

张文超<sup>1</sup> 张学义<sup>1</sup> 王磊<sup>2</sup> 韩玉桐<sup>3</sup> 颜世龙<sup>1</sup> 许明俊<sup>1</sup> 化思展<sup>1</sup>

# 内置式永磁电机齿槽转矩削弱方法研究

## 摘要

为抑制永磁同步电机齿槽转矩,减少电机振动与噪声,提出一种定子齿顶开辅助槽与转子外圆偏心的结构来抑制齿槽转矩,提升电机的输出性能.首先建立了定子齿顶开槽前后与主气隙分布函数解析式,分析定子开槽与电机主磁场分布及齿槽转矩的关系,同时分析了转子外圆偏心后对齿槽转矩的影响.以内置3相8极48槽V型永磁同步电机为例,利用有限元法对定子齿顶辅助槽个数、槽宽、槽深、槽位置以及转子外圆偏心距等参数进行优化对比分析,获得最优的参数匹配.结果表明:定子齿顶双矩形对称开槽以及转子外圆偏心的方式能有效改善主气隙磁场分布,抑制电机齿槽转矩,优化后的电机气隙磁密5、11、15、17谐波幅值下降明显,电机齿槽转矩峰值降低了59.6%,反电势波形正弦性增强,平均转矩提升,电机输出性能明显改善.

## 关键词

定子辅助槽;齿槽转矩;主气隙分布函数;转子外圆偏心;永磁同步电机

中图分类号 TM351;TM359.9

文献标志码 A

收稿日期 2022-04-18

资助项目 国家自然科学基金(52275261);山东省自然科学基金(ZR2020QE155)

## 作者简介

张文超,男,硕士生,从事汽车电子电气与电动车技术研究.wfzhangwenchao@163.com

张学义(通信作者),男,博士,教授,从事汽车电子电气与电动车技术研究.zhangxueyi@sdu.edu.cn

## 0 引言

与传统的电励磁同步电机相比,稀土永磁同步电机具有结构简单、运行可靠、体积小、效率高等优点,广泛应用于航空航天、工农生产、新能源汽车等领域<sup>[1]</sup>.但永磁同步电机稳定运行时存在齿槽转矩,会引起电机振动与噪声,影响电机输出性能,降低电机运行可靠性与稳定性.因此,降低齿槽转矩,提升电机输出性能已成为高性能永磁同步电机的重要研究内容之一.

目前,国内外学者对削弱永磁电机齿槽转矩已进行了大量的研究与分析,取得了一定成果.文献[2]通过建立参数化扫描模型,对V型内置式永磁同步电机永磁体夹角、永磁体长宽比、气隙长度进行仿真分析,得到了考虑以上三个变量的齿槽转矩最优方案;文献[3]通过偏斜定子降低横向磁通电机的齿槽转矩;文献[4]对转子分段斜极、非均匀气隙情况下的内置式永磁同步电机进行齿槽转矩的削弱;文献[5]提出一种非对称V型磁极偏移转子结构,并通过选择最佳的磁极偏移方式与角度,达到降低齿槽转矩的效果;文献[6]提出一种对定子槽口进行偏移的方法来降低齿槽转矩,通过偏移适当的角度能够有效降低齿槽转矩;文献[7]以双层内嵌式永磁同步电机为例,采用磁极偏移与非均匀气隙的方法来降低齿槽转矩,并取得理想的效果.此外还有众多学者利用在电机内部开设辅助槽的方法来降低齿槽转矩.文献[8-10]采用永磁同步电机转子极面开辅助槽削弱齿槽转矩的方法,通过选择合适的辅助槽参数,将齿槽转矩优化到最佳效果;文献[11-13]以内置式永磁同步电机为例,研究了定子开设辅助槽数量、槽型、尺寸对齿槽转矩的影响.

目前学者们对削弱齿槽转矩的研究主要集中在对定子或者转子单独进行优化上,但对两者同时进行优化的措施相对较少.因此,为降低齿槽转矩,本文提出一种在定子齿顶开设辅助槽与转子外圆偏心的组合方法,推导定子开槽时主气隙长度分布函数表达式,分析定子开槽数量、辅助槽间距、辅助槽宽度及其深度对气隙长度分布函数、齿槽转矩的影响,同时对转子外圆进行偏心处理,推导转子外圆偏心时与齿槽转矩之间的关系式.利用有限元法优化分析定子辅助槽参数、转子外圆偏心参数及优化前后永磁同步电机的输出性能,验证分析的有效性.

1 山东理工大学 交通与车辆工程学院,淄博, 255000

2 潍坊市电机一厂有限公司,潍坊,262100

3 山东哈普沃动力科技股份有限公司,淄博, 255000

## 1 齿槽转矩原理

永磁电机齿槽转矩 ( $T_{\text{cog}}$ ) 是由永磁体与电枢齿槽之间相互作用力切向分量的波动引起的,定义为电机不通电时磁场能量  $W$  相对于定转子之间位置角  $\alpha$  的负导数<sup>[14]</sup>:

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

电机内磁场的能量为永磁体与主气隙磁场能量之和:

$$W = W_{\text{air+PM}} = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B^2(\theta, \alpha) dV, \quad (2)$$

式中:  $W_{\text{air+PM}}$  为主隙和永磁体中的磁场能量和;  $\mu_0$  为真空磁导率;  $\theta$  表示沿电机旋转方向变化的机械角度;  $V$  为包括永磁体和气隙的积分区域;  $B(\theta, \alpha)$  为气隙磁密分布函数:

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)}, \quad (3)$$

式中:  $B_r(\theta)$  为永磁体剩磁感应强度;  $h_m(\theta)$  为永磁体充磁方向长度沿圆周方向的分布函数;  $\delta(\theta, \alpha)$  为主气隙长度分布函数.

将式(2)、(3)代入(1)可得:

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = -\frac{\partial W(\alpha)}{\partial \alpha} = -\frac{\frac{1}{2\mu_0} \int_V B_r^2(\theta) \frac{h_m^2(\theta)}{h_m^2(\theta) + \delta^2(\theta, \alpha)} dV}{\partial \alpha}. \quad (4)$$

由式(4)可知,电机齿槽转矩主要与永磁体剩磁感应强度  $B_r(\theta)$ 、永磁体充磁方向长度  $h_m(\theta)$  和主气隙长度分布函数  $\delta(\theta, \alpha)$  有关,其中  $B_r(\theta)$  和  $h_m(\theta)$  均为永磁体参数,决定转子磁场的大小,因此永磁电机齿槽转矩主要与转子磁场和主气隙长度分布有关.由于转子磁场主要由电机输出功率和输出扭矩决定,是电机主要技术指标影响量,当电机主要技术指标决定后基本不变,暂不考虑.因此削弱电机齿槽转矩应主要从主气隙长度分布入手.基于此分析,本文提出一种定子齿顶开槽与转子偏心的方法来优化主气隙长度分布函数,降低齿槽转矩.

### 1.1 定子齿顶辅助槽与齿槽转矩关系分析

#### 1.1.1 定子齿辅助槽槽数与齿槽转矩的关系

针对内置永磁同步电机,对其齿槽转矩谐波次数进行分析,不同极槽配合时,导致齿槽转矩的谐波次数不同,用  $f_{\text{pn}}$  表示齿槽转矩谐波次数:

$$f_{\text{pn}} = \frac{kN_L}{2p}, k = 1, 2, 3, \dots, \quad (5)$$

式中,  $N_L$  为定子槽数  $z$  和极数  $2p$  的最小公倍数.

齿槽转矩的谐波次数与幅值成反比,当谐波次数增加时,其幅值降低.因此采用开辅助槽的方式改变  $N_L(z, 2p)$  以抑制齿槽转矩.当开  $n$  个辅助槽时,则槽数  $z$  改变为  $(n+1)z$ ,  $kN_L(z, 2p)$  增加,如果  $N_L[(n+1)z, 2p]/N_L(z, 2p) \neq 1$ , 则齿槽转矩  $f_{\text{pn}}$  升高,幅值降低.本文中的样机极数  $2p = 8$ , 槽数  $z = 48$ , 根据式(5)分析,  $f_{\text{pn}} = 6k$ , 开单个辅助槽时,  $f_{\text{pn}} = 12k$ , 开两个槽时,  $f_{\text{pn}} = 18k$ . 当  $f_{\text{pn}}$  增加,磁势和磁导谐波幅值降低,齿槽转矩得到抑制,开槽数量越多齿槽转矩的削弱效果越明显,但考虑到定子齿顶自身尺寸的限制,本文仅研究开槽数最多为2的情况.

#### 1.1.2 定子齿顶开槽主气隙长度分布函数解析计算

定子齿顶开槽时按辅助槽关于定子齿中心线对称的原则,避免引入新的谐波.同时为简化分析,将定子槽等效为矩形.当定子齿在开设两个辅助槽时,主气隙分布如图1所示.

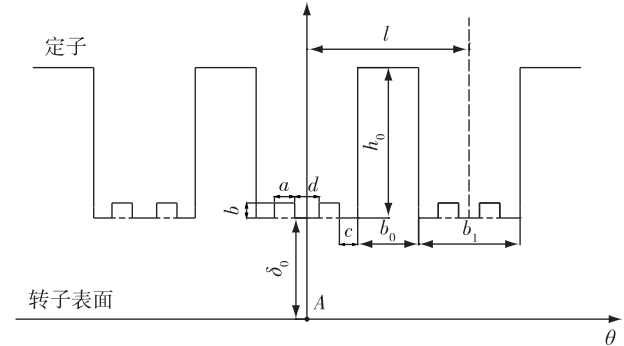


图1 定子齿开双槽后气隙长度示意图

Fig. 1 Schematic diagram of air gap length after double slotting of stator tooth

图1中:  $\delta_0$  为定子齿顶与转子表面间的气隙长度;  $l$  为两定子齿中心线间距;  $b_0$  为定子槽口宽度;  $h_0$  为定子槽深;  $b_1$  为定子齿宽.由图1所示,以某个定子齿中心线与转子外径交点  $A$  为坐标原点,定子齿开槽前的气隙长度分布函数  $\delta_1(\theta)$  可计算为

$$\delta_1(\theta) = \begin{cases} \delta_0, & \left( kl - \frac{b_1}{2} \leq \theta \leq kl + \frac{b_1}{2} \right), \\ \delta_0 + h_0, & \left( kl + \frac{b_1}{2} \leq \theta \leq kl + \frac{b_1}{2} + b_0 \right), \end{cases} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

将  $\delta_1(\theta)$  进行傅里叶分解<sup>[15-16]</sup>,可得:

$$\delta_1(\theta) = \frac{1}{l}[\delta_0 b_1 + (h_0 + \delta_0) b_0] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{h_0}{n} \sin \frac{n\pi}{l} \left( \frac{b_1}{2} + b_0 \right) - \frac{h_0}{n} \sin \frac{n\pi b_1}{2l} \right] \cos \frac{n\pi}{l} \theta, \quad (7)$$

式中,  $\theta$  为转子位置相对于参考点  $A$  的角度.

开设两个辅助槽时,主气隙长度分布函数  $\delta_2(\theta)$  计算为

$$\delta_2(\theta) = \begin{cases} \delta_0, & \left( kl - \frac{d}{2} - a - c \leq \theta \leq kl + \frac{d}{2} - a, \right. \\ & kl - \frac{d}{2} \leq \theta \leq kl + \frac{d}{2}, \\ & \left. kl + \frac{d}{2} + a \leq \theta \leq kl + \frac{b_1}{2} \right), \\ \delta_0 + h_0, & \left( kl + \frac{b_1}{2} \leq \theta \leq kl + \frac{b_1}{2} + b_0 \right), \\ \delta_0 + b, & \left( kl - \frac{d}{2} - a \leq \theta \leq kl - \frac{d}{2}, \right. \\ & \left. kl + \frac{d}{2} \leq \theta \leq kl + \frac{d}{2} + a \right), \end{cases} \quad (8)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots,$$

式中:  $a$  为定子齿开槽宽度;  $b$  为定子齿开槽深度;  $c$  为槽外侧边距最近定子齿侧边的距离;  $d$  为两槽内侧边之间的距离;  $L$  为开槽后槽侧边到最近定子齿侧边的距离.

将气隙长度分布函数  $\delta_2(\theta)$  进行傅里叶分解,可得:

$$\delta_2(\theta) = \frac{1}{l}[\delta_0 b_1 + (h_0 + \delta_0) b_0 + 2ab] + \begin{cases} \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_{\mu 1} \cos \frac{n\pi}{l} \theta, \\ \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} A_{\mu 2} \cos \frac{n\pi}{l} \theta, \end{cases} \quad (9)$$

其中,

$$A_{\mu 1} = \frac{2}{\pi} \left[ \frac{h_0}{n} \sin \frac{n\pi}{l} \left( \frac{b_1}{2} + b_0 \right) - \frac{h_0}{n} \sin \frac{n\pi b_1}{2l} + \frac{2b}{n} \cos \frac{n\pi}{l} \left( \frac{b_0}{2} + c \right) \right], \quad (10)$$

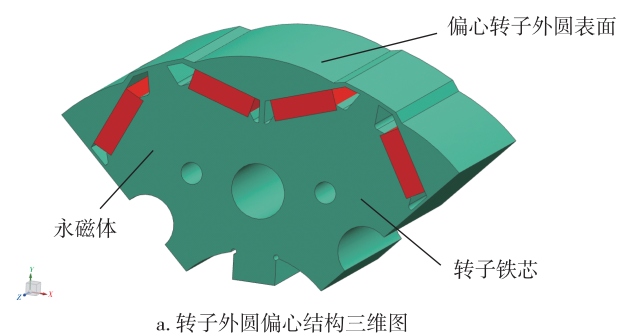
$$A_{\mu 2} = \frac{2}{\pi} \left[ \frac{h_0}{n} \sin \frac{n\pi}{l} \left( \frac{b_1}{2} + b_0 \right) - \frac{h_0}{n} \sin \frac{n\pi b_1}{2l} + \frac{2b}{n} \cos \frac{n\pi}{l} \left( \frac{b_0}{2} + c \right) - \frac{2b}{n} \sin \frac{n\pi d}{2l} \right]. \quad (11)$$

由式(4)、(7)、(9)可知,定子齿顶开辅助槽可减小有效气隙长度分布函数  $\delta(\theta)$  的谐波幅值,优化主气隙长度分布函数,从而达到削弱齿槽转矩的目的.其中主要影响参数有辅助槽位置、槽宽、槽深,因此合理选择辅助槽参数可有效降低齿槽转矩.

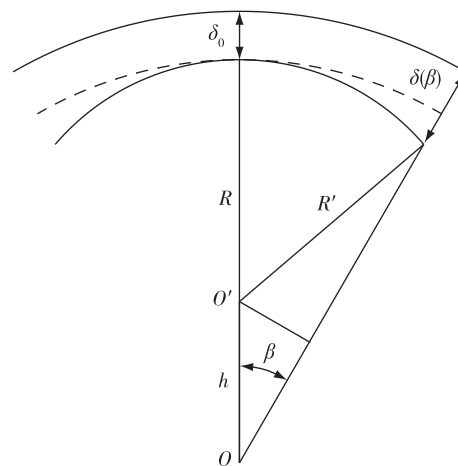
### 1.2 转子外圆偏心与齿槽转矩关系解析

本文采用的转子外圆偏心结构仅研究偏心距对齿槽转矩的影响.

图2中:  $O$  为均匀气隙时的转子外圆圆心;  $O'$  为偏心之后的转子外圆圆心;  $h$  为偏心距;  $R$  为均匀气隙时的转子外圆半径;  $R'$  为偏心圆的半径;  $\delta(\beta)$  为转子外圆偏心时的气隙长度随转子位置角的函数.



a. 转子外圆偏心结构三维图



b. 转子外圆偏心结构二维图

图2 转子外圆偏心结构示意图

Fig. 2 Schematic diagrams of eccentric structure of rotor outer circle

由解析法可知,转子外圆偏心结构气隙磁导表达式可表示为

$$\lambda_{\delta}(\beta) = \frac{\mu_0}{\delta(\beta)} = \frac{\mu_0}{\delta_0 + (h - h \cos \beta)}. \quad (12)$$

为了精确分析气隙磁导中的谐波,将气隙磁导函数进行傅里叶分解,可表示为

$$\lambda_{\delta}(\beta) = \lambda_1 + \sum_{k=1} \lambda_2 \cos k(\beta - \omega t),$$

$$k = 1, 2, 3, \dots, \quad (13)$$

其中:  $\lambda_1$  为直流分量;  $\lambda_2$  为谐波分量.

分析转子外圆偏心对气隙磁场分布的影响, 转子永磁体产生的基波磁动势可表示为

$$f_p(\beta, t) = F_p \cos(p\beta - \omega t - \beta_0), \quad (14)$$

式中:  $F_p$  为永磁体磁势基波幅值;  $\omega$  为磁势角频率;  $\beta_0$  为初始相角;  $p$  为电机极对数.

由此可得转子外圆偏心结构气隙磁密表达式为

$$B_{\delta} = f_p(\beta, t) \cdot \lambda_{\delta}(\beta) =$$

$$F_p \lambda_1 \cos(p\beta - \omega t - \beta_0) +$$

$$\frac{F_p \lambda_2}{2} \sum_{k=1} \cos[(p \pm k)\beta - \omega t - \beta_0]. \quad (15)$$

由式(15)和式(4)可知, 转子外圆偏心结构会对气隙磁密谐波幅值进行削弱<sup>[17]</sup>, 从而影响齿槽转矩.

## 2 齿槽转矩削弱分析

以一台 3 相 8 极 48 槽内嵌 V 型永磁同步电机为例, 其中定转子材料均为 DW310-35, 永磁体材料为 NdFe35, 主要技术指标和参数如表 1, 电机有限元模型如图 3 所示.

表 1 电机主要参数

Table 1 Main parameters of motor

参数	数值
额定功率/kW	50
额定转速/(r/min)	1 200
额定转矩/(N·m)	400
定子铁心外径/mm	269.2
定子铁心内径/mm	161.9
转子铁心外径/mm	160.4
转子铁心长度/mm	83

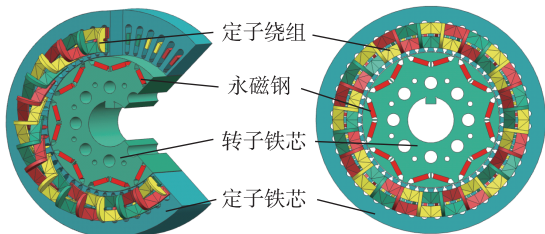
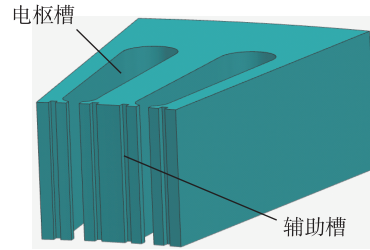


图 3 电机有限元仿真模型

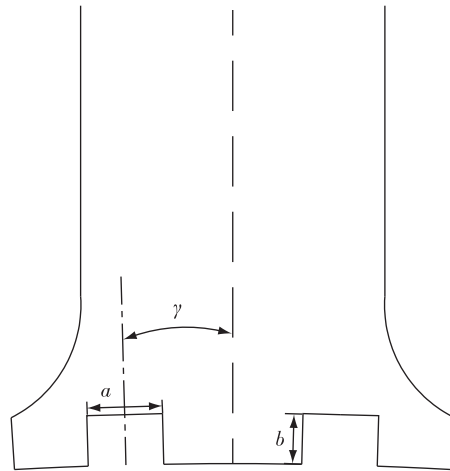
Fig. 3 Finite element simulation model of motor

定子齿顶开辅助槽的结构示意如图 4 所示, 辅助槽的主要参数有位置参数辅助槽中心线与定子齿

中心线角度  $\gamma$ 、槽宽  $a$  以及槽深  $b$ .



a. 定子辅助槽三维图



b. 定子辅助槽二维图

图 4 定子齿顶开辅助槽结构示意图

Fig. 4 Structure diagrams of stator tooth jacking auxiliary slot

### 2.1 定子齿顶开槽数量对齿槽转矩的影响

利用有限元模型仿真得电机原模型、定子齿顶开单个槽、开两个槽情况下的齿槽转矩波形如图 5 所示.

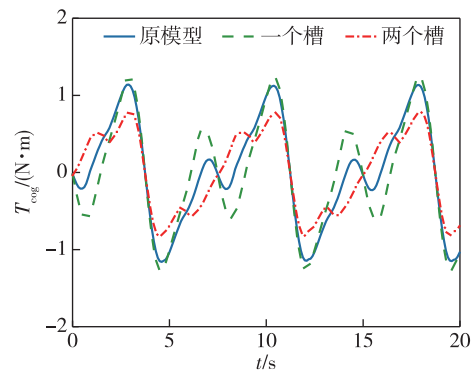


图 5 不同槽数齿槽转矩波形对比

Fig. 5 Comparison of cogging torque waveforms with different number of slots

由图 5 可知, 与定子顶齿无槽相比, 定子齿顶开单个辅助槽时齿槽转矩峰值增大, 而对称分布的两

个辅助槽时齿槽转矩降低,齿槽转矩的峰值由 1.14 N·m 下降到 0.79 N·m,下降了 30%,因此选用定子齿顶开对称分布的两个辅助槽的方法。

### 2.2 定子齿顶开槽形状对齿槽转矩的影响

不同辅助槽型对齿槽转矩的影响有所差异,本文对比研究三角形槽、半圆形槽、矩形槽三种辅助槽型对齿槽转矩的影响规律,三种槽型如图 6 所示,保证三者的槽深与槽宽相同,仿真不同辅助槽型的齿槽转矩波形如图 7 所示。

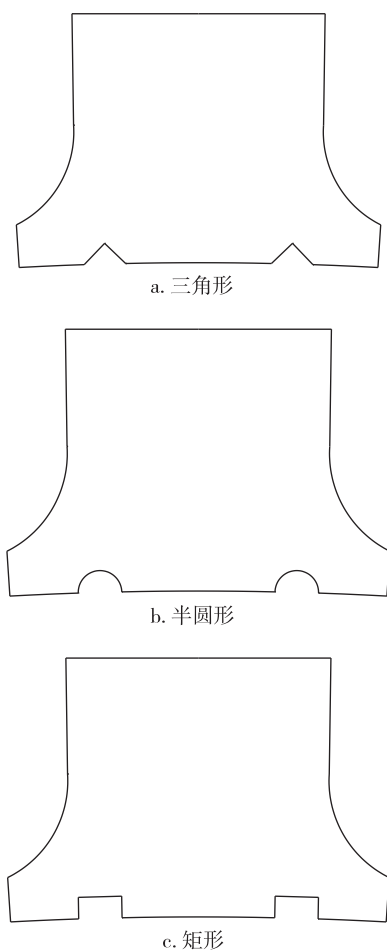


图 6 辅助槽槽型

Fig. 6 Auxiliary slot types

由图 7 可知,定子齿顶辅助槽不同槽型对电机齿槽转矩的削弱效果不同,三角形、圆形、矩形三种辅助槽型对应的齿槽转矩峰值分别为 0.91、0.85 和 0.82 N·m,其中矩形槽对齿槽转矩的削弱效果最明显,因此本文选择矩形辅助槽。

### 2.3 辅助槽与定子齿中心线角度 $\gamma$ 对齿槽转矩的影响

当辅助槽槽宽  $b = 1 \text{ mm}$ ,槽深  $a = 0.5 \text{ mm}$  保持

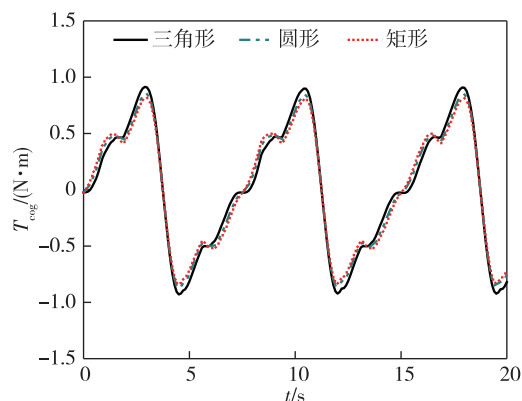


图 7 不同辅助槽槽型对齿槽转矩的影响

Fig. 7 Effect of auxiliary slot type on cogging torque

不变,改变角度  $\gamma$  的值为  $0^\circ \sim 2^\circ$ ,步长为  $0.1^\circ$ 时,仿真得不同辅助槽与定子齿中心线角度  $\gamma$  的永磁同步电机齿槽转矩峰值变化曲线如图 8 所示。

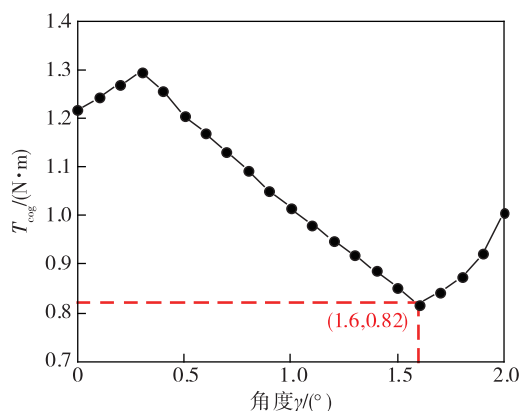


图 8 不同角度  $\gamma$  的齿槽转矩峰值变化曲线

Fig. 8 Variation curve of peak cogging torque with angle  $\gamma$

由图 8 可知,齿槽转矩的峰值随角度  $\gamma$  的增加呈先上升后下降再上升的趋势,当  $\gamma = 1.6^\circ$ 时,齿槽转矩峰值最小,为  $0.82 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,与无辅助槽电机相比下降了 28%,齿槽转矩削弱效果明显。

### 2.4 辅助槽槽宽 $a$ 对齿槽转矩的影响

当辅助槽与定子齿中心线角度  $\gamma = 1.6^\circ$ ,槽深  $b = 0.5 \text{ mm}$  不变,槽宽  $a$  的取值范围为  $0.2 \sim 2 \text{ mm}$ ,步长为  $0.2 \text{ mm}$  时,仿真得到不同槽宽  $a$  时电机齿槽转矩峰值变化曲线如图 9 所示。

由图 9 可以看出,当齿槽转矩的峰值随着槽宽  $a$  的增加先降低后增加,在  $a = 1.4 \text{ mm}$  时,齿槽转矩峰值最小,为  $0.67 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

### 2.5 辅助槽槽深 $b$ 对齿槽转矩的影响

保持角度  $\gamma = 1.6^\circ$ 、槽宽  $a = 1.4 \text{ mm}$  不变,将槽

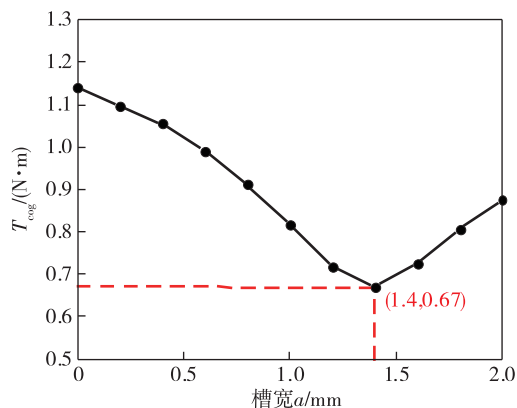

 图9 不同辅助槽宽  $a$  的齿槽转矩峰值变化曲线

 Fig. 9 Variation curve of peak cogging torque with auxiliary slot width  $a$ 

深  $b$  作为变量,取值范围为  $0.2 \sim 2$  mm,步长为  $0.2$  mm 时,仿真得到不同槽深  $b$  时的齿槽转矩峰值变化曲线如图 10 所示。

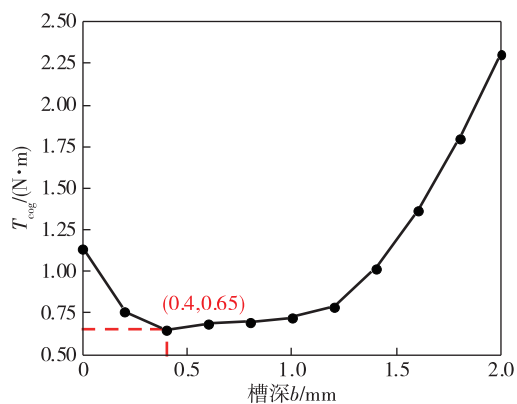

 图10 不同辅助槽深  $b$  的齿槽转矩峰值变化曲线

 Fig. 10 Variation curve of peak cogging torque with auxiliary groove depth  $b$ 

由图 10 可知,齿槽转矩峰值随着槽深  $b$  的增加先下降后上升,在槽深  $b = 0.4$  mm 时取得最小值,为  $0.65$  N·m。齿槽转矩随辅助槽深  $b$  的变化与辅助槽同定子齿中心线角度  $\gamma$  与辅助槽槽宽  $a$  对齿槽转矩的削弱趋势相比较,即辅助槽深度  $b$  对齿槽转矩峰值的削弱效果比槽宽  $a$  与角度  $\gamma$  的削弱效果弱。定子开槽前后齿槽转矩对比如图 11 所示。

由图 11 可知,定子开槽前后齿槽转矩得到了很好的优化,峰值由  $1.14$  N·m 降低到了  $0.65$  N·m,降低了 43%。

## 2.6 偏心距 $h$ 对齿槽转矩的影响

保持定子辅助槽优化参数不变,将转子外圆偏

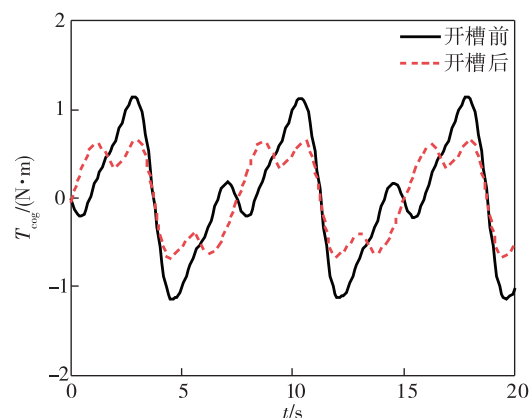


图11 定子齿顶开槽前后齿槽转矩波形

Fig. 11 Waveforms of cogging torque before and after slotting at the top of stator teeth

心距  $h$  作为变量,碍于转子磁极隔磁障的结构强度,本文偏心距  $h$  的优化范围仅取  $0 \sim 10$  mm,步长为  $1$  mm,仿真得到不同转子外圆偏心距  $h$  时的齿槽转矩峰值变化曲线如图 12 所示。

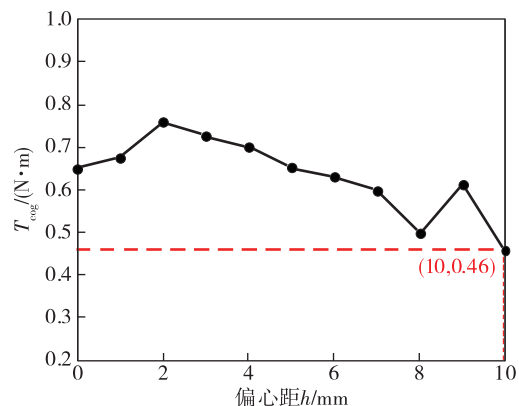

 图12 不同偏心距  $h$  的齿槽转矩峰值变化曲线

 Fig. 12 Variation curve of peak value of cogging torque with eccentricity  $h$ 

由图 12 可知,随着转子外圆偏心距  $h$  的增加,齿槽转矩峰值在  $0 \sim 2$  mm 范围内持续上升,在  $2 \sim 8$  mm 范围内缓慢下降,  $8 \sim 10$  mm 内曲线先上升后下降,在  $h = 10$  mm 处取得最小值,此时齿槽转矩峰值为  $0.46$  N·m。

## 3 优化结果分析

采用优化后的定子齿顶辅助槽与转子外圆偏心距参数建立电机模型,仿真得到优化前后的齿槽转矩对比如图 13 所示。

由图 13 可知,优化后的齿槽转矩峰值与开槽前

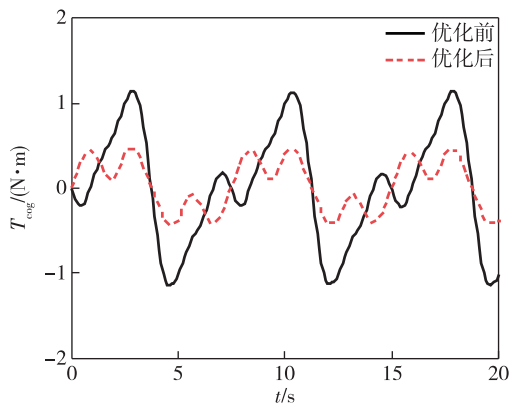


图 13 优化前后齿槽转矩对比  
Fig. 13 Comparison of cogging torques before and after optimization

相比显著降低,由 1.14 N·m 下降到 0.46 N·m,降低了 59.6%,优化效果明显.优化前后的气隙磁密以及气隙磁密谐波对比如图 14 和图 15 所示.

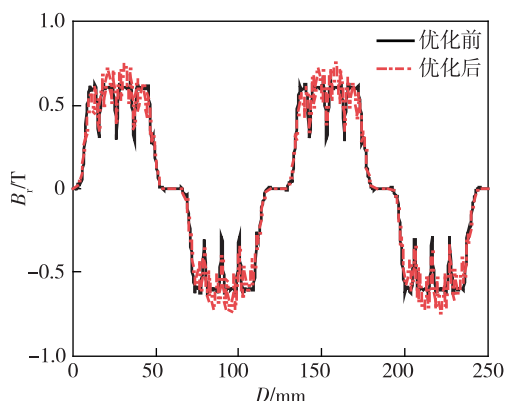


图 14 优化前后气隙径向磁密分布曲线  
Fig. 14 Distribution curves of air gap radial magnetic density before and after optimization

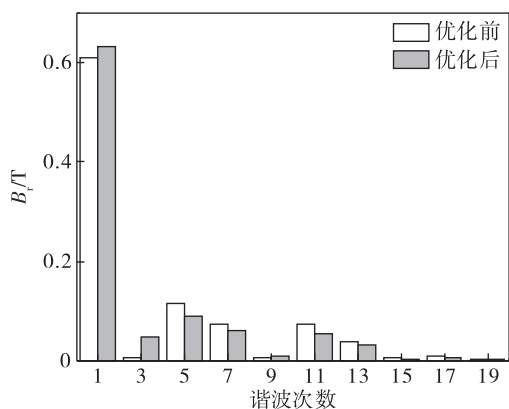


图 15 气隙径向磁密傅里叶谐波分解  
Fig. 15 Fourier harmonic decomposition of air gap radial magnetic density

由图 14 和图 15 可知,优化后的气隙磁密波形正弦性增强,峰值有所提升,相比于优化前,气隙磁密基波幅值略有增加,5、11、15、17 次谐波幅值明显下降.优化前后反电动势波形以及谐波对比如图 16 和图 17 所示.

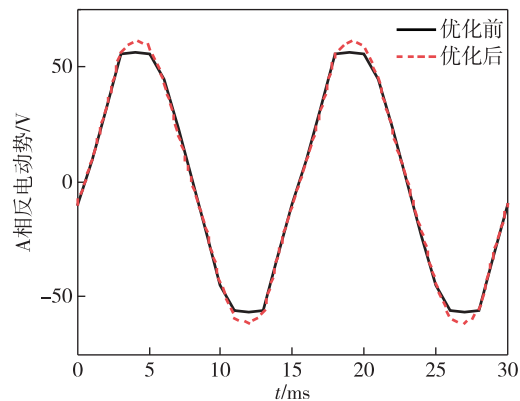


图 16 优化前后 A 相空载反电动势曲线  
Fig. 16 No-load back EMF curves of phase A before and after optimization

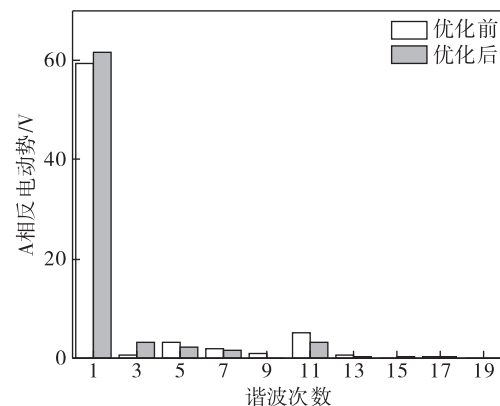


图 17 优化前后空载反电动势谐波对比  
Fig. 17 Comparison of no-load back EMF harmonics before and after optimization

由图 16 和图 17 可知,相对于优化前,优化后的反电动势波形走势更趋于正弦,峰值略有提升,反电动势基波幅值略有提升,9、11、13 次谐波明显下降.优化前后的电机输出转矩如图 18 所示,优化前后目标参数对比如表 2 所示.

由图 18 和表 2 可知,定子齿顶开辅助槽优化后,电机的转矩峰值由 240.32 N·m 提高到 251.69 N·m,提升 4.7%,平均转矩由 220.94 N·m 提高到 231.65 N·m,提升 4.8%,电机的转矩脉动系数由 9.4% 下降到 8.5%,与优化前相比降低 9.6%,驱动电机输出性能显著提升.

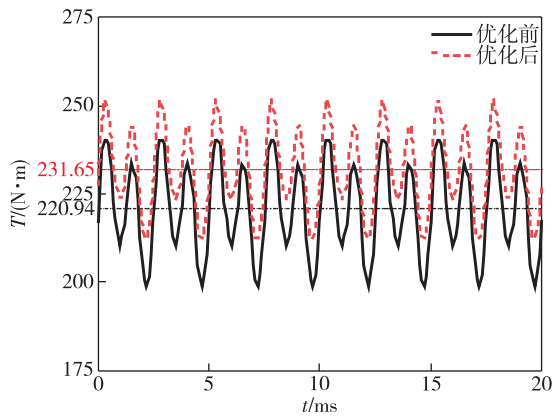


图 18 优化前后输出转矩对比

Fig. 18 Comparison of output torques before and after optimization

表 2 优化前后各优化目标参数对比

Table 2 Comparison of target parameters before and after optimization

对比	平均转矩 $T_{av}/(N \cdot m)$	转矩脉动系数 $K_{mb}/\%$	齿槽转矩峰值 $T_{cog}/(N \cdot m)$
优化前	220.94	9.4	1.14
优化后	231.65	8.5	0.46

## 4 结论

本文提出一种定子齿顶开设辅助槽与转子外圆偏心的组合方法来削弱永磁同步电机的齿槽转矩,详细推导了开槽前后的气隙长度分布函数,对比研究定子齿辅助槽对齿槽转矩的影响,同时分析了转子外圆偏心对齿槽转矩产生的影响.利用有限元法对开槽数量、形状、位置、槽宽、槽深等辅助槽参数与转子偏心距进行优化对比分析.结果表明,当定子齿顶开两个矩形辅助槽,辅助槽与定子齿中心线角度为 $1.6^\circ$ ,槽宽为 $1.4\text{ mm}$ ,槽深为 $0.4\text{ mm}$ ,转子外圆偏心距为 $10\text{ mm}$ 时,齿槽转矩峰值降低了 $59.6\%$ ,电机齿槽转矩明显削弱,优化后气隙磁密谐波幅值降低,反电动势正弦性增强,平均转矩提升 $4.8\%$ ,转矩脉动降低 $9.6\%$ ,电机的输出性能改善.

## 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,1997:161-215  
[ 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. Re-

search on cogging torque of V-type interior permanent magnet synchronous motor [ J ]. Micromotors, 2020, 53 ( 9 ): 28-32  
[ 3 ] Taravat S, Kiyomarsi A, Bracikowski N. Mitigation of cogging torque in transverse-flux permanent-magnet machines with flux concentrators by step skewing of stator pole [ J ]. IET Electric Power Applications, 2020, 14 ( 12 ): 2378-2388  
[ 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):536-540  
HUANG Yantao, GUO Xinhua, XIANG Leijun. Optimal design of cogging torque of interior permanent magnet motor [ J ]. Journal of Huaqiao University ( Natural Science ), 2016, 37 ( 5 ): 536-540  
[ 5 ] 高锋阳,李晓峰,齐晓东,等.非对称V型磁极偏移内置式永磁同步电机转矩脉动分析[J].电机与控制学报,2021,25(9):112-120  
GAO Fengyang, LI Xiaofeng, QI Xiaodong, et al. Analysis of torque ripple of the interior permanent magnet synchronous motor with asymmetric V-pole offset [ J ]. Electric Machines and Control, 2021, 25 ( 9 ): 112-120  
[ 6 ] 谈书志,张卫,唐杨,等.槽口偏移对永磁电机齿槽转矩抑制的分析[J].组合机床与自动化加工技术,2019(10):49-52  
TAN Shuzhi, ZHANG Wei, TANG Yang, et al. Research and analysis of cogging torque reduction of PMBLDC motor based on notch offset [ J ]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2019 ( 10 ): 49-52  
[ 7 ] 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 Chuazhen, 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  
[ 8 ] 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  
[ 9 ] 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  
[ 10 ] 蒋迪元,单文桃,潘玉成.转子辅助槽对高速电主轴齿槽转矩的影响机理研究[J].噪声与振动控制,2021,41(1):37-40,65  
JIANG Diyuan, SHAN Wentao, PAN Yucheng. Study on influence of rotor auxiliary groove on gear groove torque of high speed motorized spindles [ J ]. Noise and Vibration Control, 2021, 41 ( 1 ): 37-40, 65  
[ 11 ] 夏加宽,于冰.定子齿开辅助槽抑制永磁电动机定位



- 力矩[J].微特电机,2010,38(1):13-14,23  
XIA Jiakuan, YU Bing. Study on reducing cogging torque of permanent magnet motors by stator teeth notching[J]. Small & Special Electrical Machines, 2010, 38(1): 13-14, 23
- [12] 古海江, 黄文美, 王超, 等. 定子齿开槽对内置式永磁电机齿槽转矩的影响[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(8): 40-45  
GU Haijiang, HUANG Wenmei, WANG Chao, et al. Influence of stator teeth notching on cogging torque of interior permanent magnet motor[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(8): 40-45
- [13] 王轶楠, 唐冲, 颜钢锋. 定子齿冠开辅助凹槽抑制永磁电机齿槽转矩[J]. 微电机, 2014, 47(10): 20-23  
WANG Yinan, TANG Chong, YAN Gangfeng. Reducing cogging torque of permanent magnet motors by notching auxiliary slot in top of stator teeth [J]. Micromotors, 2014, 47(10): 20-23
- [14] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007: 80-84
- [15] 刘东浩, 张小平, 郭宇轩, 等. 基于内切圆弧的交流牵引电机齿肩削角降噪方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(6): 1259-1268  
LIU Donghao, ZHANG Xiaoping, GUO Yuxuan, et al. Method for reducing shoulder noise of AC traction motor based on inscribed arc [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(6): 1259-1268
- [16] 李岩, 李双鹏, 周吉威, 等. 基于定子齿削角的近极槽永磁同步电机振动噪声削弱方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 45-52  
LI Yan, LI Shuangpeng, ZHOU Jiwei, et al. Weakening approach of the vibration and noise based on the stator tooth chamfering in PMSM with similar number of poles and slots [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(6): 45-52
- [17] 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

## Weakening cogging torque of built-in permanent magnet synchronous motor

ZHANG Wenchao<sup>1</sup> ZHANG Xueyi<sup>1</sup> WANG Lei<sup>2</sup> HAN Yutong<sup>3</sup>  
YAN Shilong<sup>1</sup> XU Mingjun<sup>1</sup> HUA Sizhan<sup>1</sup>

<sup>1</sup> School of Transportation and Vehicle Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255000

<sup>2</sup> Weifang Electric Motor Factory Co. Ltd, Weifang 262100

<sup>3</sup> Shandong Hapvoo Power Technology Co. Ltd, Zibo 255000

**Abstract** A structure of stator tooth jacking auxiliary slot and rotor outer circle eccentricity was proposed for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) to suppress the cogging torque and reduce the vibration and noise of motor thus improve the output performance of PMSM. The analytical formula of distribution function was established for the stator tooth top (before and after slotting) and the main air gap, thus clarified the relationships between the stator slotting and the main magnetic field distribution as well as the cogging torque. At the same time, the influence of the rotor outer circle eccentricity on the cogging torque was analyzed. The optimal parameter matching was obtained through optimization tests and comparative analysis of auxiliary slot parameters including slot number, width, depth, slot spacing and rotor outer circle eccentricity, via finite element method on a built-in 3-phase 8-pole 48-slot V-type PMSM. The results showed that the double rectangular symmetrical slotting on the stator tooth top and the eccentricity of the rotor outer circle can effectively improve the magnetic field distribution of the main air gap and restrain the cogging torque of the motor. The harmonic amplitude of the optimized air gap magnetic density 5, 11, 15 and 17 was decreased significantly, the peak value of the cogging torque of the motor was decreased by 59.6%, and the sine of the back EMF waveform as well as the average torque was increased, thus the motor's output performance was significantly improved.

**Key words** stator auxiliary slot; cogging torque; principal air gap distribution function; rotor outer circle eccentricity; permanent magnet synchronous motor (PMSM)