

DOI:10.19322/j.cnki.issn.1006-4710.2022.03.015

转子内部开槽对分段永磁同步电机 齿槽转矩的影响

颜世龙¹, 张学义¹, 高艳红², 许明俊¹, 尹红彬¹, 谭草¹, 徐艺¹

(1. 山东理工大学 交通与车辆工程学院, 山东 淄博 255000;

2. 山东唐骏欧灵汽车制造有限公司, 山东 淄博 255000)

摘要: 本文针对永磁同步电机产生较大齿槽转矩的问题展开研究, 探究了齿槽转矩产生的机理, 分析了气隙磁密波形对齿槽转矩的影响。以此为基础, 验证了在永磁体上侧转子处开槽的正确性和可行性。以3相8极48槽内置分段“一”字型永磁同步电机为例, 在永磁体上侧的转子处开设不同形状和位置的辅助槽, 分析不同位置、不同形状的辅助槽对电机的齿槽转矩、反电势、气隙磁密和气隙磁密谐波幅值的影响规律。结果表明, 与其他四种槽型相比, 直角梯形辅助槽对齿槽转矩的削弱效果最好; 确定了最佳匹配参数, 并与优化前的电机进行比较, 优化后的电机改善了气隙磁密波形的正弦性, 表明在永磁体上侧的转子处开槽可以改善电机性能。

关键词: 永磁同步电机; 分段式永磁体; 辅助槽; 齿槽转矩优化; 电动汽车

中图分类号: TM351; TM359.9

文献标志码: A

文章编号: 1006-4710(2022)03-0433-09

Influence of internal slotting of rotor on cogging torque of segmented permanent magnet synchronous motor

YAN Shilong¹, ZHANG Xueyi¹, GAO Yanhong², XU Mingjun¹, YIN Hongbin¹, TAN Cao¹, XU Yi¹

(1. School of Transportation and Vehicle Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255000, China;

2. Shandong Tangjun Ouling Automobile Manufacturing Co. Ltd, Zibo 255000, China)

Abstract: The problem of permanent magnet synchronous motor with the large cogging torque is studied, the mechanism of cogging torque was investigated and the influence of air gap magnetic density waveform on cogging torque was analyzed. On this basis, the correctness and feasibility of slotting the rotor on the upper side of permanent magnet are verified. Taking 3-phase 8-pole 48-slot rectangle-type permanent magnet synchronous motor as an example, auxiliary slots of different shapes and positions are arranged at the rotor on the upper side of the permanent magnet; the variation rules of slot torque, counter emf, air gap flux density and amplitude of air gap flux density for different positions and different shapes of auxiliary slots are analyzed. According to the result, compared with four other kinds of slot type, rectangular trapezoidal auxiliary slots has the best effect on reducing the torque of the tooth grooves. The optimal matching parameters are determined and compared with the motor before optimization, the optimized motor improves the sinusoidal waveform of air gap flux density, showing that the performance of the motor can be improved by slotting the rotor on the upper side of permanent magnet.

Key words: permanent magnet synchronous motor; segmented permanent magnet; auxiliary slot; cogging torque optimization; electric automobile

在电机不运行时, 转子内部的磁极产生的磁场

会与定子的齿槽之间相互作用从而产生齿槽转

收稿日期: 2021-10-08; 网络出版日期: 2022-03-22

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1294.N.20220321.2038.008.html>

基金项目: 山东省自然科学基金资助项目(ZR2020QE155)

第一作者: 颜世龙, 男, 硕士生, 研究方向为汽车电子电气与电动车技术。E-mail: yanshelong97@163.com

通信作者: 张学义, 男, 博士, 教授, 博导, 研究方向为汽车电子电气与电动车技术。E-mail: zhangxueyi@sdu.edu.cn

矩^[1-2],齿槽转矩会导致气隙中的高次谐波含量增大,转矩脉动增加,使驱动电机的转矩控制精度降低,同时还会进一步产生振动和噪声,影响电动汽车的舒适性^[3-4]。因此,有必要采取有效的方法来削弱电机的齿槽转矩,使电机的整体性能得到提高。

国内外学者已对永磁同步电机的齿槽转矩开展了大量研究,并取得了一定成果。陈鑫等^[5]提出,在转子极面开设辅助槽来削弱电机的转矩脉动,其研究表明,通过优化辅助槽的位置、大小和形状可以有效降低转矩脉动。杨玉波等^[6]基于齿槽转矩的周期性以及不同的极槽配合对齿槽转矩的影响,使用叠加法分析了分块永磁磁极削弱齿槽转矩的方法。阮博^[7]和吴帮超^[8]等提出了一种永磁体不均匀分段的方法,研究表明,永磁电机的磁极在体积不变的状态下,通过对磁极合理分段可以有效降低齿槽转矩。贺小克等^[9]在表贴式永磁同步电机的永磁体底部和转子铁芯处分别开槽,分析了不同形状的辅助槽对电机运行时的转矩脉动的影响。

如上所述,转子极面开槽和永磁体分段都能起到削弱齿槽转矩的作用,但转子极面开槽增加了气隙的长度,电机损耗增大,永磁体分段改变了永磁体的用量,有效磁通减少,从而影响了电机的输出性能。本文考虑将磁极分段与转子内部开槽有机结合起来,形成一种新的削弱齿槽转矩的方法。本文以3相8极48槽内置分段“一”字型永磁同步电机为例,通过在永磁体上侧转子处开设辅助槽的方法来削弱电机齿槽转矩,分析辅助槽不同形状及其尺寸参数对齿槽转矩、反电势、气隙磁密和气隙磁密谐波幅值的影响规律,并获得了最优匹配参数。

1 齿槽转矩解析式

永磁体分段前的齿槽转矩为电机不通电时,忽略铁心磁场能量的永磁场能量 W 对定子与转子之间相对位置角 α 的负导数^[10]:

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = -\frac{\partial W_{\text{air}}}{\partial \alpha} = -\frac{\partial}{\partial \alpha} \int_0^{2\pi} B^2(\theta, \alpha) d\theta \quad (1)$$

式中: W_{air} 为气隙磁场能量; $B(\theta, \alpha)$ 为气隙磁通密度沿电枢表面的分布函数。

永磁体分段前,对剩磁密度的平方 $B_r^2(\theta)$ 在区间 $[-\pi/2p, \pi/2p]$ 内进行傅里叶分解可得:

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

其中, p 为极对数, θ 为转子位置角。

$$\begin{cases} B_{r0} = \alpha_p B_r^2 \\ B_{rn} = \frac{2}{n\pi} B_r^2 \sin(n\alpha_p \pi) \end{cases} \quad (3)$$

其中, α_p 为极弧系数, B_{rn} 为永磁磁极气隙磁密平方的傅里叶分解系数。

将式(2)、式(3)代入式(1)中,得到齿槽转矩表达式^[10]为:

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

式中: z 为定子槽数; μ_0 为真空磁导率; L_a 为铁芯轴向长度; R_2 为定子内半径; R_1 为转子外半径; G_n 为相对气隙磁导平方的傅里叶分解系数。

为减小齿槽转矩,采用磁极分段的方法,将每极永磁体分成厚度相同但宽度不同的3段永磁体,其中,两侧永磁体宽度 θ_2 相等,中间永磁体的宽度 θ_1 大于两侧永磁体的宽度 θ_2 ,两相邻永磁体间的间隔都为 e ,如图1所示。

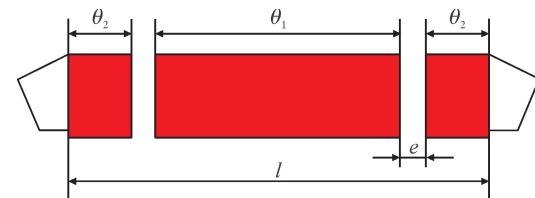


图1 永磁体分段示意图

Fig. 1 Diagram of permanent magnet segmentation

永磁体等间隔不均匀分成3段时,在区间 $[-\pi/2p, \pi/2p]$ 上,式(3)转化为:

$$\begin{cases} B_{r0} = \alpha_p B_r^2 \\ B'_{rn} = \frac{2}{n\pi} B_r^2 \left\{ \sin(n\alpha_p \pi) + \sin(n\theta_1) - \sin[2np(l - \theta_2)] \right\} \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)代入式(1)中,得到分段状态下的齿槽转矩表达式:

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} G_n \frac{2}{\pi} B_r^2 \left\{ \sin(n\alpha_p \pi) + \sin(n\theta_1) - \sin[2np(l - \theta_2)] \right\} \sin(nz\alpha) \quad (6)$$

比较式(4)和式(6)可知,合理选取永磁体宽度与 θ_2 值可以使 B_{rn} 的幅值减小,进而削弱齿槽转矩。

为了进一步削弱齿槽转矩,本文在磁极分段的基础上,于永磁体上侧的转子处开设辅助槽,辅助槽的位置与分段间隙的位置一致。

当在转子处开设辅助槽时,齿槽转矩的削弱主要通过 G_n 值来体现,开槽前的 G_n 可表示为^[11]:

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

式中: h_m 为永磁体充磁方向长度沿圆周方向的分布; δ 为有效气隙长度。

转子开槽后,辅助槽会改变有效磁通的方向,使永磁同步电机的气隙磁密波形更加趋近于正弦^[12],如图 2 所示。

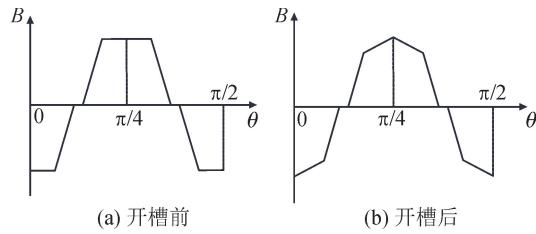


图 2 气隙磁密波形对比图

Fig. 2 Contrast diagram of air gap flux density waveform

开槽后,气隙磁密沿电枢表面的分布为:

$$B = B_r \frac{h_m^*}{h_m^* + \delta^*} = B_r \frac{h_m - a}{h_m + \delta} \quad (8)$$

式中: a 为辅助槽的槽深。

开槽后的 G_n 可表示为:

$$G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right) \sin \left(n\pi - \frac{n\pi\alpha}{2} \right) + \frac{2(a^2 - ah_m)}{n\pi(h_m + \delta)} [\sin(ny) - \sin(nx)] \quad (9)$$

其中:

$$\begin{cases} x = \frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{L}{r} \right) - \sin^{-1} \left(\frac{r}{R_1} \right) \\ y = \frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{L}{r} \right) + \sin^{-1} \left(\frac{r}{R_1} \right) \end{cases} \quad (10)$$

式中: L 为辅助槽距永磁体中线的距离; r 为辅助槽距圆心的距离。

由以上齿槽转矩的解析分析可知,合理选取分段式磁极中两侧永磁体的长度,能降低齿槽转矩;同时,在电机转子内部开设特定位置、特定尺寸的辅助槽,将改变气隙磁密的波形分布,使气隙磁密波形正弦性提升,降低气隙特定谐波幅值,从而进一步削弱齿槽转矩。

2 模型正确性的仿真验证

为验证分段的正确性,利用有限元软件比较永磁体分段前后齿槽转矩的变化。以内置分段“一”字型永磁同步电机作为原模型,在此基础上,对转子进行开槽,对比开设辅助槽前后反电势、气隙磁密和齿槽转矩的变化,来验证在永磁体上侧转子处开设辅助槽的可行性。电机的相关参数见表 1。三种不同的永磁同步电机模型如图 3 所示。模型中,定子铁芯和转子铁芯材料选用硅钢 DW310-35,永磁体材料选用 NdFe35。

表 1 电机参数

Tab. 1 Motor parameters

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	5	定子铁芯外径/mm	160
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000	定子铁芯内径/mm	107
额定电压/V	72	转子铁芯外径/mm	106
极数	8	永磁体充磁长度/mm	4.4
槽数	48	转子铁芯长度/mm	91
分段间隔/mm	1.5		

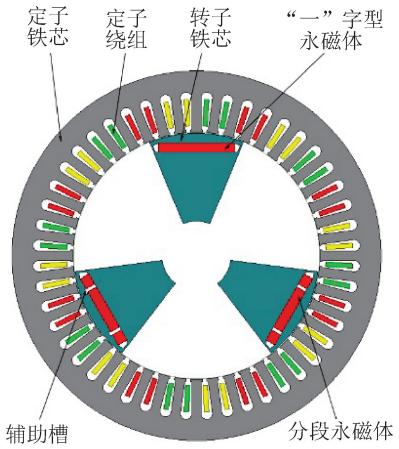


图 3 三种不同的永磁同步电机模型

Fig. 3 Three different models of permanent magnet synchronous motors

2.1 永磁体分段前后电机性能对比

对建立的内置“一”字型永磁同步电机和内置分段“一”字型永磁同步电机模型进行有限元仿真,得到气隙磁密分布曲线及气隙磁密谐波幅值分布图,如图 4、图 5 所示。

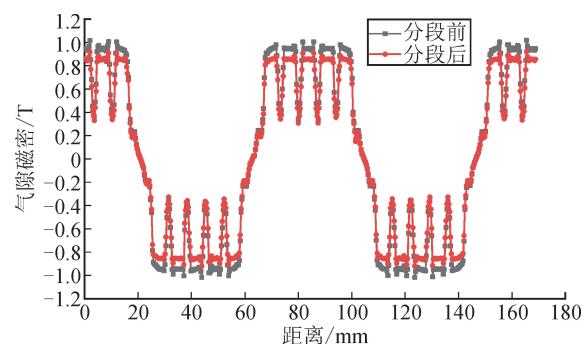


图 4 气隙磁密分布曲线

Fig. 4 Air gap flux density distribution curve

比较永磁体分段前后的齿槽转矩,如图 6 所示。

由图 6 可知,电机的齿槽转矩呈周期性分布,未分段时的齿槽转矩峰值为 1.501 N·m,分段后的齿槽转矩峰值为 1.103 N·m。分段后的齿槽转矩

峰值更小,验证了永磁体分段的正确性。

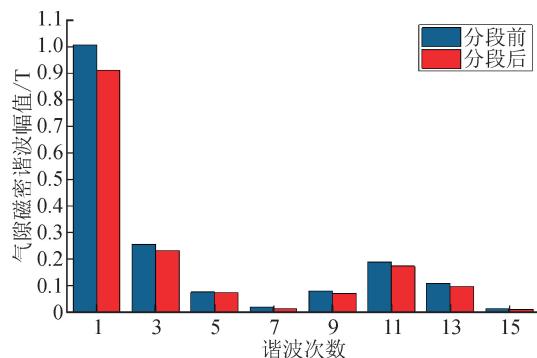


图 5 气隙磁密谐波幅值分布图

Fig. 5 Amplitude distribution of air gap flux density

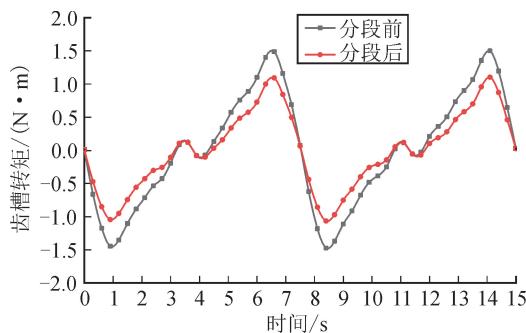


图 6 齿槽转矩波形

Fig. 6 Cogging torque waveform

2.2 永磁体上侧开设辅助槽前后电机性能对比

为了进一步改善电机的整体性能,在永磁体分段的基础上,于永磁体上侧的转子处开设辅助槽,转子开槽的方法如图 7 所示。在永磁体上侧转子处开槽,能改变磁力线走向和该区域的磁通密度,进而影响气隙磁密分布^[13],如图 8 所示。

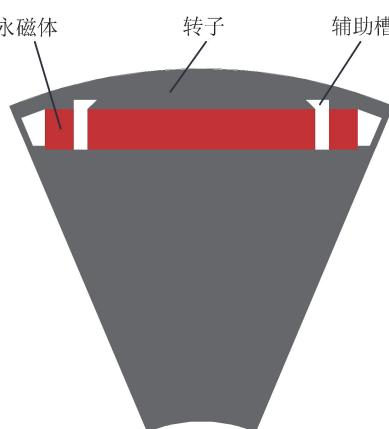


图 7 转子开槽示意图

Fig. 7 Rotor slotting diagram

转子开槽前后,永磁体上侧的反电势分布曲线、气隙磁密分布曲线和气隙磁密谐波幅值分布图,分别如图 9、图 10 和图 11 所示。

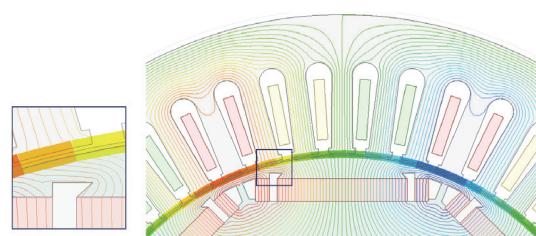


图 8 转子开槽后的磁力线分布

Fig. 8 Distribution of magnetic lines of force after rotor slotting

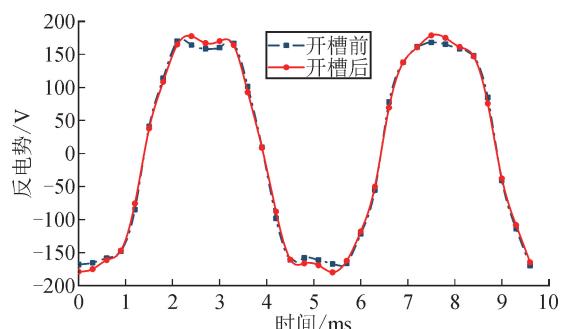


图 9 开槽前后反电势分布曲线

Fig. 9 Back EMF distribution curve before and after slotting

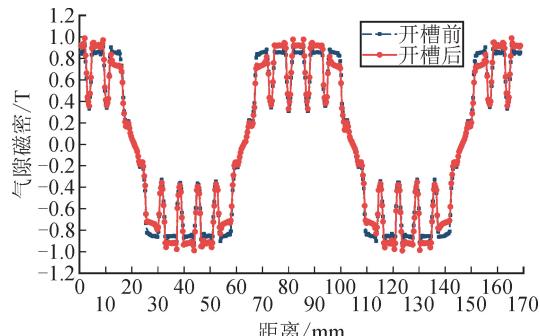


图 10 开槽前后气隙磁密分布曲线

Fig. 10 Air gap flux density distribution curve before and after slotting

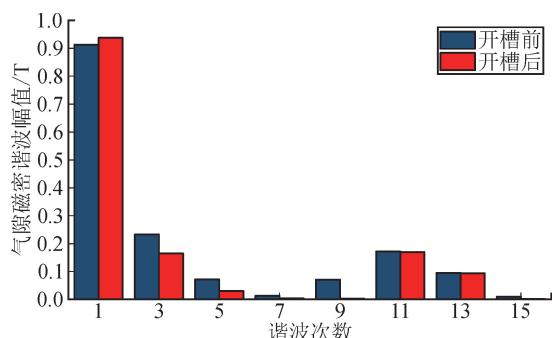


图 11 开槽前后气隙磁密谐波幅值分布图

Fig. 11 Amplitude distribution of air gap flux density before and after slotting

由图 9~图 11 可知,永磁体上侧转子开槽前,反电势峰值为 169.95 V,开槽后其峰值达到

178.8 V,开槽后反电势峰值有所提高,曲线更趋近于正弦;气隙磁密谐波幅值稍有提高,气隙磁密的3、5、7、9次谐波明显减小。

永磁体上侧转子开槽前后,齿槽转矩波形如图12所示。

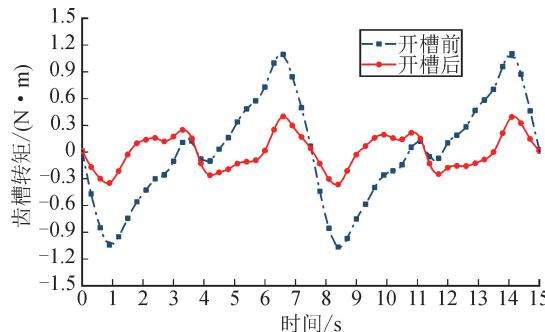


图 12 开槽前后齿槽转矩波形

Fig. 12 Cogging torque waveform before and after slotting

由图 12 可知,永磁体上侧转子开槽后,齿槽转矩峰值明显降低,验证了在永磁体上侧转子处开槽能削弱齿槽转矩并改善电机性能的正确性和可行性。

3 辅助槽参数对电机性能的影响

3.1 辅助槽位置对电机性能的影响

准确设计辅助槽的位置可有效改善电机的性能,为了保证仿真数据的合理性,仿真计算过程中采用统一变量的思想。以直角梯形辅助槽为例,保持梯形下底宽 $e=1.5\text{ mm}$ 、槽高 $a=1\text{ mm}$ 、上底宽 $b=2.5\text{ mm}$ 尺寸不变,将磁极分段后两永磁体的间隔位置距永磁体中线的距离定义为 L ,以下简称辅助槽位置,如图 13 所示。

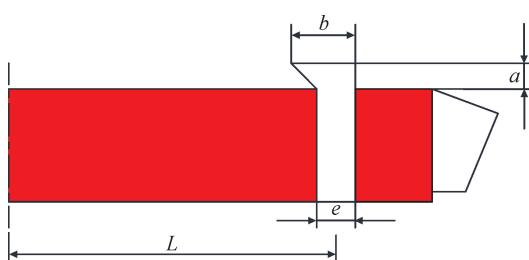


图 13 梯形辅助槽尺寸参数(单位:mm)

Fig. 13 Trapezoidal auxiliary slot size parameters(unit: mm)

以 0.1 mm 为步长,对辅助槽位置 L 进行参数化扫描,经有限元分析,得到反电势随辅助槽位置的变化曲线,如图 14 所示。

由图 14 可知,辅助槽位置在 6 mm~7 mm 之间时,反电势峰值呈缓慢增加的趋势;辅助槽位置在 7 mm~8 mm 之间时,反电势峰值基本保持不变;辅

助槽位置在 8 mm~9 mm 之间时,反电势峰值呈快速增大的趋势。

经有限元分析,得到气隙磁密谐波幅值分布随辅助槽位置的变化,如图 15 所示。

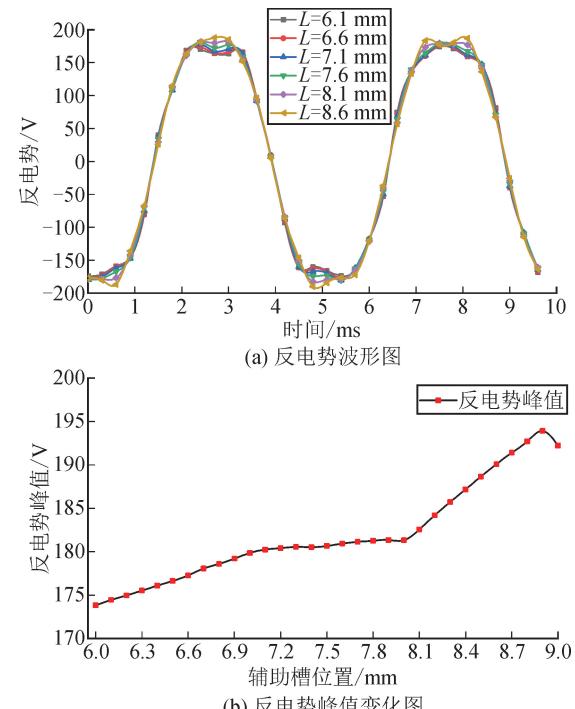


图 14 反电势随辅助槽位置的变化

Fig. 14 Variation of back EMF with auxiliary slot position

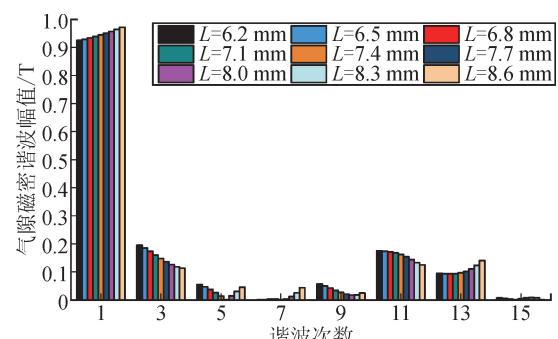


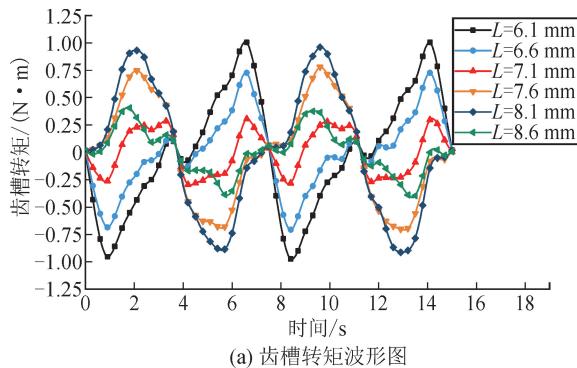
图 15 气隙磁密谐波幅值分布随辅助槽位置的变化

Fig. 15 Variation of amplitude distribution of air gap flux density with auxiliary slot position

由图 15 可知,基波随着辅助槽位置的增大而增加,5、7、9 次谐波呈先减小后增大的趋势,3、11 次谐波随 L 的增加逐渐减小。

利用有限元分析软件,得到齿槽转矩随辅助槽位置的变化曲线,如图 16 所示。

由图 16 可知,辅助槽位置在 6 mm~7 mm 之间时,齿槽转矩峰值呈下降的趋势;辅助槽位置在 7 mm~8 mm 之间时,齿槽转矩峰值呈上升的趋势;辅助槽位置在 8 mm~9 mm 之间时,齿槽转矩峰值呈先下降后上升的趋势。



(a) 齿槽转矩波形图

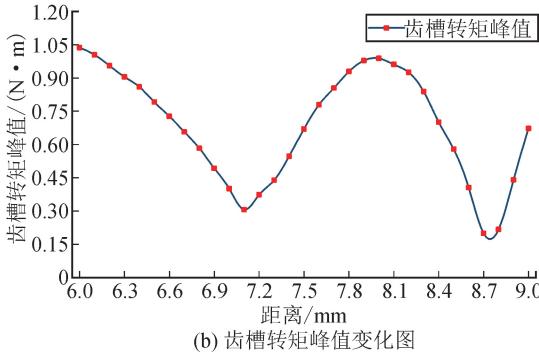


图 16 齿槽转矩随辅助槽位置的变化

Fig. 16 Variation of cogging torque with auxiliary slot position

综合来看,要保证齿槽转矩很小,则要使气隙磁密的高次谐波尽可能小。因此,选取 $L=7.4$ mm 时的分段结构可以满足该电机的需求。

3.2 辅助槽形状对电机性能的影响

本文研究了五种不同槽型对电机性能的影响规律,辅助槽形状如图 17 所示。保持各槽的槽深 1 mm、槽宽 2.5 mm 不变,并保持开设辅助槽的位置距永磁体中线的距离不变,利用有限元分析软件进行分析。



图 17 不同槽型示意图

Fig. 17 Schematic diagram of different slotting shapes

经有限元分析,得到五种不同槽型下的反电势波形,进一步得到五种反电势波形下的峰值并绘制图形,如图 18 所示。

由图 18 可知,形状 1 和形状 5 的反电势峰值比形状 2、3、4 的反电势峰值高。

利用有限元分析软件,得到五种不同槽型下的气隙磁密峰值和气隙磁密谐波幅值分布,如图 19 和图 20 所示。

由图 19 和图 20 可知,对于气隙磁密峰值,形状 1 和形状 5 较高,对于气隙磁密谐波幅值,五种形状相差不大,其中 3 次、5 次、7 次、9 次和 13 次谐波都是形状 1 和形状 5 最低。

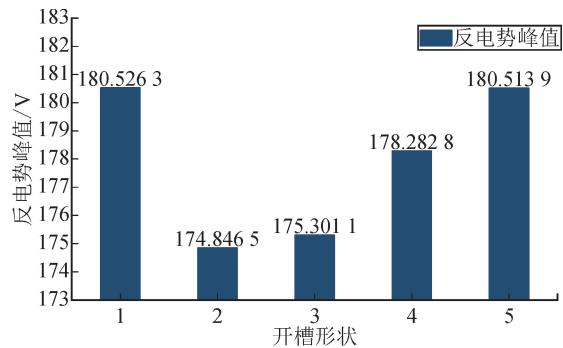


图 18 反电势峰值随开槽形状的变化

Fig. 18 Variation of peak back EMF with slot shape

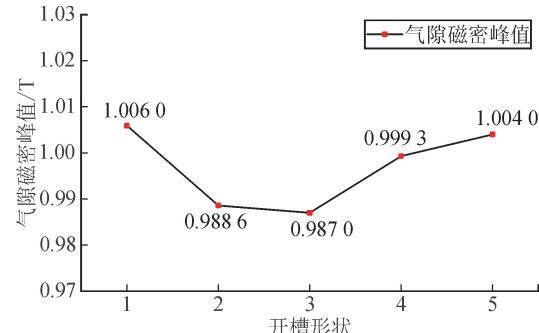


图 19 气隙磁密峰值随开槽形状的变化

Fig. 19 Variation of peak air gap flux density with slot shape

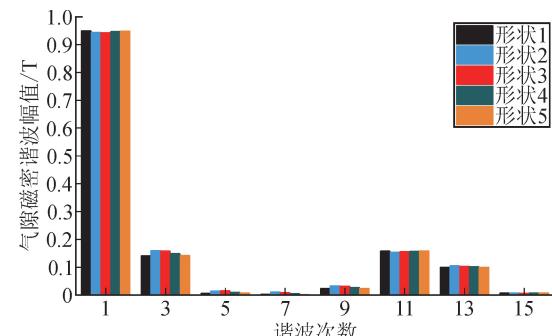


图 20 气隙磁密谐波幅值分布随开槽形状的变化

Fig. 20 Variation of amplitude distribution of air gap flux density with slot shape

经有限元分析,得到五种不同槽型下的齿槽转矩峰值,如图 21 所示。

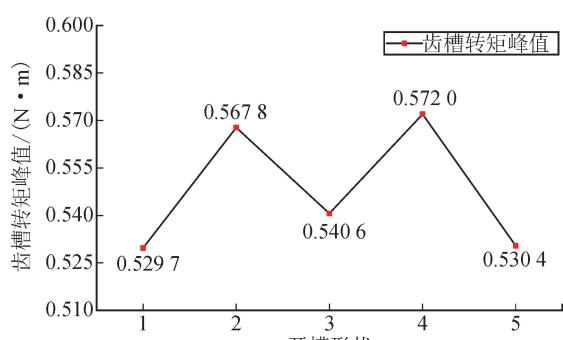


图 21 齿槽转矩峰值随开槽形状的变化

Fig. 21 Variation of peak cogging torque with slot shape

由图 21 可知,形状 1 和形状 5 的齿槽转矩峰值是最低的,因此,电动机的辅助槽形状可在形状 1 和形状 5 之间选取。

综合来看,与其他四种形状相比,辅助槽形状 1,即直角梯形槽结构,其电机的反电势、气隙磁密、气隙磁密谐波幅值和齿槽转矩都是最优的。

3.3 直角梯形辅助槽尺寸对电机性能的影响

为进一步降低齿槽转矩峰值,提高反电势峰值,分析直角梯形槽的槽深 a 和槽宽 b 对齿槽转矩和反电势的影响规律,并得到最优匹配参数。

保持辅助槽位置 $L=7.4$ mm、槽宽 $b=1.5$ mm 不变,设槽深 a 为变量, a 的取值范围为 $0 \sim 1.5$ mm,步长为 0.1 mm,仿真分析得到反电势峰值和齿槽转矩峰值随槽深 a 的变化曲线,如图 22、23 所示。

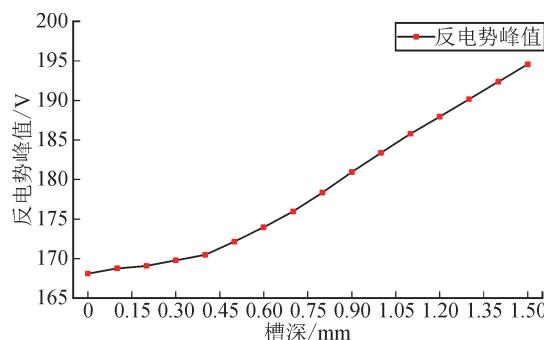


图 22 反电势峰值随槽深的变化

Fig. 22 Variation of peak back EMF with slot depth

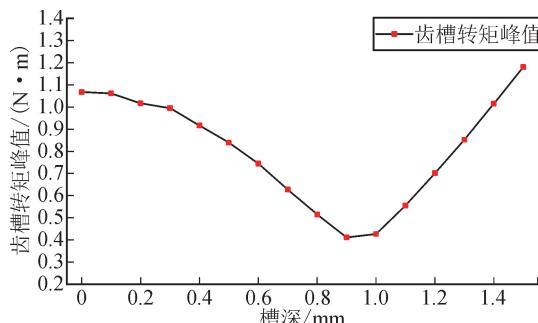


图 23 齿槽转矩峰值随槽深的变化

Fig. 23 Variation of peak cogging torque with slot depth

由图 22、23 可知,反电势峰值随槽深的增加而增大,齿槽转矩峰值随槽深的增加呈先减小后增大的趋势。因此,槽深在 $0.7 \sim 1.2$ mm 范围内时,齿槽转矩峰值较小,对齿槽转矩的削弱效果较好。

保持辅助槽位置 $L=7.4$ mm、槽深 $a=0.9$ mm 不变,设槽宽 b 为变量, b 的取值范围为 $1.5 \sim 4.5$ mm,步长为 0.1 mm,仿真分析得到反电势峰值和齿槽转矩峰值随槽宽 b 的变化曲线,如图 24、25 所示。

所示。

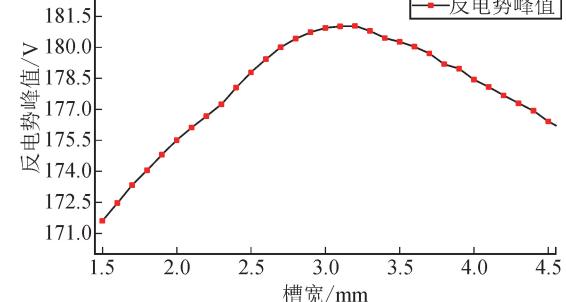


图 24 反电势峰值随槽宽的变化

Fig. 24 Variation of peak back EMF with slot width

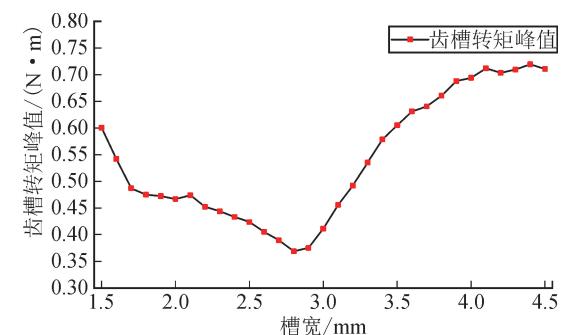


图 25 齿槽转矩峰值随槽宽的变化

Fig. 25 Variation of peak cogging torque with slot width

由图 24、25 可知,反电势峰值随槽宽的增加先增大后减小,其最大值出现在 $b=3$ mm 处,约为 181 V;齿槽转矩峰值随槽宽的增加呈先减小后增大的趋势,齿槽转矩峰值在 $b=2.8$ mm 处达到最小值,约为 0.368 N·m。因此,槽宽在 $2.6 \sim 3.2$ mm 范围内时,齿槽转矩峰值较小,反电势较高,对电机整体性能的优化较好。

为进一步优化两个变量的取值,使两个变量达到最佳匹配,对槽深 a 与槽宽 b 进行联合仿真。槽深 a 的取值范围为 $0.05 \sim 1.5$ mm,步长 0.05 mm;槽宽 b 的取值范围为 $1.5 \sim 3.5$ mm,步长为 0.05 mm。提取 1230 个不同槽深 a 与槽宽 b 匹配下的齿槽转矩峰值并拟合成曲面,如图 26 所示。

由图 26 可知,当槽深为 0.95 mm、槽宽为 3.1 mm 时,齿槽转矩峰值最小,为 0.344 N·m,齿槽转矩削弱效果明显;而空载下的反电势为 182.34 V,电机整体性能得到提高。

4 优化前后的对比分析

依据最佳匹配结果进行有限元仿真,得到电机优化前后的反电势、气隙磁密、气隙磁密谐波幅值分布和齿槽转矩波形的对比图,如图 27~图 30 所示。

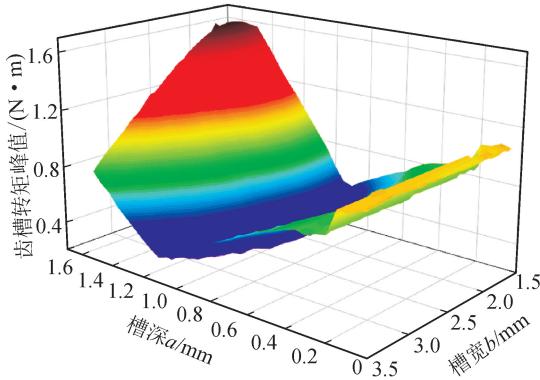


图 26 不同槽深与槽宽匹配下的齿槽转矩峰值曲面

Fig. 26 Peak surface of cogging torque under different slot depths and slot width matchings

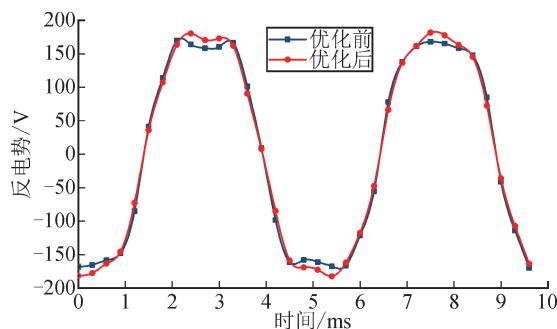


图 27 优化前后反电势分布曲线对比

Fig. 27 Comparison of back EMF distribution curves before and after optimization

由图 27 可知, 优化后的反电势波形更趋近于正弦, 且峰值有所增加, 有利于提高电机的输出性能。

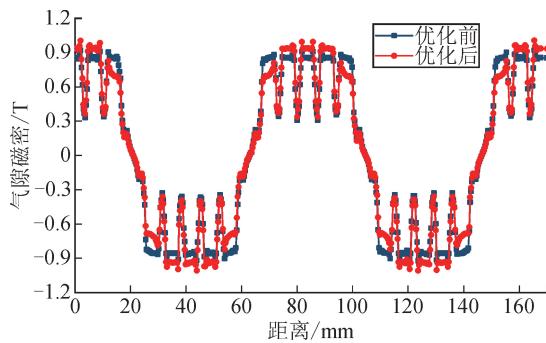


图 28 优化前后气隙磁密分布曲线对比

Fig. 28 Comparison of air gap flux density distribution curves before and after optimization

由图 28、29 可知, 电机的气隙磁密得到明显优化, 峰值较优化前有所上升, 且正弦性更好; 同时, 气隙磁密的高次谐波幅值减少, 有利于提高电机的输出性能。

由图 30 可知, 优化后的齿槽转矩峰值较优化前明显减小, 齿槽转矩峰值由 $1.103 \text{ N} \cdot \text{m}$ 下降到 $0.344 \text{ N} \cdot \text{m}$, 降低了 68.8% 。

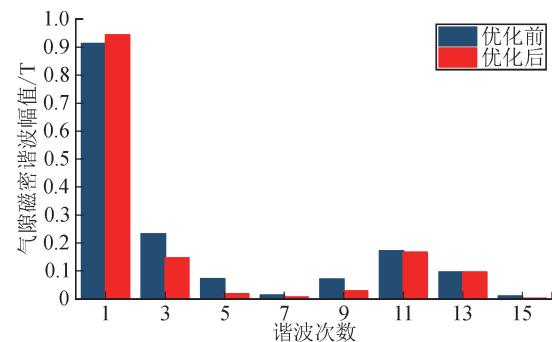


图 29 优化前后气隙磁密谐波幅值分布对比

Fig. 29 Comparison of amplitude distribution of air gap flux density before and after optimization

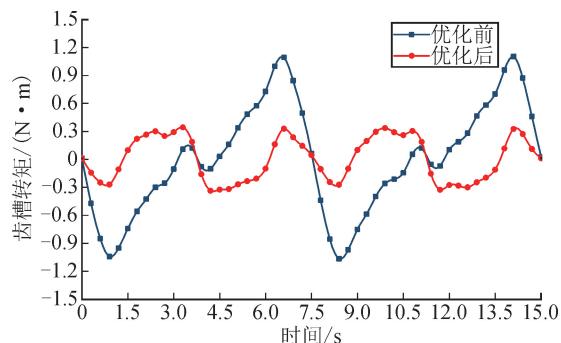


图 30 优化前后齿槽转矩波形对比

Fig. 30 Comparison of cogging torque waveform before and after optimization

5 结 论

本文基于能量法对齿槽转矩进行解析计算, 提出了在内置分段“一”字型永磁体上侧的转子处开设辅助槽的设计方法, 同时, 研究了辅助槽的位置、形状和尺寸大小等参数对电机反电势、气隙磁密、气隙磁密谐波幅值和齿槽转矩的影响, 并验证了该设计方法的合理性。

1) 在内置分段“一”字型永磁电机的永磁体上侧转子处开设辅助槽, 改变了磁力线的走向, 降低了齿槽转矩峰值和气隙磁密高次谐波的幅值。辅助槽的开设位置对齿槽转矩影响较大, 当辅助槽位置 $L=7.4 \text{ mm}$ 时, 电机的气隙磁密高次谐波幅值最小, 齿槽转矩峰值较分段前明显降低。

2) 与含弧形边的槽型相比, 直角梯形辅助槽对齿槽转矩的削弱效果最好。对直角梯形辅助槽的槽深与槽宽进行联合仿真, 确定 $a=0.95 \text{ mm}$ 、 $b=3.1 \text{ mm}$ 为最佳匹配参数, 此时, 反电势峰值由 179.2 V 增加到 182.34 V , 齿槽转矩下降了 68.8% , 同时气隙磁密谐波幅值减少, 提升了电机的性能。

参考文献:

- [1] 马世伦,张学义,耿慧慧,等.电动汽车新型永磁同步电机的非均匀气隙建模及性能分析[J].西安交通大学学报,2019,53(1): 70-76.
MA Shilun, ZHANG Xueyi, GENG Huihui, et al. Modeling and performance analysis for non-uniform air gap in new type of permanent magnet synchronous motor of electric vehicle[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(1):70-76.
- [2] 姚学松,王瑛,陈士刚,等. V型内置式永磁同步电机的齿槽转矩研究[J].微电机,2020,53(9):28-32.
YAO Xuesong, WANG Ying, CHEN Shigang, et al. Research on cogging torque of V-type interior permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2020, 53(9): 28-32.
- [3] 王光晨,夏加宽.转子分段斜极对内置式永磁同步电机性能的影响[J].微电机,2018,51(12):14-17.
WANG Guangchen, XIA Jiakuan. Step skewing of rotor effects on performance of interior permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2018, 51(12): 14-17.
- [4] 王传真,张学义,王平,等.双层内嵌式永磁同步电机齿槽转矩优化[J].中国科技论文,2021,16(8):906-910.
WANG Chuanzhen, ZHANG Xueyi, WANG Ping, et al. Cogging torque optimization of double-layer interior permanent magnet synchronous motor [J]. China Sciencepaper, 2021, 16(8): 906-910.
- [5] 陈鑫,李国丽,钱喆,等.转子开辅助槽削弱双层内置式永磁同步电机转矩脉动[J].微电机,2020,53(10):1-4, 16.
CHEN Xin, LI Guoli, QIAN Zhe, et al. Rotor auxiliary slot method reduces torque ripple of double-layer interior permanent magnet motor [J]. Micromotors, 2020, 53(10):1-4, 16.
- [6] 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.
YANG Yubo, WANG Xiuhe, ZHU Changqing. Effect of permanent magnet segmentation on the cogging torque of surface mounted permanent magnet motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 73-78.
- [7] 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):20-25.
RUAN Bo, GU Aiyu, LIU Hai, et al. Cogging torque reduction of interior permanent magnet synchronous motor with permanent magnet segmentation optimization [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(7): 20-25.
- [8] 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):27-30.
WU Bangchao, HUANG Kaisheng, LAI Wenhai, et al. Reducing cogging torque in interior-type permanent magnet synchronous motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2017, 45(2): 27-30.
- [9] 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.
HE Xiaoke, SHEN Jianxin. Influence of rotor auxiliary slots on torque of surface permanent magnet synchronous machines [J]. Micromotors, 2018, 51(1):1-4.
- [10] 谭建成.永磁无刷直流电机技术[M].北京:机械工业出版社,2013:194-195.
- [11] 申合彪,赵朝会,陆海玲,等.对称转子辅助槽对内置式永磁同步电机齿槽转矩的影响[J].微电机,2021, 54(7):50-54.
SHEN Hebiao, ZHAO Chaohui, LU Hailing, et al. Influence of rotor symmetrical auxiliary slots on the cogging torque of interior-type permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2021, 54 (7): 50-54.
- [12] ZHANG Wencho, SHI Liwei, LIU Kaiwen, et al. Optimization analysis of automotive asymmetric magnetic pole permanent magnet motor by Taguchi method [J]. International Journal of Rotating Machinery, 2021(71): 6691574.
- [13] 徐士强,张学义,王平,等.一种削弱电动汽车内嵌永磁同步电机齿槽转矩的方法[J].中国科技论文,2020,15(8):942-947.
XU Shiqiang, ZHANG Xueyi, WANG Ping, et al. A method for weakening cogging torque of interior permanent magnet synchronous motor in electric vehicle [J]. China Sciencepaper, 2020, 15(8): 942-947.

(责任编辑 周 蓉)