =0°和 β =60°下的空载磁 场分布如图7所示。在 β =0°时,与电枢绕组匝链 的永磁磁链最大,漏磁通很少,此时MVLF-PM电 机的气隙磁通密度最大。在低速状态下MVLF-PM 电机相当于传统D-PM电机能获得较高的输出转 矩。在 β =60°时,与电枢绕组匝链的永磁磁链最 小,由永磁体相邻两极之间及两侧磁桥形成的漏 磁通远远大于传统D-PM电机,此时MVLF-PM电 机的气隙磁通密度最小。从图7可以看出,在高 速状态下,MVLF-PM电机可以使永磁体自旋转不 同的角度来调节漏磁通的大小,从而有效减小电 机的气隙磁通密度,实现弱磁运行的目的。





 $Fig. 7 \quad Magnetic \ flux \ distribution \ under \ different \ rotation \ angle \ of \ PMs$

3.2 弱磁能力和调速范围分析与比较

当电动机端电压和电流达到最大值,电流全部为负*d*轴电流分量,并且忽略定子电阻的影响时,电动机可以达到的理想最高转速为

$$\Omega_{\rm m} = \frac{U_{\rm max}}{p(\Psi_{\rm m} - L_d I_{\rm max})} \tag{8}$$

式中: U_{max} , I_{max} 分别为最大相电压和相电流; L_d , Ψ_m 分别为d轴电感和永磁磁链。

由式(8)可知,如果电压极限值相同,则影响弱磁 能力的因素主要为永磁磁链和*d*轴电感。

为进一步分析 MVLF-PM 电机的弱磁能力, 定义弱磁系数 K_{tw}的表达式如下:

$$K_{\rm fw} = \frac{L_d I_{\rm max}}{\Psi_{\rm m}} \tag{9}$$

由式(9)可知,电机在高速下运行时,较小的 Ψ_m 和较大的 L_a 有利于提高弱磁能力。当 K_{fw} 尽可能接近于1时,电机能获得最宽的调速范围。

为了验证 MVLF-PM 电机的弱磁性能,与传统 D-PM 电机结构(如图8所示)进行比较,其中 MVLF-PM 和传统 D-PM 电机采用相同的定转子结构尺 寸和绕组类型,且永磁体总耗量几乎相同。



图8 传统D-PM电机拓扑结构

Fig.8 The topology of conventional D-PM motor

运用有限元仿真可得到传统 D-PM 电机和 MV-LF-PM 电机的弱磁能力参数如表 1 所示。可以看 出,在各种工作状态下传统 D-PM 电机的 K_{tw} 都小 于 MVLF-PM 电机。在 MVLF-PM 电机中,随着 β 增大,漏磁通不断增大, Ψ_m 数值不断减小。当 β = 60°时, Ψ_m 获得最小值, Ψ_m 相比于 β =0°时减少了 70%,此时的 K_{tw} 最大且最接近于 1,说明 MVLF-PM 电机在 β =60°时可以获得较宽的调速范围。

表1 传统 D-PM 电机和 MVLF-PM 电机的弱磁能力参数比较

Tab.1 Comparion is the flux-weakening ability parameters of the conventional D-PM motor and MVLF-PM motor

电机类型	状态	L_d/mH	$\Psi_{\rm m}/{ m Wb}$	$K_{ m fw}$
传统 D-PM 电机	-	1.083	0.120	0.217
MVLF-PM 电机	$\beta=0^{\circ}$	1.031	0.094	0.265
	β =60°	1.031	0.028	0.884

两台电机均采用最大转矩/电流比控制,在 *I*_{max} = 24 A, *U*_{ms} = 38 V下的转矩—速度曲线和功 率—速度曲线如图9所示。由图9a可见MVLF-PM 电机的输出转矩略低于传统 D-PM 电机,主要是 由于 MVLF-PM 电机相对传统 D-PM 电机存在较 大的漏磁通。MVLF-PM 电机在β=60°时的最大 速度可以达到 10 000 r/min,速度范围约为传统 D-PM 电机的 10倍,从而验证了 MVLF-PM 电机可 以通过永磁体旋转一定的角度有效拓宽电机的 调速范围。由图 9b 可见,传统 D-PM 电机在基速 以上输出功率持续下降,电机无法保持恒功率运 行,而 MVLF-PM 电机在一定速度区间内具有相 对较宽的恒功率运行范围。



3.3 转子机械强度分析与比较

为了减小漏磁通,在恒转矩运行时能获得较高的输出转矩,MVLF-PM电机和传统D-PM电机的转子隔磁桥处设计较薄,为避免转子隔磁桥处 在最高转速下发生变形和断裂,运用ANSYS Workbench软件对两台电机的机械强度进行验证。

在转子温度设为环境温度 22 ℃、转速为 10 000 r/min下,得到两台电机的机械应力分布如 图 10 所示, D-PM 电机的最大应力出现在中间隔 磁桥的位置,数值为 37.6 MPa,而 MVLF-PM 电机 的最大应力出现在靠近转轴的位置,数值为 18.9 MPa。两台电机的机械应力与转速的变化关系如 图 11 所示,可以看到,两台电机的机械应力都随 着速度的增加而显著增大,但 MVLF-PM 电机的 最大应力总是小于传统 D-PM 电机,且 MVLF-PM 电机的最大应力比传统 D-PM 电机减小了 49.7%。

除此之外,得到两台电机在10000 r/min下的 变形云图如图12所示,可以看到,两台电机的最 大变形区均出现在靠近转子铁心边缘的隔磁桥





位置,传统 D-PM 电机的最大变形点为1.15 μm, 而 MVLF-PM 电机的最大变形点为1.05 μm。如 图 13 所示,两台电机的最大变形都随着转速的增 加而剧烈增大,相比于传统 D-PM 电机,MVLF-PM 电机的最大变形量减小了 8.7%。以上仿真结果 表明,两台电机的转子铁心均能承受在最高转速 10 000 r/min下所受离心力产生的最大应力,都不 会产生塑性变形,但 MVLF-PM 电机比传统 D-PM 电机具有更好的机械强度,更适合在电动汽车复 杂的运行工况下高速运行。



4 MVLF-PM 电机样机性能测试

为了验证上述理论分析与有限元仿真结果的准确性,制作了一台1kW的实验样机并进行测试,样机的主要设计参数为:额定功率1kW,定

子槽数/转子极数为36/8,额定转速750 r/min,额 定转矩12.73 N·m,定子外径/内径为255/161.9 mm, 转子外径/内径为160.4/110.64 mm,每槽导体数 12。其中转子硅钢片、机械装置、装配的转子部 件如图14所示。





(a)转子硅钢片



(c)装配的转子图 14 样机转子部件Fig.14 Rotor components of prototype

当转速为750 r/min和890 r/min(即 β =0°和 β = 30°)时,MVLF-PM电机的空载反电势仿真值与实 验值比较如图15所示。由图15a可见,MVLF-PM 电机的空载反电势实验值略小于仿真值,这主要是 因为在有限元仿真中忽略了磁场的涡流效应以 及电机制造工艺的限制。由图15b可见, β =30°相 比于 β =0°时反电势幅值显著减小,说明MVLF-PM 电机的弱磁能力随着 β 的增大而不断增强。



图 15 不同速度下 MVLF-PM 电机的实验值与仿真值比较

Fig.15 Comparation of experimental and simulation values of the MVLF-PM motor at different speeds

MVLF-PM电机在有无机械弱磁时的转矩-转速特性测试如图 16 所示。可以看到, MVLF-PM电机在无机械弱磁时的调速范围很窄, 而在 有机械弱磁(β =30°)时的调速范围可达无机械弱 磁(β =0°)时的2倍, 说明通过使机械装置上的永 磁体旋转一定的角度可明显拓宽其调速范围, 验 证了 MVLF-PM电机弱磁扩速的可行性。



图 16 MVLF-PM 电机有无机械弱磁时的转矩—转速特性测试 Fig.16 Torque—speed characteristic test of the MVLF-PM motor with and without mechanical flux-weakening

5 结论

本文提出了一种新型 MVLF-PM 电机,该电机一侧带有机械装置的特殊转子结构,可以根据 速度使永磁体旋转不同的角度来自动调节漏磁通的大小,实现弱磁扩速的目的。主要结论如下:

1)分析了该电机的结构特点和工作原理,利用ADAMS软件探究了电机的机械-电磁耦合特性,确定了永磁体旋转角度与转速之间的关系。

2)对 MVLF-PM 电机与传统 D-PM 电机的弱 磁调速特性以及机械强度进行了仿真分析,表明 MVLF-PM 电机在β=60°时的最高转速可达传统 D-PM 电机最高转速的近 10倍,且 MVLF-PM 电机 具有更好的机械强度,适合在电动汽车驱动电机 领域高速运行。

3)制造了一台1kW样机并进行相关测试, 结果表明MVLF-PM电机具有较好弱磁性能和宽 调速范围的特点,验证了设计方法的有效性和可 行性。

参考文献

[1] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版 社,2010.

Tang Renyuan. Theory and design of modern permanent magnet machines[M]. Beijing; Mechanical Industry Press, 2010.

(下转第55页)

- [8] Bindeshwar Singh, Rajesh Kumar. A comprehensive survey on enhancement of system performances by using different types of FACTS controllers in power systems with static and realistic load models[J]. Energy Reports, 2020, 6:55–79.
- [9] 程启明,胡晓青,吴凯,等.统一电能质量调节器的谐波检测 与补偿策略研究[J]. 电测与仪表,2012,49(3):19-23.
 Cheng Qiming, Hu Xiaoqing, Wu Kai, *et al.* The research of harmonic detection and control strategy for unified power quality conditioner[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2012,49(3):19-23.
- [10] 殷少奇,白树忠.一种基于空间矢量的恒频滞环 UPQC 控制 策略[J].电气传动,2014,44(5):67-71.
 Yin Shaoqi, Bai Shuzhong. A control strategy of constant frequency hysteresis UPQC based on space vector[J]. Electric Drive,2014,44(5):67-71.
- [11] Dosoglu M Kenan. Investigation with TCSC, SSSC and UPFC of static voltage stability in zip load modeling[J]. Mugla Journal of Science and Technology, 2018, 2:15–23.
- [12] 王忠诚. 输电线路静止同步串联补偿器(SSSC)的仿真研究
 [D]. 天津:河北工业大学,2015.
 Wang Zhongcheng. Simulation research on static synchronous series compensator (SSSC) in transmission lines[D]. Tianjin: Hebei University of Technology,2015.
- (上接第41页)
- [2] 孙悦超,李曼,廖聪,等.电动汽车电机驱动发展分析[J].电 气传动,2017,47(10):3-6.

Sun Yuechao, Li Man, Liao Cong, *el al*. Analysis motor drive development in electric vehicles [J]. Electric Drive, 2017, 47(10): 3–6.

- [3] Jo C, Seol J Y, Ha I J. Flux-weakening control of IPM motors with significant effect of magnetic saturation and stator resistance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (3):1330-1340.
- [4] 骆继明,孔婉琦,张洋,等.电动汽车用混合励磁场调制电机 设计研究[J].电气传动,2019,49(6):83-88.
 Luo Jiming, Kong Wanqi, Zhang Yang, *el al.* Design and research on hybrid excitation field-modulated machine based on FEM[J]. Electric Drive,2019,49(6):83-88.
- [5] 谭超.电动汽车用新型双定子双馈混合励磁电机的设计研 究[D].南京:东南大学,2018.

Tan Chao. Research on design of a new dual stator doubly-fed hybrid excitation machine applied in electric vehicles of master thesis[D]. Nanjing: Southeast University, 2018.

- [6] 井立兵,高起兴,王冲,等.双转子混合励磁电机优化设计和 特性分析[J].电机与控制学报,2019,23(9):43-50.
 Jing Libing, Gao Qixing, Wang Chong, *el al.* Optimization design and characteristic analysis of dual-rotor hybrid excitation motor[J]. Electric Machines and Control, 2019,23(9):43-50.
- [7] 张登旭. 新型双定子混合励磁永磁同步电机的弱磁性能和 控制研究[D]. 济南:山东大学, 2019.

Zhang Dengxu. Flux weakening performance and control analy-

- [13] 肖文静,李杰,王应芬,等. 基于 STATCOM 的无功补偿策略 研究[J]. 电力电容器与无功补偿,2019,40(6):24-29.
 Xiao Wenjing, Li Jie, Wang Yingfen, *et al.* Study on reactive power compensation strategy based on STATCOM[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation,2019,40(6):24-29.
- [14] 姬煜轲,李春华,赵晓斌,等.一种改进的STATCOM暂态无 功控制策略[J].南方电网技术,2019,13(5):50-57.
 Ji Yuke, Li Chunhua, Zhao Xiaobin, *et al.* An improved STAT-COM transient reactive power control strategy[J]. Southern Power System Technology, 2019,13(5):50-57.
- [15] Mohamed B S, Ibrahim Rosdiazli, Rama Rao K S, et al. Performance evaluation of R-UPQC and L-UPQC based on a novel voltage imperfections detection algorithm[J]. International Review of Electrical Engineering, 2013, 8(4):167–172.
- [16] 胡彬,吴超,年珩,等.薄弱电网下新能源设备并网锁相同步 方式综述[J].电力自动化设备,2020,40(9):26-34,41.
 Hu Bin,Wu Chao,Nian Heng,*et al.* Summarization of grid-connected phase-locked synchronization methods of new energy equipment in weak grid[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):26-34,41.

收稿日期:2020-09-24 修改稿日期:2020-09-29

sis of a novel dual-stator hybrid excitation permanent magnet synchronous motor[D]. Jinan: Shandong University, 2019.

- [8] Zhu Z Q, Al-Ani M, Liu X, et al. A mechanical flux weakening method for switched flux permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(2):806–815.
- [9] Tessarolo 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.
- [10] Bolognesi P. A novel rotary-linear permanent magnets synchronous machine using common active parts[C]//15th IEEE Mediter-ranean Electrotechnical Conference, 2010:1179–1183.
- [11] Ma L, Sanada M, Morimoto S, et al. Advantages of IPMSM with adjustable PM armature flux linkage in efficiency improvement and operating range extension[C]//Proceeding of the Power Conversion Conference, IEEE, 2002; 136–141.
- [12] Li C Y, Li C H. Research on variable leakage flux function for a self-adaptive passive flux-weakening PMSM[C]//2017 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2016.
- [13] Boldea I, Tutelea L N. PMSM with rotor PM mechanical fluxweakening(MFW) to zero for an 150 kW, 600 Vdc, 500-6 000 rpm drive:preliminary design with key validation[C]//2016 XXII International Conference on Electrical Machines, IEEE, 2016.

收稿日期:2020-08-18 修改稿日期:2020-09-25