第57卷 第6期
2025年6月
哈尔滨工业大学学报
JOURNAL OF HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY
Vol. 57 No. 6
Jun. 2025

DOI:10.11918/202406042

等体积错位分段永磁电机电磁优化及降振减噪

高锋阳[1],岳文瀚[1],高建宁[2],徐 昊[1],孙 伟[1],吴银波[1]

(1. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院,兰州 730070; 2. 东南大学 电气工程学院,南京 210096)

摘 要:为提高内置U型永磁同步电机电磁性能同时降低电机周身振动噪声,提出聚磁式等体积错位分段内置U型永磁同步电机。首先,推导电机气隙磁通密度、空载反电动势及输出转矩等电磁性能表达式和径向电磁力、振动速度、加速度等电磁振动表达式。其次,探究单独增设磁障结构、错位结构和Halbach充磁结构对电机电磁性能影响。最后,对电机结构参数进行分析及寻优,对比5种U型磁极永磁同步电机电磁性能、电磁振动和噪声波动。研究结果表明,所增设4种结构对电机性能影响明显,电磁性能方面,增设磁障、错位结构和辅助槽能提高电机输出转矩降低齿槽转矩,Halbach充磁能改善输出转矩、径向气隙磁通密度分布以及径向电磁力分布,三者结合可使电机输出转矩得到提升,输出转矩更加平滑,齿槽转矩和转矩脉动降低明显;振动噪声方面,增设辅助槽结构大幅抑制径向电磁力8、16次谐波幅值;增设磁障结构能抑制电机低频振动加速度,增设错位结构和Halbach充磁能抑制电机高频振动加速度,4种结构配合可使空间8、16次径向电磁力明显下降,在时间4倍频和6倍频振动加速度得到明显抑制,电机最大声压级及机械强度满足电机运行要求,并加工出永磁电机转子样件。

关键词:内置U型永磁同步电机;转子辅助槽;降振减噪;多目标遗传算法;Halbach充磁;转矩优化

中图分类号:TM351 **文献标志码**:A **文章编号**:0367-6234(2025)06-0012-14

Electromagnetic optimization and vibration and noise reduction of equal volume staggered segmented permanent magnet motor

GAO Fengyang[1], YUE Wenhan[1], GAO Jianning[2], XU Hao[1], SUN Wei[1], WU Yinbo[1]

(1. School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;
2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: To improve the electromagnetic performance of the interior U-shaped permanent magnet synchronous motor and reduce the vibration noise of the motor body, a magnet-focusing type equal volume misalignment segmented interior U-shaped permanent magnet synchronous motor is proposed. First, the electromagnetic performance expression of the motor such as gap magnetic flux density, no-load back-emf, and output torque, and the expression of electromagnetic vibration such as radial electromagnetic force, vibration velocity and acceleration are derived. Second, the effects of the separate addition of magnetic barrier structure, misalignment structure, and Halbach magnetization structure on the electromagnetic performance of the motor are investigated. Finally, the structure parameters are analyzed and optimized, and the electromagnetic performance, electromagnetic vibration, and noise fluctuation of 5 types of U-shaped magnet pole permanent magnet synchronous motors are compared. The study shows that the four added structures have a significant effect on motor performance. In terms of electromagnetic performance, the addition of a magnetic barrier, misalignment structure, and auxiliary can improve the motor output torque and reduce the slot torque. The Halbach magnetization can improve the output torque, radial air-gap magnetic flux density distribution, and radial electromagnetic force distribution, and combination of the three can improve the motor output torque. The output torque becomes more smooth, and the slot torque and torque ripple are significantly reduced. In terms of vibration noise, the auxiliary slot structure is added to significantly suppress the 8th and 16th harmonic amplitude of the radial electromagnetic force; the magnetic barrier structure can suppress the low-frequency vibration of the motor, and the misalignment structure and Halbach magnetization can suppress the high-frequency vibration acceleration of the motor, and the four structures can significantly reduce the radial electromagnetic force the space of 8 and 16 times, and the vibration acceleration of 4 times and 6 times in time is significantly suppressed, the maximum sound pressure level and mechanical of the motor meet the requirements of motor operation, and the rotor sample of the permanent magnet motor is machined.

收稿日期:2024-06-18;**录用日期**:2024-08-28;**网络首发日期**:2025-06-10
网络首发地址:https://link.cnki.net/urlid/23.1235.T.20250610.1346.002
基金项目:国家自然科学基金(52267004)
作者简介:高锋阳(1984—),男,教授,博士生导师
通信作者:高锋阳,ljdgaofy@mail.lzjtu.cn

Keywords: interior U type permanent magnet synchronous motor; rotor auxiliary groove; vibration and noise reduction; multi-objective genetic algorithm; Halbach magnetization; torque optimisation

内置式永磁同步电机(inner-mounted permanent magnet synchronous motor, IPMSM)因其质量轻、体积小、功率密度高、响应速度快等特点,被应用于新能源交通牵引驱动领域。为更好满足汽车、动车、有轨电车等电力牵引交通工具乘坐舒适性及延长电机及其配件使用寿命,需提高电机电磁性能同时兼顾电机振动噪声和机械强度。内置 U 型永磁电机相较其他内置永磁电机,在凸极率、磁阻转矩、过载倍数和功率密度方面有突出优势[1-2];并依靠其强聚磁特性,使电机转矩密度、输出功率得到有效提升,能满足牵引电机极限空间内功率、转矩需求[3],但电机电磁振动噪声问题会随转速及功率提升被放大,进而影响乘坐舒适性及安全性。从改变电机转子结构出发,能有效提高电磁性能同时降低对周遭环境噪声污染。

目前,通过多目标性能优化与多物理场相结合设计牵引电机方法能够验证电机电磁性能、振动、噪声、温度、机械强度等合理性[4-7],但存在计算量大,耗费时间长,硬件设备要求高等问题。文献[8]提出磁—固—路双向耦合电机电磁振动分析方法较传统磁—固—路双向耦合实现不同物理场网格节点间信息准确传递,在中高频段具有较高计算精度,但其在低频段强振高噪问题亟待解决。文献[9]改变电机风道口形状对电机噪声有显著抑制作用,但风道结构改变后未对电机进行电磁性能及机械强度验证。合理极槽配合与调制齿能够降低气隙磁通密度谐波幅值[10-12],进而抑制高幅值径向电磁力谐波产生的振动。文献[13]采用电机定子齿参数作为优化参数,通过 3 层算法抑制径向电磁力幅值,定子参数变化后会影响定子总成固有频率,可能会与径向电磁力产生共振。极宽阵列调制对高幅值阶次径向电磁力、齿槽转矩及转矩脉动抑制效果显著[14-16],但因其改变转子结构需对转子机械强度进行验证。文献[17-18]通过解析法得到整数槽永磁同步电机主要电磁振动噪声源是 0 阶电磁力波,并分析了 0 阶电磁力波来源,对整数槽多极对数低振动噪声内置式永磁同步电机设计提供理论基础。解析法可从振动噪声源头找出产生强振动、高噪声阶次的径向电磁力,改变相应结构抑制特定阶次径向电磁力谐波幅值能高效抑制电机振动噪声[19-21],但会使其余阶次径向电磁力幅值突升,且仅对单个电机振动噪声抑制明显。电机机械强度是电机安全运行参数之一[22],电机高速运行时,良好电机机械强度能延长电机使用寿命同时满足电机过载承受能力。

为此,本文在内置 U 型转子结构设计时,不仅考虑电机电磁性能提升,还兼顾电机实际使用过程中不同物理场的影响因素。首先,提出满足极限尺寸下提出强聚磁等体积错位 Halbach 分段 U 型结构及其磁特性分析。其次,分别探究不同结构对电机性能影响,并进行参数分析及寻优。最后,5 种 U 型磁极电机对比分析得出结论。

1　等体积分段 U 型磁极及解析模型

1.1　等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构

等体积错位 Halbach 分段 U 型永磁电机结构如图 1 所示,电机结构参数、硅钢片材料参数、永磁体材料参数见表 1。

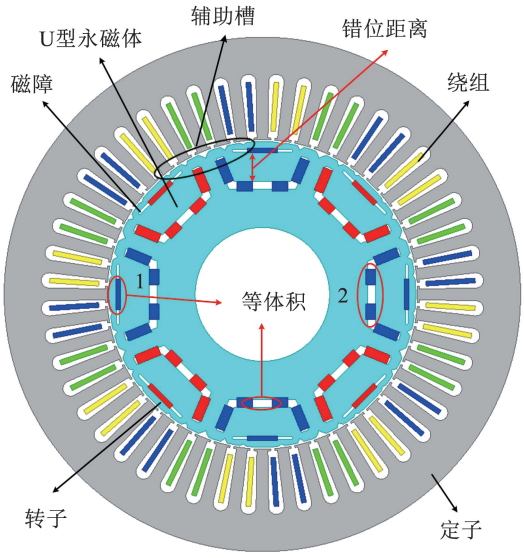


图 1　电机结构

Fig. 1　Motor structure

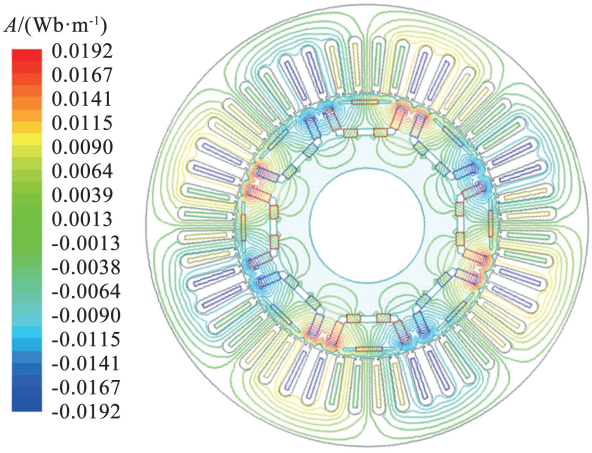
表 1　电机参数

Tab. 1　Motor parameters

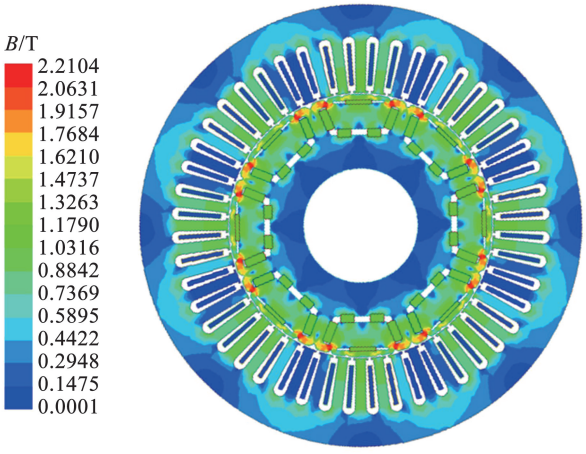
槽数/极对数	定子外径/mm	定子内径/mm	气隙长度/mm	转子外径/mm	额定转速/($r\cdot min^{-1}$)	永磁材料	铁芯材料	永磁密度/($kg\cdot m^{-3}$)	铁芯密度/($kg\cdot m^{-3}$)	永磁泊松比	铁芯泊松比	永磁屈服强度/MPa	铁芯屈服强度/MPa
48/4	270.0	161.8	0.9	160.0	7 500	NdFe35	DW315_50	7 400	7 600	0.30	0.31	≥80	450

U 型磁极底部永磁体裁去后剩余部分命名为 2 号永磁体,裁去永磁体放置于 U 型磁极中间名为 1 号永磁体,并在 1 号永磁体两端增设磁障;将 1 号永磁体、U 型磁极侧边永磁体和 2 号永磁体组成的整体采用 Halbach 充磁方式。

图 2(a)、(b)分别为等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机的磁力线分布及空载磁密云图。图 2(a)中磁力线中关键漏磁较小,分布均匀且对称;图 2(b)中 1 号永磁体两端磁障与 U 型磁极两侧交界处及 1 号永磁体两端与转子边缘相邻处磁通密度值最高。



(a) 磁力线



(b) 磁密云图

图 2　电机磁力线及磁密云图分布

Fig. 2　Distribution of magnetic field line map and magnetic density map

1.2　解析模型

1.2.1　气隙磁通密度

等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机径向气隙磁通密度为

$$b(\alpha,t) = [\sum f_{m\nu}\cos(\nu p\alpha - \omega t - \varphi_\nu) + \sum f_{m\mu}\cos(\mu p\alpha - \mu\omega t - \varphi_\mu)] \cdot \Lambda_{g0}\lambda_{g1}(\alpha)\lambda_{g2}(\alpha,t) \tag{1}$$

其中:

$$\lambda_{g1}(\alpha) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k\cos(ks_1\alpha)$$

$$\lambda_{g2}(\alpha,t) = 1 + \sum_{l=1}^{\infty} A_l\cos[ls_2(\alpha - \omega_1 t)]$$

式中:$f_{m\nu}$、$f_{m\mu}$ 分别为定子磁动势,ν 为定子侧谐波幅值,μ 为转子侧谐波幅值,α 为相对于对称坐标系原点角位移,p 为极对数,ω 为输入电流角频率,φ_ν 为定子磁动势相位,φ_μ 为转子磁动势相位,λ_{g1} 为定子开槽引入相对磁导函数,λ_{g2} 为增设磁障及辅助槽引入相对磁导函数,A_l、A_k 分别为开槽尺寸和气隙长度决定的气隙谐波相对磁导幅值,Λ_{g0} 为气隙磁导率常数分量。

1.2.2　空载反电动势

1 号永磁体与 U 型磁极底部的距离、1 号永磁体长宽、磁障长短和 Halbach 充磁角度的变化会影响空载反电动势,等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机空载反电动势为

$$e = \omega_r D_d L_a N_r b_m k_{dp}\cos(p\omega_r t) \tag{2}$$

式中:ω_r 为电机转子角速度,D_d 为定子内径,L_a 为电机铁芯轴向长度,N_r 为绕组每相串联匝数,b_m 为电机气隙磁通密度基波幅值,k_{dp} 为基波绕组系数。

1.2.3　电机转矩

在 U 型磁极内部增设磁障后,会影响电机 d 轴电感进而影响电机磁阻转矩,等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机磁阻转矩为

$$T_r = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \tag{3}$$

式中:i_d、i_q 分别为定子 d、q 轴电流,L_d、L_q 分别为定子 d、q 轴电感。

增设磁障与转子外沿之间距离及 1 号永磁体长宽变化,会影响电机齿槽转矩幅值的变化,等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机齿槽转矩为

$$T_{cog}(\alpha) = \frac{\pi z L_\alpha}{4\mu_0}(R_2^2 - R_1^2)\sum_{n=1}^{\infty} nG_n B_r \cdot \sin(nz\alpha) \tag{4}$$

式中:R_1、R_2 分别为转子外半径和定子内半径,z 为定子槽数,B_r 为受转子磁极分布影响的傅里叶展开系数,G_n 为受定子齿分布影响的傅里叶展开系数。

等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机电磁转矩为

$$T_{\mathrm{m}} = \frac{3}{2} p \psi_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{q}} \tag{5}$$

式中,ψ_{f} 为永磁体基波磁场磁链。

等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机输出转矩为

$$T_{\mathrm{em}} = T_{\mathrm{m}} + T_{\mathrm{r}} \tag{6}$$

齿槽转矩变化会引起输出转矩脉动变化,抑制齿槽转矩能降低输出转矩脉动,等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机转矩脉动为

$$T_{\mathrm{rip}} = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\mathrm{ave}}} \times 100\% \tag{7}$$

式中:$T_{\max}$ 为输出转矩最大值,$T_{\min}$ 为输出转矩最小值,T_{ave} 为输出转矩平均值。

1.2.4　径向电磁力

气隙磁通密度分切向分量和径向分量,径向分量远大于切向分量,电机电磁振动是由大分量径向电磁力谐波造成,所以分析时只考虑径向电磁力对电机电磁振动产生的影响,根据麦克斯韦应力张量法有

$$F_{\mathrm{r}}(\alpha,t) = \frac{b^2(\alpha,t)}{2\mu_0} \tag{8}$$

当电机空载运行时电机径向气隙磁通密度为

$$F_{\mathrm{rk}}(\alpha,t) = \frac{\left[\sum_{u} f_{mu}\cos(\nu p\alpha - \omega t - \varphi_{\nu}) \cdot \Lambda_{g0}\lambda_{g1}(\alpha)\lambda_{g2}(\alpha,t)\right]^2}{2\mu_0} \tag{9}$$

由式(1)和式(8)可知,分析径向电磁力时,忽略小幅值磁通密度的高次谐波,仅考虑奇数大幅值低次磁通密度谐波之间相互作用,且空间电磁力谐波分量是极数整数倍。

1.2.5　定子振动加速度

等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机系统振动位移响应函数为

$$\boldsymbol{x}(\mathrm{j}\omega) = \sum_{r=1}^{N} \frac{\boldsymbol{\psi}_r^{\mathrm{T}} F(\mathrm{j}\omega_2) \cdot \boldsymbol{\psi}_r}{\omega_n^2 + 2\mathrm{j}\omega_2\zeta_r\omega_n - \omega_2^2} \tag{10}$$

式中:$\boldsymbol{x}$ 为振动位移矢量,ζ_r 为阻尼比,$\boldsymbol{\psi}_r$ 为第 r 阶质量归一化模态向量,ω_n 为第 n 阶模态频率。

等体积错位 Halbach 分段 U 型电机不同径向力作用下振动加速度响应函数为

$$s(\mathrm{j}\omega) = \frac{\varphi_n^{\mathrm{T}}\varphi_n}{1 - 2\mathrm{j}\zeta_r(\omega_n/\omega_2) - (\omega_n/\omega_2)^2} \tag{11}$$

1.2.6　等效应力

良好力学结构能延长电机使用寿命,并能降低电机维修和保养成本。等效圆环法能计算出转子铁芯材料最大等效应力:

$$\sigma_{\mathrm{eq}} = \frac{R_{\mathrm{m}}A_{\mathrm{m}}\rho_{\mathrm{m}} + R_{\mathrm{r}}A_{\mathrm{r}}\rho_{\mathrm{r}}}{2R_{\mathrm{eq}}A_{\mathrm{eq}}} \times R_{\mathrm{eq}}^2 \times \Omega^2 \tag{12}$$

式中:ρ_{r}、ρ_{m} 分别为转子铁芯材料和永磁体材料密度,R_{r}、R_{m} 分别为转子铁芯和永磁体质心半径,A_{r}、A_{m} 分别为转子铁芯和永磁体截面积,R_{eq}、A_{eq} 分别为等效质心半径和截面积,Ω 为转子机械角速度。

2　不同结构对电机性能影响

2.1　磁障结构

磁障结构能够影响电机齿槽转矩、空载反电动、电机输出转矩和转矩脉动。为进一步研究 U 型磁极中增设磁障所带来磁阻转矩与齿槽转矩、转矩脉动之间的平衡,单独探究 U 型磁极中增设磁障后对电机性能的影响,命名此结构电机为 M1。

U 型磁极中单独增设磁障的电机转子结构如图 3所示,选取磁障与 U 型磁极底部错位距离 l_1,磁障长度 l_2,磁障宽度 l_3,作为参数,表 2 为磁障参数在电机结构中的极限变化范围。进行参数扫描时,除磁障结构参数发生变化,其余电机参数均不做改变。

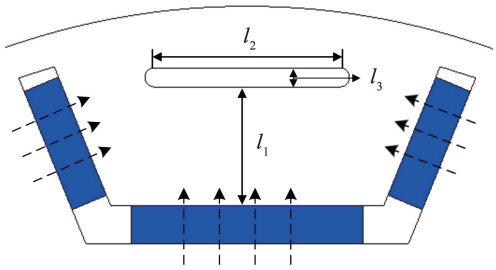


图 3　磁障参数

Fig. 3　Magnetic barrier parameters

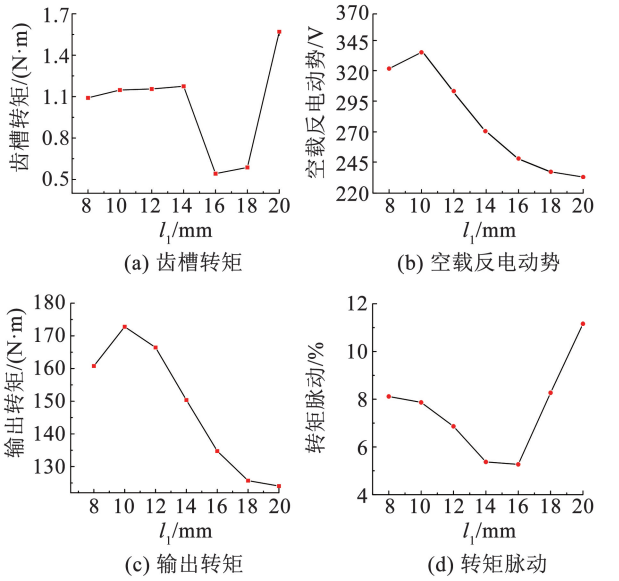
表 2　M1 电机参数变化范围

Tab. 2　M1 motor parameters variation range

参数名	参数变化范围/mm
l_1	8 ~ 20
l_2	1 ~ 12
l_3	2 ~ 8

参数扫描后得到随着 l_1 变化齿槽转矩、空载反电动势、输出转矩以及转矩脉动变化关系见图 4。从图 4 中可以看出 l_1 变化时,齿槽转矩变化较大,波动范围 0.53 ~ 1.65 N·m,且 l_1 = 16 mm 时齿槽转矩达到最低值 0.53 N·m。空载反电动势变化范围在 220 ~ 330 V 之间,整体变化呈先升后降趋势,在 l_1 = 10 mm,l_2 = 20 mm 时空载反电动势取得最大值 365 V和最小值 335 V。电机输出转矩随 l_1 变化时

最大值为 187 N·m,最小值为 156 N·m,整体呈现先升后降趋势。电机转矩脉动变化与齿槽转矩变化一致。

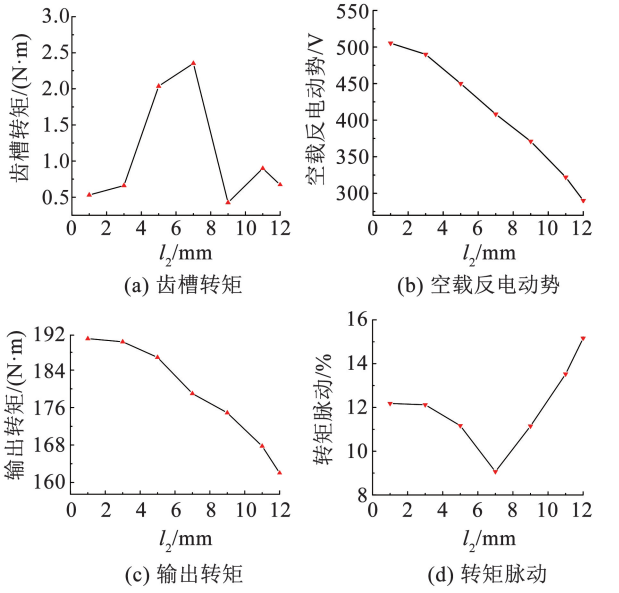


(a) 齿槽转矩　(b) 空载反电动势　(c) 输出转矩　(d) 转矩脉动

图 4　l_1 参数变化时电机性能的变化

Fig. 4　Changes in motor performance when l_1 parameter are varies

参数扫描后得到随着 l_2 变化齿槽转矩、空载反电动势、输出转矩以及转矩脉动变化关系见图 5。从图 5 中可以看出齿槽转矩变化范围在 0.45 ~ 2.30 N·m之间,整体呈现先增后减再增再减趋势,空载反电动势和输出转矩随 l_2 增大而减小,二者变化率保持一致,输出转矩从 190 N·m 下降到162 N·m 影响电机出力,并可能无法带动负载设备。

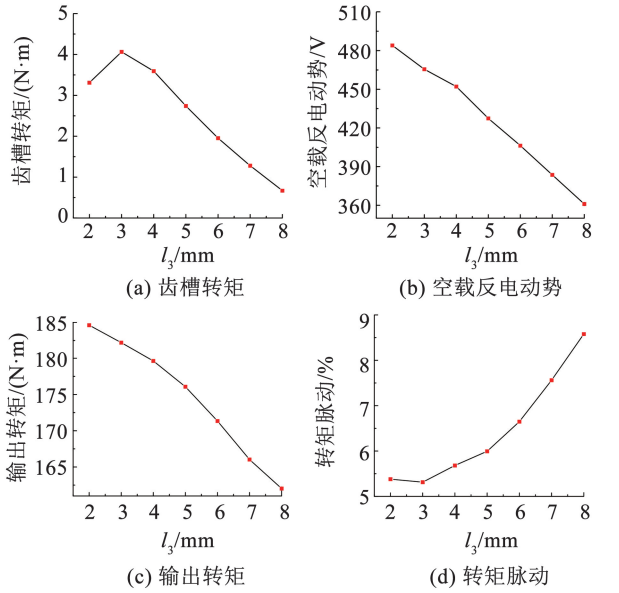


(a) 齿槽转矩　(b) 空载反电动势　(c) 输出转矩　(d) 转矩脉动

图 5　l_2 参数变化时电机性能的变化

Fig. 5　Changes in motor performance when l_2 parameter are varies

参数扫描后得到随着 l_3 变化齿槽转矩、空载反电动势、输出转矩以及转矩脉动变化关系见图 6。从图 6 中可以看出齿槽转矩、空载反电动势和输出转矩的变化整体趋势都是随 l_3 增加而降低,转矩脉动随 l_3 增加整体呈上升趋势。



(a) 齿槽转矩　(b) 空载反电动势　(c) 输出转矩　(d) 转矩脉动

图 6　l_3 参数变化时电机性能的变化

Fig. 6　Changes in motor performance when l_3 parameter are varies

2.2　磁极等体积错位结构

由式(8)可知,径向电磁力通过振动位移和振动加速度影响电机振动与噪声,所以优化气隙磁通密度能提高电机使用寿命及降低电机振动噪声。

永磁体等体积错位分段结构如图 7 所示,命名此结构电机为 M2。选取等体积永磁体与 U 型磁极底部错位距离 l_4,等体积永磁体宽度 l_5,裁切部分长度 l_6,作为参数,表 3 为 M2 电机参数变化范围。除裁切永磁体体积及 1 号永磁体位置参数发生变化,其余电机参数均不做改变。

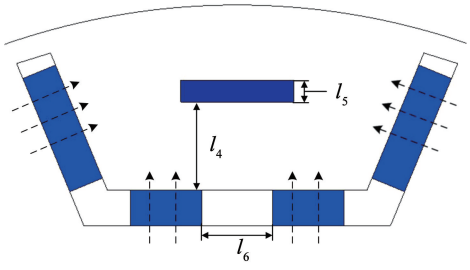


图 7　永磁体等体积错位分段结构参数

Fig. 7　Parameters of permanent magnet equal volume staggered segmented structure

表 3　M2 电机参数变化范围

Tab. 3　M2 motor parameters variation range

参数名	参数变化范围/mm
l_4	8 ~ 18
l_5	2 ~ 8
l_6	1 ~ 20

参数扫描后得到随着 l_4 变化齿槽转矩、空载反电动势、输出转矩以及转矩脉动变化关系见图 8。

从图 8 中可以看出齿槽转矩、空载反电动势和输出转矩随 l_4 增长变化趋势一致,齿槽转矩变化范围为 0.3 ~9.1 N·m,转矩脉动变化范围为 3.7% ~7.2%。

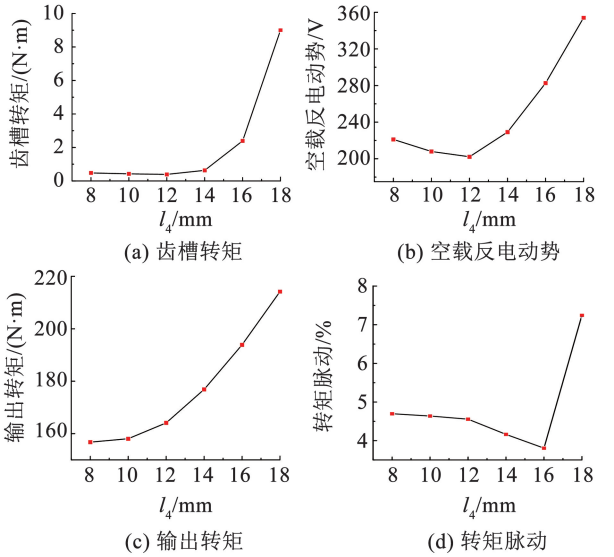


图 8　l_4 参数变化时电机性能的变化

Fig. 8　Changes in motor performance when l_4 parameter are varies

参数扫描后得到随着 l_5 变化齿槽转矩、空载反电动势、输出转矩以及转矩脉动变化关系见图 9。从图 9 中可以看出 l_5 增大时齿槽转矩、空载反电动势、输出转矩大致呈增长趋势。l_5 变化时空载反电动势在 160 ~310 V 之间变化跨度较大,对电机安全造成影响。随 l_5 变化输出转矩分布在 120 ~180 N·m 之间,且 l_5 =5 mm 后变化不明显。错位结构下永磁体厚度变化能引起电机输出转矩和空载反电动势强烈变化,表明合理 l_5 参数能提高电机输出能力和强过载倍数。

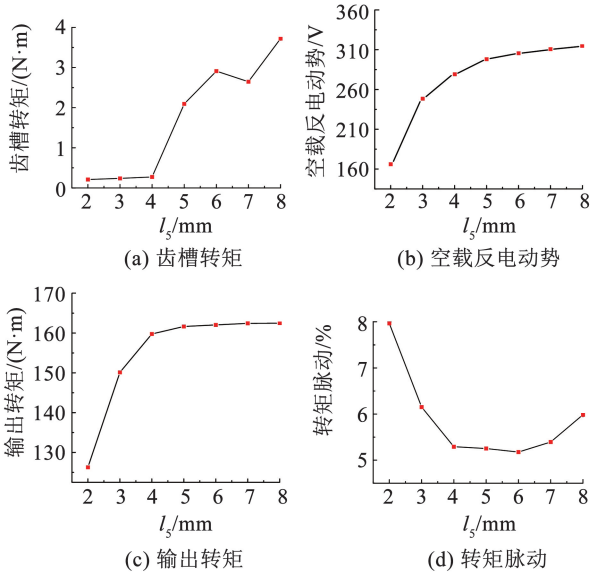


图 9　l_5 参数变化时电机性能的变化

Fig. 9　Changes in motor performance when l_5 parameter are varies

参数扫描后得到随着 l_6 变化齿槽转矩、空载反电动势、输出转矩以及转矩脉动变化关系见图 10。从图 10 中可以看出 l_6 增长时,齿槽转矩分布在 1.0 ~7.5 N·m 之间,转矩脉动分布在 3.5% ~ 6.0% 之间,空载反电动势和输出转矩呈快速下降趋势,且空载反电动势分布在 365 ~515 V 之间,输出转矩分布在 95 ~ 200 N 之间,合理的 l_6 能改善 M2 电机输出转矩品质。

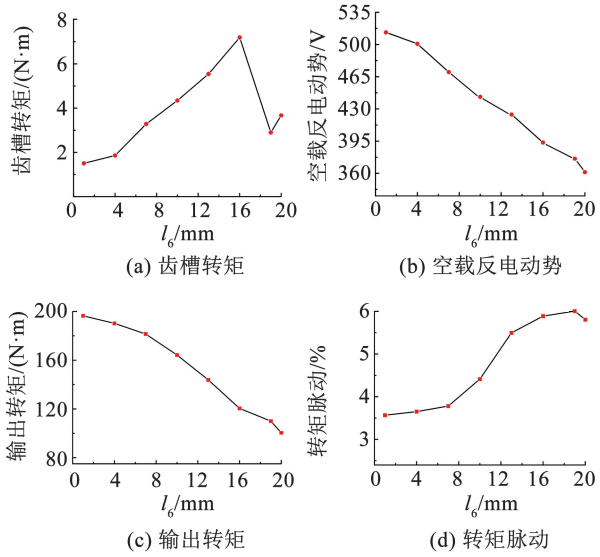


图 10　l_6 参数变化时电机性能的变化

Fig. 10　Changes in motor performance when l_6 parameter are varies

2.3　不含磁障磁极等体积错位 Halbach 分段结构

Halbach 充磁方式相对径向充磁和平行充磁有着调制气隙磁场的作用,改变永磁体充磁角度能降低气隙磁通密度谐波峰值、优化气隙磁场、抑制径向电磁力谐波及改善电机输出转矩品质。

选择 U 型磁极底部剩余部分永磁体充磁角度 θ_4 和 U 型磁极两侧永磁体充磁角度 θ_3 作为参数,如图 11 所示,命名此结构电机为 M3,表 4 为 M3 电机参数变化范围。除 U 型磁极边磁和 2 号永磁体充磁角度发生变化,其余电机参数均不做改变。

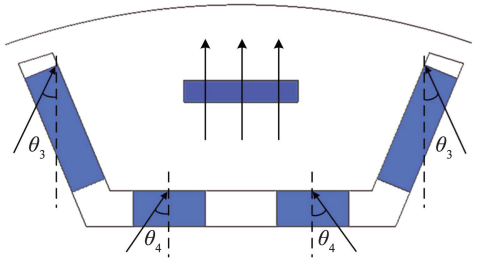


图 11　永磁体等体积 Halbach 分段结构参数

Fig. 11　Structural parameters of equal volume Halbach segments of permanent magnets

表 4　M3 电机参数变化范围

Tab. 4　M3 motor parameters variation range

参数名	参数变化范围/(°)
θ_3	0 ~ 90
θ_4	0 ~ 90

U 型磁极两侧永磁体充磁角度 θ_3 变化对电机性能影响如图 12 所示，其中对齿槽转矩影响大，齿槽转矩随 θ_3 增大而减小，并在 17 ~ 6 N·m 之间减小。空载反电动势和输出转矩随 θ_3 增大呈下降趋势，转矩脉动呈上升趋势。

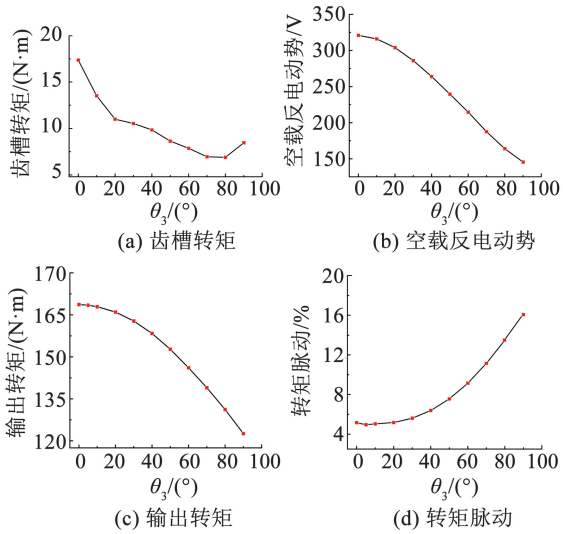


图 12　θ_3 参数变化时电机性能的变化

Fig. 12　Changes in motor performance when θ_3 parameter are varies

U 型磁极底部剩余部分永磁体充磁角度 θ_4 变化对电机性能影响如图 13 所示，齿槽转矩随 θ_4 增大而增大，但未超过 3 N·m，空载反电动势和输出转矩随 θ_4 增大逐渐减小，但转矩脉动随 θ_4 增大突变增大，由 7.0% 突增到 14.5%，变化范围较大。

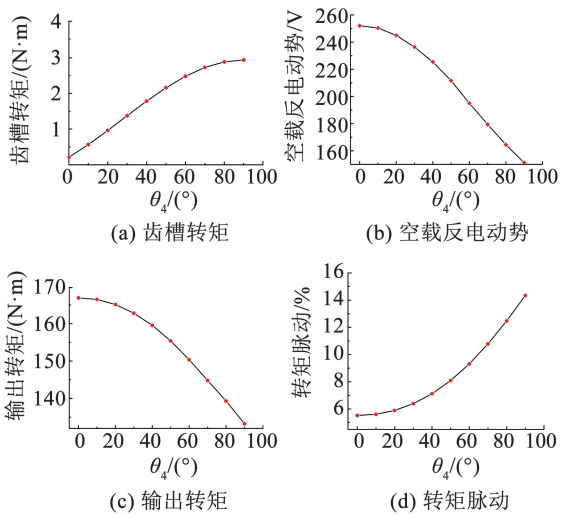


图 13　θ_4 参数变化时电机性能的变化

Fig. 13　Changes in motor performance when θ_4 parameter are varies

3　参数分析寻优

3.1　参数选取

磁障、错位结构、辅助槽、Halbach 充磁能调制气隙磁通密度，能够使其谐波含量减少，正弦度增加，辅助槽的初始定位尺寸及转子结构参数选取见图 14、15。

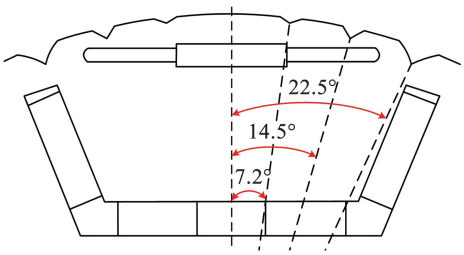


图 14　辅助槽初始定位尺寸

Fig. 14　Initial positioning dimension of auxiliary groove

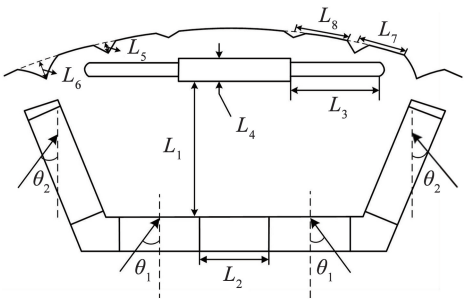


图 15　优化参数

Fig. 15　Optimization parameters

3.2　参数分析

等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构电机命名为 M5，对其参数进行响应面分析。为防止最佳空间填充实验设计和 CCD 采样时，参数选取超过电机本体空间极限尺寸对待优化参数进行约束，见表 5。

表 5　参数变化范围

Tab. 5　Parameters variation range

参数名	变化范围	参数名	变化范围
L_1/mm	13.0 ~ 19.0	L_6/mm	0 ~ 6.0
L_2/mm	1.0 ~ 20.0	L_7/mm	0 ~ 5.0
L_3/mm	0 ~ 6.5	L_8/mm	0 ~ 3.0
L_4/mm	3.5 ~ 8.0	θ_1/(°)	0 ~ 45
L_5/mm	0 ~ 3.0	θ_2/(°)	0 ~ 45

由电机空间结构得到参数极限尺寸，为验证所选转子结构参数合理性，对参数进行敏感度分析如图 16 所示，各个参数对电机性能都有超过 50% 的敏感度，验证所选参数的合理性。

图 17 为等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构参数变化时齿槽转矩响应面，所选参数在极限范围内齿槽转矩变化幅度较明显，其中充磁角度对齿槽转矩的影响最大，通过参数间的调节可以降低齿槽转矩。

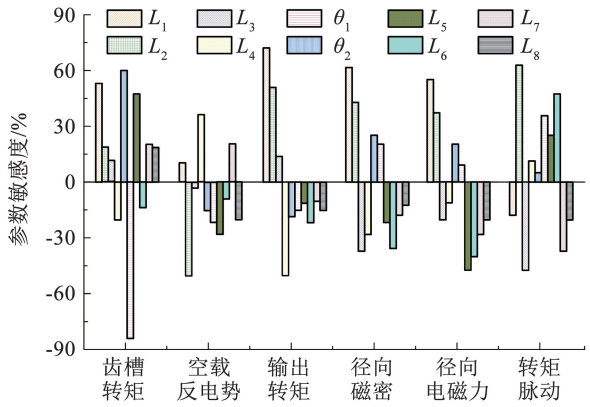


图 16　参数敏感度分析

Fig. 16　Parameters sensitivity analysis

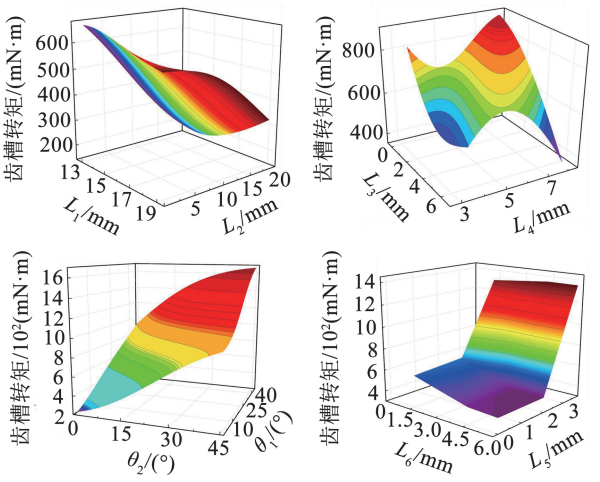


图 17　齿槽转矩响应面

Fig. 17　Cogging torque response surfaces

图 18 为等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构参数变化时空载反电动势响应面,各个参数在电机极限空间变化时,空载反电动势在 200 ~ 360 V 之间变化,调节参数大小选择合理空载反电动势幅值能够提高电机过载能力。

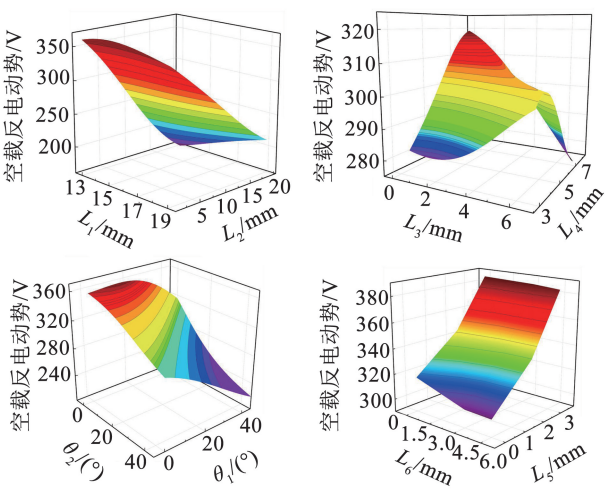


图 18　空载反电动势响应面

Fig. 18　No-load reverse electromotive force response surfaces

图 19 为等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构参数变化时输出转矩响应面,随所选参数变化,输出转矩平均值在 155 N·m 附近波动,选择合理参数能够提升电机出力。

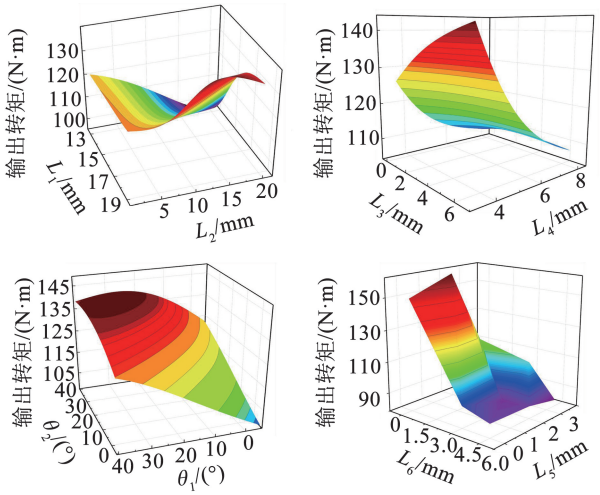


图 19　输出转矩响应面

Fig. 19　Output torque response surfaces

图 20 为等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构参数变化时转矩脉动响应面,随所选参数变化,转矩脉动变化幅度有明显差异,优化参数能够使转矩脉动稳定在 5.5% 附近,并可以改善转矩品质,增强电机稳定性。

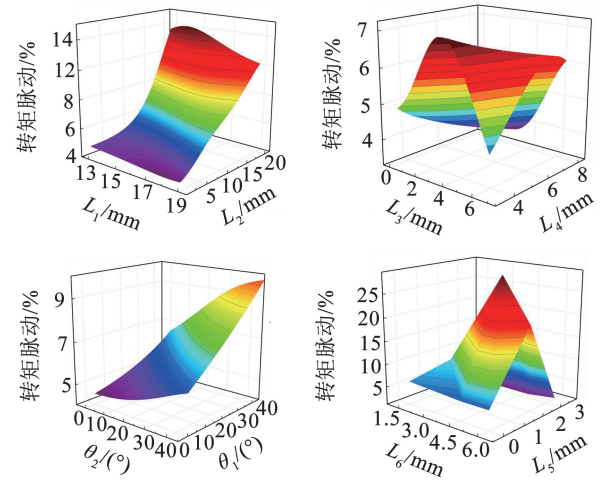


图 20　转矩脉动响应面

Fig. 20　Torque pulsation response surfaces

3.3　参数优化

参数目标优化采用 MOGA 多目标遗传算法,初始样本点为 12 000 个,每次迭代数为 1 200 个,最大迭代次数为 20 次,经过多次迭代计算,使得结果最终趋向于最优位置,图 21 为空载反电动势、输出转矩和齿槽转矩值在计算过程中试验点分布,目标最优解分布在帕累托前沿曲线上。

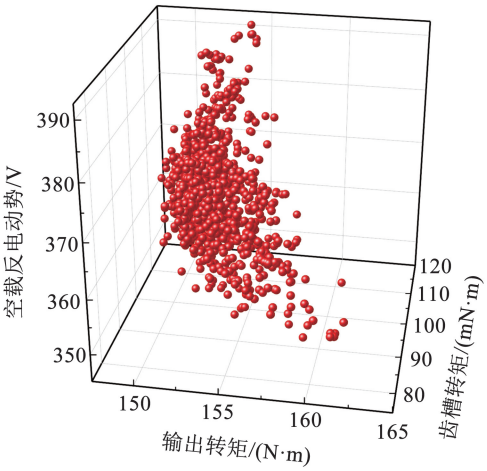
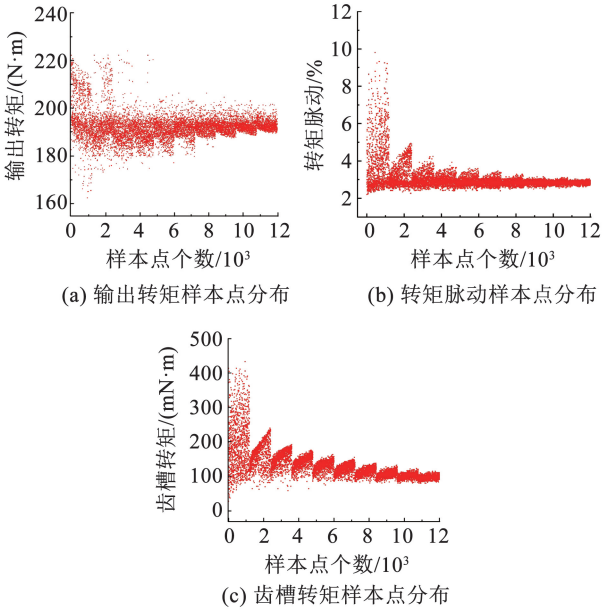


图 21　参数帕累托前沿分布

Fig. 21　Parametric Pareto frontier distribution

图 22 为输出转矩、转矩脉动和齿槽转矩样本点分布，输出转矩排除坏点后逐渐收敛到 190 N·m 附近，转矩脉动排除坏点逐步收敛到 3.0% 附近，齿槽转幅值排除坏点后逐步收敛到 170 mN·m 附近。



(a) 输出转矩样本点分布　(b) 转矩脉动样本点分布

(c) 齿槽转矩样本点分布

图 22　样本点分布

Fig. 22　Sample points distribution

通过 MOGA 优化转子参数，得到如表 6 所示优化结果及表 7 优化前、后性能结果，表中齿槽转矩 T_{cog}、空载反电动势 e_{max}、转子径向电磁力 F_{rkmax} 和电机径向电磁力均为幅值 F_{rmax}，电机输出转矩为转矩平均值。

表 6　电机优化结果

Tab. 6　Motor optimization results

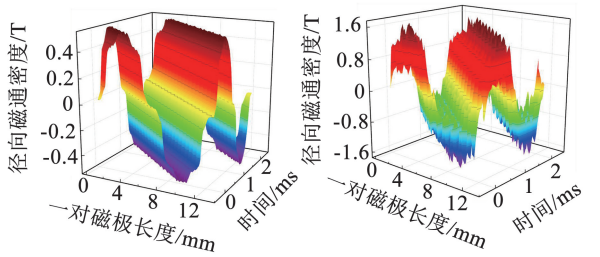
L_1/mm	L_2/mm	L_3/mm	L_4/mm	L_5/mm
18.2	9.8	5.8	3.5	1.0
L_6/mm	L_7/mm	L_8/mm	θ_1/(°)	θ_2/(°)
1.5	2.0	2.0	31.5	28.3

表 7　优化前、后电机性能结果

Tab. 7　Optimization results of motor performance before and after

参数目标	T_{em}/(N·m)	T_{np}/%	T_{cog}/(mN·m)
优化前	119	17.6	776
优化后	140	9.6	96
参数目标	e_{max}/V	F_{rmax}/kPa	F_{rkmax}/kPa
优化前	350	1 230	309
优化后	350	929	178

优化后 M5 电机径向气隙磁通密度时空分布如图 23 所示，气隙磁通密度在时间、空间分布上都有良好正弦度。

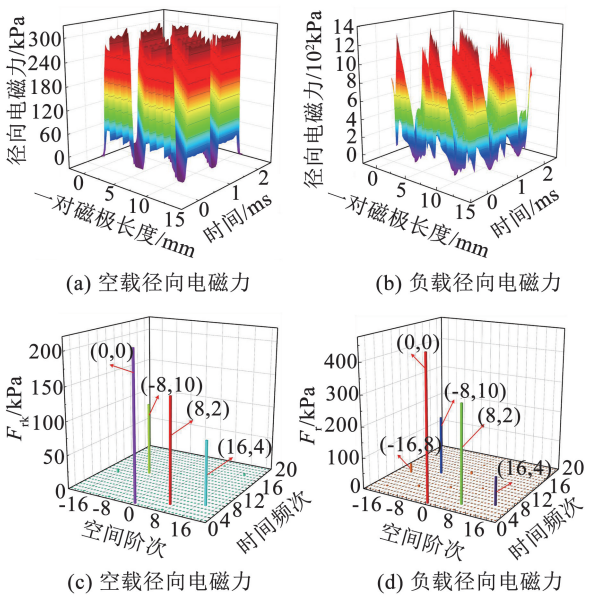


(a) 空载气隙磁密时空分布　(b) 负载气隙磁密时空分布

图 23　径向气隙磁通密度时空分布

Fig. 23　Spatiotemporal distribution of radial air-gap flux density

M4 电机径向电磁力时空分布如图 24 所示，优化后 M5 电机径向电磁力时空分布如图 25 所示，M5 电机径向电磁力幅值明显低于 M4 电机径向电磁力幅值。M4 电机在(－16，8)、(－8，10)、(0，0)、(8，2)、(16，4)时，电磁振动噪声显著，M5 在上述电磁力谐波下也会有电磁振动噪声，但电磁力幅值明显低于 M4 电机，其中(0，0)、(8，2)电磁力谐波幅值分别下降 107、81 kPa，表明 M5 电机结构抑制电磁振动噪声显著。

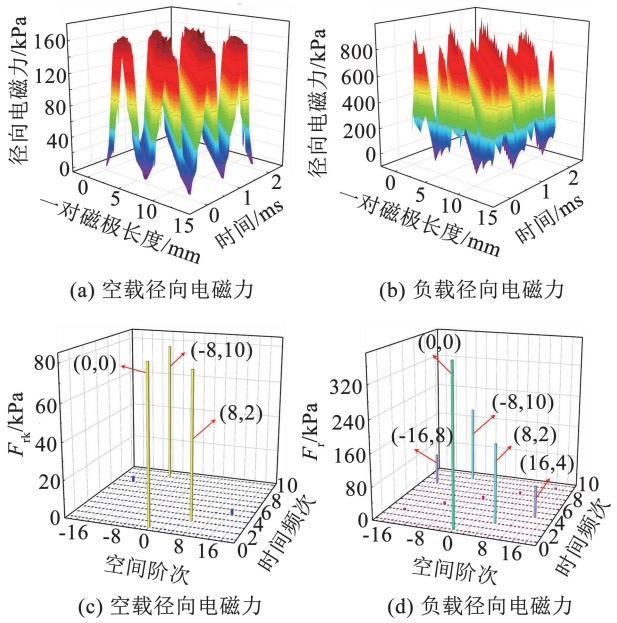


(a) 空载径向电磁力　(b) 负载径向电磁力

(c) 空载径向电磁力　(d) 负载径向电磁力

图 24　M4 电机径向电磁力时空分布及 FFT

Fig. 24　Spatio-temporal distribution and FFT of radial electromagnetic force in M4 motor



(a) 空载径向电磁力　(b) 负载径向电磁力

(c) 空载径向电磁力　(d) 负载径向电磁力

图 25　M5 电机径向电磁力时空分布及 FFT

Fig. 25　Spatio-temporal distribution and FFT of radial electromagnetic force in M5 motor

4　对比分析

4.1　电磁性能

选取普通 U 型磁极电机作为 M4,5 种电机结构除磁障、充磁方式和转子磁极结构不同外,其余电机参数均相同,永磁体用量也相同。

齿槽转矩对比结果如图 26 所示,增加磁障会引起齿槽转矩升高,错位磁极结构能降低齿槽转矩,Halbach 充磁方式可以调节齿槽转矩,由 M5 与 M4 对比发现,M5 电机相对 M4 结构电机齿槽转矩降低 680 mN·m,有效降低由齿槽转矩引起的转矩脉动及振动噪声。

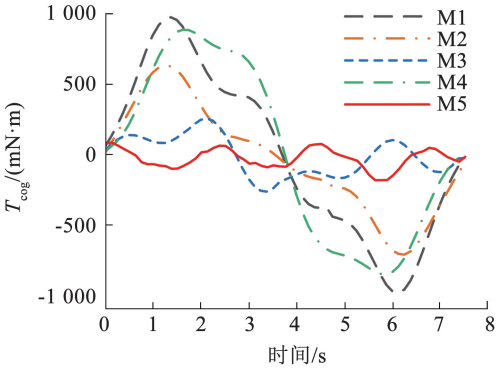
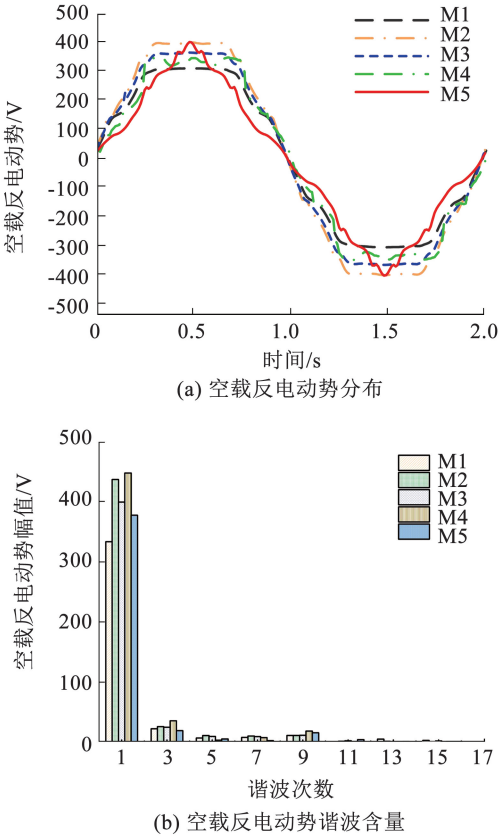


图 26　齿槽转矩

Fig. 26　Cogging torques

空载反电动势对比如图 27 所示,M5 电机相较其余 4 个电机空载反电动势正弦度更优,3 次谐波低于 M4 电机。由于 M1 电机相较 M4 电机增设磁障,造成 M1 电机空载反电动势幅值降低 4.3%,M2 电机较 M4 电机为双层磁极结构造成 M2 电机空载反电动势幅值增加 10.8%,M3 电机相较 M5 电机除充磁方式不同外其余结构均相同,M3 和 M5 空载反电动势幅值相近,但 M5 空载反电动势正弦度优于 M3,即表明增设磁障会引起电机空载反电动势幅值降低,错位结构能引起电机空载反电动势幅值升高,Halbach 充磁方式能够改善空载反电动势正弦度。



(a) 空载反电动势分布

(b) 空载反电动势谐波含量

图 27　空载反电动势

Fig. 27　No-load counter-electromotive forces

图 28 为 5 种电机输出转矩,M1、M2 和 M4 电机输出转矩对比发现,增设磁障结构和采用错位结构能够分别提高 7.0% 和 13.0% 的电机输出转矩,M3 和 M2 对比发现,Halbach 充磁方式能提高输出转矩同时抑制转矩脉动,M5 较 M4 电机输出转矩提升 17.6%,转矩脉动由 10.6% 降到 6.8%,下降率为 35%。

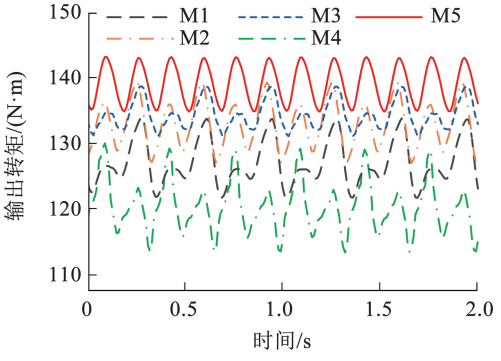


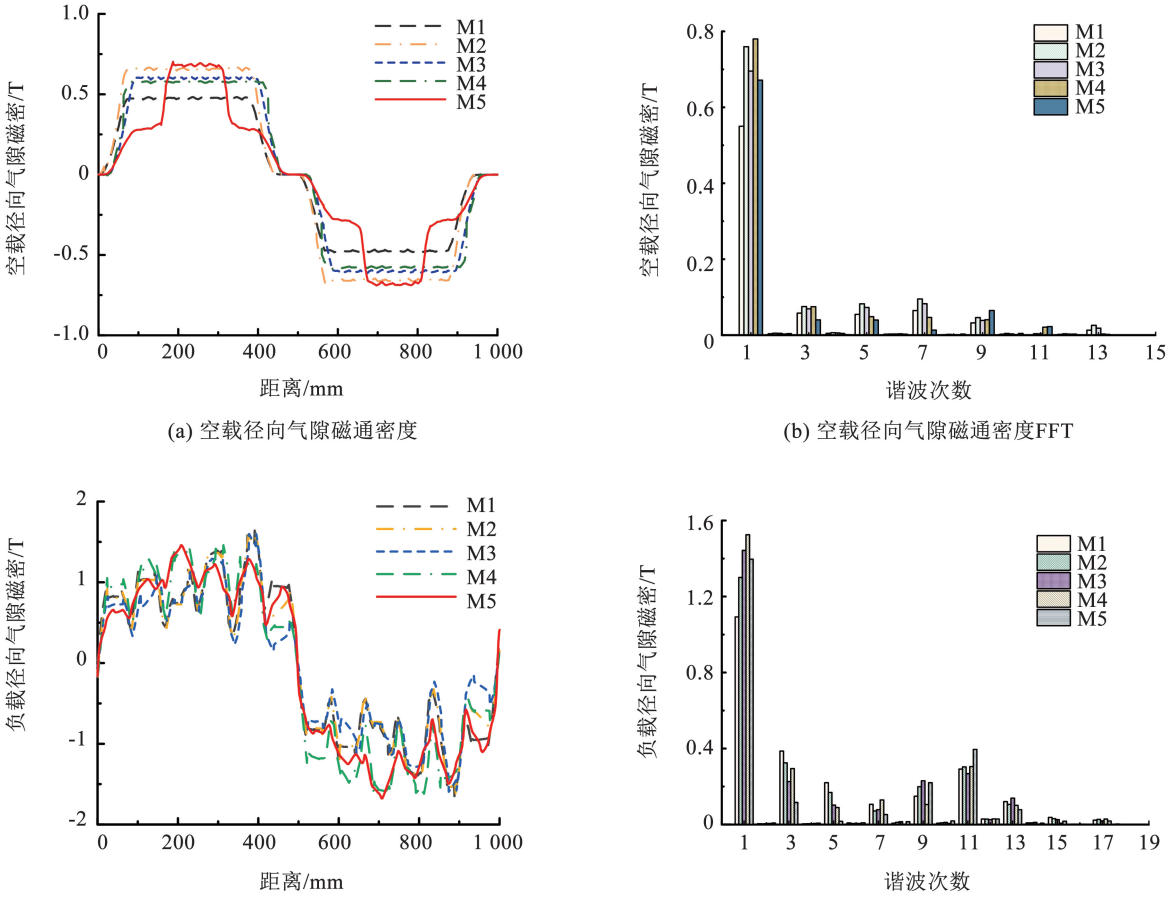
图 28　电机输出转矩

Fig. 28　Motor output torque

4.2　电磁振动

电磁振动是由偶数径向气隙磁通密度谐波相互作用引起奇数径向电磁力谐波，所以有效降低偶数径向气隙磁通密度能够抑制电机电磁振动。

增设磁障会导致转子气隙磁通密度降低，错位结构能抬升转子气隙磁通密度，二者结合能平衡转子气隙磁通密度，Halbach 充磁方式与错位结构结合能改善气隙磁通密度波形正弦度（见图 29）。由图 29（b）、（d）中发现，M5 电机较 M4 电机 3、5 和 7 次谐波都有所降低，其中负载径向气隙磁通 3 次和 7 次下降最明显，分别下降 63% 和 44%。



(a) 空载径向气隙磁通密度　(b) 空载径向气隙磁通密度FFT

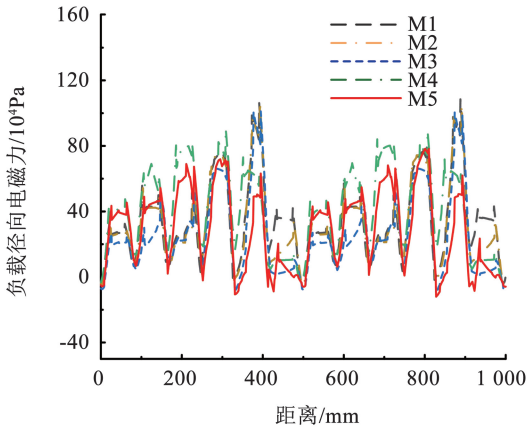
(c) 负载径向气隙磁通密度　(d) 负载径向气隙磁通密度FFT

图 29　径向气隙磁通密度

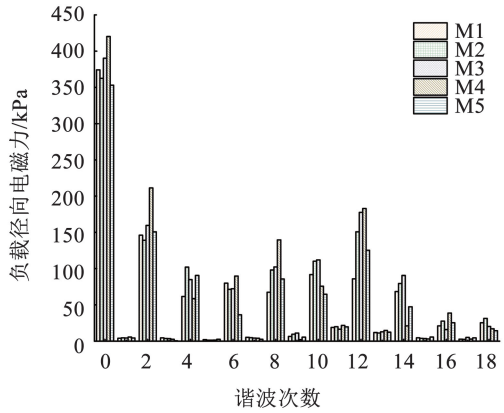
Fig. 29　Radial air gap flux densities

5 种电机一对磁极下负载径向电磁力如图 30 所示，M5 电机较 M4 电机径向电磁力不仅幅值降低，各尖刺峰值处 M5 径向电磁力也低于 M4 电机径向电磁力。从图 30（b）径向电磁力傅里叶分解中看出，磁障和错位结构增加能抑制径向电磁力谐波，Halbach 充磁角度能大幅抑制在 6 次和 14 次径向电磁力。M5 较 M4 电机在空间 2、6、8、12、16 阶次径向电磁力谐波幅值明显降低，其中 2、8、12、16 阶次处下降最明显，分别降低 27%、38%、21% 和 32%，但在空间 4 阶次和 14 阶次处 M5 电机径向电磁力较 M4 电机径向电磁力升高 33% 和 54%。电机空间方向电磁振动主要受 8、16、24 阶次等 8 的倍数阶次径向电磁力幅值大小影响，M5 电机在空间 8 阶次和空间 16 阶次处径向电磁力较 M4 电机分别下降 21% 和 32%。

图 31 为 5 种电机额定转速运行下电机定子总成周身振动加速度频谱，5 种电机基频为 500 Hz，发现 M1 增设磁障结构会使电机在 2 000 Hz 以内振动加速度有所下降，在 6 倍频时，振动加速度抑制明显。M2 错位结构使得电机在高频运行时振动加速度提高，但对于 4 倍频振动加速度抑制明显。M5 电机在 2 500 Hz 以上时振动加速度均低于 M3 电机。上述表明，合理增设磁障结构能抑制电机低频振动加速度，合理增设错位结构和 Halbach 充磁能抑制电机高频振动加速度。M5 电机较 M4 电机在 2、4、6、8 倍频下振动加速度时均明显降低，其中 2、4、6 倍频时降低最明显，分别下降 31、117、71 mm/s^2。



(a) 负载径向电磁力分布



(b) 负载径向电磁力FFT

图 30　负载径向电磁力

Fig. 30　Load radial electromagnetic forces

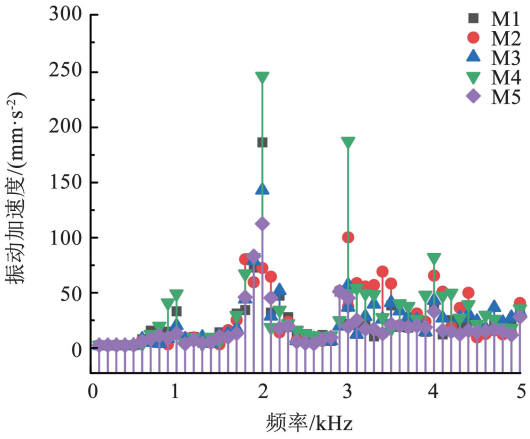


图 31　电机定子总成振动加速度

Fig. 31　Vibration accelerations of motor stator assembly

4.3　噪声波动

M5 电机周身噪声声压级如图 32 所示,与 M5 电机振动加速度分布趋势基本吻合,最大声压级处为 63 dB,符合电机运行噪声 GB 3096 — 2008《声环境质量标准》[23]、GB/T 25123.2 — 2018《电力牵引轨道机车车辆和公路车辆用旋转电机 第 2 部分:电子变流器供电的交流电动机》[24]中规定的要求。

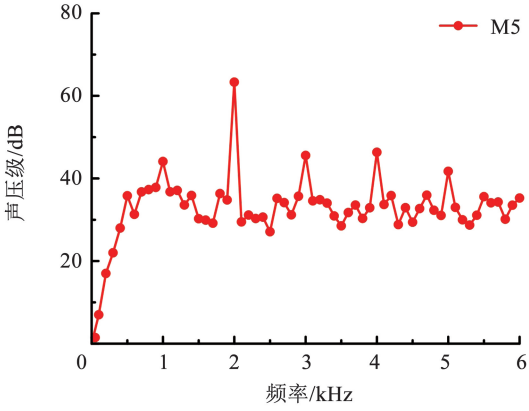


图 32　电机声压级

Fig. 32　Motor sound pressure level

4.4　转子机械强度

对转子机械强度进行分析,得到转子总变形量、永磁体总变形量、转子等效应力、永磁体等效应力,见图 33 ~ 36。等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构在额定转速下硅钢片最大总变形量为 0.001 4 mm,永磁体最大总变形量为 0.001 5 mm,相较转子直径 160 mm 和电机气隙长度 0.9 mm 影响较小。

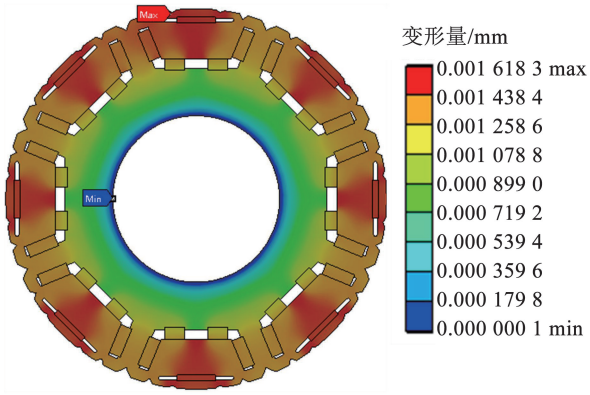


图 33　转子总变形量

Fig. 33　Total rotor deformation

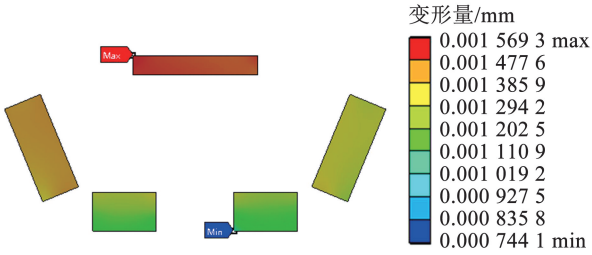


图 34　永磁体总变形量

Fig. 34　Total deformation of permanent magnet

等体积错位 Halbach 分段 U 型转子结构在额定转速下硅钢片等效应力最大值为 30.401 MPa,永磁体等效应力最大值为 30.401 MPa,相对铁芯 450 MPa 和永磁材料 80 MPa 影响较小,并且最大等效应力产生在 2 号永磁体与硅钢片衔接处。

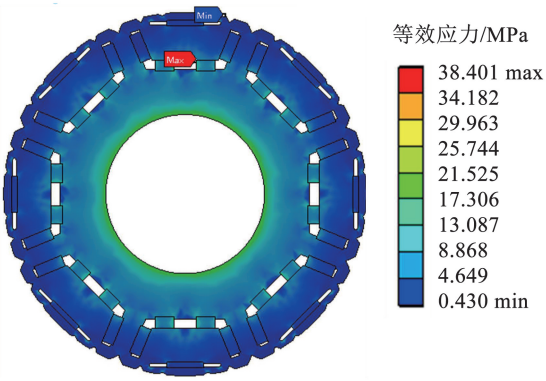


图 35　转子等效应力

Fig. 35　Rotor equivalent force

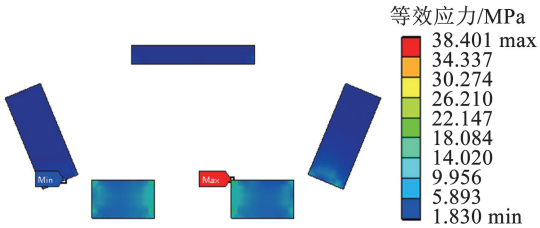


图 36　永磁体等效应力

Fig. 36　Permanent magnet equivalent force

5　试验样件

根据转子尺寸及材料,设计出加工图纸并得到样机,如图 37 所示。为方便后续对转子样件进行机械强度试验验证。

图 37　转子样件

Fig. 37　Rotor sample

6　结　论

1)电磁性能方面,增设磁障和错位结构能提高电机输出转矩降低齿槽转矩,Halbach 充磁能改善输出转矩、径向气隙磁通密度分布和径向电磁力分布,三者结合使电机输出转矩从 119 N·m 提升到 140 N·m,提升了 21 N·m 且转矩更加平滑,齿槽转矩降低 680 mN·m,转矩脉动下降 35%。

2)振动噪声方面,较 U 型磁极电机在(0,0)、(8,2)电磁力谐波幅值分别下降 107、81 kPa,在时间 2、4、6 倍频振动加速度分别下降 31、117、71 mm/s^2,最大声压级处为 63 dB。

参考文献

[1]CREDO A, FABRI G, VILLANI M, et al. Adopting the topology optimization in the design of high-speed synchronous reluctance motors for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 5429. DOI: 10.1109/TIA.2020.3007366

[2]ZOU Jibin, LAN Hua, XU Yongxiang, et al. Analysis of global and local force harmonics and their effects on vibration in permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1523. DOI: 10.1109/TEC.2017.2720422

[3]王晨, 黄健, 江明, 等. 聚磁式永磁轮毂电机多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(3): 1173
WANG Chen, HUANG Jian, JIANG Ming, et al. Multi-objective optimization and design of flux-concentrating permanent magnet in-wheel motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 1173. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.223442

[4]章恒亮, 花为. 分布式驱动系统用轮毂电机及其技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(7): 2871
ZHANG Hengliang, HUA Wei. Overview of in-wheel traction machine and its key techniques for distributed-driving system[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(7): 2871. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.222954

[5]高锋阳, 高建宁, 李明明, 等. 内置式 Halbach 永磁同步电机的参数敏感度分层优化设计[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(5): 180
GAO Fengyang, GAO Jianning, LI Mingming, et al. Optimization design of Halbach interior permanent magnet synchronous motor based on parameter sensitivity stratification[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(5): 180. DOI: 10.7652/xjtuxb202205018

[6]关涛, 刘大猛, 何永勇. 永磁轮毂电机技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 378
GUAN Tao, LIU Dameng, HE Yongyong. Review on development of permanent magnet in-wheel motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 378. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.221656

[7]王晶, 耿伟伟, 刘东旭, 等. 电动汽车用新型模块化聚磁转子永磁电机设计及其对比分析[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(3): 1184
WANG Jing, GENG Weiwei, LIU Dongxu, et al. Design and comparative of permanent magnet machine with modular flux-concentrating rotor for electric vehicle[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 1184. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.222707

[8]徐晨期, 祝长生. 基于磁-固-路双向耦合的电机电磁振动分析方法[J]. 机械工程学报, 2024, 60(11): 156
XU Chenqi, ZHU Changsheng. Electromagnetic vibration analysis method of electrical machines based on electromagnetic-structural-circuit bidirectional couplings[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2024, 60(11): 156. DOI: 10.3901/JME.2024.11.156

[9]孙艳红, 庞聪, 张伟, 等. 自通风永磁同步电机的气动噪声优化[J]. 中国机械工程, 2025, 36(1): 18
SUN Yanhong, PANG Cong, ZHANG Wei, et al. Aerodynamic noise optimization of self-ventilated permanent magnet synchronous motors[J]. China Mechanical Engineering, 2025, 36(1): 18.

DOI：10.3969/j.issn.1004－132X.2025.01.002

[10]汪波，王荣鑫，程明，等. 多三相容错 FSCW-IPM 极槽配合分析[J]. 中国电机工程学报，2025，45(1)：352
WANG Bo，WANG Rongxin，CHENG Ming，et al. Slot and pole combination analysis of multiple 3－phase fault tolerant FSCW-IPM [J]. Proceedings of the CSEE，2025，45(1)：352. DOI：10.13334/j.0258－8013.pcsee.231992

[11]ZHU Xiaofeng，HUA Wei，WU Zhongze，et al. Analytical approach for cogging torque reduction in flux-switching permanent magnet machines based on magnetomotive force-permeance model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2018，65(3)：1965. DOI：10.1109/TIE.2017.2739688

[12]项子旋，周雨婷，朱孝勇，等. 基于磁场补偿的定子永磁型磁场调制电机转矩性能提升研究[J]. 中国电机工程学报，2024，44(22)：9062
XIANG Zixuan，ZHOU Yuting，ZHU Xiaoyong，et al. Research on torque performance improvement of stator permanent magnet field modulation motor based on magnetic field compensation [J]. Proceedings of the CSEE，2024，44(22)：9062. DOI：10.13334/j.0258－8013.pcsee.232041

[13]罗玉涛，卢若皓. 基于结构参数分级优化的电机电磁噪声抑制[J]. 电工技术学报，2021，36(14)：2957
LUO Yutao，LU Ruohao. Hierarchical optimization of structural parameters for motor electromagnetic noise suppression [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2021，36(14)：2957. DOI：10.19595/j.cnki.1000－6753.tces.200380

[14]马琛，吉敬华，赵文祥，等. 内置式永磁同步电机的极宽调制低振噪设计[J]. 电气工程学报，2021，16(4)：33
MA Chen，JI Jinghua，ZHAO Wenxiang，et al. Pole width modulation-based low vibration and noise design for interior permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electrical Engineering，2021，16(4)：33. DOI：10.11985/2021.04.005

[15]CHAITHONGSUK S，TAKORABET N，KREUAWAN S. Reduction of eddy-current losses in fractional-slot concentrated-winding synchronous PM motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2015，51(3)：8102204. DOI：10.1109/TMAG.2014.2359057

[16]安跃军，安辉，李勇，等. 面装极宽调制式永磁电机齿槽转矩研究[J]. 浙江大学学报(工学版)，2012，46(9)：1708
AN Yuejun，AN Hui，LI Yong，et al. Study on the cogging torque of surface-mounted permanent magnet motor with pole-width modulation structure [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science)，2012，46(9)：1708. DOI：10.3785/j.issn.1008－973x.2012.09.025

[17]吕长朋，李明勇，陈辉. 永磁电机零阶径向力引起的齿槽频次振动[J]. 中国电机工程学报，2021，41(19)：6778
LU Changpeng，LI Mingyong，CHEN Hui. Cogging frequency vibration of permanent magnet motor caused by zeroth-order radial magnetic forces[J]. Proceedings of the CSEE，2021，41(19)：6778. DOI：10.13334/j.0258－8013.pcsee.201732

[18]李晓华，刘成健，梅柏杉，等. 电动汽车 IPMSM 宽范围调速振动噪声源分析[J]. 中国电机工程学报，2018，38(17)：5219
LI Xiaohua，LIU Chengjian，MEI Boshan，et al. Vibration and noise sources analysis of IPMSM for electric vehicles in a wide-speed range[J]. Proceedings of the CSEE，2018，38(17)：5219. DOI：10.13334/j.0258－8013.pcsee.171992.

[19]ZHU Xiaoyong，WU Weiqiang，QUAN Li，et al. Design and multi-objective stratified optimization of a less-rare-earth hybrid permanent magnets motor with high torque density and low cost [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2019，34(3)：1178. DOI：10.1109/TEC.2018.2886316

[20]ZHOU Xue，ZHU Xiaoyong，WU Wenye，et al. Multi-objective optimization design of variable-saliency-ratio PM motor considering driving cycles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2021，68(8)：6516. DOI：10.1109/TIE.2020.3007106

[21]ZUO Shuguang，LIN Fu，WU Xudong. Noise analysis，calculation，and reduction of external rotor permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2015，62(10)：6204. DOI：10.1109/TIE.2015.2426135

[22]CHU Guoyu，DUTTA R，RAHMAN M F，et al. Analytical calculation of maximum mechanical stress on the rotor of interior permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2020，56(2)：1321. DOI：10.1109/TIA.2019.2960756

[23]环境保护部. 声环境质量标准：GB 3096 — 2008[S]. 北京：中国环境科学出版社，2008
Ministry of Environmental Protection of the People's Republic of China. Environmental quality standards for noise：GB 3096—2008 [S]. Beijing：China Environmental Science Press，2008

[24]国家市场监督管理总局，国家标准化管理委员会. 电力牵引 轨道机车车辆和公路车辆用旋转电机 第 2 部分：电子变流器供电的交流电动机：GB/T 25123.2 — 2018[S]. 北京：中国标准出版社，2018
State Administration for Market Regulation，National Standardization Administration of the People's Republic of China. Electric traction — Rotating electrical machines for rail and road vehicles：Part 2：Electronic convertor-fed alternating current motors：GB/T 25123.2 — 2018[S]. Beijing：Standards Press of China，2018

（编辑　张　红）