

# 一种削弱永磁同步电动机齿槽转矩的方法

杨玉波, 王秀和, 丁婷婷

(山东大学 电气工程学院, 山东 济南, 250061)

**摘 要:** 为了研究实心转子永磁同步电动机的削弱措施, 结合永磁电机永磁体极弧系数和永磁体不对称放置的方法, 提出了一种仅改变实心转子非磁性槽楔的齿槽转矩削弱方法。通过非磁性槽楔的变化改变一个磁极的极弧宽度, 其余磁极宽度不变, 同时保持各个非磁性槽楔的宽度相同, 通过合理的选择槽楔的形状和宽度, 可以非常有效地削弱齿槽转矩。通过解析法研究了采用该方法后实心转子永磁同步电动机齿槽转矩的表达式, 得到了永磁体剩磁平方的傅立叶分解表达式。据此得到了磁极的两种极弧宽度和磁极间距大小与齿槽转矩的关系式和磁极极弧宽度的确定方法。该方法仅改变了槽楔的形状, 对电机结构影响较小, 且合适极弧宽度组合较多, 有限元验证表明该方法可有效地削弱齿槽转矩。

**关键词:** 同步电机; 实心转子永磁同步电动机; 齿槽转矩; 有限元法; 槽楔; 磁极宽度

中图分类号: TM351 文献标识码: A 文章编号: 1007-449X(2008)05-0520-04

## Method of reducing cogging torque of solid-rotor permanent magnet synchronous motors

YANG Yu-bo, WANG Xiu-he, DING Ting-ting

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

**Abstract:** A new method is advised to reduce the cogging torque of solid-rotor permanent magnet synchronous motor. Only changing the nonmagnetic slot wedge, was the pole arc width of one pole changed in this method, and the interval between two adjacent poles was the same. By suitably selecting the shape and width of nonmagnetic slot wedge, the cogging torque could be reduced. The analytical expression of cogging torque of solid-rotor PM synchronous motor with this method was got. Based on the analytical expression, the Fourier expression of the square of residual flux density of PM was got. Then the method to calculate the width of pole arc was advised. At last, the finite element method was used to calculate the cogging torque of one prototype, and the results verify that the cogging torque can be greatly reduced with this method.

**Key words:** synchronous motors; solid-rotor permanent magnet synchronous motor; cogging torque; finite element method; slot wedge; pole-arc width

## 1 引 言

目前自启动永磁同步电动机普遍采用笼形永磁

转子, 工艺复杂、起动性能较差、起动时对负载冲击较大。实心转子永磁同步电动机取消了铸铝笼, 用实心转子实现自启动, 具有起动转矩高、牵入同步能力强

收稿日期: 2008-05-04

基金项目: 国家自然科学基金(50677035)

作者简介: 杨玉波(1978-), 男, 博士, 主要研究方向为永磁电机;

王秀和(1967-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为永磁电机及其控制、电磁场分析、电机设计专家系统;

丁婷婷(1981-), 女, 博士研究生, 主要研究方向为微特电机与控制。

的特点,拥有比较好的应用前景,然而同样无法避免永磁体和开槽电枢之间相互作用产生的齿槽转矩。

对于永磁电机齿槽转矩计算方法和削弱方法的研究,一些学者提出了系统的解析分析方法<sup>[1-4]</sup>,研究了电枢齿的形状、斜槽、极数和槽数配合对齿槽转矩的影响<sup>[5-8]</sup>;提出了磁极不对称、开辅助槽、不同槽口宽度配合、采用等半径磁极等方法减小齿槽转矩<sup>[9]</sup>。但这些方法都局限于表面式永磁电机。文献[10]研究了极弧系数的变化对实心转子永磁同步电动机齿槽转矩的影响,得到了极弧系数的确定方法。

对于改变永磁体极弧系数削弱齿槽转矩的方法,需要改变所有永磁体的宽度,并且很多情况下,计算得到的极弧系数在实际中很难被采用。磁极偏移削弱齿槽转矩的方法虽然比较有效,但是需要改变所有永磁体的位置,偏移角度计算困难,对生产工艺要求高。针对这种状况,本文提出了通过改变非磁性槽楔的形状的方法,改变一个磁极的极弧宽度,其余磁极宽度不变,槽楔的宽度也相等。这样磁极极弧宽度的组合方式较多,可根据需要进行选择,同时减小了生产工艺的要求。

## 2 齿槽转矩的解析分析

实心转子永磁同步电动机的定子结构与感应电动机相同,转子结构如图 1 所示。

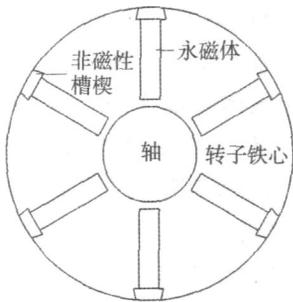


图 1 实心转子结构

Fig. 1 The configuration of rotor

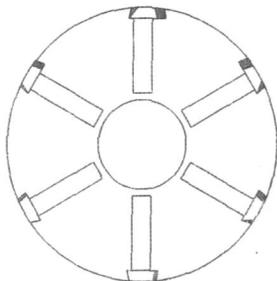


图 2 单一磁极宽度变化时的实心转子

Fig. 2 The configuration of rotor with different pole-arc width

通过非磁性槽楔形状和宽度的变化,实现了一个磁极宽度变化,其余磁极宽度保持不变,同时新的

槽楔的宽度相等。图 2 为 6 极电机单一磁极宽度变化时的实心转子结构,灰色区域为与图 1 相比槽楔的变化,仅改变了槽楔的形状与宽度。

### 2.1 实心转子永磁电机齿槽转矩解析表达式

齿槽转矩可以表示为磁共能  $W$  相对于位置角的导数,即

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

电机内存储的能量近似表示为

$$W = W_{\text{PM}} + W_{\text{airgap}} = \frac{1}{2\mu_0} \int V B^2 dV \quad (2)$$

电机气隙内的能量可表示为

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int V B_r^2 \left( \frac{h_m}{h_m + g(\theta)} \right)^2 dV \quad (3)$$

式中： $B_r(\theta)$ 、 $g(\theta)$ 、 $h_m$  分别为永磁体剩磁、有效气隙长度、永磁体充磁方向长度。

当定转子相对位置发生变化时,由于永磁体放置在转子铁心内部,永磁体内的能量可以认为不变,因而不产生齿槽转矩,只考虑气隙内磁场能量。

将  $B_r^2(\theta)$  和  $[h_m / (h_m + g(\theta))]^2$  进行傅里叶展开,就可得到电机内磁场能量表达式,进而得到齿槽转矩的表达式。

假设槽楔变化后,改变的磁极极弧宽度为  $\theta_a$ ,其余磁极极弧宽度为  $\theta_b$ ,槽楔的宽度变为  $\theta_c$ 。由于电机内每极磁通相同,因此一个磁极极弧宽度变化时,  $B_r^2(\theta)$  沿圆周的分布如图 3 所示。

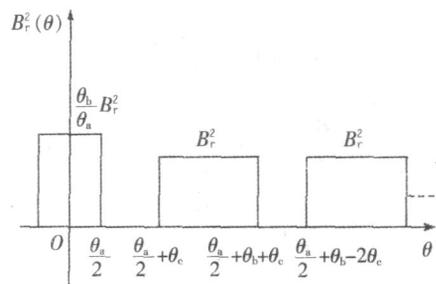


图 3  $B_r^2(\theta)$ 沿圆周的分布

Fig. 3 The distribution of  $B_r^2(\theta)$

由于  $B_r^2(\theta)$  沿整个气隙圆周的分布是偶函数,因此可以从极弧宽度改变的磁极中心线为起点,在  $[0, \theta_a]$  范围内进行傅立叶分解。

$B_r^2(\theta)$  的傅立叶分解为

$$B_r^2(\theta) = B_{r0} + \sum_{n=1} B_{rn} \cos n\theta \quad (4)$$

$[h_m / (h_m + g(\theta))]^2$  的傅里叶分解可表示为

$$\left[ \frac{h_m}{h_m + g(\theta)} \right]^2 = G_0 + \sum_{n=1} G_n \cos n\theta \quad (5)$$

式中： $z$ 为定子槽数。

单一磁极极弧宽度变化时齿槽转矩表达式为

$$T_{\text{cog}}(\theta) = \frac{L_{\text{Fe}}}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1} n G_n B_{rnz} \sin nz \quad (6)$$

式中： $L_{\text{Fe}}$ 为电枢铁心的轴向长度； $R_1$ 和  $R_2$  分别为电枢外半径和定子轭内半径。

可见在  $B_r^2(\theta)$  的傅立叶分解系数中，只有  $B_{mz}$  次傅立叶分解系数对齿槽转矩有影响。因此，要分析单一磁极极弧宽度变化对齿槽转矩的影响，只需要分析单一磁极极弧宽度变化对  $B_{mz}$  的影响即可。

### 2.2 $B_{rn}$ 的表达式

$B_r^2(\theta)$  表示成分段函数为

$$B_r^2(\theta) = \begin{cases} B_r^2 \left( \frac{-b}{a} \right)^2, & \left( 0, \frac{-a}{2} \right), \\ B_r^2, & \left( \frac{-a}{2} + i_c + i_b, -b, \frac{-a}{2} + i_c + i_b \right), \\ & i = 1, 2, \dots, p-1, \\ B_r^2, & \left( -\frac{b}{2}, \right). \end{cases} \quad (7)$$

其傅立叶分解系数表示为

$$B_m = \frac{2}{n} \left[ \begin{aligned} & \left( \frac{-a}{2} \right)^2 B_r^2 \left( \frac{-b}{a} \right)^2 \cos n d + \\ & \sum_{i=1}^{p-1} \left( \frac{-a}{2} + i_c + i_b \right) B_r^2 \cos n d + \\ & \left( -\frac{b}{2} \right) B_r^2 \cos n d \end{aligned} \right] = \frac{2B_r^2}{n} \left\{ \left( \frac{-b}{a} \right)^2 \sin \frac{n a}{2} + \right. \\ \left. (-1)^n \sin \frac{n b}{2} + 2 \sin \frac{n b}{2} \sum_{i=1}^{p-1} \cos \left[ n (b + c) i + \frac{n}{2} (a - b) \right] \right\} \quad (8)$$

利用三角公式

$$\sum_{i=1}^q \cos(\theta + i) = \frac{\sin \frac{q}{2}}{\sin \frac{1}{2}} \cos \left( \theta + \frac{q+1}{2} \right) \quad (9)$$

式 (8) 可化简为

$$B_m = \frac{2B_r^2}{n} \left( \frac{-b}{a} \right)^2 \sin \frac{n a}{2} + \frac{2B_r^2}{n} (-1)^n \sin \frac{n b}{2} + \frac{4B_r^2}{n} \frac{\sin \frac{p-1}{2} (n c + n b)}{\sin \frac{n c + n b}{2}} \times \cos \left[ \frac{n a - n b}{2} + \frac{p}{2} (n c + n b) \right] \quad (10)$$

其中， $p$  为电机的极数，则  $a$ 、 $b$  和  $c$  满足

$$a + 2p c + (2p - 1) b = 2 \quad (11)$$

根据式 (6) 可知，对齿槽转矩起作用的只是  $B_r^2(\theta)$  的  $nz$  次傅立叶分解系数，因此只需要分析磁极极弧宽度的变化对  $nz$  次傅立叶分解系数的影响即可。设  $a$  和  $b$  的关系

$$\frac{-a}{b} = m, \quad (12)$$

得到  $c$  的表达式为

$$c = \frac{2 - (2p + m - 1) b}{2p} \quad (13)$$

将式 (12) 和 (13) 带入式 (10)，得到  $B_{mz}$  的表达式为

$$B_{mz} = \frac{2B_r^2}{nz} \frac{m}{m^2} \sin \frac{nm}{2} + \frac{2B_r^2}{nz} (-1)^{nz} \sin \frac{nz}{2} + \frac{4B_r^2}{nz} \frac{\sin \frac{nz}{2} \sin \left[ nz(p-1) \frac{2 - (m-1)b}{4p} \right]}{\sin \left[ nz \frac{2 - (m-1)b}{4p} \right]} \times \cos \left[ \frac{m-1}{2} nz b + nz \frac{2 - (m-1)b}{4} \right] \quad (14)$$

可见  $B_{mz}$  是  $b$  和  $m$  的函数，通过设置这两个变量，可以得到  $B_{mz}$  的变化规律。设置两个变量时，必须保证  $c$  为正。

以一台 6 极 30 槽实心转子永磁同步电动机验证本方法的有效性，样机参数为：定子外径 360 mm，定子内径 231.3 mm，转子外径 230 mm，转子内径 75 mm，极对数  $2p=3$ ，定子槽数  $z=30$ ，永磁体高度为 62.6 mm，永磁体厚度为 16 mm，剩磁磁密  $B_r = 1.18 \text{ T}$ ，矫顽力  $H_c = 898 \text{ kA/m}$ ，铁心轴向长度为 100 mm。对于 6 极 30 槽永磁同步电动机，只有  $30n$  次  $B_r^2(\theta)$  的傅立叶分解系数对齿槽转矩有影响，因此采用本方法之后须将其中的低次谐波削弱。

图 4 为  $b$  分别为  $52^\circ$ 、 $50^\circ$  和  $48^\circ$  时，傅立叶分解系数  $B_{r30}$  随  $m$  的变化曲线。可见当  $b$  取不同值时， $B_{r30}$  随  $m$  的变化规律不同，并且有多个  $m$  的值可使

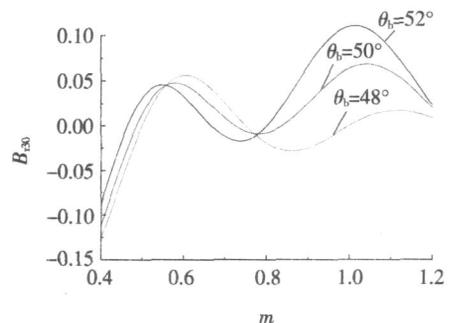


图 4  $b$  取不同值时  $B_{r30}$  随  $m$  变化曲线

Fig 4 The value of  $B_{r30}$  with  $m$

得  $B_{r30}$  为零。因此,在选择极弧宽度的大小时,根据  $\theta_b$  的大小不同,可得到多个不同极弧宽度组合。

从图上取两点,  $\theta_b = 50^\circ; m = 0.84$  和  $\theta_b = 52^\circ$  时,  $m = 0.8$ , 该两点都能使得  $B_{r30}$  为零, 图 5 为该两点与采用磁极极弧宽度相等时  $B_{mz}$  的值的对比, 可见采用该方法时  $n = 1, 2, 3$  时的  $B_{mz}$  都可以比较好的削弱。根据前面的分析, 这两种组合应该都能比较好地削弱齿槽转矩。

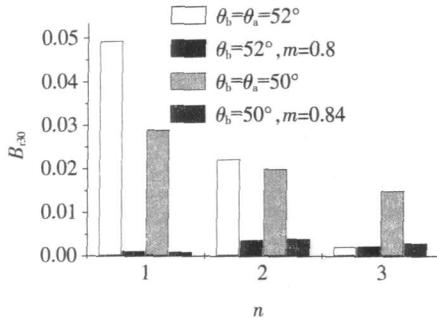


图 5 不同极弧宽度时  $B_{mz}$  的对比

Fig 5 The comparison of  $B_{mz}$  with different pole arc width

### 3 有限元验证

为计算齿槽转矩, 先计算定转子不同相对位置时的磁场分布, 然后根据气隙磁场的分布, 采用 Maxwell tensor 法计算定转子不同相对位置的齿槽

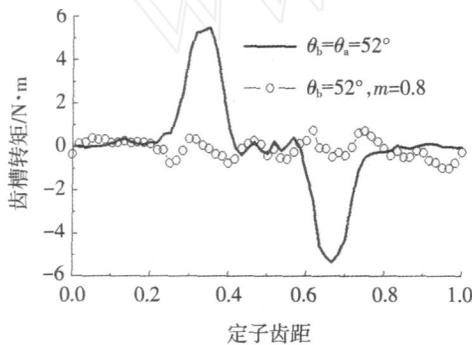


图 6  $\theta_b = 52^\circ$  时齿槽转矩对比

Fig. 6 The comparison of cogging torque with  $\theta_b = 52^\circ$

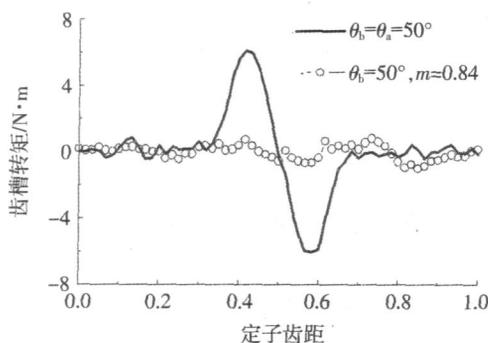


图 7  $\theta_b = 50^\circ$  时齿槽转矩对比

Fig. 7 The comparison of cogging torque with  $\theta_b = 50^\circ$

转矩。定转子之间的相对运动采用运动边界的方法考虑。图 6 和图 7 分别为两种取值时齿槽转矩的对比情况, 有限元计算结果表明采用两种磁极宽度组合都能够比较好的削弱齿槽转矩, 验证了本文分析方法的正确性。

### 4 结 语

结合永磁体极弧系数和磁极偏移, 提出了一种新的削弱齿槽转矩的方法, 即通过改变非磁性槽楔的形状, 改变一个磁极宽度削弱实心转子永磁同步电动机的齿槽转矩。根据得到的齿槽转矩解析表达式, 可计算得到合适的极弧宽度组合, 有限元计算表明, 通过合理选择极弧宽度组合, 可非常有效地削弱齿槽转矩。

#### 参考文献:

- [1] WANG Xiuhe, YANG Yubo, FU Dajin. Study of cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors with energy method [J]. *Journal of Magnetism and Magnetic Material*, 2003, 267 (11): 80 - 85.
- [2] BRETON C, BARTOLOME J. Influence of machine symmetry on reduction of cogging torque in permanent magnet brushless motors [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2000, 36(5): 3819 - 3823.
- [3] LI T, SLEMON G. Reduction of cogging torque in permanent magnet motors [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1988, 24(11): 2901 - 2903.
- [4] BIANCHINI, BOLOGNANI S. Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors [J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 2002, 38 (5): 1259 - 1265.
- [5] HWANG SM, EOM J B, HWANG GB, et al. Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2000, 36 (5): 3144 - 3146.
- [6] HWANG C C, JOHN S B, WU S S. Reduction of cogging torque in spindle motors for CD-ROM drive [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1998, 34(2): 468 - 470.
- [7] THOMAS M J, SOONG W L. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives—a review [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1996, 43 (2): 321 - 330.
- [8] HANSELMAN D C. Effect of skew, pole count and slot count on brushless motor radial force, cogging torque and back EMF [J]. *IEE Proc-Electr Power Appl*, 1997, 144 (5): 325 - 330.
- [9] 宋伟, 王秀和, 杨玉波. 削弱永磁电机齿槽转矩的一种新方法 [J]. *电机与控制学报*, 2004, 8(3): 214 - 217.  
SONG Wei, WANG Xiuhe, YANG Yuba. New method for reducing cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors [J]. *Electric Machines and Control*, 2004, 8(3): 214 - 217.
- [10] 王秀和, 杨玉波, 丁婷婷. 基于极弧系数选择的实心转子永磁同步电动机齿槽转矩削弱方法研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25 (15): 146 - 149.  
WANG Xiuhe, YANG Yubo, DING Tingting. The method for reducing cogging torque by suitable selection of pole-arc coefficient in solid-rotor PM synchronous motors [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25 (15): 146 - 149. (编辑: 张诗阁)