

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^{*}

阮 博¹, 谷爱昱¹, 刘 海², 郭 莉³, 廉迎战¹

(1. 广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006;

2. 惠州市卓能电机技术有限公司, 广东 惠州 516100;

3. 广州地铁设计研究院股份有限公司, 广东 广州 510010)

摘 要: 内置式永磁同步电机的齿槽转矩会带来转矩脉动、电机控制精度变差、振动与噪声等一系列的问题, 因此采取有效的削弱齿槽转矩措施至关重要。采用解析计算分析了永磁体径向分段对齿槽转矩的影响, 在此基础上提出了一种改进的永磁体分段方法, 从而有效地减少永磁体分段后对电机的反电动势和输出平均转矩等性能的影响。此外, 基于改进的永磁体非均匀分段方法, 还提出了一种永磁体不等厚非均匀分段来削弱齿槽转矩的新方法, 并采用有限元法对永磁体均匀分段、非均匀分段和不等厚非均匀分段 3 种方法进行仿真验证和对比分析。仿真结果表明, 采用永磁体不等厚非均匀分段方法的齿槽转矩削弱效果最佳。

关键词: 内置式永磁同步电机; 磁极分段; 齿槽转矩

中图分类号: TM 341:TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)07-0020-06

Cogging Torque Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Permanent Magnet Segmentation Optimization^{*}

RUAN Bo¹, GU Aiyu¹, LIU Hai², GUO Li³, LIAN Yingzhan¹

(1. School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China;

2. Huizhou Zhuoneng Motor Technology Co., Ltd., Huizhou 516100, China;

3. Guangzhou Metro Design & Research Co., Ltd., Guangzhou 510010, China)

Abstract: The cogging torque of the interior permanent magnet synchronous motor brought a series of problems such as torque ripple, motor control accuracy deterioration, vibration and noise, so it was important to take effective measures to weaken the cogging torque. The influence of radial segmenting of permanent magnet on cogging torque was analyzed by analytic calculation. Based on this, an improved segmenting method of permanent magnet was proposed, which could effectively reduce the influence of permanent magnet segmentation on the back electromotive force and output average torque of motor. In addition, based on the improved non-uniform permanent magnet segmentation, a new method of unequal thickness and non-uniform permanent magnet segmentation was proposed. Three methods of uniform permanent magnet segmentation, non-uniform permanent magnet segmentation and unequal thickness and non-uniform permanent magnet segmentation were verified and compared by the finite element method. The simulation results showed that the cogging torque attenuation effect of the new method of unequal thickness and non-uniform permanent magnet segmentation was the best.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); magnet segmentation; cogging torque

^{*} 基金项目: 广东省教育部科技部产学研结合项目(2012B090600004);南沙科技计划项目(2017CX011);广州市科技计划项目(201802010045);广东省科技计划项目(2016B090912004)

作者简介: 阮 博(1994—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机设计及运行特性。

谷爱昱(1970—),女,博士,副教授,研究方向为电机及其测试与控制。

0 引言

有别于表贴式永磁同步电机 (SPMSM), 内置式永磁同步电机 (IPMSM) 的永磁体安装在转子铁心内部, 因此更加适合高转速、高功率密度和高转矩电流比等应用场合。然而 IPMSM 齿槽转矩比表贴式的更加严重, 导致转矩的脉动, 以及可能带来的振动与噪声问题, 影响了电机的性能。对此, 国内外学者们进行了大量的相关研究。文献 [1-2] 通过优化转子偏心距来减小永磁同步电机 (PMSM) 的齿槽转矩。文献 [3] 采用优化磁极偏移角度来降低 IPMSM 齿槽转矩。文献 [4] 采用转子分段斜极和非均匀气隙结构二者相结合的方法来抑制一型 IPMSM 齿槽转矩。文献 [5] 采用解析法和有限元法结合来研究电枢槽口宽度对 IPMSM 齿槽转矩的影响, 结果表明电枢槽口宽度的变化会引起气隙磁导的变化, 通过合理选择电枢槽口宽度能够削弱齿槽转矩。文献 [6-8] 较早地提出永磁体径向分段的方法, 但最初的目的是为了提提高 IPMSM 弱磁扩速能力, 对削弱齿槽转矩问题并没有进行深入的研究。文献 [9] 展开了 IPMSM 的永磁体径向分段数对纹波转矩影响的研究。文献 [10] 研究永磁体径向均匀分段方法对 IPMSM 齿槽转矩的影响, 并使用有限元法验证了该方法具有较好的削弱效果。文献 [11] 研究得出一种永磁体非均匀径向分段方法, 并通过与永磁体均匀分段方法比较, 得出结论: 永磁体非均匀分段比均匀分段削弱齿槽转矩效果更佳。然而, 以上的不管是永磁体均匀分段还是非均匀分段, 实际上分段后的永磁体总量均有所减小, 且分段永磁体之间均采用铁桥导磁材料间隔, 增大了永磁体之间的漏磁, 使得电机的输出平均转矩和反电动势下降。

本文以 1 台一型 IPMSM 为例, 在上述文献的研究基础上, 进一步对永磁体径向分段方法进行了深入研究。首先采用解析计算分析了永磁体均匀分段和非均匀分段对齿槽转矩的影响, 并在此基础上提出了一种改进的永磁体分段方法, 从而避免永磁体分段后对电机其他性能的影响, 然后基于改进的永磁体非均匀分段方法, 进一步提出了一种永磁体不等厚非均匀分段来削弱齿槽转矩

的新方法, 最后采用有限元法对永磁体均匀分段、非均匀分段和不等厚非均匀分段 3 种方法进行仿真验证和对比分析。

1 齿槽转矩解析分析

齿槽转矩为永磁电机绕组不通电时, 永磁体与电枢齿槽之间相互作用产生转矩^[12]。定义为

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

式中: W ——电机不通电时的磁场能量;

α ——定转子的相对位置角度。

忽略永磁体和铁心的磁场能量, 即 $W \approx W_{\text{airgap}}$, 则齿槽转矩可表示为^[13]

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = - \frac{\partial W_{\text{airgap}}}{\partial \alpha} = - \frac{\partial}{\partial \alpha} \cdot \left[\frac{1}{2\mu_0} \cdot L_s \cdot \frac{1}{2} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \int_0^{2\pi} G^2(\theta) \cdot B^2(\theta, \alpha) d\theta \right] \quad (2)$$

式中: μ_0 、 L_s 、 R_1 、 R_2 ——空气相对磁导率、铁心长度、转子外径、定子内径;

$G(\theta)$ 、 $B(\theta)$ ——相对气隙磁导和气隙磁通密度关于定转子相对位置角 θ 的函数。

$G^2(\theta)$ 和 $B^2(\theta, \alpha)$ 的傅里叶展开式分别为

$$G^2(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} G_{nZ} \cos nZ\theta \quad (3)$$

$$B^2(\theta, \alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} B_{2np} \cos 2np(\theta + \alpha) \quad (4)$$

式中: G_{nZ} 、 B_{2np} —— $G^2(\theta)$ 和 $B^2(\theta, \alpha)$ 的傅里叶展开系数;

Z 、 p ——定子槽数、永磁体极对数。

将式 (3) 和式 (4) 代入式 (2), 齿槽转矩的表达式可变为

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi L_s}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} n N_L G_{nN_L} B_{nN_L} \sin nN_L \alpha \quad (5)$$

式中: N_L —— Z 和 $2p$ 的最小公倍数。

影响电机齿槽转矩的主要分量为 N_L 、 G_{nN_L} 和 B_{nN_L} , 通过选择恰当的槽极配合可以使 N_L 减小, 但本文只讨论通过采用永磁体径向分段的方法减小 G_{nN_L} 和 B_{nN_L} , 以达到抑制齿槽转矩的目的。

2 永磁体径向分段方法研究

2.1 永磁体径向均匀分段方法

根据叠加法的原理,电机每极的总齿槽转矩可简化为每段永磁体产生的齿槽转矩的叠加^[14]:

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \sum_{m=1}^{N_s} \sum_{n=1}^{\infty} T_n \sin\{nN_p Z[\alpha + (m-1)\Delta\beta]\} \quad (6)$$

式中: N_s ——分段数;

T_n —— n 次谐波的齿槽转矩幅值;

N_p ——一个齿距的齿槽转矩周期数;

Z ——槽数;

$\Delta\beta$ ——相邻两段永磁体的偏移角度。

一个齿距的齿槽转矩周期数:

$$N_p = \frac{2p}{\text{GCD}(Z, 2p)} \quad (7)$$

式中: $\text{GCD}(Z, 2p)$ —— Z 和 $2p$ 的最大公约数。

由式(6)可以看出,通过改变永磁体的分段数 N_s 和相邻两段永磁体的偏移角度 $\Delta\beta$,可以有效地削弱每极的总齿槽转矩。

2.2 永磁体径向非均匀分段方法

文献[11]提出一种永磁体径向非均匀分段方法,将每极的一整段永磁体分为厚度相同、宽度不尽相同的三段永磁体,其中,中间段的永磁体宽度比左右两段永磁体大,且左右两段永磁体的宽度相等,如图1所示。

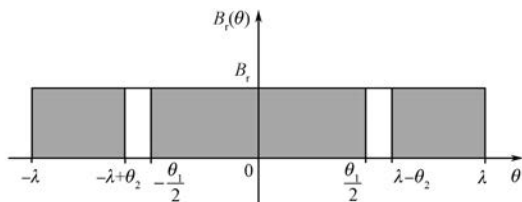


图1 永磁体径向非均匀分段原理图

图2所示为永磁体分段前剩磁密度 $B_r(\theta)$ 沿圆周的分布。

$B_r^2(\theta)$ 在区间 $[-\frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{2p}]$ 上的傅里叶展开为^[12]

$$B_r^2(\theta) = B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_m \cos(2np\theta) \quad (8)$$

其中: $B_{r0} = \alpha_p B_r^2$; $B_m = \frac{2}{n\pi} B_r^2 \sin n\alpha_p \pi$ 。

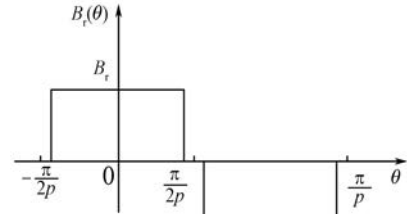


图2 $B_r(\theta)$ 的分布

式中: B_r ——永磁体剩磁;

α_p ——极弧系数。

永磁体分段后一个磁极的剩磁密度 $B_r(\theta)$ 沿圆周的分布,如图1所示。在区间 $[-\frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{2p}]$ 上, $B_r^2(\theta)$ 的傅里叶展开式不变,仍然与式(8)相同,只是 B_m 的表达式变为

$$B_m = \frac{2B_r^2}{n\pi} \{ \sin(n\alpha_p \pi) + \sin(n\theta_1) - \sin[2n(\lambda - \theta_2)] \} \quad (9)$$

其中, θ_1 、 θ_2 和 λ 满足如下的条件:

$$\begin{cases} 0 < \theta_1 < 2\lambda \\ 0 < \theta_2 < \lambda \\ \lambda = \alpha_p \pi \end{cases}$$

从式(9)可以看出,在保持 α_p 不变(即 λ 不变)的情况下,通过优化 θ_1 和 θ_2 来降低齿槽转矩,但会导致永磁体的用量减少,从而影响电机的输出平均转矩等。

考虑到以上方法所出现的问题,本文提出在保持永磁体用量不变(即 $\theta_1 + \theta_2 = \theta_c$ 保持不变)的条件下,通过优化中间段永磁体的宽度 θ_1 和分段永磁体之间的间隔 γ 来削弱齿槽转矩,如图3所示。此时式(9)变为

$$B_m = \frac{2B_r^2}{n\pi} \{ \sin[n(\theta_c/2 + \gamma)] + \sin(n\theta_1) - \sin[2n(\theta_1 + \gamma)] \} \quad (10)$$

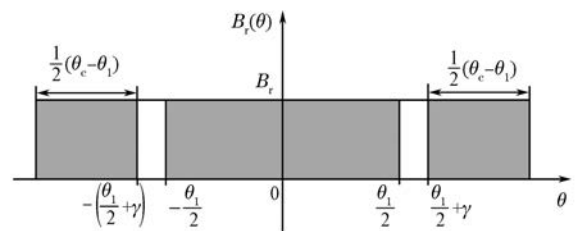


图3 改进的永磁体非均匀分段原理图

2.3 永磁体不等厚的非均匀分段方法

忽略饱和、漏磁、齿槽效应的影响,气隙磁通密度沿电枢表面的分布可近似表示为^[12]

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \quad (11)$$

记 $A = \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)}$, 则 A^2 的傅里叶展开可表示为

$$A^2 = G_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_n \cos nZ(\theta + \alpha) \quad (12)$$

式中: $h_m(\theta)$ 、 $\delta(\theta, \alpha)$ ——永磁体厚度、气隙长度沿圆周方向的分布。

从式(11)和式(12)可以看出,当气隙长度 $\delta(\theta, \alpha)$ 较大时,通过改变永磁体的厚度 $h_m(\theta)$ 在一定的程度上可以减小 G_n , 从而进一步地削弱齿槽转矩。但应当注意的是,永磁体厚度选择不当,也会导致电机的其他性能出现明显的下降。本文在改进的永磁体非均匀分段方法基础上,提出一种新的永磁体不等厚非均匀分段新方法。该方法既可以进一步削弱齿槽转矩,又能够对电机的其他性能(主要是空载反电动势和输出平均转矩值)产生较小影响,如图4所示。

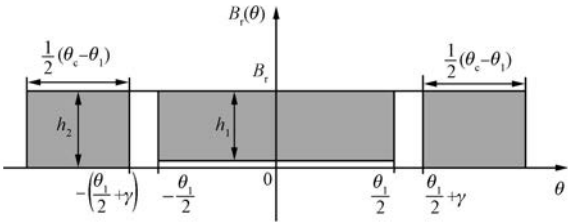


图4 永磁体不等厚的非均匀分段原理图

由图4可知,该方法的基本原理与永磁体非均匀分段方法基本一致,所不同的是分段永磁体的厚度,其中,中间段永磁体的厚度要比左右两段永磁体的小,且左右两段永磁体的厚度相同。

3 磁极分段对齿槽转矩的影响

有限元法能够考虑电机漏磁、饱和以及复杂结构的影响,可准确计算齿槽转矩^[14]。本文以1台一型IPMSM为例,电机参数如表1所示。利用有限元仿真软件ANSYS EDT对前文讨论的3种永磁体径向分段方法进行建模仿真与分析。

表1 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	12	定子外径/mm	175
额定电压/V	380	定子内径/mm	120
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000	铁心长度/mm	175
极数/槽数	8/48	气隙长度/mm	1.2

3.1 永磁体均匀分段对齿槽转矩的影响

根据前文理论推导可知,在永磁体的用量保持不变的条件下,永磁体均匀分段方法实际是通过优化永磁体的分段数 n 以及分段永磁体之间的间隔 γ 来削弱齿槽转矩的,如图5所示。因此,在有限元软件内对2个变量进行优化处理。 γ 的取值一般控制在1.0~1.5 mm^[15],可以适当放宽,取值范围为1.0~2.0 mm,所得仿真结果如图6和图7所示。

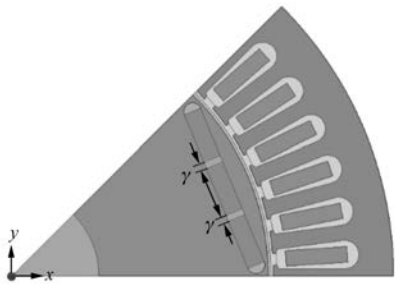


图5 永磁体均匀分段的有限元分析模型

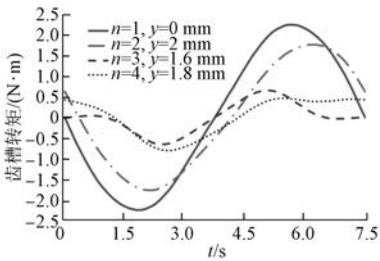


图6 永磁体不同分段数 n 下的齿槽转矩波形

由图6可知,随着永磁体分段数 n 的增加,齿槽转矩随之减小。当 $n>3$ 时,齿槽转矩的削弱效果不再显著,反而增大了电机的制造成本。由图7可知,在 $n=3$ 的条件下,当 $\gamma=1.7$ mm 时,齿槽转矩最小,幅值约为0.43 N·m。

3.2 永磁体非均匀分段对齿槽转矩的影响

与永磁体均匀分段方法的优化参数 n 和 γ 不同,永磁体非均匀分段方法的优化参数变为中间段

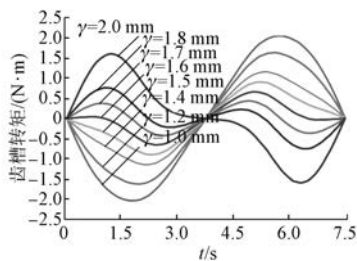


图7 不同 γ 下齿槽转矩波形 ($n=3$)

永磁体的宽度 w 和分段永磁体之间的间隔 γ (由于永磁体的用量保持不变, 则有中间段永磁体的宽度 w 改变时, 左右两段永磁体的宽度也会随之改变), 如图8所示。所得仿真结果如图9所示。

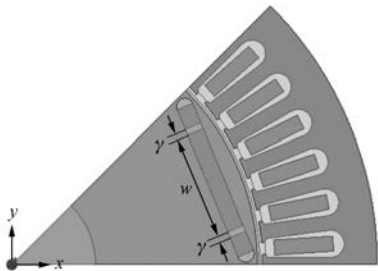


图8 永磁体非均匀分段的有限元分析模型

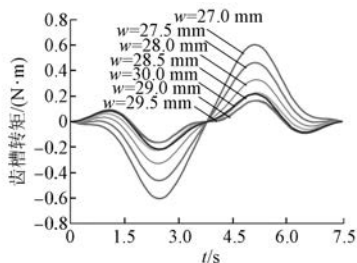


图9 不同 w 下的齿槽转矩波形 ($\gamma=1.5$ mm)

实际上, w 和 γ 的优化过程需要同时进行考虑, 即随着 w 的取值不同, γ 也应该不同。因此, 在第一次优化过程中计算的步长可以适当地取得大一点, 等取值范围变小了以后, 再进行第二、三次优化求解, 此时的计算步长应该选取得小一些。从图9可以看出, 当 $w=29.5$ mm 且 $\gamma=1.5$ mm 时, 齿槽转矩最小, 幅值约为 $0.165\text{ N}\cdot\text{m}$, 比永磁体均匀分段方法时减小了 62% 。

3.3 永磁体不等厚非均匀分段对齿槽转矩的影响

根据前文理论推导可知, 除了与上述的永磁

体非均匀分段方法一样需要优化 w 和 γ 2 个参数外, 永磁体不等厚的非均匀分段方法还需要优化分段永磁体的厚度, 包括中间段永磁体的厚度 h_1 和左右两段永磁体的厚度 h_2 (左右两段永磁体的厚度相同) 2 个参数, 如图10所示。

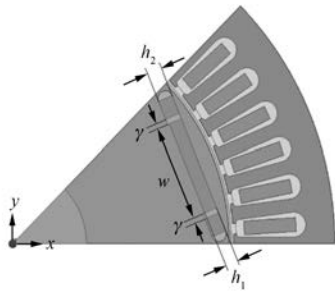


图10 永磁体不等厚非均匀分段的有限元分析模型

从图11可以看出, 随着 h_1 和 h_2 的组合不同, 齿槽转矩也随之不同。当 $h_1=3.5$ mm 且 $h_2=4.0$ mm 时, 齿槽转矩为最小, 幅值约为 $0.131\text{ N}\cdot\text{m}$ 。与永磁体非均匀分段方法时相比, 减少了 21% , 同时永磁体的用量也减少了 12.5% 。以永磁体未处理时的性能参数为基准, 分别计算各永磁体分段方法电机性能参数的归一值, 如图12所示。

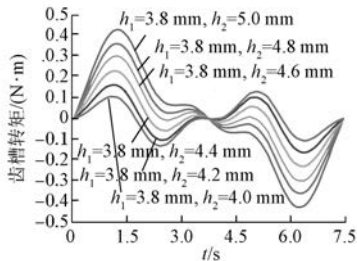


图11 不同 h_1 和 h_2 组合下的齿槽转矩波形

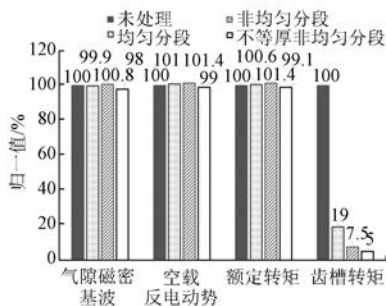


图12 永磁体分段后的电机性能参数对比

从图12可以看出, 采用永磁体不等厚的非均

匀分段方法不仅可以有效地削弱齿槽转矩,提高电机的低速转矩特性,还能在对电机其他性能影响较少的同时减少永磁体的用量,节省了电机的制造成本。

4 结 语

本文以 IPMSM 为例,分别采用解析计算和有限元仿真方法对永磁体分段来削弱齿槽转矩的方法进行了详细的分析和讨论。为了避免永磁体分段后对电机的其他性能(主要是空载反电动势和输出平均转矩)产生较大的影响,提出在永磁体分段优化过程中应当保持永磁体的用量不变,且在分段永磁体之间采用不导磁材料间隔,减少永磁体之间的漏磁。此外,通过进一步研究得到一种永磁体不等厚的非均匀分段来削弱齿槽转矩的新方法。通过与永磁体均匀分段和永磁体非均匀分段 2 种方法对比分析得出结论:永磁体不等厚的非均匀分段方法的齿槽转矩削弱效果为最佳,其次为永磁体非均匀分段方法,最差的为永磁体均匀分段方法。

【参考文献】

- [1] 宋守许,许可,王文哲,等.基于转子再设计的电动汽车永磁同步电机再制造研究[J].电机与控制应用,2017,44(7): 122.
- [2] 王明星,王爱元,李铁华.一种优化齿槽转矩抑制永磁同步电机振动和噪声的方法[J].电机与控制应用,2017,44(2): 110.
- [3] 明国锋,黄开胜,陈贤阳,等.内置式单相永磁同步电动机齿槽转矩的削弱[J].微特电机,2015,43(6): 30.
- [4] 黄燕涛,郭新华,项雷军.内置式永磁电机齿槽转矩的优化设计[J].华侨大学学报(自然科学版),2016,37(5): 536.
- [5] 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): 21.

- [6] DUTTA R, RAHMAN M F. A segmented magnet interior permanent magnet machine with wide constant power range for traction application in hybrid vehicles [C] // 2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2005.
- [7] DUTTA R, RAHMAN M F. Design and analysis of an interior permanent magnet (IPM) machine with very wide constant power operation range [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(1): 25.
- [8] 王晓远,张恒.磁钢段间距大小对永磁同步电机性能影响的研究[C] // 2011 中国电工技术学会学术年会论文集, 2011.
- [9] 李和明,卢伟甫,王艾萌.基于有限元分析的内置式永磁同步电机转矩特性的优化设计[J].华北电力大学学报(自然科学版), 2009, 36(5): 7.
- [10] 谢芳,黄守道,刘婷.内置式永磁电机齿槽转矩的分析研究[J].微特电机, 2009, 37(11): 11.
- [11] 吴帮超,黄开胜,赖文海,等.内置“一”型永磁同步电机齿槽转矩削弱[J].微特电机, 2017, 45(2): 27.
- [12] 王秀和.永磁电机[M].2 版.北京:中国电力出版社, 2011.
- [13] HWANG S M, EOM J B, HWANG G B, et al. Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(5): 3144.
- [14] 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.
- [15] DUAN S, ZHOU L, WANG J. Flux weakening mechanism of interior permanent magnet synchronous machines with segmented permanent magnets [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2014, 24(3).

收稿日期: 2019-03-26

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部