

径向变槽口宽度削弱轴向磁通永磁电机齿槽转矩

王超¹, 彭兵¹, 甄东芳²

(1. 沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870; 2. 中海油田服务股份有限公司 油田生产事业部, 天津 300455)

摘要: 齿槽转矩不仅会增加电机的转矩波动和振动噪声, 还会影响电机的控制精度。本文提出一种径向变槽口宽度的定子铁心来削弱轴向磁通永磁电机的齿槽转矩。该方法将定子铁心沿径向分为多层, 通过改变定子槽口宽度来改变每层齿槽转矩的幅值和相位, 令层间齿槽转矩相位相反或幅值最小来削弱总的齿槽转矩。基于所提出的方法研究了径向槽口宽度分布特点对齿槽转矩的影响, 并总结了规律, 为削弱轴向磁通永磁电机齿槽转矩提供参考。采用该方法对一台10极12槽轴向磁通永磁电机进行优化, 优化后的齿槽转矩峰值由636.16 mN·m降到55.80 mN·m, 降低了91.23%, 实验结果验证了所提出的轴向磁通永磁电机齿槽转矩削弱方法的有效性。

关键词: 轴向磁通电机; 永磁电机; 齿槽转矩; 转矩波动; 径向变槽口宽度; 分层法

DOI: 10.15938/j.emc.2025.01.010

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)01-0111-10

Cogging torque minimization of axial flux permanent magnet motor with various slot openings along radial direction

WANG Chao¹, PENG Bing¹, ZHEN Dongfang²

(1. School of Electric Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

2. China Oilfield Services Ltd., Tianjin 300455, China)

Abstract: Cogging torque not only increases torque ripple, vibration and noise, but also affects control accuracy. A stator core with various slot openings width along radial direction was proposed to minimize cogging torque of axial flux permanent magnet (AFPM) motors. The proposed method divides the stator core into multiple layers along radial direction, and changes the phase and amplitude of the cogging torque per layer by changing their slot opening widths, so that the cogging torques between layers cancel out, or the amplitude of the cogging torque on each layer is minimized, to weaken the total cogging torque. Based on the proposed method, the influence of radial slot width arrangement on cogging torque was studied and the rules were summarized, providing a reference for minimizing the cogging torque of the AFPM motors. The proposed method was employed to optimize the cogging torque of a 10-pole 12-slot AFPM motor, the optimized cogging torque was reduced from 636.16 mN·m to 55.80 mN·m, a decrease of 91.23%, verifying effectiveness of the proposed method.

Keywords: axial flux motor; permanent magnet motor; cogging torque; torque ripple; various slot openings; multilayer method

收稿日期: 2023-12-15

基金项目: 国家自然科学基金(52177054)

作者简介: 王超(1996—), 男, 博士研究生, 研究方向为低速永磁电机设计;

彭兵(1975—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为永磁伺服电机设计与控制;

甄东芳(1984—), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为永磁电机设计与应用。

通信作者: 彭兵

0 引言

轴向磁通永磁(axial flux permanent magnet, AF-PM)电机具有结构紧凑、功率密度高、效率高等优点,广泛应用于电动汽车、风力发电、飞轮储能等对空间要求严格的应用场合^[1-4]。然而,在 AFPM 电机中,永磁体和开槽定子相互作用产生的齿槽转矩会增加电机的转矩波动和振动噪声,还会影响电机的控制精度。因此,削弱齿槽转矩对提高 AFPM 电机性能非常重要。

传统的 AFPM 电机齿槽转矩削弱方法主要包括磁极优化、斜极、斜槽等^[5-10]。然而,对单一参数优化很难得到最佳的齿槽转矩削弱方案。为此,文献[11]针对定子采用 SMC 材料的 AFPM 电机,建立了齿槽转矩关于永磁体倾斜角度、槽口宽度以及相邻齿顶反向偏移角度的响应面函数,并采用遗传算法进行优化,优化后电机的齿槽转矩峰峰值由 $2.14 \text{ N} \cdot \text{m}$ 降到 $0.18 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。文献[12]通过分析极弧系数、槽口宽度和相邻齿顶反向偏移角度对齿槽转矩的影响,确定最佳的电机优化方案,优化后的齿槽转矩峰峰值由 $3.2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 降低到 $0.12 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。目前,上述方法均已为大众熟知并得到广泛应用。

随着电机理论的发展,学者们又提出新的齿槽转矩优化方法。文献[13]结合能量法与磁场调制理论,证明了齿槽转矩是若干调制磁场相互作用产生的,通过提高参与齿槽转矩产生的磁动势及磁导谐波次数,并降低其幅值,能有效削弱电机齿槽转矩。文献[14-15]保持 AFPM 电机的极弧系数不变,通过改变永磁体外表面轮廓来削弱参与产生齿槽转矩的谐波磁动势,降低了电机的齿槽转矩。文献[16]则是将表贴式转子结构改为 Halbach 阵列转子结构,通过降低谐波磁动势含量来降低电机的齿槽转矩,优化后的齿槽转矩由 $9.09 \text{ N} \cdot \text{m}$ 降到 $3.04 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。文献[17]采用相似的方法,将电机沿径向分为内、外两层,分别采用 Halbach 阵列转子结构和表贴式转子结构,新结构电机的齿槽转矩峰峰值由传统结构的 $0.75 \text{ N} \cdot \text{m}$ 降到 $0.53 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。然而,改变永磁体分布来削弱谐波磁场的方法存在永磁体结构复杂,加工难度大的问题。

近年来学者们还提出令不同半径处齿槽转矩相互抵消的方法来削弱 AFPM 电机的齿槽转矩。文献[18]根据极弧系数对齿槽转矩相位的影响,提出一种径向线性变极弧系数永磁体结构,该结构能够在

不同半径处产生相位相反的齿槽转矩来削弱总的齿槽转矩,优化后电机的齿槽转矩幅值由 $3.13 \text{ N} \cdot \text{m}$ 降到 $0.78 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。文献[19]采用类似的方法,将永磁体沿径向分为三层,内层和外层齿槽转矩相位相同,中层齿槽转矩相位相反,优化后的齿槽转矩下降了 80.6%。文献[20]系统地总结了极弧系数和槽口系数(槽口宽与槽距之比)对齿槽转矩相位的影响,然而因 AFPM 电机特殊的定子铁心加工工艺,该文仅考虑径向变极弧系数来削弱电机的齿槽转矩,未深入研究径向变槽口对电机齿槽转矩的影响。上述方法均通过径向变极弧系数来削弱齿槽转矩,这同样会增加永磁体加工难度。文献[21]提出一种平行齿结构 AFPM 电机,该电机槽口宽度沿径向变化明显,若以半径为界,内外两部分齿槽转矩相位相反,能够相互抵消来削弱电机的齿槽转矩。然而,该结构电机定子齿采用硅钢片单独叠压而成,存在槽面积利用率低、铁心加工复杂的问题。

在文献[20-21]的基础上,本文提出一种径向变槽口宽度的定子铁心来削弱 AFPM 电机齿槽转矩。通过改变槽口宽度来改变齿槽转矩相位和幅值,令不同半径处齿槽转矩最小或相互抵消来削弱总的齿槽转矩。首先分析槽口宽度对电机齿槽转矩相位和幅值的影响,并提出 3 种变槽口的方法来削弱电机的齿槽转矩。然后分别讨论每种方法的最佳实现方案。最后制造样机实验验证所提出方法的准确性。

1 径向变槽口宽度定子铁心 AFPM 电机模型

本文提出的径向变槽口宽度定子铁心如图 1 所示。从图中可以看出,沿着半径方向,槽宽和槽深处相等,只有槽口被分为多层。每层铁心的槽口宽度处处相等,而层间槽口宽度各不相同。因此,可将每层铁心看作一个传统的等宽槽口 AFPM 电机定子铁心,而提出的定子铁心则可被看作由多个只有内外径和槽口宽度不同的传统定子铁心沿径向紧密排列组合而成。

单定子单转子结构是 AFPM 电机最简单的拓扑结构,本文虽以该结构 AFPM 电机为例来研究径向变槽口宽度定子铁心削弱 AFPM 电机的齿槽转矩,但该方法同样适用于其他类型 AFPM 电机。单定子单转子 AFPM 电机的主要参数如表 1 所示。采用三维有限元法(3D-FEA)得到该电机的齿槽转矩如

图 2 所示,其峰峰值为 1 114.32 mN·m。

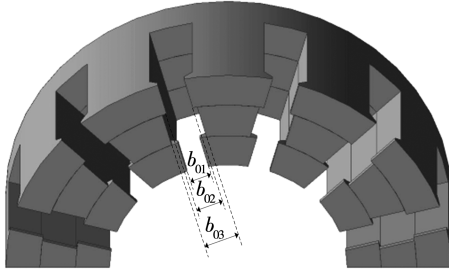


图 1 径向变槽口宽度 AFPM 电机定子铁心

Fig. 1 Stator core of AFPM motor with various slot openings

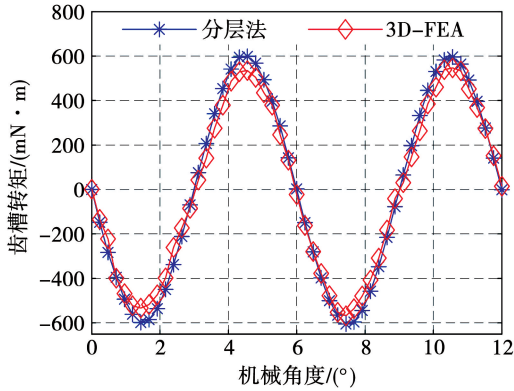


图 2 常规 AFPM 电机齿槽转矩

Fig. 2 Cogging torque of conventional AFPM motor

表 1 AFPM 电机主要参数

Table 1 Main parameters of AFPM motor

参数	数值	参数	数值
功率 P/W	800	槽口宽 b_0/mm	5
转速 $n/(r/min)$	400	槽口深 h_0/mm	3
外径 D_o/mm	150	气隙 δ/mm	1
内径 D_i/mm	80	永磁体厚 h_m/mm	6
槽宽 b_s/mm	15	极弧系数 α_p	0.835
槽深 h_s/mm	34	极/槽配合	10/12

2 径向变槽口宽度定子铁心削弱 AFPM 电机齿槽转矩

2.1 分层法计算 AFPM 电机齿槽转矩

AFPM 电机的磁场是三维场,常采用分层法构建三维有限元模型来简化分析过程^[22]。分层法是将 AFPM 电机沿径向均分为 N_c 层,每层厚度 $L_e = (D_o - D_i)/2/N_c$ 。每层沿圆周展开后即铁心叠压厚等于 L_e 的二维直线电机,可采用 2D 有限元法计

算。 N_c 个二维直线电机的计算结果叠加即为整个 AFPM 电机的结果。

AFPM 电机沿径向分层后,第 i 层的平均直径 $D_{avg}(i)$ 可表示为

$$D_{avg}(i) = D_i + 2L_e i. \quad (1)$$

对应的极距 $\tau_p(i)$ 和槽距 $\tau_s(i)$ 分别为:

$$\left. \begin{aligned} \tau_p(i) &= \frac{\pi D_{avg}(i)}{N_p}; \\ \tau_s(i) &= \frac{\pi D_{avg}(i)}{N_s}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中 N_p 和 N_s 分别为电机的极数和槽数。进一步可得第 i 层平均半径处的极弧系数 $\alpha_p(i)$ 和槽口宽与槽距的比值 $\alpha_s(i)$ 分别为:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_p(i) &= \frac{b_{pm}(i)}{\tau_p(i)}; \\ \alpha_s(i) &= \frac{b_0(i)}{\tau_s(i)}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 $b_{pm}(i)$ 和 $b_0(i)$ 分别是第 i 层平均半径处的永磁体宽度和槽口宽度。

电机外形尺寸和极槽配合一定时,电机的齿槽转矩是关于 α_p 、 α_s 和定转子相对位置 θ 的函数。若第 i 层的齿槽转矩表示为 $T_{cog}[\alpha_p(i), \alpha_s(i), \theta]$, 那么整个 AFPM 电机的齿槽转矩可表示为

$$T_{cog} = \sum_{i=1}^{N_c} T_{cog}[\alpha_p(i), \alpha_s(i), \theta]. \quad (4)$$

采用分层法将表 1 所示 AFPM 电机沿径向分为 6 层,得到的齿槽转矩波形如图 2 所示。从图中可以看出,分层法与三维有限元法得到的齿槽转矩周期相同,前者得到的齿槽转矩峰峰值为 1 203.84 mN·m,略大于三维有限元法的计算结果,这是因为三维有限元法考虑了端部漏磁影响,但两者误差仅为 8.03%。验证了分层法计算齿槽转矩的有效性。

2.2 槽口宽度对每层电机齿槽转矩影响

采用分层法后,每层都可看作一台没有端部、径向长度为 L_e 的 AFPM 电机,其齿槽转矩解析表达式^[20-21]满足

$$T_{cog}[\alpha_p, \alpha_s, \theta] = -K \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\alpha_s \frac{N_L}{N_s} \pi) \times \sin(n\alpha_p \frac{N_L}{N_p} \pi) \cdot \sin(nN_L \theta); \quad (5)$$

$$K = \frac{B_\delta^2}{\mu_0 \pi} \frac{N_s N_p}{N_L} g D_{avg} L_e. \quad (6)$$

式中： B_s 是气隙磁密幅值； N_L 是定子槽数 N_s 和极数 N_p 的最小公倍数。从式(5)中可以看出， α_p 和 α_s 均会影响电机齿槽转矩的相位和幅值，但在本文中，令 α_p 为恒值，仅考虑 α_s 对齿槽转矩影响。

从式(5)中可以看出， $n = 1$ 时齿槽转矩阶次为 N_L ，该阶次齿槽转矩是电机齿槽转矩的最大分量。 $n = 2$ 时齿槽转矩阶次为 $2N_L$ ，该阶次齿槽转矩是除 N_L 阶次外，对电机齿槽转矩影响最大的分量。本文通过研究这两个阶次齿槽转矩分量来研究 α_s 对电机齿槽转矩的影响。

α_s 通过影响 $\sin(n\pi\alpha_s N_L/N_s)$ 来影响 nN_L 阶次齿槽转矩的幅值和相位。 $n = 1$ 和 $n = 2$ 时， $\sin(n\pi\alpha_s N_L/N_s)$ 随 α_s 的曲线如图3(a)所示。

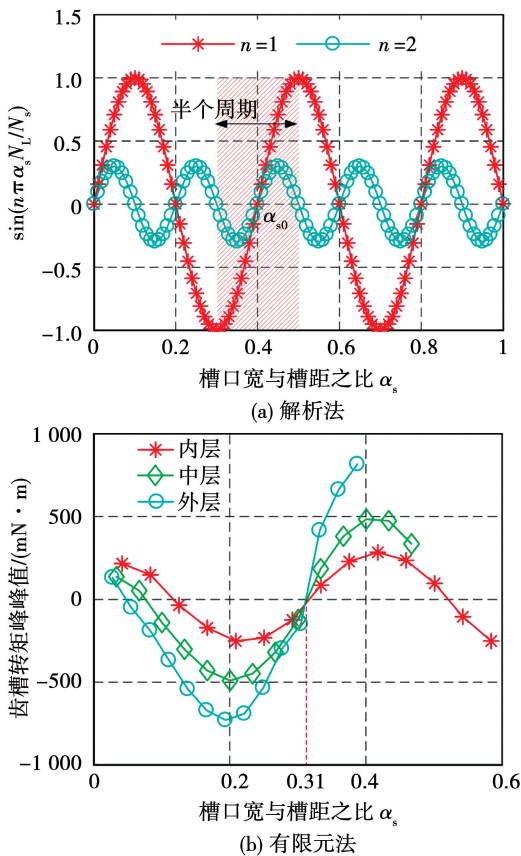


图3 槽口系数对齿槽转矩影响

Fig. 3 Influence of α_s on cogging torque

从图3(a)中可以看出， α_s 对 $\sin(n\pi\alpha_s N_L/N_s)$ 的影响与电机的极槽配合有关，呈正弦变化。 $n = 1$ 时，能令 $\sin(n\pi\alpha_s N_L/N_s) = 0$ 的 α_s 共有 $N_L/N_s + 1$ 个，均记为 α_{s0} ，满足 $\alpha_{s0} = k \times N_s/N_L$ (k 为不大于 N_L/N_s 的非负整数)。在 α_{s0} 位置处， N_L 阶次齿槽转矩幅值为0，在以 α_{s0} 为中心的半个周期内，其两侧 α_{s-} 和 α_{s+} 的齿槽转矩相位相反；当 α_{s-} 和 α_{s+} 与 α_{s0}

距离相同时，两者对应的 N_L 阶次齿槽转矩的峰峰值相同。此外，从图3(a)中还能看出，当 N_L 阶次齿槽转矩幅值最大时， $2N_L$ 阶次的齿槽转矩幅值为0；而当 N_L 阶次齿槽转矩幅值为0时， $2N_L$ 阶次的齿槽转矩也为0。

然而，由于铁心饱和以及边缘效应的影响，实际上 α_s 对电机齿槽转矩的影响会发生变化^[23-24]。一方面， N_L 阶次齿槽转矩幅值随 α_s 的过零点会发生偏移。将本文所研究的 AFPM 电机沿径向均分为三层，采用二维有限元法计算了各层槽口宽度对齿槽转矩幅值和相位的影响，如图3(b)所示。从图中可以看出：1) α_s 对 N_L 阶次齿槽转矩的相位和幅值影响呈正弦性变化，且变化周期与解析解吻合。2) N_L 阶次齿槽转矩关于 α_s 的过零点均向右发生偏移。3) 第一个过零点的偏移量沿着半径方向逐渐减少，但随着 α_s 的增加，三层电机的第二个过零点能够汇集在 $\alpha_s = 0.31$ 处。另一方面， N_L 阶次和 $2N_L$ 阶次齿槽转矩两者间的相位也会发生偏移。通过调整 α_s ，令 N_L 阶次齿槽转矩幅值近似为0时，仍然存在明显的 $2N_L$ 阶次齿槽转矩分量，如图4所示。

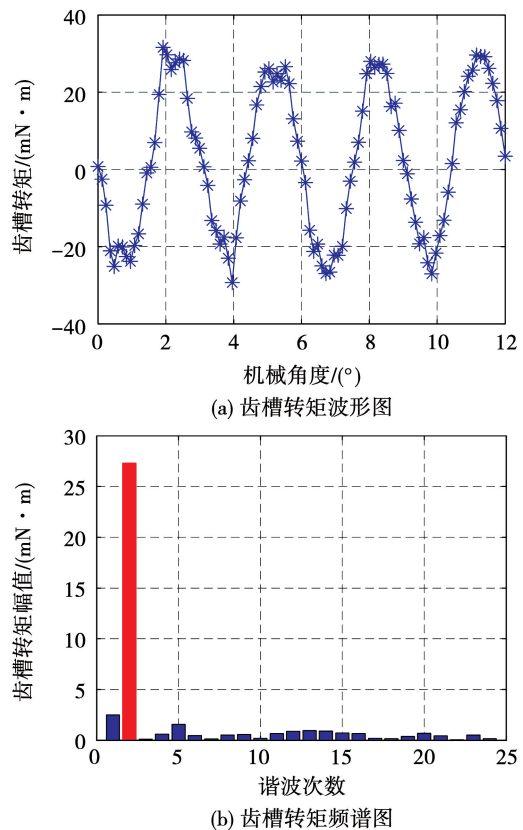


图4 $\alpha_s = 0.31$ 时中层电机齿槽转矩

Fig. 4 Cogging torque of the middle at $\alpha_s = 0.31$

综上所述, α_s 对电机齿槽转矩的影响主要有两点: N_L 阶次的齿槽转矩幅值和相位随 α_s 作正弦变化; 调整 α_s 来削弱 N_L 阶次齿槽转矩时, 不能完全消除 $2N_L$ 阶次齿槽转矩分量。

2.3 径向变槽口宽度削弱 AFPM 电机齿槽转矩

AFPM 电机的齿槽转矩可由各层齿槽转矩叠加而来, 通过调整 α_s 来改变各层 N_L 阶次齿槽转矩相位和幅值, 令层间齿槽转矩相位相反或幅值最小来削弱总的齿槽转矩。为进一步说明该削弱方法, 结合图 3 与 AFPM 电机定子槽尺寸特点, 以及槽口宽度对电机槽漏感和过载能力的影响, 将 α_s 对 N_L 阶次齿槽转矩的影响分为四个区间, 如图 5 所示。从图中可以看出: 1) 区间①和区间②的齿槽转矩相位均为负, 且幅值变化范围相同, 但区间②的槽口宽度大于区间①。2) 区间③对应的齿槽转矩的峰峰值最小, 可认为该区域不存在阶次为 N_L 的齿槽转矩, 该区间的槽口宽度大于①和②。3) 区间④的齿槽转矩相位为正, 幅值与区间①和区间②相同, 但该区间的槽口宽度最大。

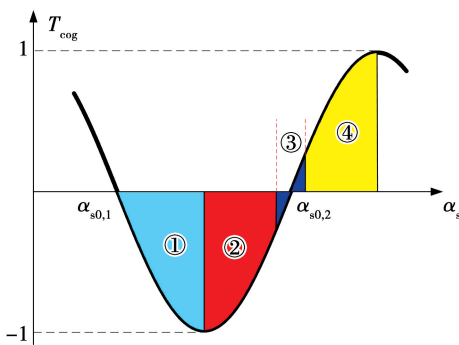


图 5 α_s 区间分布图

Fig. 5 Distribution of various α_s areas

综上所述, 可采用 3 种改变槽口宽度的方法来削弱 AFPM 电机的齿槽转矩: 1) 令每层 α_s 位于区间③, 使每层的齿槽转矩峰峰值最小来削弱齿槽转矩, 该方法命名为齿槽转矩最小法。2) 部分层的 α_s 位于区间①或区间②, 使该层齿槽转矩相位为负, 其余层的 α_s 位于区间④, 齿槽转矩相位为正, 各层齿槽转矩能够相互抵消来削弱总的齿槽转矩, 该方法命名为齿槽转矩相消法。3) 方法 1) 和方法 2) 混合使用来削弱齿槽转矩, 该方法命名为混合法。

3 不同优化方法下层间槽口宽度的选择

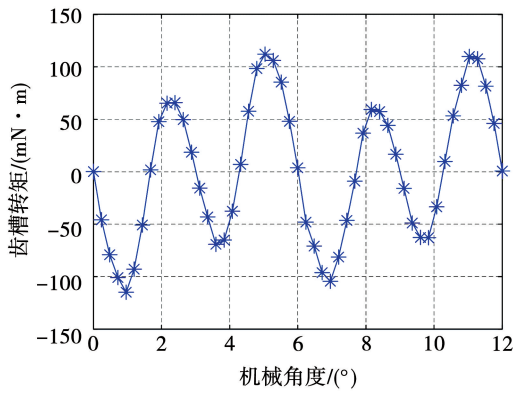
3.1 齿槽转矩最小法

将表 1 所示 AFPM 电机沿径向分别分为 1-4 层四种情况。分 1 层时, 电机定子为一个整体, 槽口宽度沿径向线性变化, 任意半径处的 α_s 均位于区间③, 内径处槽口宽为 6.5 mm, 外径处槽口宽为 11.8 mm。分 2~4 层时, 每层中径处 α_s 均位于区间③, 单层齿槽转矩最小。此时, 每层槽口宽相等, 但层间槽口宽不同。沿着半径方向, 2 层电机的槽口宽分别为 8.2 mm 和 10.5 mm, 3 层的槽口宽分别为 7.5 mm、9.4 mm 和 10.9 mm, 4 层的槽口宽分别为 7.3 mm、8.8 mm、9.8 mm 和 11.1 mm。四种方案的齿槽转矩如图 6 所示。

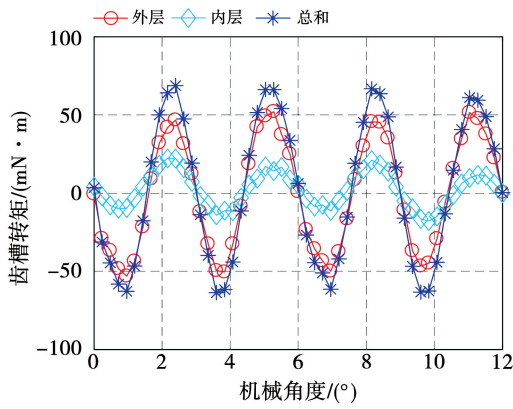
从图 6 中可以看出, 采用齿槽转矩最小法后, 电机齿槽转矩频率由图 2 中的 N_L 变为现在的 $2N_L$, 其峰峰值也得到大幅度削弱。其次, 单层电机的齿槽转矩明显大于多层电机, 这是因为在区间③内, 齿槽转矩对槽口宽度变化非常明显, 由于铁心饱和以及边缘效应影响, 很难保证任意半径处的齿槽转矩均处于最小值, 而多层电机则可通过优化设计保证每层的齿槽转矩最小。在多层电机中, 随着层数的增加, 齿槽转矩有增大的趋势。这是因为 $2N_L$ 阶次齿槽转矩对槽口宽度非常敏感, 通过调整槽口宽度, 只能够削弱阶次为 $2N_L$ 的齿槽转矩, 而不能完全消除, 会有一定残留。随着层数的增加, 残留的 $2N_L$ 阶次齿槽转矩之和会增加, 导致电机总的齿槽转矩增加。这些残留的齿槽转矩可通过更加精细的优化设计进行削弱, 但不在本文的讨论范围内。因此, 采用单层齿槽转矩最小法削弱电机齿槽转矩时, 分层数 $N_c = 2$ 是很好的选择。

3.2 齿槽转矩相消法

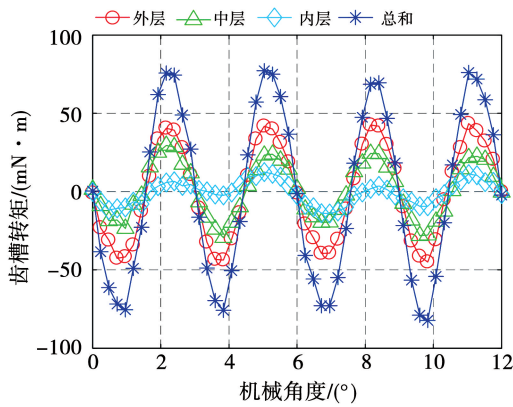
采用齿槽转矩相消法削弱 AFPM 电机齿槽转矩时, 为减小残留 $2N_L$ 阶次齿槽转矩影响, 将电机沿径向分为两层。从图 3 (b) 中可以看出, 沿着半径方向, 层间齿槽转矩逐渐增加, 为了保证内外层的 N_L 阶次齿槽转矩幅值接近, 令内层齿槽转矩始终处于最大值。那么, 有 3 种优化方案可供选择, 如表 2 所示。3 种方案的齿槽转矩波形如图 7 所示。



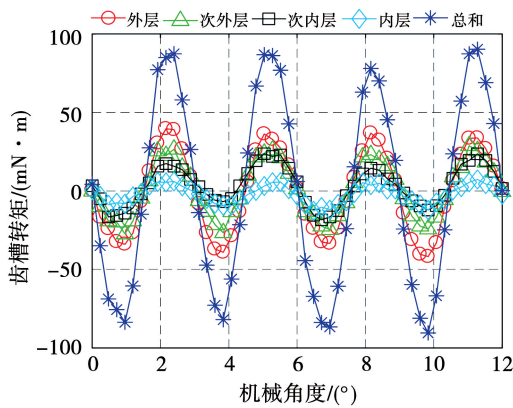
(a) 单层



(b) 双层



(c) 三层

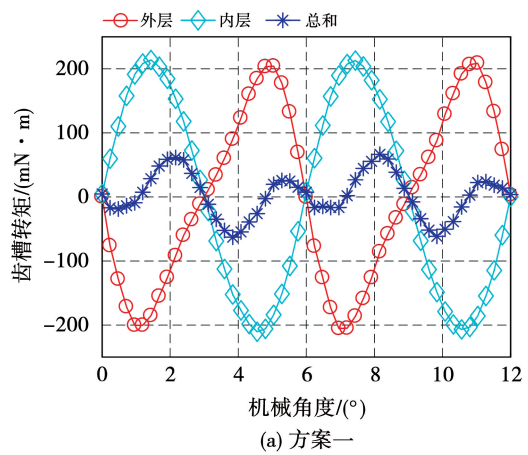


(d) 四层

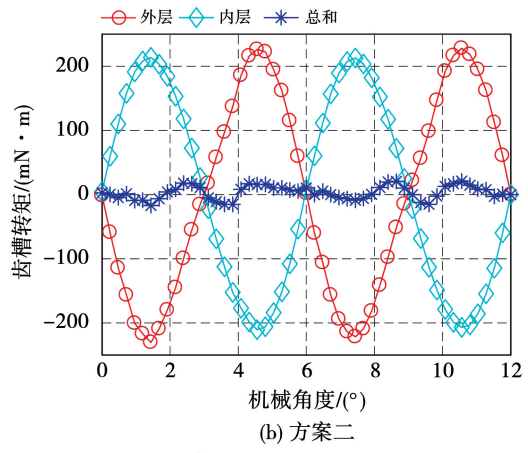
图6 单层齿槽转矩最小法的优化方案齿槽转矩
Fig.6 Cogging torque of optimization schemes of method one

表2 层间齿槽转矩相消法的优化方案
Table 2 Optimization Schemes of phase offset method

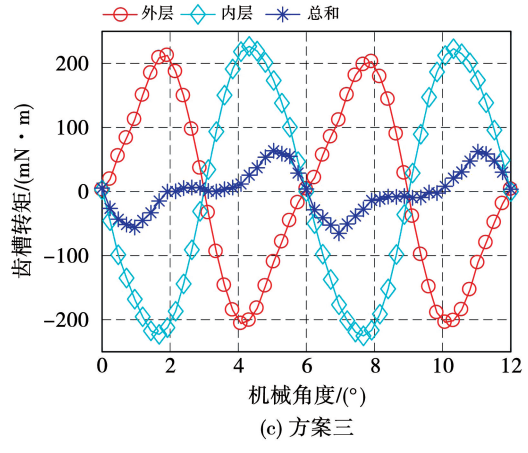
方案	内层	外层
方案一	相位正, 区间④ $b_0 = 10.8 \text{ mm}$	相位负, 区间①, $b_0 = 3.6 \text{ mm}$
方案二	相位正, 区间④ $b_0 = 10.8 \text{ mm}$	相位负, 区间②, $b_0 = 9.5 \text{ mm}$
方案三	相位负, ①和区间② 的交界 $b_0 = 5.0 \text{ mm}$	相位正, 区间④, $b_0 = 11.4 \text{ mm}$



(a) 方案一



(b) 方案二



(c) 方案三

图7 层间齿槽转矩相消法优化方案齿槽转矩
Fig.7 Cogging torque of optimization schemes of method two

从图 7 可以看出,采用层间齿槽转矩相消法同样能够增加齿槽转矩频率,降低齿槽转矩幅值。其中,方案一和方案三的齿槽转矩幅值相似,均高于方案二。这是因为内层电机齿槽转矩的最大值较小,为保证内外层齿槽转矩的幅值接近,外层电机的 α_s 需接近 α_{s0} 。对任意层电机来讲,槽口宽度一定时,沿着半径方向向外,电机的 α_s 逐渐减小,大径端 α_s 明显小于小径端。而随着 α_s 接近 α_{s0} , N_L 阶次的齿槽转矩幅值逐渐降低, $2N_L$ 阶次齿槽转矩占比逐渐增加。在方案一和方案三中,外层电机 α_s 分别位于区间①和区间④,此时,大径端的 α_s 更接近 α_{s0} , 造成外层电机总的 $2N_L$ 阶次齿槽转矩含量高、幅值大。而在方案二中,外层电机小径端 α_s 更接近 α_{s0} , 而大径端距离 α_{s0} 较远,总的 $2N_L$ 阶次齿槽转矩含量低、幅值小。因此,方案二的齿槽转矩峰峰值要小于方案一和方案三。

3.3 混合法

混合法需要结合上述两种方法,因此至少要将电机分为三层。结合 3.1 节和 3.2 节的分析结果,将电机分为三层,令相邻两层采用层间齿槽转矩相消法,另外一层则采用齿槽转矩最小法。采用相消法的两层电机中,尺寸小的齿槽转矩取最大值,那么,共有 4 种方案可供选择,如表 3 所示。

表 3 混合法的优化方案

Table 3 Optimization schemes of hybrid method

方案	内层	中层	外层
方案一	区间③ $b_0 = 7.5 \text{ mm}$	相位正区间④ $b_0 = 12.2 \text{ mm}$	相位负,区间② $b_0 = 9.2 \text{ mm}$
方案二	区间③ $b_0 = 7.5 \text{ mm}$	相位负区间② $b_0 = 6.0 \text{ mm}$	相位正,区间④ $b_0 = 12.5 \text{ mm}$
方案三	相位正区间④ $b_0 = 9.8 \text{ mm}$	相位负区间② $b_0 = 8.3 \text{ mm}$	区间③ $b_0 = 10.9 \text{ mm}$
方案四	相位负区间② $b_0 = 5.0 \text{ mm}$	相位正区间④ $b_0 = 10.3 \text{ mm}$	区间③ $b_0 = 10.9 \text{ mm}$

图 8 为 4 种方案得到的齿槽转矩波形。从图中可以看出,方案一和方案二中内层齿槽转矩最小,外层和中层齿槽转矩相互抵消能够有效削弱齿槽转矩,如图 8(a) 和图 8(b) 所示。这是因为两层电机的尺寸接近,两者 N_L 阶次齿槽转矩幅值相等、相位相反时,其 α_s 均远离 0_{s0} , $2N_L$ 阶次齿槽转矩含量低、幅值小,齿槽转矩能够得到有效削弱。此外,内层电机齿槽转矩最小时, $2N_L$ 阶次齿槽转矩为其主要分量,但内层电机尺寸小, $2N_L$ 阶次齿槽转矩的幅值小,电机总的齿槽转矩小。

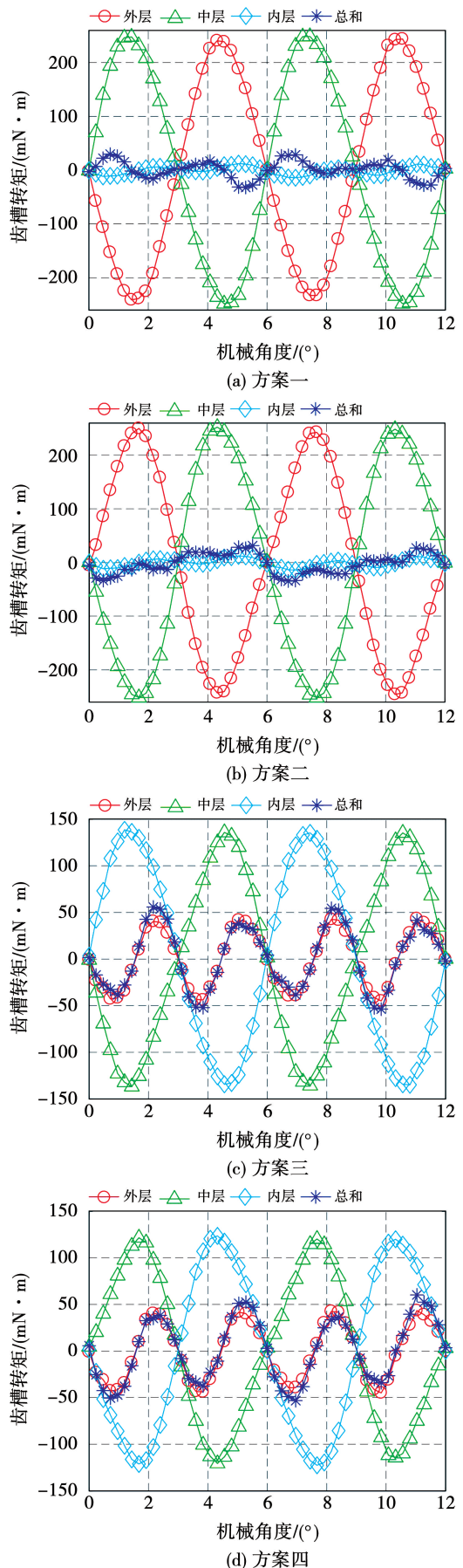


图 8 混合法优化方案齿槽转矩
Fig. 8 Cogging torque of optimization schemes of method three

然而,方案三和方案四中外层齿槽转矩最小,中层和内层齿槽转矩相互抵消时,齿槽转矩幅值明显大于方案一与方案二,如图8(c)和图8(d)所示。从图中可以看出,合成齿槽转矩波形与外层电机的相似,可认为整个电机的齿槽转矩是由外层电机的 $2N_L$ 阶次齿槽转矩引起。这是因为内层和中层齿槽转矩几乎完全抵消,而外层电机尺寸大, $2N_L$ 阶次齿槽转矩幅值大,造成电机总的齿槽转矩大。这也验证了3.2中方案一和方案三齿槽转矩幅值大的原因是由大径处 α_s 接近 α_{s0} , $2N_L$ 阶次齿槽转矩幅值大引起的。

4 样机仿真与实验

AFPM电机的定子铁心是用冲好槽的硅钢片带料在专用卷绕设备上自动成形,定子槽形沿着半径方向保持不变,很难采用径向变槽口的方法来削弱齿槽转矩。为此,本文提出一种开口槽电机与磁性槽楔组合来实现沿径向改变AFPM电机的定子槽口宽度,如图9(a)(定转子铁心,磁性槽楔)所示。开口槽定子铁心直接由卷绕制成,槽口处留有槽楔槽。磁性槽楔材料为铸铁,由激光切割而成。制造了A和B两种槽口宽度的磁性槽楔。槽楔A:槽口宽度恒定, $b_{01}=5\text{ mm}$;槽楔B:槽口宽度为齿槽转矩相消法中的方案二,槽口宽度满足 $b_{02}=9.5\text{ mm}$, $b_{03}=10.8\text{ mm}$,如图9(b)所示。

4.1 样机仿真

槽楔B代替槽楔A后,电机槽口宽发生变化,其输出转矩和转矩波动也发生变化。采用三维有限元法分别计算了两种槽楔电机在额定电流时的输出转矩,如图10所示。从图中可以看出,优化后电机的平均输出转矩从 $19.51\text{ N}\cdot\text{m}$ 降到 $19.27\text{ N}\cdot\text{m}$,降低1.23%,而转矩波动峰峰值则由 $1.27\text{ N}\cdot\text{m}$ 降到 $0.96\text{ N}\cdot\text{m}$,降低了26.77%。所提出方法不仅能大幅削弱AFPM电机的齿槽转矩,还能以很小的平均转矩为代价,获得较好的转矩波动削弱效果。

4.2 样机实验

受文献[20]和文献[25]启发,采用如图9(c)所示的实验装置来测量齿槽转矩的峰值。图9(c)中,金属杆在水平方向,与输出轴相互垂直。金属杆一端固定在转轴上位置O处,另一端M点处悬挂重物(多种螺母组成)。O点和M点的距离为L,重物

重量为G,由电子秤测量得到。逐渐增加重物重量,直到金属杆旋转,记录此时重物的质量G,齿槽转矩峰值等于G和L的乘积。

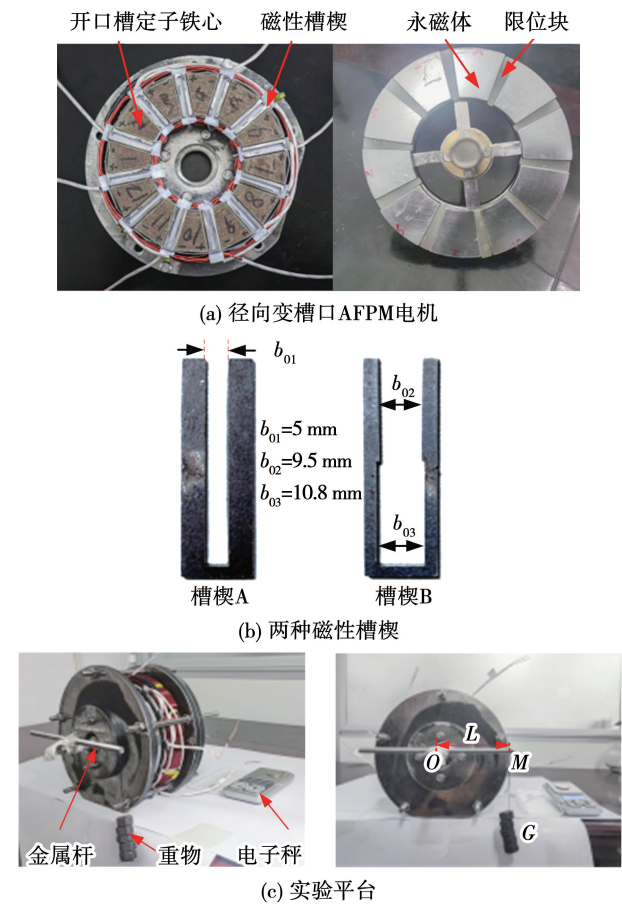


图9 样机与实验平台

Fig.9 Prototype and experimental platform

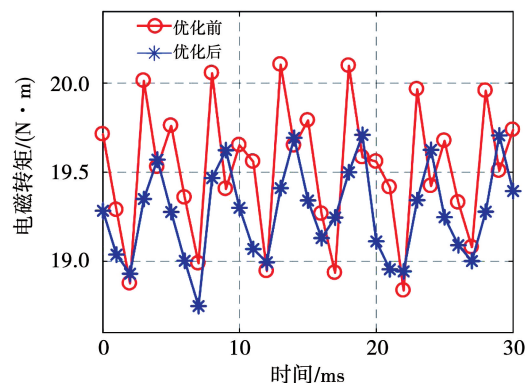


图10 优化前后转矩对比

Fig.10 Torque before and after optimization

实验结果如表4所示。从表4中可以看出,采用径向变槽口宽度定子铁心后,齿槽转矩峰值由原来(槽楔A)的 $636.16\text{ mN}\cdot\text{m}$ 降到 $55.80\text{ mN}\cdot\text{m}$

(槽楔 B),降低了 91.23%,验证了所提出的 AFPM 电机齿槽转矩削弱方法的有效性。

表 4 实验结果

Table 4 Experimental results

单位:mN·m				
实验次数	1	2	3	平均值
槽楔 A	625.13	648.52	634.84	636.16
槽楔 B	53.28	58.75	55.37	55.80

5 结 论

本文提出径向变槽口宽度定子铁心来削弱 AFPM 电机的齿槽转矩,并给出三种具体方法以及每种方法的最佳实施方案,得出以下结论:

1) 径向变槽口宽度定子铁心能通过削弱 N_L 阶次的齿槽转矩分量来降低 AFPM 电机齿槽转矩的幅值,有限元仿真结果和实验结果验证了该方法的有效性。

2) 采用该定子结构时,降低总的径向分层数有利于提高齿槽转矩削弱效果。

3) 采用该定子结构后, $2N_L$ 阶次的齿槽转矩成为主要分量,避免最外层电机采用齿槽转矩最小法能抑制该阶次齿槽转矩,进一步降低 AFPM 电机的齿槽转矩。

4) 相邻层采用齿槽转矩相消法时,应合理选择外层电机 α_s 所处区间,避免外层电机大径端 α_s 接近 α_{s0} ,同样能削弱 $2N_L$ 阶次齿槽转矩峰峰值。

参 考 文 献:

[1] 赵纪龙, 逯卓林, 韩青峰, 等. 轴向磁通永磁电机系统及关键技术前沿发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2745.
ZHAO Jilong, LU Zhuolin, HAN Qingfeng, et al. An overview on development of axial flux permanent magnet motor system and the key technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(7): 2745.

[2] 沈启平, 陈鑫, 王丁, 等. 广域高效车用轴向磁通永磁同步电机的设计分析[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3): 57.
SHEN Qiping, CHEN Xin, WANG Ding, et al. Design and analysis of wide-area and high-efficiency axial flux permanent magnet synchronous machine for EVs [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3): 57.

[3] 高鹏, 庞炜, 赵晓晓, 等. PCB 盘式风力发电机分布式绕组优化[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(4): 33.
GAO Peng, PANG Wei, ZHAO Xiaoxiao, et al. Optimization design of PCB distributed winding for axial flux permanent magnet

wind generator [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(4): 33.

[4] KUMAR S, ZHAO W, DU Z S, et al. Design of ultra high speed axial-flux permanent magnet machine with sinusoidal back EMF for energy storage application [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 1.

[5] AYDIN M, ZHU Z Q, LIPO T A, et al. Minimization of cogging torque in axial-flux permanent-magnet machines: design concepts [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(9): 3616.

[6] 郭丽艳, 肖森, 王慧敏. 低转矩波动交错转子连续极轴向磁通永磁电机设计[J]. 天津工业大学学报, 2023, 42(1): 53.
GUO Liyan, XIAO Sen, WANG Huimin. Design of staggered rotor consequent pole axial flux motor to reduce torque ripple [J]. Journal of Tiangong University, 2023, 42(1): 53.

[7] LIM D K, CHO Y S, RO J S, et al. Optimal design of an axial flux permanent magnet synchronous motor for the electric bicycle [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 52(3): 4.

[8] AYDIN M, GULEC M. Reduction of cogging torque in double-rotor axial-flux permanent-magnet disk motors: a review of cost-effective magnet-skewing techniques with experimental verification [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(9): 5028.

[9] POLAT M, YILDIZ A, AKINCI R. Performance analysis and reduction of torque ripple of axial flux permanent magnet synchronous motor manufactured for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(7): 3.

[10] KUMAR P, SRIVASTAVA R K. Cost-effective stator modification techniques for cogging torque reduction in axial flux permanent magnet machines [C]//2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), June 6–9, 2018, Bangkok, Thailand. 2018: 2–4.

[11] XU L, XU Y, GONG J. Analysis and optimization of cogging torque in yokeless and segmented armature axial-flux permanent-magnet machine with soft magnetic composite core [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 3.

[12] WEI S, XU Y, TIAN X. Presentation of a double-stator axial-flux permanent-magnet disk motor with soft magnetic composite cores and its cogging torque reduction [C]//22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), August 11–14, 2019, Harbin, China. 2019: 2–3.

[13] 刘家琦, 白金刚, 郑萍, 等. 基于磁场调制原理的齿槽转矩研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(5): 932.
LIU Jiaqi, BAI Jingang, ZHENG Ping, et al. Investigation of cogging torque based on magnetic field modulation principle [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(5): 932.

[14] SIMÓN-SEMPERE V, SIMÓN-GÓMEZ A, BURGOS-PAYÁN M, et al. Optimisation of magnet shape for cogging torque reduction in axial-flux permanent-magnet motors [J]. IEEE Transac-

- tions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 2826.
- [15] 左曙光, 刘晓璇, 吴旭东, 等. 基于永磁体轮廓设计的盘式永磁电机转矩优化[J]. 机电一体化, 2015, 21(8): 56.
ZUO Shuguang, LIU Xiaoxuan, WU Xudong, et al. Torque optimization in permanent magnet disk-type synchronous motor using magnet shaping technique [J]. Mechatronics, 2015, 21(8): 56.
- [16] WANG X, ZHANG G, GAO P. Analysis and optimization of cogging torque for axial flux machine with halbach permanent magnet array [C]// 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), November 25 - 29, 2022, Chiang Mai, Thailand. 2022: 2 - 3.
- [17] 徐磊, 朱孝勇, 张超, 等. 磁极径向组合轴向磁场永磁电机转矩品质分析与优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(6): 1972.
XU Lei, ZHU Xiaoyong, ZHANG Chao, et al. Torque quality analysis and optimization design of axial field machine with radial combined permanent magnet poles [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(6): 1972.
- [18] 左曙光, 吴双龙, 吴旭东, 等. 轴向磁通永磁同步电机转矩解析模型和转矩优化[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 50.
ZUO Shuguang, WU Shuanglong, WU Xudong, et al. Analytical model and optimization of torque of an axial flux permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 50.
- [19] 熊阳超. 电动汽车用轴向磁通永磁电机研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
- [20] XIAO L, LI J, QU R, et al. Cogging torque analysis and minimization of axial flux PM machines with combined rectangle-shaped magnet [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 53(2): 1019.
- [21] WANJIKU J, KHAN M A, BARENDSE P S, et al. Influence of slot openings and tooth profile on cogging torque in axial-flux PM machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7582.
- [22] 王超, 彭兵, 闫伟, 等. YASA 轴向磁通永磁电机定子槽漏感计算[J]. 中国电机工程学报, 2022, 44(10): 4083.
WANG Chao, PENG Bing, YAN Wei, et al. Calculation of slot inductance of axial flux permanent machine with yokeless and segmented armature [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(10): 4083.
- [23] 张琪, 梁冰洁, 黄苏融, 等. 槽口宽度对分数槽集中绕组永磁电机齿槽转矩的影响[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(7): 3.
ZHANG Qi, LIANG Bingjie, HUANG Surong, et al. Effect of slot opening on cogging torque of permanent magnet synchronous motor with fraction-slot concentrated winding [J]. Electric Machines & Control Application, 2015, 42(7): 3.
- [24] 杨玉波, 王秀和, 朱常青. 电枢槽口宽度对内置式永磁同步电机齿槽转矩的影响[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(7): 23.
YANG Yubo, WANG Xiuhe, ZHU Changqing, et al. Effect of slot opening on the cogging torque of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(7): 23.
- [25] 杨志坚, 张雨国, 喻桂华. 一种永磁电机齿槽转矩测量方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(5): 78.
YANG Zhijian, ZHANG Yuguo, YU Guihua. Measurement method of cogging torque of permanent magnet motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(5): 78.

(编辑:刘素菊)