

基于磁极参数的表贴式永磁同步电机 齿槽转矩研究*

洪涛, 鲍晓华, 刘佳伟, 李仕豪

(合肥工业大学 电气工程与自动化学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: 齿槽转矩是永磁电机的重要问题之一, 削弱齿槽转矩可以减少转矩脉动、降低电磁噪声、提高电机运行稳定性。基于磁极参数对表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 的齿槽转矩进行了研究, 基于能量法和傅里叶分解推导了不同永磁体模型下的齿槽转矩公式。研究发现, 磁极参数的改变影响永磁体剩磁在气隙中分布和气隙相对磁导率的大小, 进而改变齿槽转矩的大小。然后结合有限元方法对不同永磁体模型下的电机齿槽转矩进行了仿真分析, 发现削极结构和组合磁极对齿槽转矩削弱明显, 并通过有限元方法优化了这 2 种结构的磁极参数, 最后分析对电机其他性能的影响。研究表明, 合理地选择永磁体参数可以在确保电机性能的同时显著降低齿槽转矩。

关键词: 表贴式永磁同步电机; 齿槽转矩; 理论分析; 磁极参数

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)01-0053-08

doi: 10.12177/emca.2020.174

Research on Cogging Torque of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Magnetic Pole Parameters*

HONG Tao, BAO Xiaohua, LIU Jiwei, LI Shihao

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Cogging torque is one of the important problems of permanent magnet motors. Weakening the cogging torque can reduce torque ripple, reduce electromagnetic noise, and improve motor stability. The cogging torque of the surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) is studied based on magnetic pole parameters. Based on the energy method and Fourier decomposition, the cogging torque formulas under different permanent magnet models are derived. It is found that the change of magnetic pole parameters affects the permanent magnet remanence distribution in the air gap and the relative permeability of the air gap, thereby changing the cogging torque. Then combined with the finite element method, the cogging torque of different permanent magnet models is simulated and analyzed. It is found that the pole-cut structure and combined magnetic poles significantly weaken the cogging torque. The magnetic pole parameters of these two structures are optimized by the finite element method. The influence of magnetic pole parameters on other performances of the motor is analyzed. The result shows that reasonable selection of permanent magnet parameters can significantly reduce cogging torque while ensuring motor performance.

Key words: surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM); cogging torque; theoretical analysis; magnetic pole parameters

收稿日期: 2020-09-23; 收到修改稿日期: 2020-11-04

基金项目: 国家自然科学基金项目(51977055); 安徽省科技重大专项项目(18030901036, 201903a05020042)

作者简介: 洪涛(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机设计理论和技术。

鲍晓华(1972—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机设计理论和技术、电机电磁场理论分析及计算、大型电机及高速电机的可靠性技术。(通信作者)

0 引言

表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 具有结构简单、效率高、转矩电流比高、功率因数高等优点, 因此在现代工业领域已得到越来越广泛的应用。永磁体和开槽电枢铁心之间的相互作用不可避免地导致齿槽转矩^[1], 从而导致转矩波动、振动和噪声, 并影响系统的控制精度和运行稳定性。齿槽转矩是永磁电机的特殊问题之一, 也是设计和制造高性能永磁电机时必须考虑并解决的关键问题。

对于 SPMSM, 气隙磁密接近矩形波, 含有大量谐波分量, 文献[2-3]通过改变永磁体的磁极参数优化气隙磁密波形来抑制齿槽转矩。文献[4]利用遗传算法 (GA) 优化永磁电机的形状以实现齿槽转矩最小化, 并通过数值试验验证了该方法的有效性。文献[5]使用具有离散偏斜角的表面安装永磁体并基于 GA 优化程序来削弱齿槽转矩。文献[6-8]提出了极宽调制和极幅调制相结合的方法, 采用宽度一致的分块永磁体和不同剩磁强度材料组合的方法, 削弱了气隙磁密中的谐波。相似地, 采用不同永磁材料相同永磁体厚度的组合磁极也可以减小气隙磁密中的谐波含量, Shen 等^[9-10]对此方法进行了大量的研究。通过改变永磁体形状等方法^[11-13]来削弱齿槽转矩已获得了不错的成果, 例如文献[14]对永磁体削极处理下的边缘厚度进行了分析和优化。文献[15]引入磁极加长系数改变极弧系数的分配比来削弱齿槽转矩。文献[16]采用不等厚分段式永磁体代替传统永磁体来削弱齿槽转矩并达到了预期效果。但是, 这些结论大部分是通过模拟获得的, 很少是通过分析和理论推导得出的。此外, 这些文章大多数仅对单一结构进行参数分析, 而没有比较多种结构对齿槽转矩的影响。

本文基于能量法和傅里叶分解, 首先给出 SPMSM 齿槽转矩的解析分析方法, 然后推导了不同永磁体模型下齿槽转矩公式, 给出了相应的能有效削弱齿槽转矩的参数确定方法。以 50 kW、8 极和 11 kW、16 极 2 台 SPMSM 为样机, 利用有限元方法验证上述方法的有效性, 最后对削极与组合磁极的磁极参数进行优化, 并分析对电机性能的影响。

1 齿槽转矩的解析分析方法与磁极模型分析

1.1 齿槽转矩产生机理

齿槽转矩是当永磁电机的绕组不励磁时, 由永磁体和铁心之间的相互作用产生的转矩。基于能量法, 齿槽转矩可以表示为^[17]

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = -\frac{\partial W}{\partial \alpha} \quad (1)$$

式中: W 为不带电的电机磁场能量; α 为定转子相对位置角。

存储在铁中的能量较小可以忽略不计, 因此存储在电机中的磁场能量约等于存储在电机的气隙和永磁体中的磁场能量之和:

$$W \approx W_{\text{gap}} + W_{\text{PM}} = \frac{1}{2\mu_0} \int V B_r^2(\theta) \left(\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \sigma(\theta, \alpha)} \right)^2 dV \quad (2)$$

式中: $h_m(\theta)$ 、 $\sigma(\theta, \alpha)$ 、 $B_r(\theta)$ 分别为永磁体的磁化方向长度、气隙的有效长度、永磁体沿周向剩磁的分布。

对于永磁体和槽均匀分布的 SPMSM 而言, 通常可以通过傅里叶级数来扩展 $B_r^2(\theta)$ 和气隙相对磁导率的平方。对于通用永磁体模型, B_m 和 G_n 的公式如下:

$$B_r^2(\theta) = B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_m \cos 2np\theta \quad (3)$$

$$B_{r0} = \alpha_p B_r^2 \quad (4)$$

$$B_m = \frac{2}{n\pi} B_r^2 \sin n\alpha_p \pi \quad (5)$$

$$\left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \sigma(\theta, \alpha)} \right]^2 = G_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_n \cos nz(\theta + \alpha) \quad (6)$$

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \sigma} \right)^2 \sin \left(n\pi - \frac{nz\alpha}{2} \right) \quad (7)$$

式中: B_r 为永磁体的剩磁; B_m 为 $B_r^2(\theta)$ 的 n 次傅里叶展开系数; p 为极对数; α_p 为极弧系数; G_n 为气隙相对磁导率平方的 n 次傅里叶展开系数。

则齿槽转矩可以表示为^[17-18]

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r2p} \sin(nz\alpha) \quad (8)$$

式中: z 为定子槽数; L_a 为电枢铁心的轴向长度; μ_0 是真空的磁导率; R_1 为定子的内半径; R_2 为转子的外半径; n 是使 $nz/(2p)$ 为整数的整数。

1.2 磁极模型分析

由式(8)可以看出, 削弱齿槽转矩可以通过改变 G_n 和 B_m 的幅值, 这是对齿槽转矩起主要影响的。由式(2)~式(8)可以看出, 齿槽转矩与气隙磁密沿着电枢表面的分布有关。永磁体的参数变化会直接影响气隙磁密在电枢表面的分布。式(3)~式(7)适用于普通磁极结构, 如图 1(a) 所示。对于不同的永磁体模型, 气隙磁密分布不同会导致齿槽转矩中 G_n 和 B_m 的解析式不同。因此, 本文基于永磁体磁极参数对 SPMSM 的齿槽转矩进行研究, 建立不同的磁极模型并进行解析推导。

图 1 为各磁极模型的示意图。其中, 图 1(a) 为普通磁极, 永磁体采用径向充磁方式。图 1(b) 为环形磁极, 环形磁极采用正弦或者余弦充磁方式。由于函数充磁的复杂性和加工工艺的限制, 采用多块极弧系数和厚度均相等、剩磁大小按照正弦调制的分块永磁体代替整体的永磁体, 如图 1(c) 所示。图 1(d) 为组合磁极, 将原始的单一永磁体材料更改为多种材料的组合, 中间部分为主磁极, 两端为辅助磁极。图 1(e) 为不等厚磁极。图 1(f) 为削极结构的永磁体, 为了方便解析分析可以等效成模型图 1(g)。

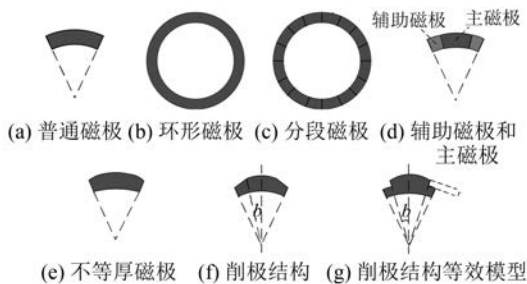


图 1 磁极模型

磁极模型分类的流程图如图 2 所示。本文通过极弧系数对 SPMSM 进行分类, 对于极弧系数为 1 的永磁体采用正弦充磁来调制气隙磁密波形从而达到削弱齿槽转矩的效果, 由于工艺限制往往采用分段充磁的方式来代替正弦充磁。对于常见的极弧系数小于 1 的磁极结构, 也可以采用正弦充磁的方式达到削弱效果, 但工

艺复杂、应用范围有限, 因此现代工业大多采用组合磁极和削极结构来达到削弱齿槽转矩的效果。

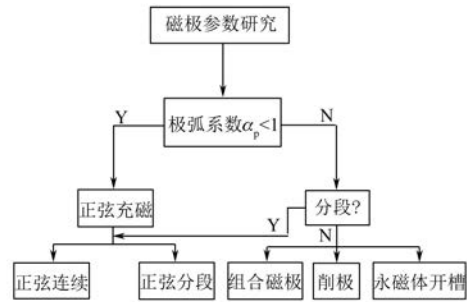


图 2 磁极模型分类

1.3 解析分析

对于图 1(b) 所示的环形永磁体, 采用余弦充磁, 如图 3 所示。此时 $\alpha_p = 1$, $B_r(\theta)$ 的分布可表示为

$$B_r(\theta) = B_r \cos(p\theta) \quad (9)$$

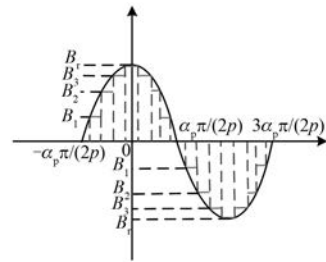


图 3 环形和分段式永磁体 $B_r(\theta)$ 的分布

该模型下, 仅 $B_r(\theta)$ 的分布发生了变化, 因此 G_n 的表达式不变, B_m 发生变化, 可表示为

$$B_r^2(\theta) = \frac{1}{2} B_r^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} B_r^2 \sin n\pi \cos 2np\theta + \frac{1}{2} B_r^2 \cos(2p\theta) \quad (10)$$

图 1(c) 采用分段式永磁体, 即采用分段的径向充磁的永磁体代替余弦充磁方式, 此时 $B_r(\theta)$ 的分布见图 3。其解析式可表示为

$$B_r(\theta) = k_i B_{r1}, \quad B_r(\theta) \in \left(\frac{\alpha_p \pi (i-1)}{sp}, \frac{\alpha_p \pi i}{sp} \right) \quad (11)$$

式中: i 为 $1 \sim s$ 范围内的正整数。

相似的, G_n 的表达式不变, B_m 发生了变化, 此时的 B_m 可表示为

$$B_r^2(\theta) = \frac{\alpha_p \sum_{i=1}^s k_i^2 B_{r1}^2}{s} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \frac{\alpha_p \sum_{i=1}^s k_i^2 B_{r1}^2}{s} \sin n\alpha_p \pi \cos 2np\theta \quad (12)$$

式中: k_i 是其他永磁体的剩磁 B_i 与剩磁 B_r 的比值; B_{r1} 为分段中的最大剩磁; s 为单极下永磁体的分段数。

图 1(d) 为组合磁极, 其原始的单个永磁体材料更改为 2 种材料的组合。图 4 为组合磁极的 $B_r(\theta)$ 的分布, 可表示为

$$B_r(\theta) = \begin{cases} B_{r1}, & B_{r1} \in \left(\frac{-\alpha_p \pi}{2p}, \frac{-\alpha_p \pi(1-\beta)}{2p} \right) \cup \left(\frac{\alpha_p \pi(1-\beta)}{2p}, \frac{\alpha_p \pi}{2p} \right) \\ B_{r2}, & B_{r2} \in \left(\frac{-\alpha_p \pi(1-\beta)}{2p}, \frac{\alpha_p \pi(1-\beta)}{2p} \right) \end{cases} \quad (13)$$

式中: B_{r1} 为辅助磁极的剩磁; B_{r2} 为主磁极的剩磁; β 为辅助磁极占总磁极的百分比。

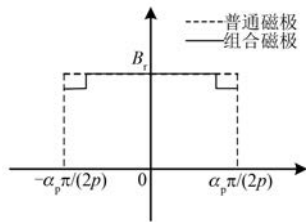


图 4 组合磁极下的 $B_r(\theta)$ 分布

此时, G_n 的表达式不变, 变化后的 B_m 可表示为

$$B_r^2(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} [\alpha_p \beta B_{r1}^2 + \alpha_p (1-\beta) B_{r2}^2] \sin n\alpha_p \pi \cos 2np\theta + \frac{\alpha_p \beta B_{r1}^2 + \alpha_p (1-\beta) B_{r2}^2}{s} \quad (14)$$

SPMSM 气隙磁密沿着电枢表面的分布可以表示为

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \sigma(\theta, \alpha)} \quad (15)$$

对于图 1(e) 的不等厚永磁体、图 1(f) 和图 1(g) 的削极结构来说, 气隙磁密的分布如图 5 所示。气隙磁密的变化仅由气隙相对磁导率的变化, 此时 B_m 表达式保持不变, 而 G_n 的表达式相

对于普通磁极模型各异。

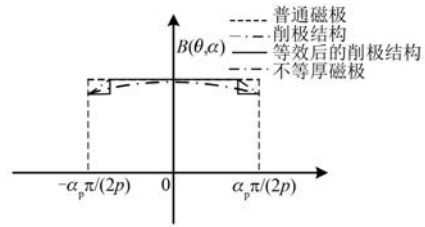


图 5 不等厚永磁体和削极结构的 $B(\theta, \alpha)$ 的分布

对于图 1(e) 不等厚永磁体, G_n 的表达式为

$$G_n = \frac{2z}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{z} - \frac{\alpha}{2}} \left(\frac{h_m^*}{h_m^* + \sigma^*} \right)^2 \cos(nz\theta) d\theta \quad (16)$$

式中: h_m^* 和 σ^* 分别为永磁体的磁化方向长度和气隙的有效长度。

由于目标函数的不确定性, 很难得到具体的参数化分析结果。特殊的, 采用图 1(f) 所示的削极结构来建立模型, 此时 G_n 的表达式为

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \sigma} \right)^2 \sin nzb + \frac{2z}{\pi} \int_b^{\frac{\pi}{z} - \frac{\alpha}{2}} \left(\frac{h_m^*}{h_m^* + \sigma^*} \right)^2 \cos(nz\theta) d\theta \quad (17)$$

式(17)中, b 如图 1(f) 所示。

此时气隙相对磁导率仍然是多变量函数。为了便于分析进一步简化模型, 将模型等效为图 1(g) 所示的结构, 则 G_n 的表达式为

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \sigma} \right)^2 \sin nzb + \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m - r}{h_m + \sigma} \right)^2 \sin \left(n\pi - \frac{nz\alpha}{2} \right) - \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m - r}{h_m + \sigma} \right)^2 \sin nzb \quad (18)$$

式(18)中, b 和 r 如图 1(g) 所示。

本文通过能量法推导了不同永磁体模型下的齿槽转矩公式, 可以看出, 通过永磁体参数来削弱齿槽转矩的方法实质上改变了 G_n 和 B_m 的幅度, 且进一步对齿槽转矩的幅值产生影响。对于不同的永磁体模型, 齿槽转矩解析公式中的 G_n 和 B_m 的表达式有所差异, 而这些差异由永磁体的参数决定。与普通磁极[图 1(a)]相比, 环形磁极[图 1(b)]、分段磁极[图 1(c)]和组合磁极[图 1(d)]中 G_n 保持不变, 而 B_m 发生改变; 而不等厚

永磁体[图 1(e)]和削极结构[图 1(f)、图 1(g)]下的 G_n 发生了变化,而 B_m 保持不变。通过解析公式可以看出,各个模型下的齿槽转矩受不同磁极参数的影响,其中环形磁极模型下齿槽转矩与剩磁相关,分段磁极模型下齿槽转矩与分段数 s 和剩磁比 k_i 相关,组合磁极结构下的齿槽转矩与辅助磁极的剩磁幅值和辅助磁极所占的百分比有关,不等厚永磁体下齿槽转矩受到其永磁体表面分布的影响,削极结构下的齿槽转矩是关于削槽的深度和削槽的宽度的函数。

2 仿真分析

2.1 不同永磁体模型对齿槽转矩的影响

基于以上理论分析,可以看出不同的永磁体模型会影响电机的齿槽转矩。上述理论推导为有限元分析的参数选择提供了指导,通过有限元仿真可以得到磁极参数对齿槽转矩具有更直观的影响。因此,本文以 1 台 50 kW、8 极的 SPMSM 为例来验证不同磁极模型对齿槽转矩削弱的有效性,其有限元模型如图 6 所示,样机 I 的主要参数如表 1 所示。

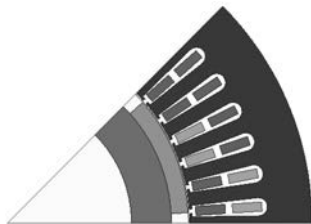


图 6 样机 I 电机有限元模型

表 1 样机 I 的主要参数

参数名称	参数值
定子槽数	48
极对数	4
定子内径/mm	162
定子外径/mm	270
转子内径/mm	110
气隙长度/mm	0.8
极弧系数	0.85
铁心长度/mm	86
永磁体材料	NdFe30
额定功率/kW	50
永磁体厚度/mm	7.5

齿槽转矩在定子和转子的相对位置改变的齿距内是周期性的变化,且周期数取决于极槽

配合。根据式(8)可以看出,周期数为使 $nz/(2p)$ 为整数的最小整数 n 。极数和槽数的合理组合可以使周期数更长,周期数越长,齿槽转矩幅值越小。样机 I 整数槽电机,其齿槽转矩较大,会对电机的性能产生更大的影响。因此,由永磁体的参数化引起的齿槽转矩的减弱效果更加明显。本文在进行有限元仿真分析永磁体参数对齿槽转矩影响时,对多种永磁体模型进行了建模分析,包括分段磁极、组合磁极、不等厚磁极和削极结构。

图 7 为不同永磁体模型下的齿槽转矩波形图。可以看出,通过磁极参数改变得到的永磁体模型确实可以减小齿槽转矩幅值,但是对齿槽转矩的减弱程度是不同的。其中,削极结构、分段磁极和组合磁极的应用对齿槽转矩的削弱尤为显著。

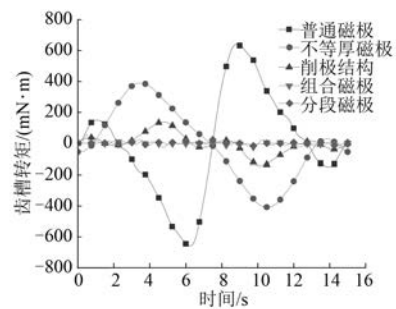


图 7 不同磁极模型下的齿槽转矩对比

分段磁极采用多块极弧系数和厚度均相等,剩磁按照正弦调制的永磁体组合而成,工艺复杂,应用并不广泛。相比之下,工业常用生产较为方便的组合磁极和削极结构来削弱齿槽转矩。因此,以 11 kW、16 极的低速大转矩电主轴 SPMSM 为例,对组合磁极和削极结构进行参数化研究。图 8(a)为低速大转矩电主轴永磁电机的实物图。该电机有限元仿真模型如图 9 所示。样机 II 采用分数槽,其主要参数如表 2 所示。



(a) 低速大转矩电主轴永磁电机 (b) 削极结构永磁体

图 8 低速大转矩电主轴永磁电机实物模型

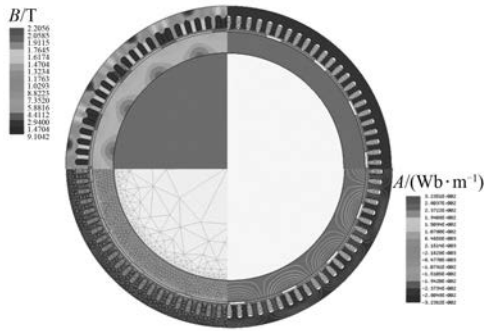


图9 普通磁极模型下的样机 II 有限元模型

表2 样机 II 的主要参数

参数名称	参数值
定子槽数	90
极对数	8
定子内径/mm	620
定子外径/mm	720
转子内径/mm	510
气隙长度/mm	2.5
额定转速/rmp	375
铁心长度/mm	75
永磁体材料	NdFe35
额定功率/kW	11
永磁体厚度/mm	5

2.2 极化结构对齿槽转矩的影响

由式(8)和式(18)可以看出,削极结构通过改变削槽的深度和削槽的宽度来改变 G_n 的振幅,进而影响齿槽转矩。为了准确地分析削极结构对 SPMSM 齿槽转矩的影响,需要建立槽深和槽宽 2 个参数。

图 10 为削极结构的样机 II 局部二维模型图。

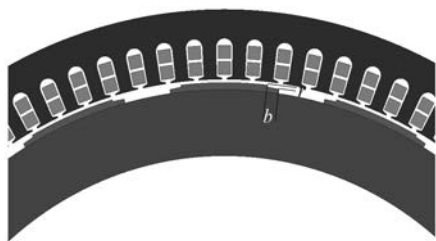


图 10 削极结构的样机 II 的局部二维模型图

其中,标记了槽深 r 和槽宽 b 。与原始永磁体相比,削极结构的永磁体能量在一定程度上降低了,这可能导致气隙磁通密度的基波幅度减小。因此,选择适当的槽深和槽宽可以在确保电机性

能的同时减弱齿槽转矩。

在研究极化结构对齿槽转矩的影响时,削槽深度 r 取值范围为 1~4 mm(步长为 1 mm),削槽宽度 b 取值范围为 5~30 mm(步长为 5 mm)。采用有限元二维建模分析的方法仿真得到不同槽深和槽宽下齿槽转矩的最大值,如图 11 所示。

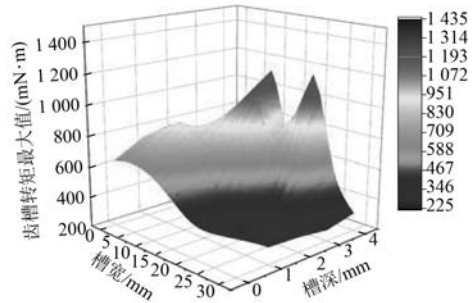


图 11 不同槽深和槽宽下齿槽转矩最大值的 3D 表面图

从图 11 可以看出,槽深和槽宽对齿槽转矩有很大的影响,选取合适范围的槽深和槽宽可以有效地削弱齿槽转矩。有限元仿真获得的部分数据记录如表 3 所示。其中, B_r 是空载气隙磁通密度的径向分量基波幅值。

表3 有限元仿真数据

模型类型	参数数据	齿槽转矩 最大值/(N·m)	B_r /T
原模型	-	0.629	0.818
削极结构	$r=2\text{ mm},$ $b=20\text{ mm}$	0.229	0.801
组合磁极	$\beta=1/7,$ $s=0.6$	0.126	0.805
	$\beta=4/7,$ $s=0.4$	0.147	0.568

当槽深为 2 mm,槽宽为 20 mm 时,齿槽转矩的峰值最小为 0.229 N·m,仅相当于原始设计的 36.4%,此时气隙磁密的基波幅值没有太大波动。此外,不合理的槽深和槽宽会增大齿槽转矩,还会引起气隙磁密度的畸变。

对于样机 II,当槽深取永磁体厚度的 0.4 倍、槽宽取永磁体宽度的 0.23 倍时,齿槽转矩会显著降低,此时且气隙磁密度不会太大变动。削极结构已经在工业应用中用于降低齿槽转矩,见图 8(b)。

2.3 组合磁极对齿槽转矩的影响

从式(8)和式(14)可以看出,组合磁极中的齿槽转矩受2个因素的影响:辅助磁极的剩磁幅值和辅助磁极所占的百分比。这2个参数会影响 B_m 的幅值,进而影响齿槽转矩的大小。图12为组合磁极结构SPMSM的局部二维模型图。

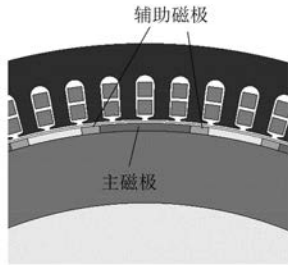


图12 组合磁极结构 SPMSM 的局部二维模型图

在研究组合磁极对 SPMSM 齿槽转矩的影响时,将 β 定义为辅助磁极所占的百分比,将 s 定义为辅助磁极与主磁极的剩磁之比。与主磁极相比,辅助极的剩磁小于主极,当使用组合磁极代替传统磁极时,永磁体的储能会一定程度削弱。因此,在选择辅助磁极和辅助磁极占比2个参数来减小齿槽转矩时,需要确保电机的性能。 β 的取值范围为 $1/7 \sim 4/7$ (步长为 $1/7$), s 的取值范围为 $0.2 \sim 0.8$ (步长为 0.2)。本文采用有限元二维建模分析的方法,绘制了不同 β 和 s 下齿槽转矩最大值的3D表面图,如图13所示。组合磁极下部分数据记录见表3。

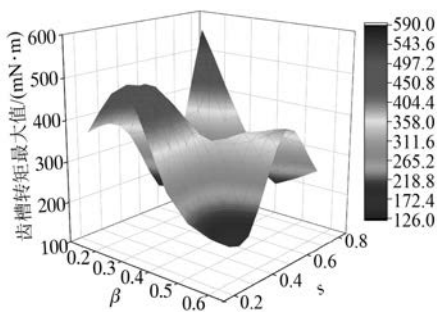


图13 不同 β 和 s 下齿槽转矩最大值的3D表面图

从图13可以看出, β 和 s 对齿槽转矩影响较大,合适的 β 和 s 配比能有效削弱齿槽转矩,并确保气隙磁通密度不会太大波动。当 β 为 $1/7$ 、 s 为 0.6 时,齿槽转矩仅为 $0.126 \text{ N}\cdot\text{m}$,仅相当于原始设计的20%。从表3可以看出,此时气隙

通量密度没有受到显著影响。当 β 为 $4/7$ 、 s 为 0.4 时,齿槽转矩为 $0.147 \text{ N}\cdot\text{m}$,但气隙磁通密度幅值显著降低。对于该样机,当 β 为 $1/7$ 、 s 为 0.6 时,在确保气隙磁通密度时,齿槽转矩得到显著减弱。

2.4 削极结构和组合磁极对电机其他性能的影响

电机的磁极参数发生改变时,会对电机的性能产生影响。本文利用有限元对采用削极结构和组合磁极的样机模型进行分析。对比各模型下的电机性能,如表4所示。额定电流激励下的各磁极模型电机输出转矩曲线如图14所示。

表4 各模型电机性能对比

参数名称	原模型	削极结构	削极修正	组合磁极
气隙磁密基波幅值/T	0.818	0.801	0.814	0.805
齿槽转矩/(N·m)	0.629	0.229	0.190	0.126
平均转矩/(N·m)	282	272	279	273
转矩脉动/%	4.25	4.05	4.01	4.03

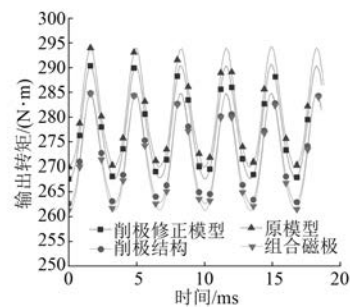


图14 电机输出转矩波形

从表4可以看出,采用本文的齿槽转矩削弱措施以后,电机的气隙磁密基波幅值、平均转矩、转矩脉动波动较小,不会对电机性能产生较大影响。

为了弥补由于削极结构、组合磁极等结构带来平均转矩、气隙磁密减少问题,可以采用磁极磁能不变的方法进行修正。本文对削极结构进行修正,将由于削极损失的永磁体均匀添加到永磁体厚度上,弥补磁能的削弱。从表4和图14可以看出,齿槽转矩被削弱的同时电机性能没有太大波动。

3 结 语

本文研究了不同磁极参数对 SPMSM 齿槽转

矩的影响。基于能量法和傅里叶分解,推导了不同永磁体模型下的齿槽转矩公式。通过有限元仿真软件对不同永磁体模型下的齿槽转矩进行了仿真。然后对削弱效果显著的削极结构和组合磁极进行参数化分析,最后分析其对电机其他性能的影响。通过理论推导和有限元分析得出以下结论:对于不同的永磁体模型,齿槽转矩解析公式之间的差异在于 G_n 和 B_m 的差异,磁极参数的变化会影响 G_n 和 B_m 的幅值,进而影响齿槽转矩的大小。对于单一模型,合理的选择磁极参数可以在保证电机性能的情况下显著削弱齿槽转矩。

【参考文献】

- [1] CHEN N, HO S L, FU W N. Optimization of permanent magnet surface shapes of electric motors for minimization of cogging torque using FEM [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46 (6): 2478.
- [2] 王凯,孙海阳,张露锋,等. 永磁同步电机转子磁极优化技术综述 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37 (24): 7304.
- [3] 崔薇佳,黄文新,邱鑫. 基于 Ansoft 的内置式永磁电机齿槽转矩优化研究 [J]. 电机与控制应用, 2014, 41 (7): 27.
- [4] LUKANISZYN M, JAGIELA M, WROBEL R. Optimization of permanent magnet shape for minimum cogging torque using a genetic algorithm [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40 (2): 1228.
- [5] ZHU Z Q, HOWE D. Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines [C] // 1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, 1997.
- [6] 朱一昕,张高峰,钱新. 基于等宽极厚调制的永磁电机优化设计 [J]. 微电机, 2019, 52 (12): 34.
- [7] ONUKI T, IWAMOTO T, JEON W J, et al. A novel rotor construction for reducing higher space harmonics in the permanent magnets synchronous motor [C] // 1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998.
- [8] JEON W J, WATANABE H, NAKAMOTO A, et al. Dynamic characteristics of synchronous motors applying a plural sub-magnets scheme to the rotor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1999, 35 (5): 3574.
- [9] SHEN Y, ZHU Z Q. Investigation of permanent magnet brushless machines having unequal-magnet height pole [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48 (12): 4815.
- [10] ISFAHANI A H, VAEZ-ZADEH S, RAHMAN M A. Using modular poles for shape optimization of flux density distribution in permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44 (8): 2009.
- [11] SHAH S Q A, LIPO T A, KWON B. Modeling of novel permanent magnet pole shape spm motor for reducing torque pulsation [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48 (11): 4626.
- [12] 石松宁,王大志. 消弱永磁驱动器齿槽转矩的斜极优化方法 [J]. 电工技术学报, 2015, 30 (22): 27.
- [13] 杨玉波,王秀和,张宗盛,等. 磁通反向式永磁电机性能计算与转矩脉动削弱措施研究 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35 (11): 2838.
- [14] WANG K, ZHU Z Q, OMBACH G. Torque enhancement of surface-mounted permanent magnet machine using third-order harmonic [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50 (3): 8100210.
- [15] 黄厚佳,李全峰,徐余法,等. 单磁极加长降低表贴式永磁电机齿槽转矩 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45 (12): 55.
- [16] 阮博,谷爱昱,刘海,等. 基于磁极分段优化的内置式永磁同步电机齿槽转矩削弱方法 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46 (7): 20.
- [17] 王秀和. 永磁电机 [M]. 北京:中国电力出版社, 2007.
- [18] HWANG S M, EOM J B, JUNG Y H, et al. Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors [J]. IEEE Transaction on Magnetics, 2001, 37 (4): 2806.