

# 锻压设备用永磁力矩电机燕尾形隔磁装置结构参数对转矩的影响

胡豁达<sup>1</sup>, 邓自清<sup>2</sup>, 张闻东<sup>1</sup>, 庞亮<sup>3</sup>, 赵朝会<sup>1</sup>

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 201306; 2. 驻马店技师学院 机械工程系, 河南 驻马店 463000;  
3. 中国电子科技集团公司第二十一研究所, 上海 209240)

**摘要:** 为进一步提升永磁力矩电机的转矩性能并加强表贴式永磁体的贴磁稳定性, 讨论了一种新型燕尾形隔磁装置结构。首先, 搭建电机初始模型, 并对新型燕尾形隔磁装置结构进行参数化设计。其次, 根据电机的等效磁路模型和电磁转矩产生原理, 建立了考虑燕尾形隔磁装置结构的平均转矩和转矩脉动数学模型。然后, 借助 ANSYS Maxwell 有限元仿真工具, 以平均转矩为优化目标, 对不同隔磁装置槽口宽、隔磁装置内圆半径及位置进行了仿真分析并讨论其变化规律。最后, 将优化后电机与初始电机的平均转矩和转矩脉动进行了对比分析, 结果表明, 最优隔磁装置结构参数方案提高了  $37.2 \text{ N} \cdot \text{m}$  的平均转矩且削弱了  $0.04\%$  的转矩脉动。

**关键词:** 永磁力矩电机; 隔磁装置; 气隙磁密; 平均转矩; 转矩脉动

**DOI:** 10.13330/j.issn.1000-3940.2023.10.031

**中图分类号:** TM341

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1000-3940 (2023) 10-0207-08

## Influence of structure parameters of dovetail-shaped magnetic isolation device on torque of permanent magnet torque motor for forging equipment

Hu Huoda<sup>1</sup>, Deng Ziqing<sup>2</sup>, Zhang Wendong<sup>1</sup>, Pang Liang<sup>3</sup>, Zhao Chaohui<sup>1</sup>

(1. School of Electrical, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China;  
2. Department of Mechanical Engineering, Zhumadian Technician College, Zhumadian 463000, China;  
3. No. 21 Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shanghai 209240, China)

**Abstract:** In order to further improve the torque performance of permanent magnet torque motors and enhance the magnetic stability of surface-mounted permanent magnets, a new dovetail-shaped magnetic isolation device (DMID) structure was discussed. First, the initial model of motor was constructed, and the structure of DMID was designed parametrically. Second, based on the equivalent magnetic circuit model of motor and the principle of electromagnetic torque generation, a mathematical model of average torque and torque ripple considering the DMID structure was established. Then, with the help of finite element simulation tool ANSYS Maxwell, taking the average torque as the optimization target, different slot widths, inner circle radiuses and positions of DMID were simulated and analyzed, and their changing rules were discussed. Finally, the average torque and torque ripple of the optimized motor and the initial motor were compared and analyzed. The results show that when the optimal structure parameters of DMID are selected, the average torque is increased by  $37.2 \text{ N} \cdot \text{m}$ , and the torque ripple is weakened by  $0.04\%$ .

**Key words:** permanent magnet torque motor; magnetic isolation device; air gap magnetic density; average torque; torque ripple

锻压设备的发展可大致分为 3 个阶段: 以蒸汽为动力的蒸汽锤、以交流异步电机为动力的机械压力和以交流永磁同步伺服电机为动力的伺服压力机。随着锻压设备的广泛应用, 使与之配套的永磁力矩

电机成为了学者们的研究热点<sup>[1-2]</sup>。永磁力矩电机的性能参数是限制伺服压力机发展的主要因素, 所以, 伺服压力机研制的重点在于电机的设计, 该电机一方面要满足锻压过程中的低速大转矩特性, 另一方面还要具备一定的凸极效应, 使其易于调速, 适应较宽的调速范围。

为了提高永磁力矩电机的输出转矩, 主要从减少漏磁和增大气隙磁密两个方面考虑。在减小漏磁方面, 文献 [3] 阐述了实际转矩小于计算值的主要原因, 即穿过导磁桥的磁通产生了漏磁。研究发

收稿日期: 2023-02-22; 修订日期: 2023-05-26

作者简介: 胡豁达 (1999-), 女, 硕士研究生

**E-mail:** slxxhhd@sina.com

通信作者: 赵朝会 (1963-), 男, 博士, 教授, 博导

**E-mail:** zhaoch@sdu.edu.cn

现,合理设置磁障尺寸可以有效减小漏磁、提高平均转矩、减小转矩脉动;文献[4]在V型转子永磁电机中设置了交替相邻的永磁体间磁障,分析了其参数对漏磁的影响效果。在优化气隙磁密方面,常用的有转子磁极优化<sup>[5]</sup>、设置磁障<sup>[6]</sup>、开设辅助槽<sup>[7-8]</sup>等方式。文献[9]设计了阶梯型永磁体结构电机,研究了永磁体参数对气隙磁密波形的影响。文献[10]明确了电磁性能的提高可以通过不等厚磁极形状参数的合理设置实现,并给出了一种能明显改善气隙磁场分布的磁极形状的设计方案。另有学者<sup>[11-12]</sup>指出横向磁场力矩电机可在一定区间内增大气隙磁密进而提高电机的转矩性能,并采用多极结构以满足电机的低速运行。同时,电机凸极效应的强弱是衡量永磁力矩电机弱磁性能的标准,凸极效应的存在可使电机具有较强的弱磁调速能力。

一些新的永磁电机型式也被尝试用在锻压设备上,如轴向磁场永磁电机、横向磁场永磁电机、定子磁场永磁电机<sup>[13]</sup>和混合励磁同步电机<sup>[14]</sup>等,这些电机均具有高转矩密度、高功率密度、多极以及宽调速范围等优点,但结构相对复杂。

为此,本文围绕最常用的表贴式永磁电机进行研究,通过设置新型燕尾形隔磁装置,实现永磁体的固定并改善转矩性能;建立了平均转矩和转矩脉动的数学模型,并以提高永磁力矩电机的转矩性能

为设计目标,采用有限元仿真的方法,分析隔磁装置槽口宽、隔磁装置内圆半径及位置的变化对电机电磁性能的影响,并择优选取最佳设计参数。最后,将隔磁装置结构参数优化前后的电机空载反电动势、气隙磁密波形、转矩脉动、平均转矩、效率和输出特性进行了对比分析,验证了优化后隔磁装置结构的合理性。

# 1 具有燕尾形隔磁装置结构的永磁力矩电机

## 1.1 电机结构及参数

电机结构如图1所示,相较于传统的表贴式永磁力矩电机,为进一步增大电机的极弧系数,在电机转子部分采用了瓦片形永磁体结构,且在永磁体两两之间增加了燕尾形隔磁装置,此装置一方面便于安装永磁体,省去了传统表贴式永磁体外层的不锈钢保护套,另一方面也减少了永磁体之间的漏磁。该结构在永磁体尺寸不变的情况下,最大限度地增加了电机极数,适合低速大转矩运行,同时又利用电机的凸极效应,满足电机的弱磁运行。电机的主要结构参数及性能要求如表1所示。在电机转子上建立一个坐标系,此坐标系与转子同步转动,取转子磁场方向为 $d$ 轴。

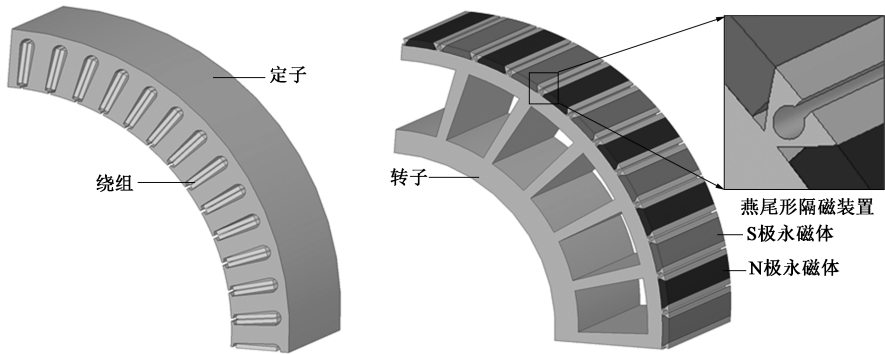


图1 电机结构图

Fig. 1 Structure diagram of motor

表1 电机的主要参数

Table 1 Main parameters of motor

参数	数值	参数	数值
额定转矩/(kN·m)	5.9675	定子外径/mm	$\Phi 620$
额定电压/V	380	定子内径/mm	$\Phi 500$
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	120	气隙半径/mm	1.5
电机极/槽数	48/54	铁芯长度/mm	440

燕尾形隔磁装置的结构如图2所示,呈倒梯形,梯形的短边与转子外径相连,梯形的长边面向气隙。在梯形长边中央开设了宽度为 $c$ 的矩形槽口,其内槽由矩形与圆形组合而成,半径为 $r$ 的内圆圆心位于该装置的对称轴上,用圆心到转子外径的垂直长度 $x$ 表示隔磁装置内圆位置, $x$ 增大则表示隔磁装置内圆圆心上移即隔磁装置内圆位置上移,同时 $x$ 与 $r$ 的变化将对隔磁装置侧宽 $b$ 产生影响,其初始

参数如表 2 所示。

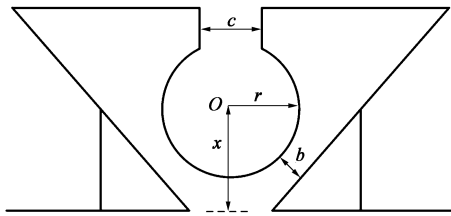


图 2 隔磁装置结构图

Fig. 2 Structure diagram of magnetic isolation device

表 2 隔磁装置的初始参数 (mm)

Table 2 Initial parameters of magnetic isolation device (mm)

参数	数值
隔磁装置槽口宽度 $c$	1.8
隔磁装置内圆半径 $r$	2
隔磁装置内圆位置 $x$	3
隔磁装置侧宽 $b$	2.2

## 1.2 电机等效磁路

由永磁力矩电机的永磁体提供工作磁通，从而形成主磁通及漏磁通，图 3 为电机磁力线图。图 4 为等效磁路图，其中， $F_{pm}$  为永磁体产生的等效磁动势， $\Phi_{pm}$  为永磁体产生的磁通，与永磁磁阻  $R_{pm}$  并联。永磁磁通  $\Phi_{pm}$  主要分为两部分：一部分为气隙磁通  $\Phi_\delta$ ，即主磁通，流经气隙磁阻  $R_\delta$ 、定子磁阻  $R_s$  和转子磁阻  $R_r$ ；一部分为漏磁磁通  $\Phi_\sigma$ ，其磁阻表示为漏磁磁阻  $R_\sigma$ 。简化的等效磁路如图 5 所示。

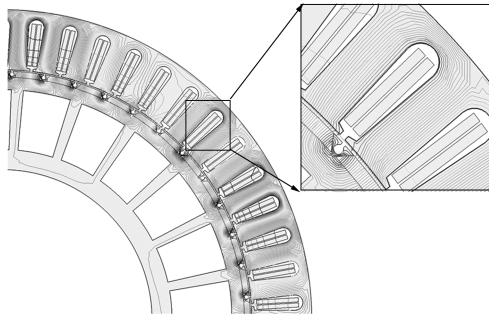


图 3 电机磁力线图

Fig. 3 Diagram of magnetic force line for motor

根据电路分析法可得：

$$\begin{cases} \frac{\Phi_{pm}}{2} = \Phi_\sigma + \Phi_\delta \\ 2R_\sigma\Phi_\sigma = (R_s + 2R_\delta + R_r)\Phi_\delta \end{cases} \quad (1)$$

将式 (1) 化简，可得出每极气隙磁通为：

$$\Phi_\delta = \frac{R_\sigma\Phi_{pm}}{R_s + R_\delta + R_r + 2R_\sigma} \quad (2)$$

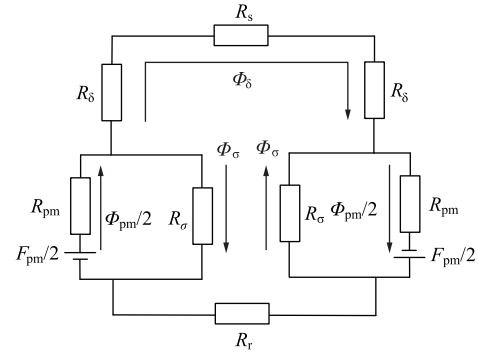


图 4 等效磁路图

Fig. 4 Equivalent magnetic circuit diagram

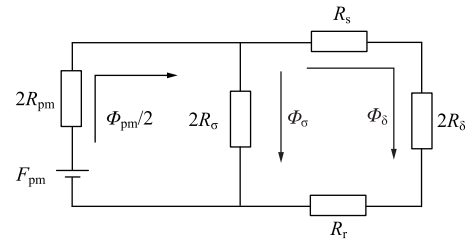


图 5 简化等效磁路图

Fig. 5 Simplified equivalent magnetic circuit diagram

由式 (1) 与 (2) 可知，在永磁磁通  $\Phi_{pm}$  保持不变的条件下，减小漏磁磁通  $\Phi_\sigma$  可使气隙磁通  $\Phi_\delta$  增大，气隙磁通  $\Phi_\delta$  随漏磁磁阻  $R_\sigma$  增大而增大。

## 2 电机的转矩理论分析

输出转矩  $T_e$  可视为平均转矩  $T_{avg}$  与转矩脉动  $T_{rip}$  的叠加，平均转矩与转矩脉动可表示为<sup>[15-18]</sup>：

$$T_{avg} = \frac{\mu_0}{g} \pi p r_\delta L f_{s1} f_{r1} \sin(-\gamma_d) \quad (3)$$

$$T_{rip} = \frac{\mu_0}{g} \pi p r_\delta L \sum_n \{ h f_{sh} f_{rh} \sin[(h \pm 1)\omega_r t \mp \gamma_d] \} \quad (4)$$

式中： $\mu_0$  为真空磁导率； $g$  为气隙径向长度； $p$  为极对数； $r_\delta$  为气隙半径； $L$  为铁芯叠片长度； $f_{sh}$ 、 $f_{rh}$  分别为  $h$  阶定子磁动势系数、 $h$  阶转子磁动势系数； $h$  为谐波指数， $h=6n \pm 1$ ， $n$  为正整数； $f_{s1}$ 、 $f_{r1}$  分别为定子磁动势基波系数、转子磁动势基波系数； $\gamma_d$  为从  $d$  轴测量的当前电流角度； $\omega_r t$  为转子角瞬时位置， $\omega_r$  为转子转速度， $t$  为时间。

定子磁动势  $F_s$  及  $h$  阶定子磁动势系数  $f_{sh}$  为：

$$F_s = \sum_n f_{sh} \cos(h\theta \pm \omega_r t \mp \gamma_d) \quad (5)$$

$$f_{sh} = \frac{3n_h I_m}{2} \quad (6)$$

式中:  $I_m$  为三相电流峰值;  $n_h$  为绕组分布系数;  $\theta$  为沿气隙分布的机械角。当且仅当  $h=1$  或  $h=6n\pm 1$  时,  $f_{sh}$  按式 (6) 计算,  $h$  取其他值时  $f_{sh}=0$ 。

由式 (5) 和式 (6) 可知, 永磁力矩电机的定子磁动势  $F_s$  与三相电流峰值  $I_m$  和定子绕组分布系数  $n_h$  等密切相关。

转子磁动势  $F_r$  及  $h$  阶转子磁动势系数  $f_{th}$  为:

$$F_r = \sum_n f_{th} \cos[(h \pm 1)\omega t \mp \gamma_d] \quad (7)$$

$$f_{th} = \Phi_\sigma R_\sigma = \frac{B_{\delta h} A_g g}{A_g \mu_0} = B_{\delta h} \frac{g}{\mu_0} \quad (8)$$

式中:  $B_{\delta h}$  为  $h$  阶气隙磁密  $B_\delta$  的系数;  $A_g$  为每极的横截面积。当且仅当  $h=1$  或  $h=6n\pm 1$  时,  $f_{th}$  按式 (8) 计算,  $h$  取其他值时  $f_{th}=0$ 。

由式 (7) 和式 (8) 可知, 转子磁动势  $F_r$  会受到气隙磁密  $B_\delta$  的影响, 且随气隙磁密的增大呈上升趋势, 因此, 可以通过改善气隙磁密  $B_\delta$  来提升转子磁动势  $F_r$ 。

气隙磁密可表示为:

$$B_\delta = \frac{\Phi_\sigma}{A_g} = \frac{\Phi_\sigma}{\alpha \tau L} \quad (9)$$

式中:  $\tau$  为极距;  $\alpha$  为极弧系数且  $\alpha \propto 1/c$ , 即随隔磁装置槽口宽度  $c$  增大, 极弧系数  $\alpha$  减小, 气隙磁密  $B_\delta$  增大。

由图 3 可知, 漏磁磁力线流经隔磁装置, 因此, 漏磁磁阻可表示为:

$$R_\sigma \propto \frac{1}{\mu_0 \mu_r A_\sigma} \quad (10)$$

式中:  $\mu_r$  为隔磁装置材料的相对磁导率;  $A_\sigma$  为漏磁磁力线穿过隔磁装置的横截面积, 且  $A_\sigma \propto 1/r$ 、 $A_\sigma \propto x$ , 即  $r$  增大、 $x$  减小均会导致  $A_\sigma$  减小, 使漏磁磁阻增加、漏磁通减少, 因此, 改变隔磁装置内圆半径和内圆位置会改变漏磁磁阻进而影响气隙磁密。

综上所述, 增大隔磁装置槽口宽度  $c$ 、增大隔磁装置内圆半径  $r$  或减小隔磁装置内圆位置  $x$  均会通过改善气隙磁密进而提高电机的平均转矩。

### 3 隔磁装置结构参数对电机转矩性能的优化分析

#### 3.1 隔磁装置结构的约束条件

为了保证工艺制造对隔磁装置侧宽的限制且保

持隔磁装置内槽结构始终如图 2 所示, 设定适中的内圆半径及位置, 隔磁装置槽口宽度不超过内圆直径。设置隔磁装置的约束条件如下:

$$\begin{cases} \text{优化目标: } \max(T_{\text{avg}}) \\ \text{约束条件: } \begin{cases} c \leq 2r \\ 0 < (x+r) < 6 \\ r < x \\ 0.1 \text{ mm} < r < 2.5 \text{ mm} \\ b \geq 0.5 \text{ mm} \end{cases} \end{cases} \quad (11)$$

根据永磁力矩电机初始设计结果并结合电机工艺制造对结构尺寸的限制, 确定电机隔磁装置设计变量及其范围, 如表 3 所示。

表 3 隔磁装置设计变量及其变化范围 (mm)

Table 3 Design variables of magnetic isolation device and their variation ranges (mm)

设计变量	变化范围
隔磁装置槽口宽度	[0.2, 4.0]
隔磁装置内圆半径	[0.1, 2.0]
隔磁装置内圆位置	[2, 4]

#### 3.2 隔磁装置槽口宽度对转矩性能的影响

为了选择合适的隔磁装置槽口宽度, 在保持隔磁装置内圆半径及位置初始参数不变即隔磁装置内圆的半径为 2 mm、隔磁装置内圆位置为 3 mm 的情况下, 选取隔磁装置槽口宽度范围从 0.2 mm 到 4.0 mm 变化, 设置仿真步长为 0.2 mm, 观察其对气隙磁密基波幅值  $B_{\delta 1}$ 、平均转矩  $T_{\text{avg}}$  以及齿槽转矩  $T_{\text{cog}}$  的影响。

由图 6 可以看出, 随着  $c$  的增大, 气隙磁密  $B_{\delta 1}$  逐渐增大。图 7 显示了平均转矩以及齿槽转矩随隔磁装置槽口宽度的变化趋势图, 除槽口宽度为 1.6 mm 时的特殊波动外, 随槽口宽度的不断增加, 平均转矩在 1.4 mm 之前呈平稳上升趋势, 在 1.4 mm 时达到峰值, 5.9813 kN·m, 在 1.8 mm 之后平均转矩

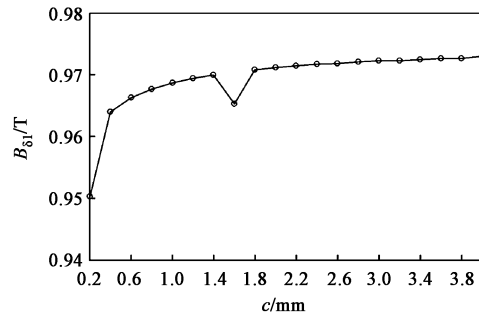


图 6 不同隔磁装置槽口宽度的气隙磁密基波幅值变化图

Fig. 6 Variation diagram of base wave amplitude for air gap magnetic density with different slot widths for magnetic isolation device

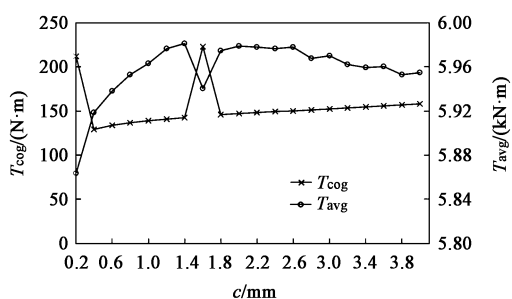


图7 不同隔磁装置槽口宽度的转矩变化图

Fig. 7 Variation diagram of torque with different slot widths for magnetic isolation device

逐步下降，同时齿槽转矩随之缓慢增加。选取隔磁装置槽口宽度为 1.4 mm 时为最优尺寸，此时平均转矩达到峰值。

图8反映了  $c$  为 1.4、1.6 和 1.8 mm 时平均转矩的波形，可以明显看出， $c$  为 1.6 mm 相较于  $c$  为 1.4 和 1.8 mm 时输出转矩脉动的波峰值并无显著变化，而波谷值较为突出，因此，在隔磁装置槽口宽度为 1.6 mm 时，电机的平均转矩较小。图9显示了  $c$  为 1.4、1.6 和 1.8 mm 时齿槽转矩的波形，可以发现隔磁装置槽口宽度为 1.4 与 1.8 mm 时波形变化不大，而当隔磁装置槽口宽度为 1.6 mm 时波动较为明显，导致电机转矩脉动的增大。

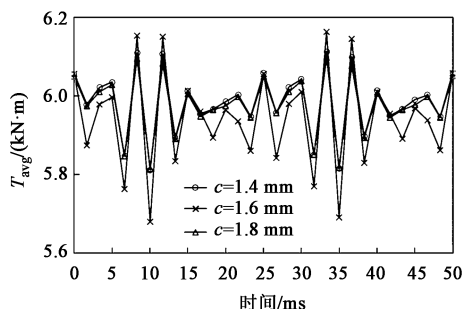


图8 不同隔磁装置槽口宽度下的平均转矩波形

Fig. 8 Average torque waveform under different slot widths for magnetic isolation device

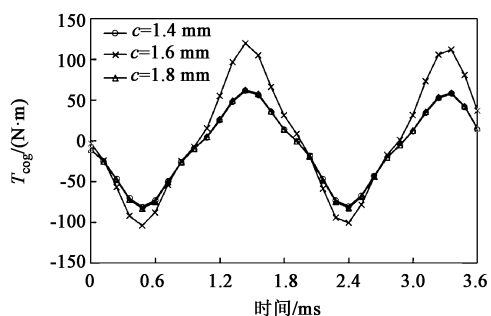


图9 不同隔磁装置槽口宽度下的齿槽转矩波形

Fig. 9 Cogging torque waveform under different slot widths for magnetic isolation device

以平均转矩为优化目标同时参考齿槽转矩变化，选取平均转矩峰值作为优化参数的最优方案，故选取  $c$  为 1.4 mm。

### 3.3 隔磁装置内圆半径及位置对转矩性能的影响

保持  $c$  为 1.4 mm、 $x$  为 3 mm 不变，图10、图11显示了  $r$  的取值范围从 0.7 到 2.0 mm、仿真步长为 0.1 mm 情况下，气隙磁密基波幅值  $B_{\delta 1}$ 、平均转矩随  $r$  的变化趋势图。可以发现，随  $r$  的增大，气隙磁密基波幅值增大，平均转矩也随  $r$  的增加而增加，由 5.7862 kN·m 升至 5.9813 kN·m。

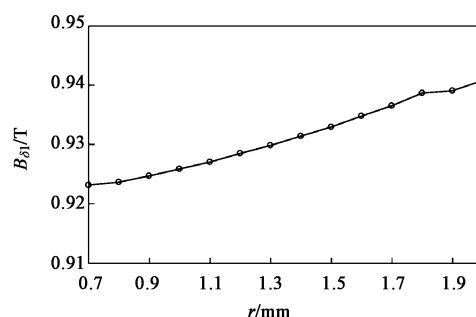


图10 气隙磁密基波幅值随隔磁装置内圆半径变化图

Fig. 10 Variation diagram of base wave amplitude for air gap magnetic density with inner circle radii for magnetic isolation device

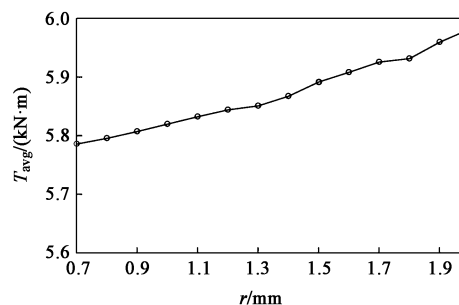


图11 平均转矩随隔磁装置内圆半径变化图

Fig. 11 Variation diagram of average torque with inner circle radii for magnetic isolation device

图12和图13反映了  $r$  变化时  $B_{\delta 1}$  及平均转矩的变化趋势。在保持  $c$  为 1.4 mm、 $r$  为 2.0 mm 情况下， $x$  由 2 mm 增加到 4 mm，仿真步长为 0.1 mm 时，气隙磁密基波幅值  $B_{\delta 1}$  与隔磁装置内圆位置呈负相关，平均转矩随  $x$  上移而减小，从 5.9105 kN·m 下降至 5.7838 kN·m。

基于上述分析， $r$  的取值范围为 0.7~2.0 mm、 $x$  的取值范围为 2~4 mm，采用步长均为 0.1 mm 进行参数化扫描，得到  $r$ 、 $x$  双变量平均转矩变化趋势图，如图14所示。

图14中，从圆心至外，平均转矩依次增大，不

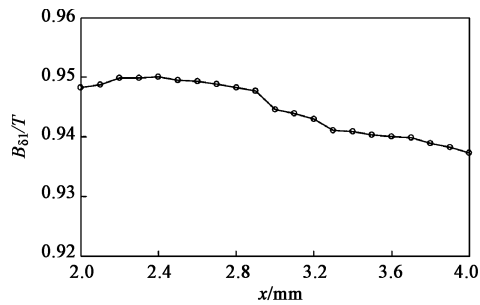


图 12 气隙磁密基波幅值随隔磁装置内圆位置变化图

Fig. 12 Variation diagram of base wave amplitude for air gap magnetic density with inner circle positions for magnetic isolation device

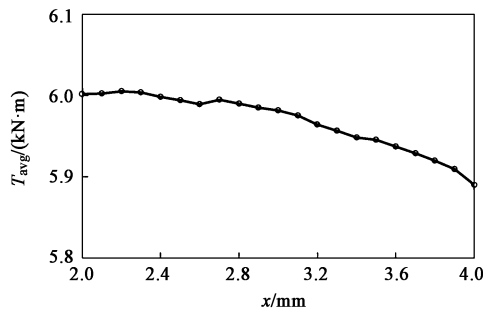


图 13 平均转矩随隔磁装置内圆位置变化图

Fig. 13 Variation diagram of average torque with inner circle positions for magnetic isolation device

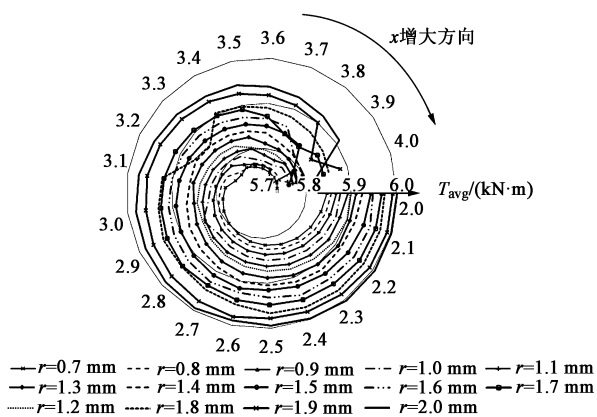


图 14 隔磁装置内圆双变量平均转矩变化图

Fig. 14 Variation diagram of bivariate average torque for magnetic isolation device

同线条代表不同的隔磁装置内圆半径，圆周所对应的角度代表了隔磁装置内圆位置。由图 14 可知，随着隔磁装置内圆半径的逐渐增大，平均转矩逐步上升。随着隔磁装置内圆位置的逐渐上移，平均转矩不断下降。得到平均转矩在隔磁装置内圆半径为 2 mm、隔磁装置内圆位置为 2.2 mm 时最大，最大值为 6.0047 kN·m。

最终确定优化方案为：隔磁装置槽口宽度为 1.4 mm，隔磁装置内圆半径为 2 mm，隔磁装置内圆位置为 2.2 mm。

### 3.4 隔磁装置优化前后电机转矩性能的比较

将隔磁装置优化前后的数据分别从空载反电势、气隙磁密及其傅里叶分解、输出效率等方面进行了对比。由图 15 可知，优化后的 A 相空载反电势相较于优化前更加平滑且波动基本保持一致。

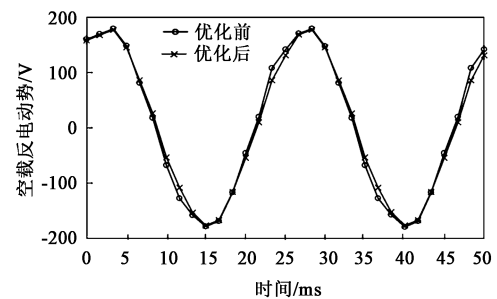


图 15 A 相空载反电势优化前后对比

Fig. 15 Comparison of A-phase no-load back electromotive force before and after optimization

优化前后的气隙磁密如图 16 所示，傅里叶分解如图 17 所示，可看出优化后的基波幅值从 0.9340 T 上升至 0.9512 T，3p 阶次谐波幅值由 0.1195 T 下降至 0.0766 T，5p、7p 和 9p 等谐波幅值均得到了明显削弱。基波幅值增大，使平均转矩有所上升，而谐波幅值的削弱使转矩脉动得到了抑制。

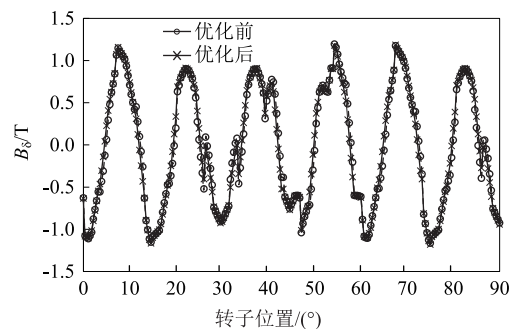


图 16 气隙磁密优化前后波形对比

Fig. 16 Comparison of air gap magnetic density waveforms before and after optimization

图 18 给出了优化前后两组参数下电机输出转矩的脉动波形，优化后的波形更加平稳且均高于优化前的波形，转矩脉动由 1.77% 降至 1.57%，平均值上升了 37.2 N·m。图 19 与图 20 为优化前后电机转速与输出转矩对应效率图，通过比较可知电机效率略有增加，增幅约为 0.1%。图 20 中可看出，在电机输出转矩最大时，额定转速下的效率可达

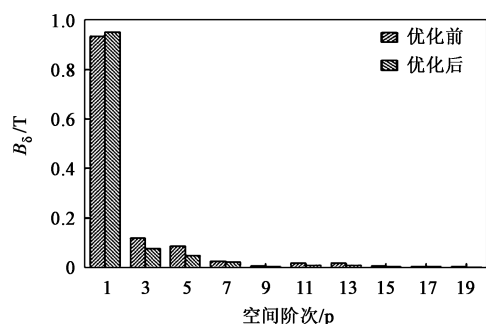


图 17 气隙磁密傅里叶分解优化前后对比

Fig. 17 Comparison of Fourier decomposition for air gap magnetic density before and after optimization

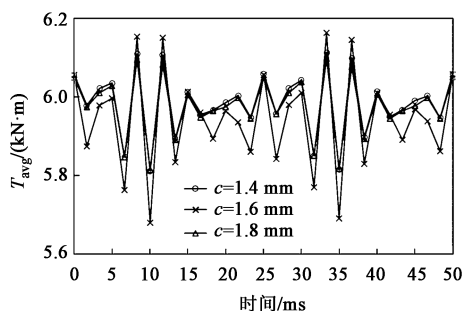


图 18 输出转矩优化前后对比

Fig. 18 Comparison of output torque before and after optimization

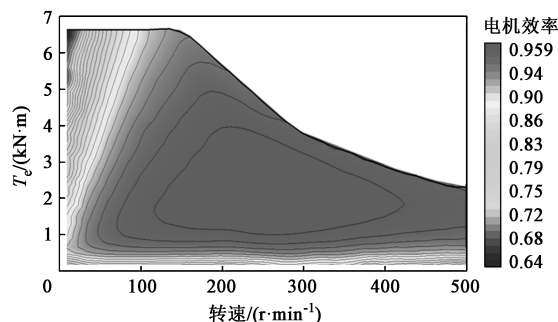


图 19 优化前的电机效率图

Fig. 19 Motor efficiency diagram before optimization

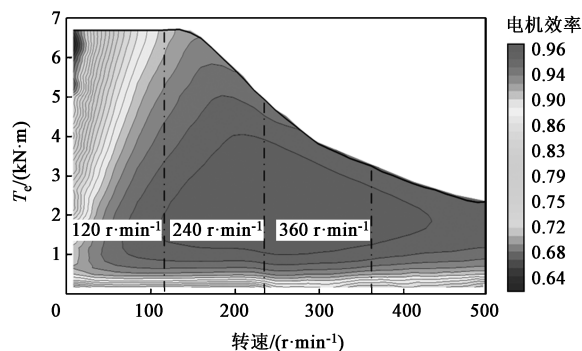


图 20 优化后的电机效率图

Fig. 20 Motor efficiency diagram after optimization

到 92%，在 2~3 倍额定转速下电机效率可达到 96%。如上述分析可知，电机在弱磁调速时仍具有较高的效率，且优化后的隔磁装置设计方案在尽可能提高输出转矩的同时保证了电机其他性能的稳定。

优化前后电机的转矩-转速输出特性曲线对比如图 21 所示，其中标出的数据前者为转速，后者为转矩。在恒转矩区间内最大转矩值提高了 45.41 N·m。同时恒功率区调速范围变宽，电机在 500 r·min<sup>-1</sup> 转速时的转矩较优化前增加了 15.89 N·m。

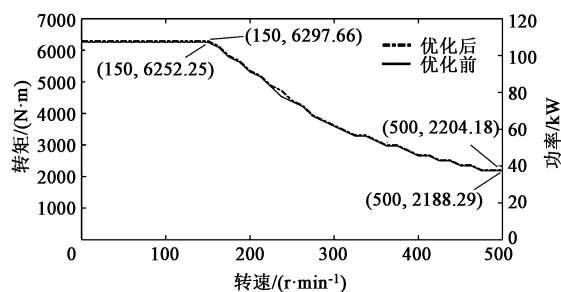


图 21 优化前后电机的转矩-转速输出特性曲线对比

Fig. 21 Comparison of torque-speed output characteristic curves for motor before and after optimization

## 4 结论

(1) 随着隔磁装置槽口宽度增大，平均转矩呈先上升后下降的趋势。随着隔磁装置内圆半径增大，位置下移，平均转矩上升。

(2) 对隔磁装置内置参数进行优化，并给出优选方案：隔磁装置槽口宽度为 1.4 mm、隔磁装置内圆半径为 2 mm、隔磁装置内圆位置为 2.2 mm。此时输出平均转矩最大值为 6.0047 kN·m，与优化前相较增大了 37.2 N·m。优化前后空载反电动势与气隙磁密波形基本保持不变，气隙磁密基波幅值增大了 0.0172 T、3p 阶次谐波幅值减小了 0.0429 T，转矩脉动减小了 10.96%，效率提高了 0.1%。

(3) 优化后电机的转矩-转速输出特性曲线在恒转矩区的最大转矩值提高了 45.41 N·m，仍工作在高效状态。电机位于恒功率区的调速范围变宽，在 500 r·min<sup>-1</sup> 转速下，电机转矩较优化前增加了 15.89 N·m。

## 参考文献:

- [1] 高景洲, 赵升吨, 杜威, 等. 圆筒型永磁同步直线电机驱动的新型伺服压力机 [J]. 塑性工程学报, 2022, 29 (4):

- 176-185.
- Gao J Z, Zhao S D, Du W, et al. A novel servo press driven by tubular permanent magnet synchronous linear motor [J]. *Journal of Plasticity Engineering*, 2022, 29 (4): 176-185.
- [2] 李禹希, 邓永停, 赵金宇, 等. 无刷直流量矩电机驱动控制设计和验证 [J]. *中国光学*, 2022, 15 (4): 806-811.
- Li Y X, Deng Y T, Zhao J Y, et al. Design and verification of brushless DC motor drive control [J]. *Chinese Optics*, 2022, 15 (4): 806-811.
- [3] 招家鑫, 赵世伟, 尹华杰. 基于磁障设置铁氧体直流无刷永磁电机的优化设计 [J]. *微电机*, 2020, 53 (2): 1-6.
- Zhao J X, Zhao S W, Yin H J. Optimal design of ferrite DC brushless permanent magnet motor based on magnetic barrier setting [J]. *Micromotors*, 2020, 53 (2): 1-6.
- [4] Ge X, Zhu Z Q, Li J B, et al. A spoke-type IPM machine with novel alternate airspace barriers and reduction of unipolar leakage flux by step-staggered rotor [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2016, 52 (6): 4789-4797.
- [5] 王凯, 孙海阳, 张露锋, 等. 永磁同步电机转子磁极优化技术综述 [J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37 (24): 7304-7317, 7445.
- Wang K, Sun H Y, Zhang L F, et al. Review on pole optimization of permanent magnet synchronous motor rotor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37 (24): 7304-7317, 7445.
- [6] 赵晨. 采用磁障转子的内置式永磁同步电动机的设计与优化研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2018.
- Zhao C. Design and Optimization of Built-in Permanent Magnet Synchronous Motor with Magnetic Barrier Rotor [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2018.
- [7] 庞亮, 赵朝会, 申合彪, 等. 双 V 型 IPMSM 辅助槽对齿槽转矩的影响 [J]. *噪声与振动控制*, 2022, 42 (5): 49-53, 84.
- Pang L, Zhao C H, Shen H B, et al. Influence of double V IPMSM auxiliary groove on groove torque [J]. *Noise and Vibration Control*, 2022, 42 (5): 49-53, 84.
- [8] 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 H B, Zhao C H, Lu H L, et al. Effect of symmetrical rotor auxiliary slot on tooth groove torque of built-in permanent magnet synchronous motor [J]. *Micromotors*, 2021, 54 (7): 50-54.
- [9] 裴云庆. 一种新型转子结构的内置式永磁同步电机优化设计及性能分析 [D]. 广州: 华南理工大学, 2019.
- Pei Y Q. Optimization Design and Performance Analysis of A Built-in Permanent Magnet Synchronous Motor with A New Rotor Structure [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2019.
- [10] 陈演斐. 表贴式永磁同步电机建模、分析与设计 [D]. 天津: 天津大学, 2014.
- Chen Z F. Modeling Analysis and Design of Sticker Permanent Magnet Synchronous Motor [D]. Tianjin: Tianjin University, 2014.
- [11] 徐扬, 郭云翔, 王艾萌, 等. 宽调速范围低转矩脉动的一种新型内置式永磁同步电机的设计与分析 [J]. *华北电力大学学报: 自然科学版*, 2013, 40 (4): 7-12.
- Xu Y, Guo Y X, Wang A M, et al. Design and analysis of a new built-in permanent magnet synchronous motor with wide speed range and low torque ripple [J]. *Journal of North China Electric Power University*, 2013, 40 (4): 7-12.
- [12] Cheng M, Hua W, Zhang J Z, et al. Overview of stator-permanent magnet brushless machines [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, 2011, 58 (11): 5087-5101.
- [13] 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): 2744-2765.
- Zhao J L, Lu Z L, Han Q F, 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): 2744-2765.
- [14] Zhang W D, Pang L, Zhao C H. Optimization of cogging torque of tangential magnetizing parallel structure hybrid excitation synchronous motor based on PSO and entropy TOPSIS method [J]. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2023, 71 (1): 65-80.
- [15] 程明, 文宏辉, 花为, 等. 电机气隙磁场调制统一理论及其典型应用 [J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41 (24): 8261-8283.
- Cheng M, Wen H H, Hua W, et al. General airgap field modulation theory for electrical machines and its typical application [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41 (24): 8261-8283.
- [16] 陈威, 吴桂初, 方攸同. 基于绕组分布函数理论和动态磁网络的两种内置式永磁牵引电机解析建模方法 [J]. *电工技术学报*, 2020, 35 (S2): 377-386.
- Chen W, Wu G C, Fang Y T. Two analytical models based on winding function theory and dynamic reluctance mesh for interior permanent magnet traction machines [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35 (S2): 377-386.
- [17] Chen Q, Xu G H, Liu G H, et al. Torque ripple reduction in five-phase interior permanent magnet motors by lowering interactional MMF [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2018, 65 (11): 8520.
- [18] 郑诗玥, 朱孝勇, 徐磊, 等. 永磁助磁式同步磁阻电机高转矩质量比设计与性能分析 [J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42 (19): 7236-7248.
- Zheng S Y, Zhu X Y, Xu L, et al. Design and performance analysis of PM-assisted synchronous reluctance motor considering high torque-quality ratio [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42 (19): 7236-7248.