

永磁同步电机转子分段斜极的分析研究

彭 俊, 符敏利, 陈致初, 何思源

(株洲南车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 转子分段斜极能有效削弱齿谐波, 改善永磁电机齿槽转矩和转矩波动。文章提出了转子分段斜极最佳斜极角度的计算方法; 基于有限元分析, 对一台样机在不同斜极分段数时的空载反电势、齿槽转矩及负载转矩进行了计算比较, 得出了转子分段数的选择原则。试验结果验证了结论的正确性。

关键词: 永磁同步电机; 转子分段斜极; 有限元分析

中图分类号: TM341

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2012)01-0050-04

Study on Step Skewing of Rotor for Permanent Magnet Synchronous Motor

PENG Jun, FU Min-li, CHEN Zhi-chu, HE Si-yuan

(Zhuzhou CSR Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Step skewing of rotor magnets is an efficient method for reducing harmonics and minimizing cogging torque and torque ripple of PMSM. It presents a calculation method of best step skewing angle. Based on finite element analysis, no-load EMF, cogging torque and load torque of a prototype motor with different step numbers are calculated and compared, the principle of choosing step numbers is then obtained. Experimental results verify the correctness of the conclusion.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); step skewing of rotor; FEA(finite element analysis)

0 引言

永磁同步电机具有结构简单、体积小、质量轻和高效节能等优点, 在工业及民用方面得到了广泛应用^[1]。随着新型永磁材料的出现, 永磁同步电机具有向大功率和高速化方向发展的趋势, 并且在传动系统中的应用也越来越广泛^[2]。

在大功率永磁同步电机的设计中, 定子绕组常采用成型绕组, 定子冲片采用矩形开口槽。因槽口宽度大, 气隙磁导不均匀, 会产生较强的齿槽效应, 在电机运行中伴有较大的齿谐波电势、齿槽转矩以及转矩波动^[3]。国内外学者就此问题进行了研究, 文献[4]总结了多种能有效削弱无刷直流电动机齿槽转矩的方法, 其中包括分段斜极; 文献[5]利用3D有限元工具优化了转

子段之间的斜极角, 并提出了利用2D有限元法逐段分析电机转矩的思路和分析方法。为了削弱齿槽效应, 通常采用定子斜槽或转子斜极的方法, 但成型绕组定子斜槽的工艺复杂, 故本文采用转子斜极的方法。

1 斜极实现方法

转子斜极大体分为连续斜极和分段斜极两大类(图1)^[6]。采用分段斜极的效果与斜极角度、分段数有关。采用连续斜极, 效果最为理想, 但由于永磁体形状特殊或嵌装难度高(内置式磁路结构), 工艺操作困难;

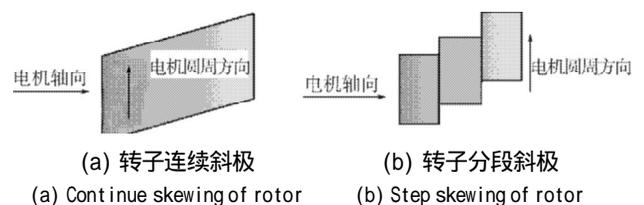


图1 转子斜极的两种方法

Fig.1 Two methods of rotor skewing

收稿日期: 2011-08-24

作者简介: 彭俊(1985-), 男, 工程师, 主要从事永磁电机研发工作。

而采用分段斜极,工艺相对简单,所以本文采用分段斜极。

2 斜极角度

在整数槽电机中,一阶齿谐波电势的次数为 $\left(\frac{Z}{p} \pm 1\right)$ (其中 Z 为定子槽数, p 为极对数),齿槽转矩的次数为 $\frac{Z}{p}$ ^[7]。为了最大程度地削弱齿谐波电势和齿槽转矩,必须使转子所有分段对应的 $\frac{Z}{p}$ 次谐波的矢量和为零。

当转子斜极分 n 段时,每一段对应一个 $\frac{Z}{p}$ 次的矢量, n 段可视为 n 个矢量叠加合成。若此 n 个矢量在其 360° 电角度范围内均匀分布,则可使其矢量和为 0 (图 2)。图中,1、2、3、4、5……表示相应段对应的矢量。

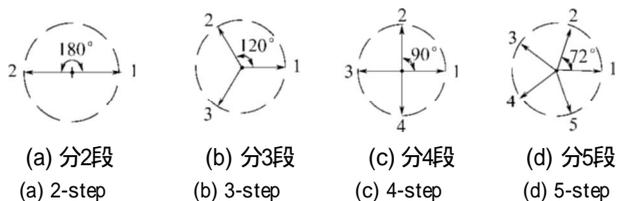


图 2 $\frac{Z}{p}$ 次谐波矢量分布图

Fig. 2 Vector maps of $\frac{Z}{p}$ order harmonic

$\frac{Z}{p}$ 次谐波在一个定子齿距内的电角度为 360° 。若 n 段转子在一个定子齿距内均匀分布,即可使 n 个矢量在其 360° 电角度范围内均匀分布,从而最大程度地削弱了齿谐波电势和齿槽转矩。

由图 2 可知,转子分 n 段时,相邻两矢量的相位差为 $\frac{360^\circ}{n}$,对应于转子相邻两段之间,错开的位移为 $\frac{1}{n}$ 个齿距;相对于第 1 段,第 n 段错开的位移为 $\frac{1}{n} \times (n-1) = \frac{n-1}{n}$ 个齿距。最佳斜极角度 θ 与分段数 n 间关系如下:

$$\theta = \frac{n-1}{n} \times \theta_r \quad (1)$$

式中: θ_r —— 齿距角度。

3 分段数

就理论而言,分段数越多,斜极的效果就越好;然而,增加分段数,必然会加大工艺生产的复杂程度,降低电机的可靠性。所以,必须选择一个合适的分段数,使电机在满足性能要求的同时,具有较好的工艺

操作性。

齿槽效应削弱程度可通过空载反电势的谐波畸变率、齿槽转矩和转矩波动值的大小而体现。为了比较在不同分段数时电机齿槽效应的削弱程度,本文以一台 48 槽 8 极样机为例,分别对其在分 2、3、4 段时的空载反电势、齿槽转矩、负载转矩曲线进行了有限元分析,通过结果比较,对分段数进行了确定。

3.1 不同分段数的有限元分析

采用式 (1) 对不同分段数下的斜极角度进行计算,并就空载和负载 2 种工况下的斜极效果进行了有限元分析。

3.1.1 空载工况

采用 ANSYS 软件进行 2D 电磁场分析,样机的空载磁力线分布如图 3 所示。

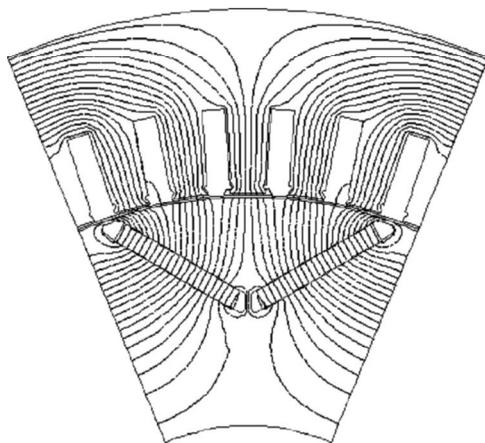


图 3 空载磁力线

Fig.3 No-load flux

电机空载时,斜极效果有限元分析涉及空载反电势和齿槽转矩。通过计算,得出不同分段数时的空载反电势曲线(图 4 ~ 图 7)和齿槽转矩曲线(图 8 ~ 图 11),将各分段数时对应的曲线叠加,得到采用分段斜极后的空载反电势和齿槽转矩曲线。

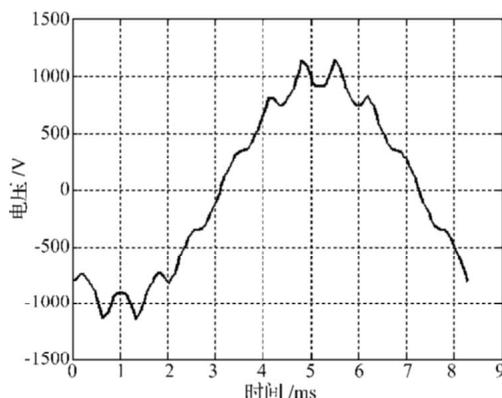


图 4 不分段时的空载反电势

Fig.4 No-load EMF of PMSM with no-step skewed rotor

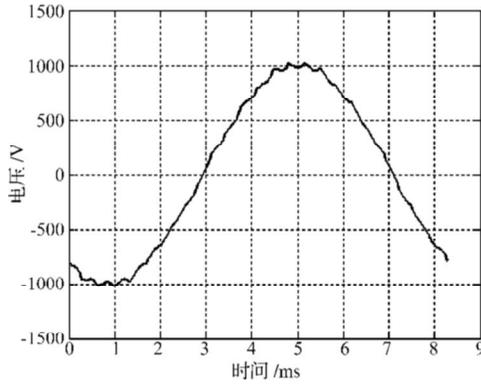


图5 分2段时的空载反电势

Fig.5 No-load EMF of PMSM with 2- step skewed rotor

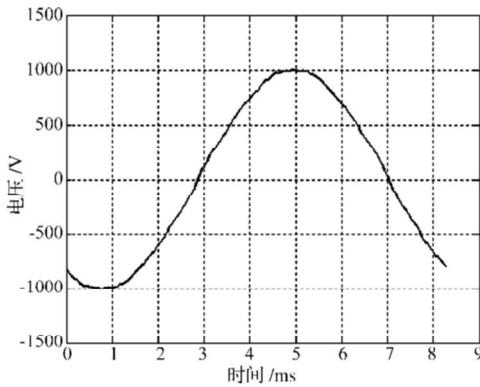


图6 分3段时的空载反电势

Fig.6 No-load EMF of PMSM with 3- step skewed rotor

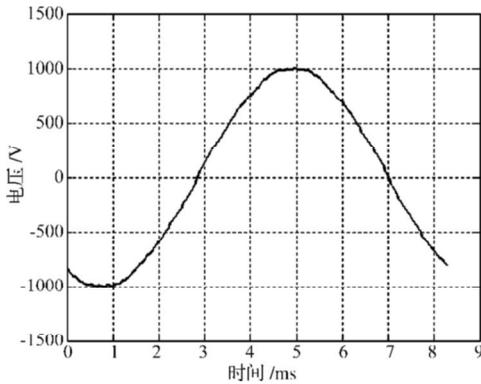


图7 分4段时的空载反电势

Fig.7 No-load EMF of PMSM with 4- step skewed rotor

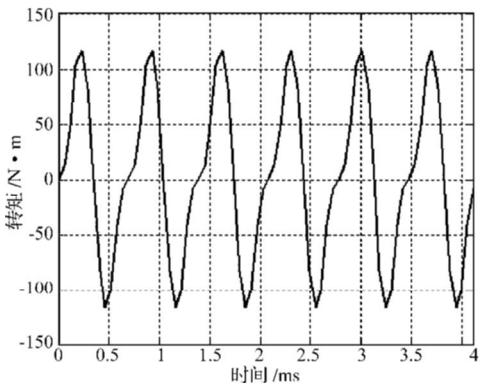


图8 不分段时的齿槽转矩

Fig.8 Cogging torque of PMSM with no-step skewed rotor

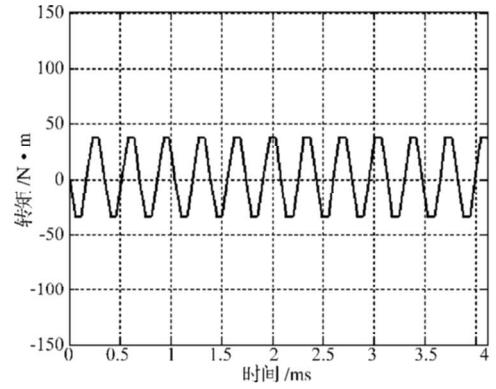


图9 分2段时的齿槽转矩

Fig.9 Cogging torque of PMSM with 2- step skewed rotor

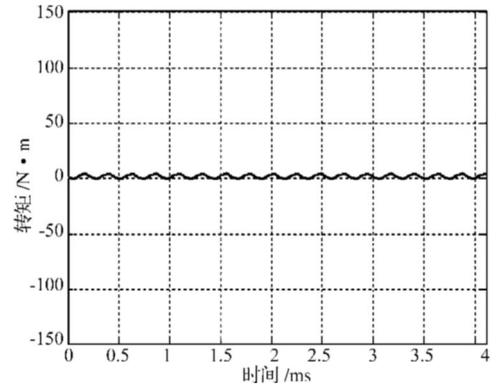


图10 分3段时的齿槽转矩

Fig.10 Cogging torque of PMSM with 3- step skewed rotor

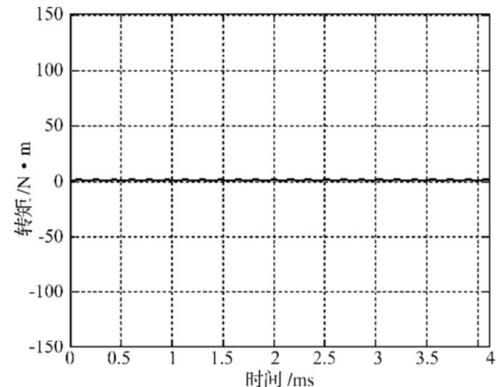


图11 分4段时的齿槽转矩

Fig.11 Cogging torque of PMSM with 4- step skewed rotor

3.1.2 负载工况

电机负载时,斜极效果的有限元分析主要针对转矩曲线,通过计算得出各分段数时的转矩曲线(图12~图15)并叠加,得出采用分段斜极后的转矩曲线。

3.2 分段数的选择原则

从空载反电势的谐波畸变率、齿槽转矩和转矩波动值的大小,可以看出齿槽效应削弱的程度。本文对图4~图7中的空载反电势曲线进行了谐波分析,其对应谐波畸变率如表1所示;对图8~图11中齿槽转矩曲线进行计算,其对应的齿槽转矩量如表2所示;利用图12~图15,计算其转矩波动量,结果如表3所示。

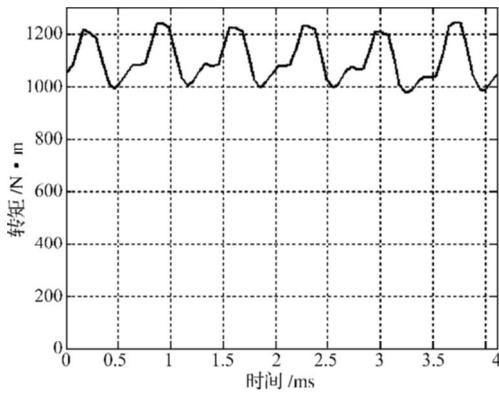


图 12 不分段时的转矩

Fig.12 Load torque of PMSM with no-step skewed rotor

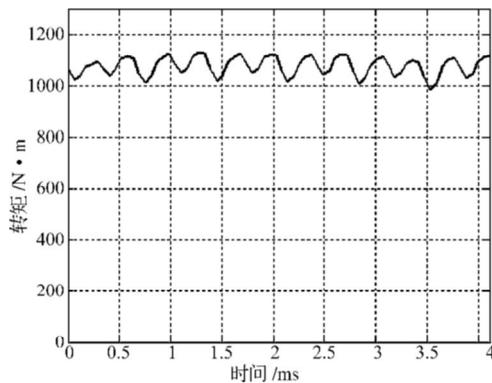


图 13 分 2 段时的转矩

Fig.13 Load torque of PMSM with 2- step skewed rotor

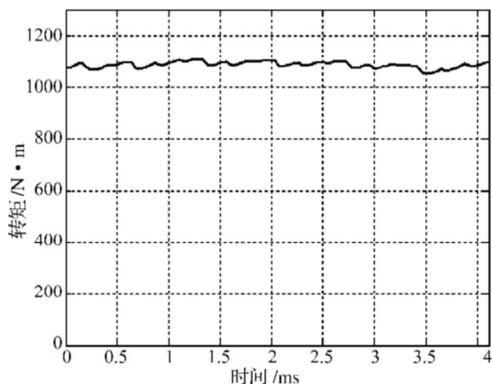


图 14 分 3 段时的转矩

Fig.14 Load torque of PMSM with 3- step skewed rotor

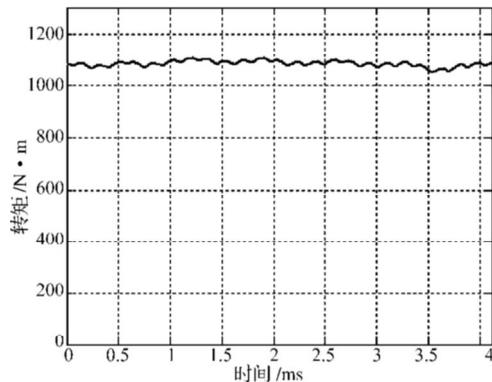


图 15 分 4 段时的转矩

Fig.15 Load torque of PMSM with 4- step skewed rotor

表 1 空载反电势谐波畸变率

Tab.1 THD of no-load EMF

分段数	1 (不分段)	2	3	4
谐波畸变率 / %	9.72	2.43	1.38	1.31

表 2 齿槽转矩

Tab.2 Cogging torque

分段数	1 (不分段)	2	3	4
齿槽转矩 / N·m	116	37	4	1.5

表 3 转矩波动

Tab.3 Torque ripple

分段数	1 (不分段)	2	3	4
转矩波动 / %	24	13.3	5.2	5.1

由表 1~表 3 可知:采用分段斜极,较好地削弱了齿槽效应,且分段数越多,削弱效果越明显;分段数达到一定数量时,其空载反电势谐波畸变率、齿槽转矩及转矩波动量均能满足性能要求。因此,在满足电机齿槽效应性能指标的前提下,转子分段数的选择原则是取较小的分段数。

4 样机试验

根据前述最佳斜极角度计算以及分段数的选择原则,本文样机转子选取分 2 段斜极。对转子不分段和分 2 段斜极的样机进行试验,其结果如下:

(1)电机齿槽转矩:不分段样机,齿槽转矩理论值为 116 N·m,测量值为 110 N·m;分 2 段斜极样机,齿槽转矩理论值为 37 N·m,测量值为 40 N·m。

(2)反电势谐波:电机转速为 500 r/min 时,不分段样机,电机反电势谐波畸变率理论值为 9.72%,测量值为 9.8%;分 2 段斜极样机,其电机齿槽转矩理论值为 2.43%,测量值为 2.8%。

由试验结果可知,分 2 段斜极后,电机齿槽转矩和反电势谐波的削弱效果明显。

5 结语

针对永磁同步电机定子槽开口引起的齿谐波电势、齿槽转矩和转矩波动问题,可采用转子分段斜极的方法进行削弱改善。本文采用矢量图对最佳斜极角度进行了分析推导;对不同分段数下齿槽转矩的削弱程度进行分析比较,确定了样机的分段数,并提出了分段数的选择原则,对削弱齿槽效应,提高永磁同步电机的性能具有较好的指导作用。

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,1997.

可以看出,SM和SG稳态电压、电流和功率都很平稳,电动机功率 P_M 为2.26 MW,被试发电机功率 P_G 为2.11 MW。

直流母线的功率近似等于电动机与发电机的功率差:

$$P_M - P_G = 2.26 - 2.11 = 0.15 \text{ MW}$$

3.2 1.65 MW 半直驱电机无速度传感器试验

电机主要额定参数为:电压 $U_n = 690 \text{ V}$;频率 $f_n = 40 \text{ Hz}$;电流 $I_n = 1480 \text{ A}$;功率因数0.90;功率1.65 MW。

图12和图13分别是电动机和发电机的稳态电压、电流波形(电动机的功率显示为负,这是因为测量装置都是以发电机的接线形式)。

可以看出,SM和SG稳态电压、电流和功率都很平稳,电动机功率 P_M 为1.76 MW,发电机功率 P_G 为1.64 MW。

直流母线的功率近似等于电动机与发电机的功率差:

$$P_M - P_G = 1.76 - 1.64 = 0.12 \text{ MW}$$

试验验证,基于MRAS的无速度传感器矢量控制系统具有很好的稳态性能,试验结果也满足了用户需求。

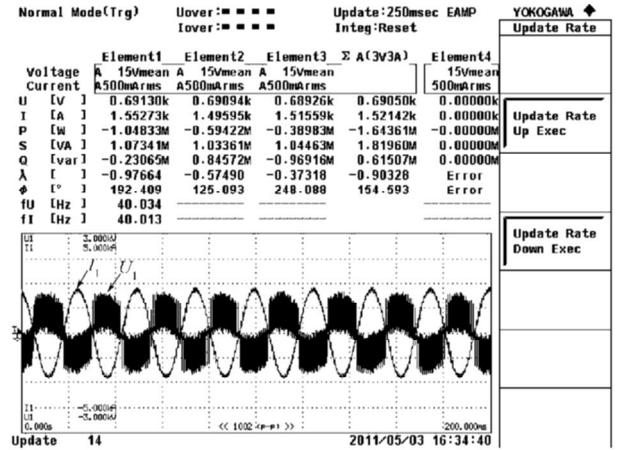


图13 发电机稳态电压、电流波形
Fig.13 Waveforms of SG's steady voltage and current

4 结语

本文提出了基于矢量控制的永磁电机直流母线互馈试验方法,采用MRAS速度估计方法对系统进行了仿真和试验。结果证明,该控制系统具有较好的动态和稳态性能,能满足兆瓦级永磁发电机型式试验的需要,具有较大的工程化应用推广意义。为完善全速度控制范围的动态性能,还需要对更多的控制方法和控制参数进行深入优化研究。

参考文献:

- [1] 葛宝明,蒋静坪. 永磁同步电动机传动系统的算法模型控制[J]. 中国电机工程学报,1999,19(10): 27-31.
- [2] 李哲峰,孙大南,闫建华. 基于矢量控制的交流传动互馈系统[J]. 电力电子技术,2009,43(6): 28-30.
- [3] 胡书举,王剑飞,赵栋利,等. 无速度传感器控制永磁直驱风电变流器的研制[J]. 电机与控制学报,2009,13(1): 67-72.
- [4] 秦峰. 基于电力电子系统集成概念的PMSM无传感器控制研究[D]. 杭州:浙江大学,2006.

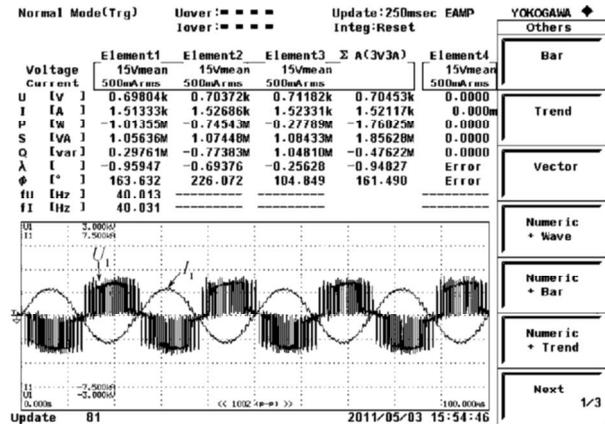


图12 电动机稳态电压、电流波形

Fig.12 Waveforms of SM's steady voltage and current

(上接第53页)

- [2] 郭晓燕,张黎. 永磁同步电机在铁道牵引领域中的应用[J]. 铁道机车车辆,2005(10): 61-65.
- [3] 应红亮,黄苏融. 转子分段斜极在永磁同步电动机中的应用分析[J]. 微特电机,2009(7): 10-13.
- [4] Islam M S, Mir S, Sebastian T. Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent magnet brushless DC motor[J]. IEEE

- Transactions on Industry Applications, 2004, 40(3): 813-820.
- [5] Eastham J F, Ionel D M, Balchin M J, et al. Finite element analysis of an interior-magnet brushless DC machine, with a step-skewed rotor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1997, 33(2): 2117-2119.
- [6] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [7] 许安章. 电机学[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995.