

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司

支持

葛研军,刘振晗,杨博,权世成.
磁齿轮电机与集中绕组永磁电机的
比较分析.
电机与控制应用,2022,49(1):49.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



TZ型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上电科



上科电机

地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

磁齿轮电机与集中绕组永磁电机的比较分析^{*}

葛研军¹, 刘振晗², 杨 博¹, 权世成¹

(1. 大连交通大学 机械工程学院, 辽宁 大连 116028;

2. 大连交通大学 自动化与电气工程学院, 辽宁 大连 116028)

摘 要: 当前低速大转矩传动系统存在机械振动、刚性摩擦等问题, 根据调制型磁齿轮效应, 磁场调制型永磁齿轮电机(FPGM)可用于低速大转矩直驱。通过分析 FPGM 与分数槽集中绕组永磁同步电机(FSCW-PMSM)的绕组磁动势各次谐波在电机中的作用, 定性比较两者的异同。通过建立 FPGM 和 FSCW-PMSM 的有限元模型, 分析了两者的转矩特性、功率因数和参数特性的区别, 验证了 FPGM 产生大转矩的能力, 并为关键参数的分析设计提供了参考。搭建 FPGM 样机空载试验平台, 并将试验数据与有限元分析结果进行对比, 证明以 FPGM 提供低速大转矩方案的可行性。

关键词: 永磁电机; 调制型磁齿轮; 绕组磁动势; 有限元分析; 电磁转矩; 功率因数

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2022)01-0049-07

doi: 10.12177/emca.2021.152

Comparison and Analysis of Magnetic Gear Motor and Concentrated Winding Permanent Magnet Motor^{*}

GE Yanjun¹, LIU Zhenhan², YANG Bo¹, QUAN Shicheng¹

(1. School of Mechanical Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China;

2. School of Automation and Electrical Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Abstract: At present, there are problems such as mechanical vibration and rigid friction in low speed and high torque transmission system. According to the modulated magnetic gear effect, the field-modulated permanent magnet gear motor (FPGM) can be used for low speed and high torque direct drive. By analyzing the role of each harmonic of winding magnetomotive force in FPGM and fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous motor (FSCW-PMSM), the similarities and differences between the two motors are qualitatively compared. By establishing the finite element model of FPGM and FSCW-PMSM, the differences of torque characteristics, power factors and parameter characteristics are analyzed, and the ability of FPGM to produce large torque is verified, which provides a reference for the analysis and design of key parameters. The no-load experimental platform of FPGM prototype is built, and the experimental data are compared with the finite element analysis results, proving the feasibility of using FPGM to provide low speed and large torque scheme.

Key words: permanent magnet motor; modulated magnetic gear; winding magnetomotive force; finite element analysis; electromagnetic torque; power factor

收稿日期: 2021-11-07; 收到修改稿日期: 2021-12-01

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51375063); 大连市科技创新基金项目(2018J12SN071)

作者简介: 葛研军(1964—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新型动力机械设计与制造。

刘振晗(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机电磁分析。

0 引言

电能是当代应用最为广泛、转换最为便捷的高品质二次能源,随着新能源技术的发展,应用电动机取代低效、高污染的燃油动力设备已成为趋势。在抽油机、风力发电等需要低速大转矩传动的领域,常采用机械齿轮箱+传统电机传动模式,该模式存在机械振动、刚性摩擦等缺陷;若直接设计永磁同步电机(PMSM)用于低速大转矩直驱系统,则会在电机极对数较多的情况下大量开槽,使得电机的机械强度降低^[1]。采用分数槽集中绕组永磁同步电机(FSCW-PMSM)可在定子开槽较少的情况下有效增加电机极对数,可用于低速大转矩直驱系统。

将调制型磁齿轮效应应用于永磁电机的设计中^[2-5],得到一种磁场调制型磁齿轮电机(FPGM)^[6]。FPGM利用绕组多次谐波作为产生电磁转矩的工作谐波^[7-8],以达到大转矩的效果;并将调磁块与定子齿部一体化,相对于定子分隔式磁齿轮电机^[9-11],电机结构简化,冲片制造难度降低。文献[3]验证了FSCW-PMSM同样存在磁齿轮效应,却未能阐释两者的差异性。

本文通过比较FPGM与FSCW-PMSM两类直驱电机的绕组磁动势谐波构成,揭示了FPGM与FSCW-PMSM之间的本质区别;并通过有限元电磁分析,验证了FPGM产生大转矩的能力;最后以样机试验结果与电磁分析结果比较,证明了所建有限元模型的准确性。

1 模型结构

1.1 拓扑结构

图1(a)所示为36槽32极FSCW-PMSM,是以9槽8极FSCW-PMSM作为单元电机扩展得到的。图1(b)所示为36槽64极FPGM,相对于传统PMSM,在定子齿末端引入调磁块的结构,结合磁齿轮效应可在电机转子装配较大极数永磁体。

1.2 绕组结构

电机的磁齿轮效应是指经调磁块调制有意地将转子永磁体产生的个别气隙谐波幅值增加,所满足的数量关系为

$$p_a = N_s - p_r \quad (1)$$

式中: p_r 为电机转子永磁体极对数; p_a 为电机绕

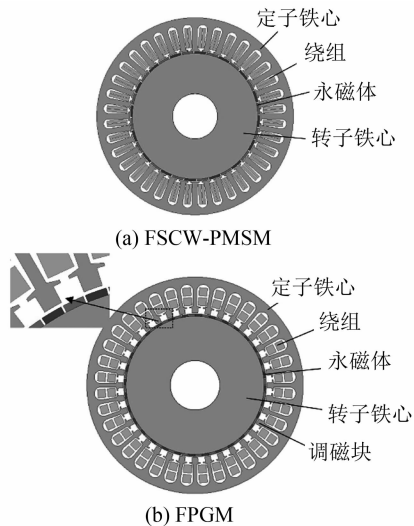


图1 电机拓扑结构

组基波极对数; N_s 为电机槽数。

根据式(1),选择36槽64极FPGM的 p_a 为4,当其绕组节距为4时,绕组因数为0.945,与36槽32极FSCW-PMSM的绕组因数相同。

图2(a)所示的 F_a 为单匝36槽8极绕组通入1A电流所产生的磁动势波形。将 F_a 进行傅里叶分解,得到图2(b)所示的各次谐波占比,定义谐波次序与极对数相对应,其中幅值最高的磁动势为基波磁动势,4次谐波和32次谐波分别以 F_{a4} 和 F_{a32} 表示,则前者为该绕组通电产生的基波磁动势,后者为谐波幅值最高的齿谐波。由图2可知, F_{a32} 幅值约为 F_{a4} 幅值的0.125。因此FPGM转子极对数实际上与36槽8极绕组的齿

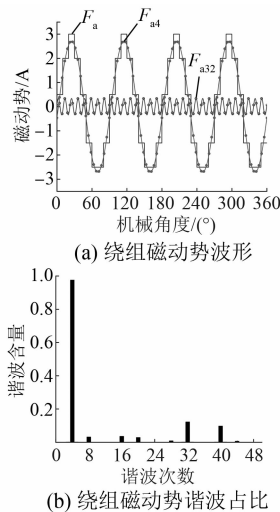


图2 FPGM 绕组磁动势

谐波极对数相匹配,但绕组齿谐波含量较基波小得多,有必要通过调磁块增加 FPGM 转子永磁体产生的 p_a 次谐波以获得更高的转矩。

图 3(a)所示 F_a 为 36 槽 32 极 FSCW-PMSM 单匝绕组通入 1 A 电流所产生的磁动势。 F_{a4} 、 F_{a8} 和 F_{a16} 同样为绕组磁动势各次谐波占比,其中 F_{a16} 为幅值最高的基波, F_{a4} 和 F_{a8} 的幅值分别为 F_{a16} 幅值的 0.257 和 0.296。观察图 3(a)中机械角度 90° 之前单元电机产生的磁动势波形,空间分布不均匀,易产生单边磁拉力,将偶数单元电机进行组合,可有效地消除单边磁拉力。由图 3(b)可知除 F_{a16} 外 20 次谐波次数含量最高,由式(1)可知 20 次谐波即满足磁齿轮效应的谐波幅值最高的齿谐波,为基波幅值的 0.8,与该次谐波所对应的单元电机为 9 槽 10 极,该电机所设计的转子极对数与绕组齿谐波相对应,实质上是 FPGM,在引入磁齿轮效应之前作为 FSCW-PMSM 已被广泛研究^[12]。

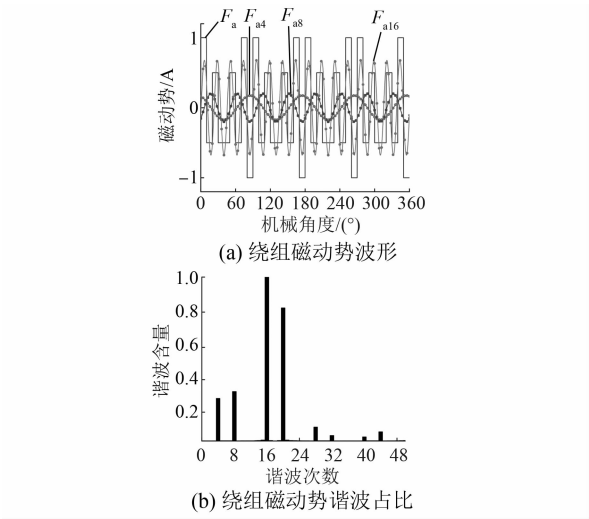


图3 FSCW-PMSM 绕组磁动势

因此,FPGM 与 FSCW-PMSM 之间存在着密不可分的联系。本文将配置转子永磁体极对数与绕组最高幅值齿谐波相匹配的电机称为 FPGM,并设计调磁块使 FPGM 开路时与绕组基波相匹配的转子永磁体谐波尽可能高。

2 电磁性能分析

2.1 模型参数

对 FPGM 与 FSCW-PMSM 的比较基于完全相

同的尺寸和输入,确保绕组因数和永磁体用量一致,图 1 所示 36 槽 64 极 FPGM 和 36 槽 32 极 FSCW-PMSM 结构参数如表 1 所示。

表 1 电机结构参数

参数名称	参数值
定子外径 D_s /mm	210
定子内径 D_g /mm	140
铁心叠厚 L_{stk} /mm	105
气隙长度/mm	1
永磁体厚度/mm	2
极弧系数	0.9
每相串联匝数 N_w	502
绕组层数	2
绕组因数 k	0.945
永磁体材料	NdFe35
硅钢片材料	DW23-50

2.2 空载分析

在绕组开路时的空载工况下电机气隙磁场仅由永磁体产生,根据磁场调制原理,受定子开槽影响的径向空载气隙磁密分布可表示为

$$B_g(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1, j=0}^{\infty} P_j F_i \cos[(ip_r \pm jN_s) \theta - ip_r \omega_r t] \quad (2)$$

式中: P_j 为受气隙长度和定子开槽影响的各次比磁导; F_i 为永磁体产生的各次磁动势; ω_r 为机械角速度。

通常磁场 $P_0 F_1$ 及调制产生的磁场 $P_1 F_1/2$ 幅值最高,前者对应于 p_r 次谐波,后者对应 $N_s \pm p_r$ 次谐波。

受磁齿轮效应的影响, $I_d = 0$ 控制下电机电磁转矩可由永磁体基波磁场和调制磁场共同表示为^[13]

$$T_e = \frac{3\sqrt{2}}{4} I_a D_g L_{stk} N_w k \left(2P_0 F_1 + \frac{p_r}{N_s - p_r} P_1 F_1 \right) \quad (3)$$

式中: I_a 为电枢电流。

相对于普通电机,电机的磁齿轮效应会增加括号中的第二项。由式(3)可知,由调制产生的磁场存在倍增效应,倍增效应只有对 FPGM 才会大于 1,在 FPGM 中, $N_s - p_r$ 次谐波与绕组基波相

对应,因此应尽量提高该谐波。对于 FSCW-PMSM,倍增效应小于 1,提高 N_s-p_r 次谐波并不会带来明显收益,因此开槽需尽可能地小,以抑制齿槽转矩。

设 c_0 为开槽宽度与槽距的比值,根据保角变换^[14],可计算表 1 尺寸下电磁气隙为 3 mm 时 36 槽结构定子在不同 c_0 时的各次比磁导,如图 4 所示。

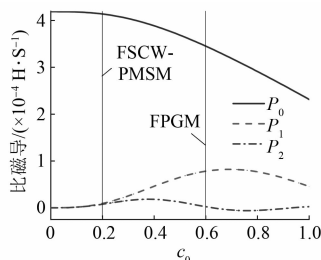


图 4 受定子开槽影响的比磁导

由图 4 可知,随 c_0 增加, P_0 减小, P_1 先增后减。对于 FPGM,应选择合适的 c_0 以充分利用磁场调制的倍增效应,图 1 中的 FPGM 选择 c_0 为 0.6。对于 FSCW-PMSM,应尽量减小 c_0 以防 P_0 降低对转矩提升带来不利影响,图 1 中的 FSCW-PMSM 选择 c_0 为 0.2,此时 P_1 远小于 P_0 ,所以可忽略 FSCW-PMSM 存在的磁齿轮效应。 P_2 及以上高次谐波在整个开口区间的值较小,因此可知忽略高次比磁导对磁动势的调制作用。

根据表 1 尺寸参数和图 1 结构建立 FPGM 和 FSCW-PMSM 有限元模型。在 FPGM 绕组开路状态下得到图 5(a) 所示仅由永磁体产生的空载气隙磁密波形。对空载气隙磁密傅里叶分解得到各次气隙磁密谐波幅值如图 5(b) 所示,气隙磁密 4 次谐波和 32 次谐波分别为 0.1 T 与 0.7 T,极数分别对应于 1.2 节所讨论的 36 槽 8 极绕组的基波与齿谐波。由电机绕组理论可知,气隙磁密 4 次谐波和 32 次谐波将共同作用,对电机空载反电动势进行贡献。

图 6 所示为 FPGM 和 FSCW-PMSM 以 300 r/min 旋转产生的空载电动势。

由图 6 可知 FPGM 和 FSCW-PMSM 空载反电动势 E_0 有效值分别为 190 V 和 134.6 V。其中 FPGM 的谐波畸变率为 1.86%。FSCW-PMSM 谐波畸变率为 8.43%,从波形上来看具有平顶波的

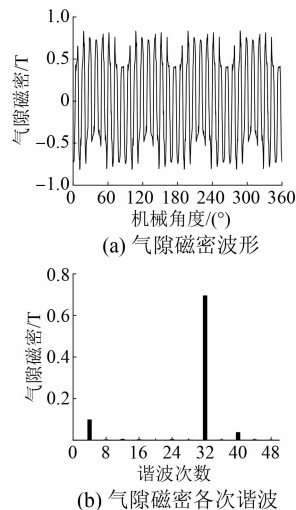


图 5 FPGM 空载气隙磁密

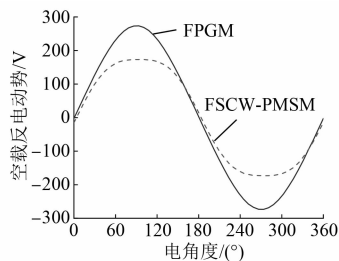


图 6 空载反电动势

特性,在实际中多作为无刷直流电机使用。因此, FPGM 除了能感应产生更高的空载电动势外,其电动势正弦性也更好。

2.3 负载分析

在 FPGM 和 FSCW-PMSM 有限元模型的电机绕组中通入有效值为 2 A 的正弦交流电,在 d 轴电枢电流 $i_d=0$ 控制方式下验证 FPGM 产生电磁转矩的能力。图 7 为该负载运行方式下的 FPGM 和 FSCW-PMSM 磁密云图,图 8 和图 9 分别为 FPGM 和 FSCW-PMSM 在旋转 360°电角度时产生的电磁转矩和绕组同步电感。

由图 7 可知,在 q 轴电枢电流 i_q 为 2.83 A

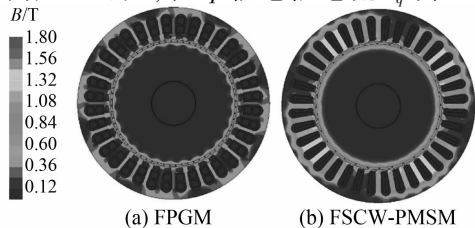


图 7 负载运行时的磁密云图

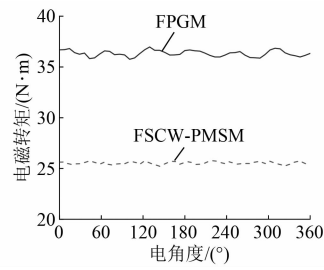


图8 电磁转矩

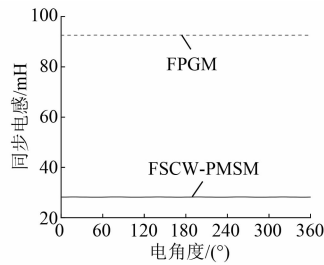


图9 电感特性

时,FPGM 和 FSCW-PMSM 定子齿部与定子轭部磁密均低于 1.5 T,意味着两者磁路未至饱和,因此电机 d 轴磁路与 q 轴磁路相等,此时 d 轴电感与 q 轴电感相等,均为同步电感 L_s 。其中图 7(b)中齿部磁密明显高于图 7(a),这是因为 FSCW-PMSM 的永磁体产生的磁密较高。

由图 8 可知,FPGM 和 FSCW-PMSM 的平均电磁转矩分别为 36.2 N·m 和 25.5 N·m,得益于式(2)所述的磁齿轮磁场倍增效应,相对于 FSCW-PMSM,FPGM 对于电磁转矩的提升约为 42%;FPGM 和 FSCW-PMSM 的转矩脉动分别为 3.33%和 2.19%。由此印证了在输入电流与电机尺寸一定时 FPGM 输出大转矩的能力。

在图 9 中,由于存在较大的电枢反应电感,所计算的 FPGM 同步电感远大于 FSCW-PMSM,分别为 92.5 mH 和 28.5 mH,因此 FPGM 需要较高无功功率以产生电枢反应磁场。由永磁电动机的矢量分析可知,当忽略电枢电阻时,永磁电机的功率因数可表示为

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{i_q L_s}{\psi_0}\right)^2}} \tag{4}$$

式中: ψ_0 为空载磁链幅值,在稳态时, $E_0 = \omega\psi_0$ 。

由式(4)计算可得 FPGM 和 FSCW-PMSM 的

功率因数分别为 0.74 和 0.99,因此 FPGM 输出大转矩的能力要以功率因数为代价。

表 2 为综合有限元分析结果得到的 FPGM 与 FSCW-PMSM 的关键性能参数比较。FPGM 采用分布绕组,耗铜量较高,电枢电阻为 3.6 Ω ,FSCW-PMSM 电枢电阻为 2.12 Ω ,因此 FPGM 具有较高铜耗。结合图 7 可知,FSCW-PMSM 定子齿部磁密高于 FPGM,因此前者存在更高的铁耗。综合可得在输入 2 A、转速 300 r/min 的运行条件下,FPGM 输出功率 1 137 W,效率为 93.9%,高于 FSCW-PMSM。

表 2 性能参数比较

参数名称	FPGM	FSCW-PMSM
输入电流/A	2	2
转速/(r·min ⁻¹)	300	300
铜耗/W	43.2	25.5
铁耗/W	29.8	39.8
输出功率/W	1 137	800
效率/%	93.9	92.5
功率因数	0.74	0.99

图 10 所示为 $i_d = 0$ 控制下 FPGM 和 FSCW-PMSM 输入不同电流时所得到的平均电磁转矩。其中 FPGM 在不同输入电流时电磁转矩始终高于 FSCW-PMSM,但随着磁饱和的影响,两者差距也在逐渐减小。FPGM 比 FSCW-PMSM 率先达到磁饱和是因为 FPGM 齿部更狭窄,定子固有的尺寸下容纳调磁块需作出让步。

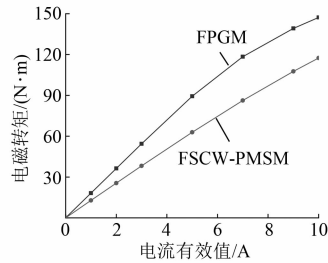


图10 负载特性

图 11 所示为 FPGM 和 FSCW-PMSM 在输入 2 A 电流时,平均电磁转矩随永磁体厚度改变的规律。FSCW-PMSM 电磁转矩随永磁体厚度增加而增加,电磁气隙的增加导致漏磁增加,电磁转矩呈现逐渐达到饱和的趋势。FPGM 则随永磁体厚

度增加呈现先增加后减小的规律,该变化趋势反映的是不同气隙磁场谐波所对应的磁导率的变化特性,在永磁体厚度为 2 mm 时,FPGM 电磁转矩达到最大。由此可知,永磁体厚度的设计对 FPGM 性能有很大影响,是 FPGM 以低电流输入和少永磁体用量达到大转矩输出的关键。

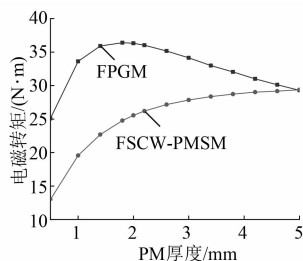


图 11 永磁体参数特性

3 试验分析

为验证有限元模型的正确性和 FPGM 的空载特性,制作图 12 所示的 FPGM 样机模型,其中包括定子冲片、转子和定子的照片。

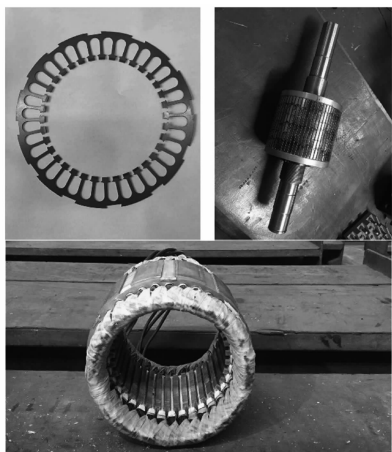


图 12 FPGM 样机模型

搭建图 13 所示的样机空载试验平台。在图 13 中由通入变频电源的同步电机拖动 FPGM 试验样机旋转,由示波器测量样机 AX 和 CZ 两端的

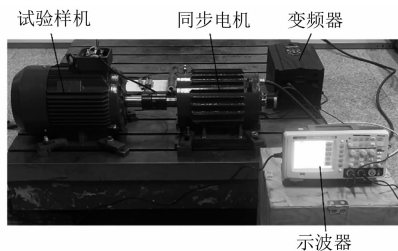


图 13 样机空载试验平台

空载相电压。

图 14 所示为试验样机在不同转速下产生的 A 相电动势有效值。受试验样机制造工艺以及同步电机转速波动的影响,试验测量的空载电动势有效值低于有限元计算值,且误差在 150 r/min 以上时明显增加,当转速为 200 r/min 时,两条曲线的误差达到最大,约为 8%。

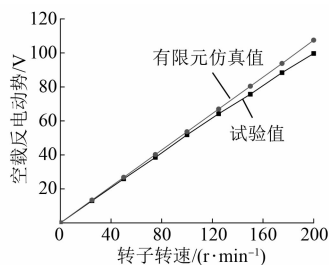


图 14 转子转速

样机空载试验结果与有限元模型分析结果基本一致,验证了所建有限元模型的准确性以及 FPGM 模型方案的可行性。

4 结 语

实现低速大转矩,进一步提高转矩密度是永磁电机将来的发展趋势,本文通过对 FPGM 和 FSCW-PMSM 比较得到以下结论:

(1) FPGM 和 FSCW-PMSM 的本质区别在于所装配 p_r 与电枢绕组极对数的关系,对于 FPGM, p_r 需与电枢绕组谐波极对数相等,对于 FSCW-PMSM, p_r 需与电枢绕组基波极对数相等。

(2) 在相同电流输入与尺寸的条件下,FPGM 电磁转矩明显高于 FSCW-PMSM,但由于电枢反应的影响,FPGM 功率因数较低,需要较大容量电源的驱动。

(3) 永磁体厚度对 FPGM 性能影响很大,选择合适的永磁体厚度是设计 FPGM 的关键。

(4) 样机试验结果与有限元仿真结果基本一致,验证了所建有限元模型的准确性以及 FPGM 模型方案的可行性。

【参考文献】

- [1] 鲍晓华,刘佳伟,孙跃,等. 低速大转矩永磁直驱电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报,2019,34(6): 1148.

- [2] 陈栋,王敏,易靓,等. 磁齿轮复合永磁电机综述[J]. 电机与控制应用,2015,42(3): 1.
- [3] ZHU Z Q, LIU Y. Analysis of air-gap field modulation and magnetic gearing effect in fractional-slot concentrated-winding permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(5): 3688.
- [4] KIM B, LIPO T A. Operation and design principles of a PM vernier motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2014,50(6): 3656.
- [5] WANG Q, NIU S, YANG S. Design optimization and comparative study of novel magnetic-gear permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2017,53(6): 8104204.
- [6] ZHOU K, GE Y, YANG J. Analysis and experimental verification of a novel field modulated permanent magnet gear machine [J]. IET Electric Power Applications,2020,14(7): 1134.
- [7] WEN H, CHENG M, JIANG Y, et al. Analysis of airgap field modulation principle of flux guides [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2020,56(5): 4758.
- [8] ZOU T, LI D, CHEN C, et al. A multiple working harmonic PM vernier machine with enhanced flux-modulation effect [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2018,54(11): 8109605.
- [9] WU Z, ZHU Z Q, ZHAN H. Comparative analysis of partitioned stator flux reversal PM machine and magnetically geared machine operating in stator-PM and rotor-PM modes [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2017,32(3): 903.
- [10] ALLAHYARI A, TORKAMAN H. A novel high-performance consequent pole dual rotor permanent magnet vernier machine [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2020,35(3): 1238.
- [11] 程明,文宏辉,花为,等. 电机气隙磁场调制统一理论及其典型应用[J]. 中国电机工程学报,DOI:10.13334/j. 0258-8013. psee. 211703.
- [12] 陈磊,高宏伟,柴凤,等. 小型无刷直流电动机振动与噪声的研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(24): 148.
- [13] LI H, ZHU Z Q, LIU Y. Optimal number of flux modulation pole in vernier permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2019,55(6): 5747.
- [14] CHENG M, WEN H, HAN P, et al. Analysis of airgap field modulation principle of simple salient poles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2019,66(4): 2628.

(上接第 33 页)

- [3] 陈志翔,高钦和,谭立龙,等. 永磁直线同步电机伺服系统鲁棒反步控制器设计[J]. 电机与控制应用,2017,44(11): 32.
- [4] 林立,易斯卿,王翔,等. 内置式永磁同步电机自适应反步控制研究[J]. 电子制作,2020(15): 62.
- [5] 吴晶,朱孝勇,左月飞,等. 大粘滞摩擦因数的永磁伺服系统自适应反步控制[J]. 电机与控制应用,2017,44(12): 30.
- [6] 杨启涯,庄海,张颖杰. 永磁同步电机积分反步自适应控制[J]. 电机与控制应用,2018,45(8): 15.
- [7] 陈志翔,高钦和,谭立龙,等. 永磁直线同步电机伺服系统鲁棒反步控制器设计[J]. 电机与控制应用,2017,44(11): 32.
- [8] 孟祥恩. 永磁同步电机的自适应反步和滑模自抗扰控制的实验研究[D]. 青岛: 青岛大学,2019.
- [9] XUE W, ZHANG M, WANG R. Synchronization of fractional-order PMSM chaotic model based on backstepping control method [C] // 2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC 2017),2017.
- [10] 汪全伍. 两相混合式步进电机高性能闭环驱动系统研究[D]. 杭州: 浙江理工大学,2017.
- [11] 王世剑,孙红江,王佳伟,等. 含齿隙转台伺服系统的 RBF 神经网络反步控制[J]. 现代制造工程,2021(5): 39.
- [12] 刘金琨. RBF 神经网络自适应控制及 MATLAB 仿真[M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社,2019.