

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2019.12.021

永磁同步电机转子表面辅助槽 对齿槽转矩的影响研究*

张泽豫^{1,2}, 焦志勇^{1*}, 夏洪兵², 赵 鹏¹, 苏仕见^{1,2}

(1. 天津科技大学 机械工程学院, 天津 300222;

2. 中国汽车技术研究中心有限公司 汽车工程研究院, 天津 300300)

摘要:针对永磁同步电机存在的齿槽转矩过高引起的电机振动噪声问题,对转子表面辅助槽结构进行了优化。通过永磁同步电机齿槽转矩产生的原理,分析了转子结构对电机齿槽转矩的影响,探讨了转子表面辅助槽结构与电机齿槽转矩的关系,并进行了推导归纳;利用有限元软件搭建了 8 极 48 槽内置式永磁同步电机模型,以该内置式永磁同步电机模型为载体,通过改变气隙磁密谐波分量,采用多目标遗传算法计算出了辅助槽个数、位置和深度 3 个设计变量的最优解,得到了辅助槽结构的最佳设计方案。研究表明:采用优化后的转子表面辅助槽结构,可以有效降低内置式永磁同步电机的齿槽转矩,增加气隙磁密基波幅值,降低了 5 次和 7 次谐波幅值,使齿槽转矩峰值降低了 76.2%,并且保证电机性能不降低。

关键词:永磁同步电机;转子表面辅助槽;齿槽转矩;气隙磁密;有限元分析

中图分类号:TM351

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2019)12-1342-05

Effect of rotor surface auxiliary slot on cogging torque of PMSM

ZHANG Ze-yu^{1,2}, JIAO Zhi-yong¹, XIA Hong-bing², ZHAO Peng¹, SU Shi-jian^{1,2}

(1. School of Mechanical Engineering, Tianjin University of Science and Technology, Tianjin 300222, China;

2. Automotive Engineering Research Institute, China Automotive Technology
and Research Center Co., Ltd., Tianjin 300300, China)

Abstract: Aiming at the vibration and noise problem of permanent magnet synchronous motor caused by high cogging torque, the structure of auxiliary slot on rotor surface was optimized. Through the principle of permanent magnet synchronous motor cogging torque, the influence of rotor structure on motor cogging torque was analyzed, and the relationship between the structure of the auxiliary slot on the rotor surface and the cogging torque of the motor was discussed. A permanent magnet synchronous motor model with 8 poles and 48 slots was built by finite element method. With the built-in permanent magnet synchronous motor model as the carrier, by changing the air gap flux density harmonic component, multi-objective genetic algorithm was used to calculate the optimal solution of the number, position and depth of the auxiliary slot, and the optimal design scheme of the auxiliary slot structure was obtained. The results indicate that the cogging torque of the built-in permanent magnet synchronous motor can be effectively reduced by using the optimized rotor surface auxiliary slot structure and increase the amplitude of air-gap magnetic dense basis, and reduce the amplitude of 5th and 7th harmonics. The peak torque of the cogging slot is reduced by 76.2%, and the motor performance is not reduced.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); rotor surface auxiliary slot; cogging torque; air gap magnetic density; finite element analysis

收稿日期:2019-03-11

基金项目:国家自然科学基金资助项目(81471274)

作者简介:张泽豫(1994-),男,河南洛阳人,硕士研究生,主要从事永磁电机电磁噪声方面的研究。E-mail:zzy52184@163.com

通信联系人:焦志勇,男,教授,硕士生导师。E-mail:jzy@tust.edu.cn

0 引言

近年来,随着高性能材料的不断发展,铝镍钴永磁、铁氧体永磁和稀土永磁等磁性材料的性能不断提升,永磁同步电机广泛运用于电动汽车。永磁同步电机与电励磁电机相比,具有高转矩电流比、高转矩体积比、高效率、体积小和结构简单等优点,可以实现电励磁电机难以达到的高性能^[1]。电机尺寸、效率和电机转矩是衡量电机性能的 3 个重要指标。高性能的永磁电机设计不仅强调高幅值转矩输出,而且还包括较小的齿槽转矩。

由于永磁同步电机定子铁心槽口的存在,电机在运行过程中,定子齿部与永磁体发生相互作用,引起磁场的变化,从而导致齿槽转矩,引起转矩波动,增加电机振动噪声,这是永磁同步电机设计过程中必须考虑的。齿槽转矩的存在会使电机产生不理想的振动和噪声,甚至会降低其动态性能,因此,永磁电机的设计必须考虑齿槽转矩。

齿槽转矩的影响因素有很多,例如定、转子材料不同,永磁材料和结构等。工程上主要通过改变电机本体结构设计来抑制齿槽转矩。齿槽转矩的传统优化方法主要包括:转子斜极^[2],优化极弧系数^[3],不同的槽极配合^[4-7],永磁体分块^[8-9],改变槽口宽度^[10],转子静态偏心^[11]等。但以上方法对电机本身的性能影响较大,还必须确保电机性能不降低。对于齿槽转矩优化,国内少有学者对转子本体进行优化。文献[12]采用转子辅助槽方法对表贴式永磁电机进行了转矩波动优化,但表贴式电机由于永磁体的存在,转子与定子距离较大,采用转子辅助槽优化方案无法达到优化目的;文献[13]采用定子开槽方法对一台外转子表贴式永磁电机进行了优化,齿槽转矩降低了 97.12%,有效抑制了电机齿槽转矩;文献[14]对内置式永磁电机进行了优化,但并未提出转子辅助槽开槽个数和确切位置,缺乏工程指导意义。

本文将对一台 8 极 48 槽内置式永磁同步电机的转子结构进行优化,在优化齿槽转矩的同时,保证电机性能不降低。

1 辅助槽优化原理

由于定子铁心开槽,电机工作时,永磁体所对应的铁心面积发生周期性变化,定子齿与槽的气隙磁导发生变化,储存在气隙中的磁场能量发生不均匀的变化,进而产生齿槽转矩。齿槽转矩是永磁体和齿槽之间作

用力的切向分力,该转矩总是试图将转子定格在某一特定位置(也称为定位转矩)。永磁体和齿槽的相对位置如图 1 所示。

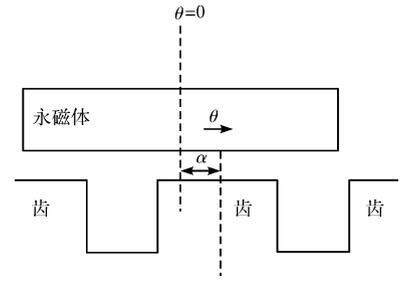


图 1 永磁体和齿槽的相对位置

图 1 中, $\theta = 0$ 为永磁体磁极的中心线,定义 α 为齿的中心线和永磁体磁极中心线之间的夹角,即永磁体磁极和齿的相对位置。齿槽转矩可以表示为电机内部磁共能 W 相对于位置角 α 的负导数,即:

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

式中: T_{cog} —永磁电机齿槽转矩; W —电机内部磁共能。

电机内存储的能量可近似表达为:

$$W \approx W_{\text{airgap}} + W_{\text{PM}} \quad (2)$$

式中: W_{airgap} —气隙磁场能量; W_{PM} —永磁体磁场能量。

当定转子发生相对运动时,在转子铁芯内永磁体磁场能量变化小,忽略不计,只考虑气隙内磁场能量变化,即:

$$W \approx W_{\text{airgap}} = \frac{1}{2\mu_0} \int B^2 dV \quad (3)$$

式中: B —气隙磁密; V —气隙体积; μ_0 —真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。

气隙磁密可表达为:

$$B(\theta, \alpha) = (\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \quad (4)$$

根据式(2~4)可得,电机内存储的磁场能量可近似为:

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int_v B_r^2(\theta) \left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2 dv \quad (5)$$

对 $B_r^2(\theta)$ 进行傅里叶变换,可得:

$$B_r^2(\theta) = B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn} \cos(2np\theta) \quad (6)$$

式中: $B_{r0} = \alpha_p B_r^2$; $B_{rn} = \frac{2}{n\pi} B_r^2 \sin n\alpha_p \pi$; B_r —永磁体剩磁; α_p —永磁磁极的极弧系数; z —槽数; n —谐波次数; p —磁极对数。

对 $\left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2$ 进行傅里叶变换,得:

$$\left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2 = G_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_n \cos[nz(\theta + \alpha)] \quad (7)$$

在不考虑斜槽时,将式(5~7)代入式(1)中,可得到齿槽转矩表达式为:

$$T_{\text{cog}} = \frac{LB_{\sigma}zp}{\pi\mu_0v}(D_2^2 - D_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} nG_n B_{\frac{nz}{2p}} \sin n z \alpha \quad (8)$$

式中: L —铁心长度; B_{σ} —气隙磁密幅值; v —齿谐波转矩次数; D_1 —电机定子外半径; D_2 —电机定子内半径; n —使 $nz/2p$ 为整数的整数。

从齿槽转矩的解析式可得,当电机长度为 L ,半径 D_1 、 D_2 确定时,齿槽转矩的大小仅与极槽数和气隙磁密有关。在工程中可以通过等效方法来改变极槽配合

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \left[\sin \left(n\pi - \frac{nz\theta_{s0}}{z} \right) - 2\sin \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right] \sum_{i=1,3,5,\dots}^{k-1} \cos \frac{in\pi}{k+1} =$$

$$\begin{cases} \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 (k+1) \sin \left(n\pi - \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right) & n \text{ 是 } (k+1) \text{ 的倍数} \\ \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \left[\sin \left(n\pi - \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right) - \cos(n\pi) \sin \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right] & n \text{ 不是 } (k+1) \text{ 的倍数} \end{cases}; \quad (10)$$

当 k 为奇数时有:

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \left[2\cos \left(\frac{n\pi}{2} \right) \sin \left(n\pi - \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right) - 2\sin \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right] \sum_{i=1}^{k-1} \cos \frac{2in\pi}{k+1} =$$

$$\begin{cases} -\frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 (k+1) \sin \left(\frac{nz\theta_{s0}}{2} \right) & n \text{ 是 } (k+1) \text{ 的倍数} \\ \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \left[\sin \left(n\pi - \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right) + \cos(n\pi) \sin \left(\frac{nz\theta_{s0}}{2} \right) \right] & n \text{ 不是 } (k+1) \text{ 的倍数} \end{cases}; \quad (11)$$

由于 $\left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2$ 的展开区间相同,均可代入式(8)计算齿槽转矩。

在选择辅助槽时,其深度和大小对结果影响较大:过浅、过小则优化效果不明显,过深、过大则影响转子磁路;并且转子表面辅助槽影响气隙磁密的分布,难以通过解析法计算齿槽转矩。因此,本文通过有限元方

表 1 内置式永磁同步电机结构参数

定子外径/mm	定子内径/mm	额定转速/(r·min ⁻¹)	永磁体极数	定子槽数	定子槽口宽度/mm	电枢铁心长度/mm
214	145	2 600	8	48	2.5	138

电机有限元模型中,绕组选用铜线,永磁体材料磁导率 $\mu_r = 1.03$,矫顽力 $H_c = 920\,000$ A_per_meter。磁场网格划分:划分过大,计算结果不准确;划分过小,计算时间长。本文采用手动法划分网格,网格总数为 86 320,节点数为 53 870。

2.2 齿槽转矩计算

笔者设置励磁电流为 0 A,电机在低速下运行,转子转速为 1 deg/s;对气隙进行加密处理,气隙长度为

和气隙磁密。

在转子上开辅助槽,对齿槽转矩的影响等同于改变了极槽配合,选择合适的辅助槽可以大幅度削弱齿槽转矩^[15]。

(1) 无辅助槽时, $\left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2$ 在区间 $[-\pi/z, \pi/z]$ 上的傅里叶分解系数表达式为:

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right) \sin \left(n\pi - \frac{nz\theta_{s0}}{2} \right) \quad (9)$$

(2) 有辅助槽时,且 k 为偶数时, $\left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2$ 在区间 $[-\pi/z, \pi/z]$ 上的傅里叶分解系数表达式为:

法计算齿槽转矩。

2 建模与仿真

2.1 电动机有限元模型参数

本文以一台 8 极 48 槽内置式永磁同步电机为研究对象,其结构参数如表 1 所示。

0.8 mm,将气隙网格划分 4 层,每次网格长度为 0.2 mm,定子每个齿占 360/48°。为了计算准确,总仿真时间为两个周期,运行时间 15 s。

3 仿真结果与优化

3.1 辅助槽个数对齿槽转矩的影响

为保证开槽周期性对称,笔者设计转子表面辅助

槽个数为 8、16、24、32。辅助槽个数与齿槽转矩的关系如图 2 所示。

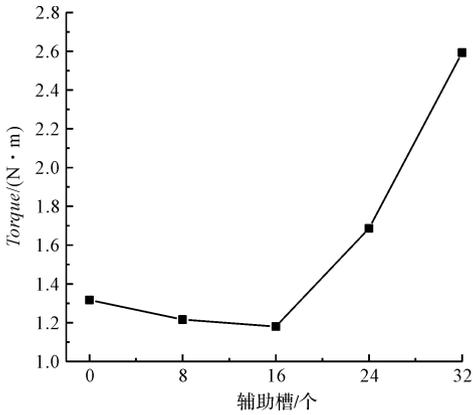


图 2 辅助槽个数与齿槽转矩的关系

图 2 表明:辅助槽个数对齿槽转矩影响较大,当辅助槽为 16 个时,削弱齿槽转矩效果最佳。因此,本文选择转子表面等间距分布 16 个的辅助槽。

3.2 辅助槽位置对齿槽转矩的影响

辅助槽位置如图 3 所示。

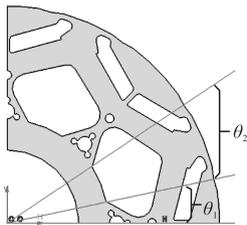


图 3 辅助槽位置

图 3 中,定义 θ_1 为主辅助槽中心线(圆弧中点)与电机初始位置 X 轴的夹角, θ_2 为副辅助槽中心线(圆弧中点)与电机初始位置 X 轴的夹角。本文采用遗传算法,以辅助槽的位置为变量,以齿槽转矩和反电动势为优化目标。

从计算结果中选出齿槽转矩最大、最小、理想正弦波的 3 个数据进行分析,结果表明:辅助槽位置可以改变齿槽转矩的波形和幅值,当其位置为 $\theta_1 = 15^\circ + 45n$, $\theta_2 = 40^\circ + 45n$ ($n = 0.2 \dots 7$),齿槽转矩相差 2.479 N·m。

辅助槽位置特点如表 2 所示。

表 2 辅助槽位置特点

θ_1 ($^\circ, n = 0.2 \dots 7$)	θ_2 ($^\circ, n = 0.2 \dots 7$)	齿槽转矩/ (N·m)	特点
无槽	无槽	1.317 3	/
$15 + 45 \times n$	$40 + 45 \times n$	2.887 2	转矩最大
$10 + 45 \times n$	$25 + 45 \times n$	0.418 2	转矩最小
$45 + 45 \times n$	$45 + 45 \times n$	0.561 3	理想正弦波

齿槽转矩最小时, θ_1 和 θ_2 不关于磁极 q 轴

(22.5°) 对称。文献[16-17]提出:无论是转子、定子开辅助槽都应是相互对称,因此,本文通过增大计算周期,验证最优解是否关于磁极 q 轴对称。

当设置 θ_1 和 θ_2 关于 q 轴(22.5°) 对称约束,当 $\theta_1 = 18.5^\circ$, $\theta_2 = 26.5^\circ$,齿槽转矩幅值为 0.389 9 N·m,相对于不对称辅助槽齿槽转矩由 0.418 2 N·m 减少到 0.389 9 N·m,降低 6.7%。可见,转子辅助槽位置应关于 q 轴对称(22.5°), $\theta_1 = 18.5^\circ + 45n$, $\theta_2 = 26.5^\circ + 45n$ ($n = 0.2 \dots 7$)。

3.3 辅助槽深度对齿槽转矩的影响

转子辅助槽半径 R 为辅助槽圆弧中点与弧两侧连线之间的距离。在保证电机其他参数不变的情况下,随着 R 的增大,齿槽转矩逐渐减少。辅助槽深度与齿槽转矩的关系如图 4 所示。

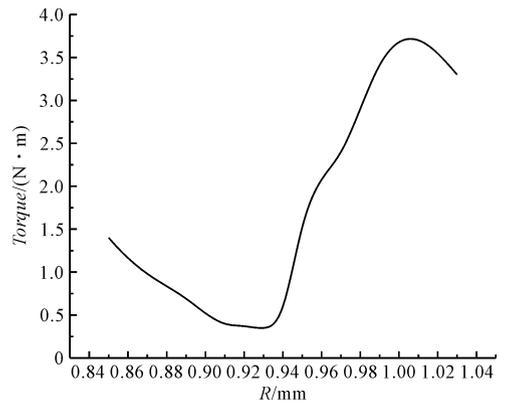


图 4 辅助槽深度与齿槽转矩关系

图 4 中:当 $R = 0.93$ mm 时,齿槽转矩达到最小值 0.313 6 N·m;继续增加 R,齿槽转矩呈现先变大再减小的趋势,这是因为辅助槽与隔磁桥连接在一起,引起漏磁系数增加。转子高速旋转时,转子机械变形大,甚至出现断裂,故不予考虑。可见,选择合适的辅助槽深度可有效降低齿槽转矩。

3.4 优化前后对比

优化前、后齿槽转矩对比如图 5 所示。

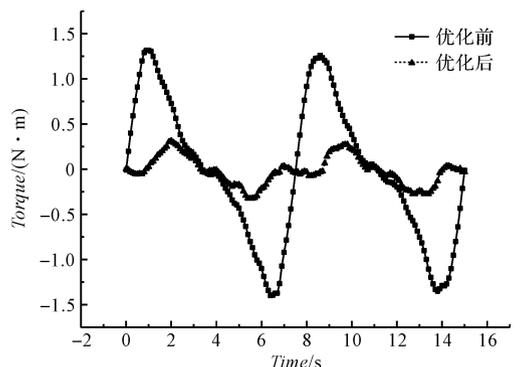


图 5 齿槽转矩对比

图 5 显示:优化后齿槽转矩削弱了 76.2%,达到了优化效果。

优化前后,转子辅助槽主要改变了 $0 \sim 0.2B/T$ 区间的磁密波动,气隙磁密波形变化幅值平稳;同时,辅助槽削弱了磁密饱和程度,增加了磁密的平均值。

开槽前后径向气隙磁密 FFT 对比如图 6 所示。

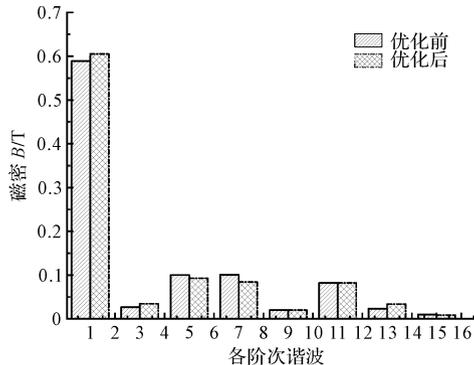


图 6 开槽前后径向气隙磁密 FFT 对比

图 6 显示:转子辅助槽增加气隙磁密的基波幅值,削弱了 5 次和 7 次谐波;同时,优化前后反电动势基本不变,保证了电机的基本性能。

4 结束语

本文以一台 8 极 48 槽永磁同步电机为例,通过转子表面辅助槽,来降低内置式永磁同步电机齿槽转矩,采用遗传算法优化转子表面辅助槽个数、位置和深度。

研究表明:当辅助槽个数为 16,主辅助槽和副辅助槽位置为 $\theta_1 = 18.5^\circ + 45n$, $\theta_2 = 26.5^\circ + 45n$ ($n = 0.2 \dots 7$),槽深为 $R = 0.93 \text{ mm}$ 时,通过辅助槽结构可使齿槽转矩削弱 76.2%,并且对电机性能影响较小。

参考文献 (References):

[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,2015.

[2] BIANCHINI C, IMMOVILLI F, LORENZANI E, et al. Review of design solutions for internal permanent-magnet machines cogging torque reduction[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 2012,48(10):2685-2693.

[3] ZHU Z Q, CHOFIELD N. Reduction of cogging torque in interior-magnet brushless machines[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 2003,39(5):3238-3240.

[4] 宋洪珠,韩力. 极弧系数与极槽配合对直驱永磁同步发电机齿槽转矩的影响[J]. *微电机*,2011,44(12):10-13,37.

[5] WANG C C H, JOHN S B, WU S S. Reduction of cogging torque in spindle motors[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 1998,34(2):468-470.

[6] WANG X H, YANG Y B, FU D J. Study of cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors with energy method[J]. *Magn. Magn. Mater.*, 2003,267(1):80-85.

[7] ZHU L, JIANG S Z, ZHU Z Q. Analytical methods for minimizing cogging torque in permanent-magnet machines[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 2009,45(4):2023-2030.

[8] BIANCHI N, BOLOGNANI S. Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 2002,38(5):1259-1265.

[9] 杨玉波,王秀和,朱常青. 基于分块永磁磁极的永磁电机齿槽转矩削弱方法[J]. *电工技术学报*,2012,27(3):73-78.

[10] 董仕镇,马隽,沈建新. 减小齿槽转矩的永磁电动机槽口优化设计[J]. *微电机*,2007(12):1-3.

[11] LEE S K, KANG G H, HUR J. Stator and rotor shape designs of interior permanent magnet type brushless DC motor for reducing torque fluctuation[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 2012,48(11):4662-4665.

[12] 贺小克,沈建新. 表面式永磁同步电机转子辅助槽对转矩的影响[J]. *微电机*,2018,51(1):1-4,28.

[13] 杜晓彬,黄开胜,黄信. 基于谐波分析的永磁电机齿槽转矩抑制[J]. *微特电机*,2019,47(1):37-40.

[14] 梅柏杉,王冬,张翔健. 一种优化永磁同步电机转子削弱齿槽转矩研究[J]. *微特电机*,2018,46(10):38-41.

[15] 王秀和. 永磁电机[M]. 2版. 北京:中国电力出版社,2011.

[16] HAO L, LIN M, XU D, et al. Cogging torque reduction of axial-field flux-switching permanent magnet machine by rotor tooth notching[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 2015,51(11):1-4.

[17] ZHAO W, LIPO T A, KWON B. Torque pulsation minimization in spoke-type interior permanent magnet motors with skewing and sinusoidal permanent magnet configurations[J]. *IEEE Trans. Magn.*, 2015,51(11):1-4.

[编辑:周昱晨]

本文引用格式:

张泽豫,焦志勇,夏洪兵,等. 永磁同步电机转子表面辅助槽对齿槽转矩的影响研究[J]. *机电工程*,2019,36(12):1342-1346.

ZHANG Ze-yu, JIAO Zhi-yong, XIA Hong-bing, et al. Effect of rotor surface auxiliary slot on cogging torque of PMSM[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2019,36(12):1342-1346.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>