

DOI:10.11918/202309051

# 内置 U 型永磁电机电磁优化及振动噪声抑制

高峰阳<sup>1</sup>, 岳文瀚<sup>1</sup>, 高建宁<sup>2</sup>, 徐昊<sup>1</sup>, 孙伟<sup>1</sup>, 吴银波<sup>1</sup>

(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及抑制电机低频振动噪声, 提出一种 U 型磁极结构并结合 Halbach 充磁方式、转子开槽的电机拓扑。首先, 推导电机相关电磁性能表达式, 分析定转子间气隙径向磁通密度、径向电磁力密度的低频振动和噪声波动构成。其次, 采用解析法与有限元法得到气隙径向电磁力时空分布, 利用参数敏感度分析法、参数扫描法和响应面法对所选转子拓扑参数进行多目标优化并得到最优参数解。最后, 将 U 型磁极结构空载反电动势、径向磁通密度、齿槽转矩、输出转矩、转矩脉动、径向电磁力密度、振动加速度和声压级与 4 种 U 型磁极结构进行对比分析; 并结合电磁场、机械场和声场对 U 型电机结构进行验证。结果表明, 通过在 U 型磁极结构上增设一型磁极、改变充磁方式、 $dq$  轴开槽调制气隙磁场正弦度, 使得电机齿槽转矩降低 91.3%, 空载反电动势提高 53 V, 输出转矩提高 39.6%, 气隙中径向电磁力波的各阶次谐波幅值均有所下降, 各频率下定子总成振动加速度降低明显, 电机周身声压级最大值处下降 9 dB, 下降率为 10.1%。

**关键词:** 内置式永磁同步电机 (IPMSM); 低频振动噪声; Halbach 充磁; 磁场调制; 多物理场耦合; 频谱分析

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2025)04-0071-13

## Electromagnetic optimization and vibration noise suppression of interior U-type permanent magnet motor

GAO Fengyang<sup>1</sup>, YUE Wenhan<sup>1</sup>, GAO Jianing<sup>2</sup>, XU Hao<sup>1</sup>, SUN Wei<sup>1</sup>, WU Yinbo<sup>1</sup>

(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 built-in U-type permanent magnet synchronous motor and suppress the low-frequency vibration and noise of the motor, a motor topology is proposed with a U-type pole structure combined with the Halbach magnetizing method and rotor slotting. Firstly, the relevant electromagnetic performance expressions of the motor are derived, and the low-frequency vibration and noise fluctuation composition of the radial magnetic flux density and radial electromagnetic force density between the stator and rotor are analyzed. Next, using analytical and finite element methods, the spatial and temporal distribution of the radial electromagnetic force in the air gap is obtained. Parameter sensitivity analysis, parameter scanning method, and response surface method are used to multi-objective optimization of the selected rotor topology parameters to obtain the optimal parameter solutions. Finally, no-load reaction potential, radial flux density, cogging torque, output torque, torque pulsation, radial electromagnetic force density, vibration acceleration and sound pressure level of the U-type pole structure are compared and analyzed with four other U-type pole structures. The U-type motor structure is validated by combining electromagnetic, mechanical and acoustic fields analyses. The results show that by adding a type I magnetic pole to the U-type magnetic pole structure, changing the magnetizing method, and modulating the sinusoidal degree of the air gap magnetic field by  $dq$ -axis slotting, the motor's cogging torque decreased by 91.3%, the no-load reverse potential is increased by 53 V, the output torque is increased by 39.6%, the amplitude of radial electromagnetic force waves in the air gap decreased at all harmonic orders, the vibration acceleration of the stator assembly decreased significantly at all frequencies, and the maximum sound pressure level around the motor decreased by 9 dB at the peak, with a reduction rate of 10.1%.

**Keywords:** interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); low frequency vibration noise; Halbach magnetisation; magnetic field modulation; multi-physics field coupling; spectral analysis

收稿日期: 2023-09-20; 录用日期: 2023-12-05; 网络首发日期: 2024-10-08

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.t.20241008.1035.002>

基金项目: 国家自然科学基金(52267004)

作者简介: 高峰阳(1970-), 男, 教授, 博士生导师

通信作者: 高峰阳, [ljdgaofy@mail.lzjtu.cn](mailto:ljdgaofy@mail.lzjtu.cn)

内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)以其结构紧凑、运行可靠、体积小、质量轻等特点,被广泛应用到轨道机车、汽车、船舶等交通牵引领域<sup>[1]</sup>,其乘坐舒适性,易受电机低频振动噪声影响。IPMSM 混合内置 U 型转子结构永磁电机集成了径向和切向转子结构优点,较内置径向和内置切向结构永磁电机具有高凸极率、弱磁率、大磁阻转矩、强过载倍数和高功率密度<sup>[2-4]</sup>;同时 U 型转子结构的强聚磁特性,使电机具有高转矩密度,能够满足牵引电机极限空间下功率、转矩需求<sup>[5]</sup>,却有大转矩脉动、高齿槽转矩、强低频振动噪声等缺点,使牵引电机及其配件寿命下降并引发周遭噪声污染。

目前,通过改变励磁源和调制器结构调制气隙磁场能够改善气隙磁密,并降低径向电磁力谐波含量,从而削弱电机低频振动噪声<sup>[6-9]</sup>。通过改变励磁源永磁体结构结合寻优算法来减少振动噪声和转矩脉动的方法<sup>[10-11]</sup>,会带来电机性能降低。快速准确分析不同分段个数励磁源永磁体径向电磁力,并给出最佳永磁体分段比,能有效削弱电磁力波和齿槽转矩<sup>[12]</sup>,但也会使空载反电动势降低。也可通过改变转子结构,在磁极间增设虚齿可以有效削弱表贴式永磁同步电机 6 倍频振动噪声<sup>[13]</sup>,但其忽略了空间阶次径向电磁力谐波对振动噪声的影响。采用斜极斜槽方法削弱电机径向电磁力中的槽频分量以及采用连续斜边分段错位磁极方法可以削弱极频振动<sup>[14-16]</sup>;或在转子铁芯上开槽同时增设 Halbach 永磁体,能够降低齿槽转矩和转矩脉动,结构改变后未对转子机械强度、振动噪声进行验证<sup>[17]</sup>。亦可改变定子结构,设置合理定子槽口宽度,可以降低电机振动噪声<sup>[18]</sup>;也可优化定子开槽形状调制气隙磁密,保证电机性能同时降低电机振动与噪声,但会引起基波电磁力降低<sup>[19]</sup>。近年来,分析振动噪声对电机减振优化尤为高效<sup>[20-21]</sup>。改变电机转子拓扑结构,能够大幅提高电磁性能<sup>[22-23]</sup>,因此将改变电机拓扑结构和电机减振优化两者相结合,能够达到提升电磁性能目的,同时抑制振动噪声。

为此,结合 Halbach 充磁方式、磁场调制机理、内置 U 型转子结构优化及振动噪声来源分析,提出改进普通 U 型 IPMSM 转子结构得到混合内置 U 型转子结构的永磁同步电机。首先,计算内置 U 型转子永磁电机模型,推导低频径向电磁力、径向磁密、电机输出转矩、电磁振动、噪声波动表达式。其次,选取一型永磁体结构参数和椭圆槽结构参数进行优化,确保电磁性能的同时抑制径向气隙磁密和径向电磁力谐波。最后,结合多物理场耦合分析所

提电机模型电磁性能、电磁振动、噪声波动、定子总成固有频率和定转子机械强度,对比验证内置 U 型永磁同步电机优越性。

## 1 电机模型及磁特性分析

### 1.1 电机模型

U 型电机有较好磁阻转矩能够提升电机输出转矩,但空载反电动势幅值低且含有大量谐波会影响电机性能,气隙径向电磁力谐波分量会产生低频振动噪声。为提升普通 U 型电机电磁性能及抑制低频振动噪声,提出 U 型电机结构,结构见图 1。Halbach 充磁方式结合  $dq$  轴开椭圆形槽的 U 型转子,每极永磁体由 U 型和一型两部分永磁体组成类“口”型,U 型底部磁极采用平行充磁方式,两个边磁用角度为  $\theta_1$  的充磁方式,一型永磁体采用 Halbach 充磁方式,充磁方式如图 2 所示,并在转子  $dq$  轴各开等大椭圆形辅助槽。

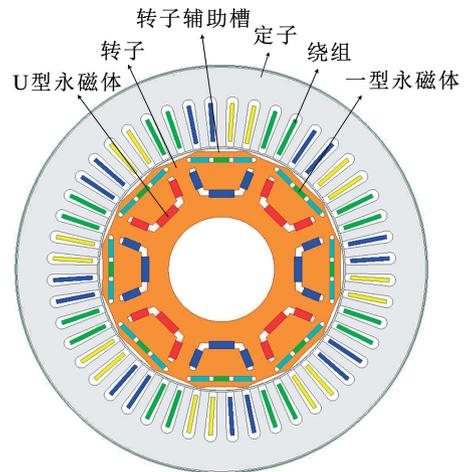


图 1 电机结构

Fig. 1 Motor structure

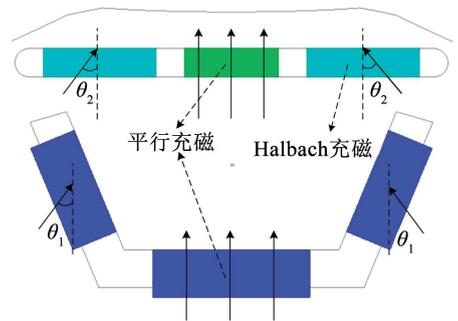


图 2 转子充磁方式

Fig. 2 Rotor magnetizing mode

所选电机为 8 极 48 槽,额定功率为 80 kW,额定转速为  $7\,500\text{ r/min}^{-1}$ ,电机参数见表 1。

图 3 为电机磁力线分布及空载磁密云图,电机左半边为空载磁密云图,双层永磁体距离最小处及外层永磁体与气隙距离最小处磁密值最高;右半边

为磁力线云图,磁力线对称分布且漏磁较小。

损耗且铁芯磁导率无穷大,定子电流为三相对称正

上述模型忽略局部磁饱和、漏磁、磁滞损耗涡流

弦电流。

表1 电机结构参数

Tab.1 Motor structure parameter

槽数	极对数	定子外径/mm	定子内径/mm	转子外径/mm	铁芯长度/mm	气隙长度/mm	永磁材料
48	4	270.0	161.8	160.0	50.0	0.9	NdFe35
铁芯材料	额定转速/ ( $r \cdot \min^{-1}$ )	永磁泊松比	铁芯泊松比	永磁屈服强 度/MPa	铁芯屈服强 度/MPa	永磁密度/ ( $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ )	铁芯密度/ ( $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ )
DW315_50	7 500	0.30	0.31	80	450	7 400	7 600

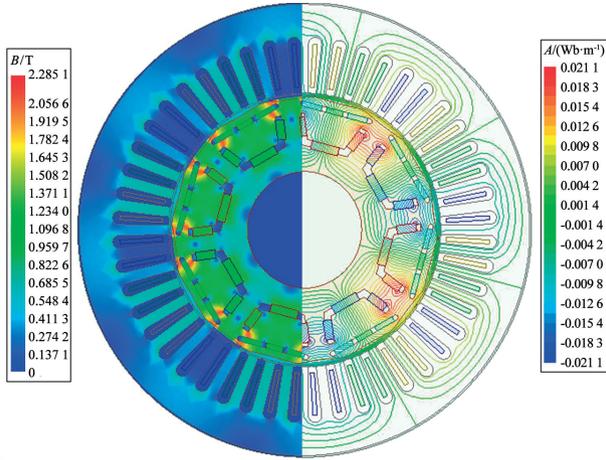


图3 电机磁力线及磁密云图分布

Fig.3 Distribution of magnetic field line map and magnetic density map

## 1.2 磁场解析

### 1.2.1 气隙磁密

定、转子间径向气隙磁密可以通过磁动势乘磁导方法得到:

$$b(\alpha, t) = f(\alpha, t) \cdot \Lambda(\alpha, t) \quad (1)$$

绕组磁动势为

$$f_1(\alpha, t) = \sum f_{mv} \cos(vp\alpha - \omega t - \varphi_v) \quad (2)$$

式中: $f_{mv}$ 为每相磁动势 $v$ 次谐波幅值,其中 $v = 6k \pm 1$ 为谐波次数, $k = 1, 3, 5, \dots$ ;  $\alpha$ 为相对于对称坐标系原点角位移, $p$ 为极对数, $\omega$ 为输入电流角频率, $\varphi_v$ 为磁动势相位。

转子磁动势为

$$f_2(\alpha, t) = \sum f_{m\mu} \cos(\mu p \alpha - \mu \omega t - \varphi_\mu) \quad (3)$$

式中: $f_{m\mu}$ 为转子 $\mu$ 次谐波磁动势幅值, $\varphi_\mu$ 为磁动势相位。

计及定、转子开槽和转子凸极影响下气隙相对磁导函数为

$$\begin{cases} \lambda_{g1}(\alpha) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(ks_1\alpha) \\ \lambda_{g2}(\alpha, t) = 1 + \sum_{l=1}^{\infty} A_l \cos[ls_2(\alpha - \omega_1 t)] \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\lambda_{g1}$ 、 $\lambda_{g2}$ 分别为定、转子开槽引入的相对磁导函数, $A_k$ 、 $A_l$ 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, $\omega_1$ 为转子角频率。

计及定、转子开槽和转子凸极影响下气隙相对磁导为

$$\Lambda_g(\alpha, t) = \Lambda_{g0} \lambda_g(\alpha, t) \quad (5)$$

式中: $\lambda_g(\alpha, t) = \lambda_{g1}(\alpha) \lambda_{g2}(\alpha, t)$ ,  $\Lambda_{g0}$ 为气隙磁导率中常数分量。

### 1.2.2 低频径向电磁力

由于铁芯磁导率远大于气隙磁导率,磁力线在定子铁芯和转子铁芯表面垂直,磁密分切向分量和径向分量,径向分量远大于切向分量,根据麦克斯韦应力张量有

$$F_r(\alpha, t) = \frac{b^2(\alpha, t)}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} [f_1(\alpha, t) + f_2(\alpha, t)]^2 \Lambda_g^2(\alpha, t) \quad (6)$$

式中: $\Lambda_g(\alpha, t) = \Lambda_{g0} \lambda_g(\alpha, t)$ , 其中

$$\begin{aligned} \lambda_g(\alpha, t) = & 1 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(ks_1\alpha) + \\ & \sum_{l=1}^{\infty} A_l \cos[ls_2(\alpha - \omega_1 t)] + \\ & \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} A_k A_l \cos[(ls_2 \pm ks_1)\alpha - ls_2\omega_1 t] \end{aligned}$$

由式(6)可知,径向电磁力波可组成部分见式(7)及表2。

表2 电磁力波组成

Tab.2 Electromagnetic force wave of composition

序号	来源
1	永磁体磁场( $F_{r1}$ )
2	永磁体磁场与定子开槽( $F_{r2}$ )
3	永磁磁场与电枢磁场( $F_{r3}$ )
4	永磁磁场、电枢磁场、定子开槽( $F_{r4}$ )
5	电枢磁场( $F_{r5}$ )
6	电枢磁场与定子开槽( $F_{r6}$ )

$$\begin{cases} F_{rr}(\alpha, t) = \frac{1}{4\mu_0} \sum_{v^1} \sum_{v^2} f_{mv^1} f_{mv^2} \cdot \Lambda_g^2(\alpha, t) \cdot \\ \cos[r'pa - r'\omega t] \\ F_{r\mu}(\alpha, t) = \frac{1}{2\mu_0} \sum_{v^r} \sum_{\mu^i} f_{mv^r} f_{n\mu^i} \cdot \Lambda_g^2(\alpha, t) \cdot \\ \cos[i'p\alpha - i'\omega t] \\ F_{\mu\mu}(\alpha, t) = \frac{1}{4\mu_0} \sum_{\mu^i1} \sum_{\mu^i2} f_{n\mu^i1} f_{n\mu^i2} \cdot \Lambda_g^2(\alpha, t) \cdot \\ \cos[w'p\alpha - w'\omega_\mu t] \end{cases} \quad (7)$$

式中： $r' = v^1 \pm v^2$ ， $i' = v^r \pm \mu^i$ ， $w' = \mu^i1 \pm \mu^i2$ 。  
忽略幅值较小的磁通密度高次谐波，主要考虑 1、3、5、7、9 等幅值较大的磁场谐波之间相互作用，时间低频电磁力谐波构成见表 3。

表 3 时间低频电磁力谐波构成

Tab. 3 Time low frequency electromagnetic force harmonic composition

电磁力倍频数/h	低频电磁力谐波
2	$F(1, 1)$
4	$F(1, 3), F(1, 5)$
6	$F(1, 5), F(1, 7), F(3, 3), F(3, 9)$
8	$F(1, 9), F(3, 5)$

6 种电磁力波组成低频时间电磁力谐波分量需要满足：

$$\begin{cases} v_1 \pm v_2 = h \\ v \pm \mu = h \\ \mu_1 \pm \mu_2 = h \end{cases} \quad (8)$$

式中： $h$  为低频时间电磁力倍频数， $h = 2, 4, 6, 8$ 。

空间低频电磁力谐波分量需要满足极数整数倍，因此分析低频电磁力时，只考虑空间 0、8、16、24 阶次。

### 1.2.3 电机转矩方程

电机输出转矩、电磁转矩、磁阻转矩、齿槽转矩分别为

$$\begin{cases} T_{em} = \frac{3}{2}p[\psi_r i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \\ T_m = \frac{3}{2}p\psi_r i_q \\ T_r = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \\ T_{cog}(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0}(R_2^2 - R_1^2) \sum_1^\infty n G_n B_r \cdot \sin(nz\alpha) \end{cases} \quad (9)$$

式中： $i_d, i_q$  分别为定子 d、q 轴电流， $\psi_d, \psi_q$  分别为定子 d、q 轴磁链， $L_d, L_q$  分别为定子 d、q 轴电感， $\psi_r$  为永磁体基波磁场磁链， $L_a$  为电枢铁芯轴向长度， $R_1, R_2$  分别为转子外半径和定子内半径， $z$  为定子槽数。

## 1.3 定子振动模态

### 1.3.1 定子固有频率

PMSM 定子各阶次模态固有频率为

$$\begin{cases} f_0 = \frac{1}{\pi D_c} \sqrt{\frac{e}{\rho \Delta}} \\ f_1 = f_0 \sqrt{\frac{2}{1 + i_k^2 \frac{\Delta_n}{\Delta}}} \\ f_n = f_0 \frac{in(n^2 - 1)}{\sqrt{n^2 + 1}} \cdot \\ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{i_k^2(n^2 - 1)[n^2(4 + \frac{\Delta_n}{\Delta}) + 3]}{n^2 + 1}}} \quad (10) \\ \Delta_n = 1 + \frac{12Zc_i h_i^2}{\pi D_c L_i h_c^3} \left(1 + \frac{m_w + m_i}{m_i}\right) \cdot \\ [(1/3) + (h_c/2h_i) + (h_c/2h_i)^2] \\ \Delta = 1 + \frac{m_i + m_w + m_i}{m_c} \end{cases}$$

式中： $i_k = \frac{h_c}{\sqrt{3}D_c}$  为比例系数， $\Delta, \Delta_n$  分别为位移质量

增加系数和旋转质量增加系数， $D_c$  为定子直径， $\rho$  为定子密度， $e$  为定子弹性模量， $m_i$  为绝缘质量， $m_i$  为所有定子齿质量， $m_w$  为绕组质量， $m_c$  为定子铁芯圆柱体质量， $h_c$  为定子轴向长度， $c_i$  为定子齿宽， $h_i$  为定子齿高， $S_i$  为定子齿截面积， $L_i$  为定子叠片有限长度， $s$  为加速度响应函数。

### 1.3.2 电磁振动

电磁振动由作用于定子铁芯的径向电磁力波所激发，当电磁力波频率与定子固有频率接近时，发生共振并引起强烈振动和噪声。电机在电磁振动作用下定子形变量与力波阶数、力波幅值及电机固有频率有关，由下式可以发现定子总成形变量与电磁力波次数 4 次方成反比，即可以通过优化径向电磁力减弱定子总成形变量。

$$\begin{cases} D_s \approx \frac{F}{(M^2 - 1)^2} [1 / (1 - (\frac{f'}{f'_d})^2)] \\ F_r = 1 \cdot e^{j(v\theta_n + \omega_2 t)} \\ D_s \propto \frac{1}{M^4} \end{cases} \quad (11)$$

式中： $D_s$  为定子铁心形变量， $F, M$  分别为电磁力波幅值和力波阶数， $f', f'_d$  分别为电磁振动频率和电机定子总成固有频率， $\omega_2$  为电磁力波角频率， $\theta_n$  为第  $n$  个定子齿周向空间角度， $F_r$  为每个定子齿上单位电磁力表达式。

电机定子总成可视为一个多自由度刚体系统，其动力学方程如下式所示，对其进行求解可得到系

统振动位移响应函数和不同径向力作用下振动加速度响应函数为

$$\begin{cases} \mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}\mathbf{x}(t) = \mathbf{F}(t) \\ x(j\omega) = \sum_{r=1}^N \frac{\boldsymbol{\psi}_r^T \mathbf{F}(j\omega_2) \cdot \boldsymbol{\psi}_r}{\omega_r^2 + 2j\omega_2 \zeta_r \omega_r - \omega_2^2} \\ s(j\omega) = \frac{\boldsymbol{\varphi}_r^T \boldsymbol{\varphi}_r}{1 - 2j\zeta_r (\omega_r/\omega_2) - (\omega_r/\omega_2)^2} \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $\mathbf{M}$ 、 $\mathbf{K}$ 、 $\mathbf{C}$  分别为系统质量矩阵、刚度矩阵和阻尼矩阵,  $\ddot{\mathbf{x}}$ 、 $\dot{\mathbf{x}}$ 、 $\mathbf{x}$  分别为振动加速度矢量、振动速度矢量和振动位移矢量,  $\zeta_r$  为阻尼比,  $\boldsymbol{\psi}_r$  为第  $r$  阶质量归一化模态向量,  $\omega_r$  为第  $r$  阶模态频率。

### 1.4 噪声波动

声波是由介质固体振动面、射流等因素干扰引发,且介质扰动在空间建立声场。声场用介质中的压强和速度值变化来表征,称为声压  $P$  和介质的质点速度  $v$ 。分析永磁电机径向电磁力作用在定子总成模态时,产生的振动位移、振动加速度、振动速度在声场中辐射影响,得到永磁电机声学波动方程:

$$\nabla^2 P + k_0^2 P = 0 \quad (13)$$

式中,  $k_0 = \omega/c_0$  为声学波数。

对声波方程求解,可得到电机壳体振动速度分布和辐射声压级渐进解为

$$\begin{cases} \dot{x}(\theta, z) = \dot{x}_0 e^{-jk_z z} \cos m\theta \\ P(r, \theta, z) = -P_0 \sqrt{\frac{2}{\pi k_r r}} e^{j\frac{3}{2}\pi} \cos m\theta e^{-jk_r r} e^{-jk_z z} \end{cases} \quad (14)$$

式中:  $\dot{x}_0$  为振动速度幅值,  $P_0$  为声波常数,  $k_r$ 、 $k_z$  为结构波数在  $z$ 、 $r$  方向上分量。

根据辐射声压级渐进解,可以得到单位轴向长度电机外壳向远声场辐射声功率级为

$$\Pi = \frac{1}{\rho_0 c_0} P_0^2 \int_0^{2\pi} \cos m\theta d\theta \quad (15)$$

式中:  $c_0$  为声波速度,  $\rho_0$  为介质密度。

为方便声场中数据处理,采用分贝表示声压级和声功率级为

$$\begin{cases} L_p = 20 \log P_e + 94 \\ L_w = 10 \log \Pi_e + 120 \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $P_e$ 、 $\Pi_e$  为声压级有效值和声功率级有效值。

## 2 参数优化

### 2.1 参数选取

期望从励磁源出发调制气隙磁场,使其更加正弦化,降低气隙磁场谐波含量,选取优化参数见图4。一型永磁体边磁充磁角度  $\theta_2$ 、一型永磁体中间磁极长度  $L_3$ 、两边磁极长度  $L_1$  及其一型永磁体间气隙长度  $L_2$  作为参数。

转子辅助槽为几何中心与转子外沿相交的椭圆,并选椭圆辅助槽所在圆半径  $L_4$ 、椭圆高  $L_5$  与  $L_4$  之比  $d$  作为参数。在定子上开椭圆形槽,从调制器出发改善定转子气隙磁密,降低由低阶气隙磁密谐波引发的低频径向电磁力谐波。

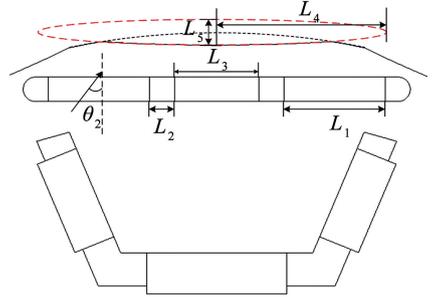


图4 优化参数

Fig. 4 Optimization parameter

电磁性能参数敏感度分析如图5所示,增加一型永磁体和转子  $d$ 、 $q$  轴开椭圆形槽,所涉及结构参数对永磁同步电机电磁优化目标敏感度都较高,验证所选结构参数的合理性,为后续径向磁密和径向电磁力优化提供良好永磁同步电机电磁性能基础。

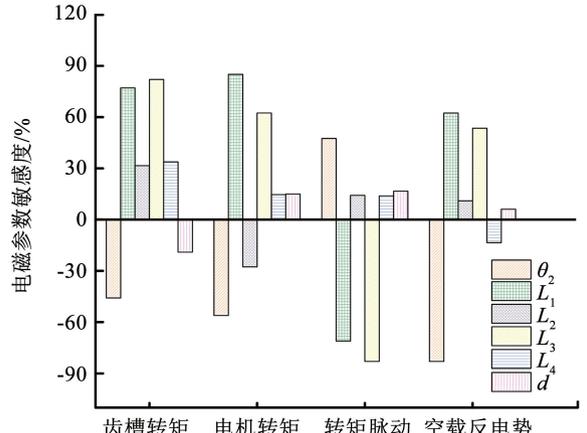


图5 电磁参数敏感度分析

Fig. 5 Sensitivity analysis of electromagnetic parameters

### 2.2 电磁性能优化

电磁性能优化采用参数扫描法,寻优函数为

$$\begin{cases} f_1(\theta_2, L_1, L_2, L_3, L_4, d) = (T_{\text{cog}}, R_1, F_r, B_r)_{\text{min}} \\ f_2(\theta_2, L_1, L_2, L_3, L_4, d) = (T_{\text{em}}, E_{\text{amp}})_{\text{max}} \end{cases} \quad (17)$$

在6个参数变化时,通过参数扫描法得到不同参数集空载条件下  $T_{\text{cog}}, R_1, F_r, B_r$  和负载条件下  $T_{\text{em}}, E_{\text{amp}}$ ,参数扫描范围见表4。在解集中,寻找同时靠近  $f_1$  和  $f_2$  的参数解,选其为最优解。

图6为参数扫描结果,与图5参数敏感度分析结果一致,进一步验证参数合理性。图6(a)为  $\theta_2$  变化时电磁性能对应曲线,由于电磁性能对  $\theta_2$  的敏感度较高,且齿槽转矩在  $20^\circ \sim 50^\circ$  之间呈增长趋势,为降低齿槽转矩、径向电磁力幅值、径向磁密幅值同时提高空载反电动势幅值,  $\theta_2$  选  $30^\circ$ 。图6(b)为  $L_1$  变化时电磁性能对应曲线,电机转矩幅值、空

载反电动势幅值、径向电磁力幅值、径向磁密幅值与  $L_1$  呈正相关, 齿槽转矩幅值呈先增后减趋势, 为降低齿槽转矩、径向电磁力、径向磁密  $L_1$  要尽可能小, 为确保空载反电动势  $L_1$  选 9.25 mm。电磁性能对  $L_2$  敏感度相对较低, 但  $L_2$  可以降低齿槽转矩减少永磁体用量, 因此  $L_2$  选 1.25 mm。电磁性能对  $L_3$  敏感

度较高, 且都呈现正相关, 齿槽转矩和转矩脉动对其敏感度最高, 结合参数扫描结构  $L_3$  选 5.50 mm。电磁性能对  $L_4$  和  $d$  敏感度与  $L_2$  近似, 但其对径向电磁力幅值和径向磁密幅值影响较大, 结合径向电磁力幅值响应面和径向磁密幅值响应面,  $L_4$  和  $d$  分别选 10.00 mm 和 0.04。

表 4 参数变化范围

Tab.4 Parameter variation range

参数名	$\theta_2 / (^\circ)$	$L_1 / \text{mm}$	$L_2 / \text{mm}$	$L_3 / \text{mm}$	$L_4 / \text{mm}$	$d$
参数变化范围	0 ~ 90	9.00 ~ 12.00	0.50 ~ 2.00	5.00 ~ 7.00	5.00 ~ 20.00	0 ~ 0.10

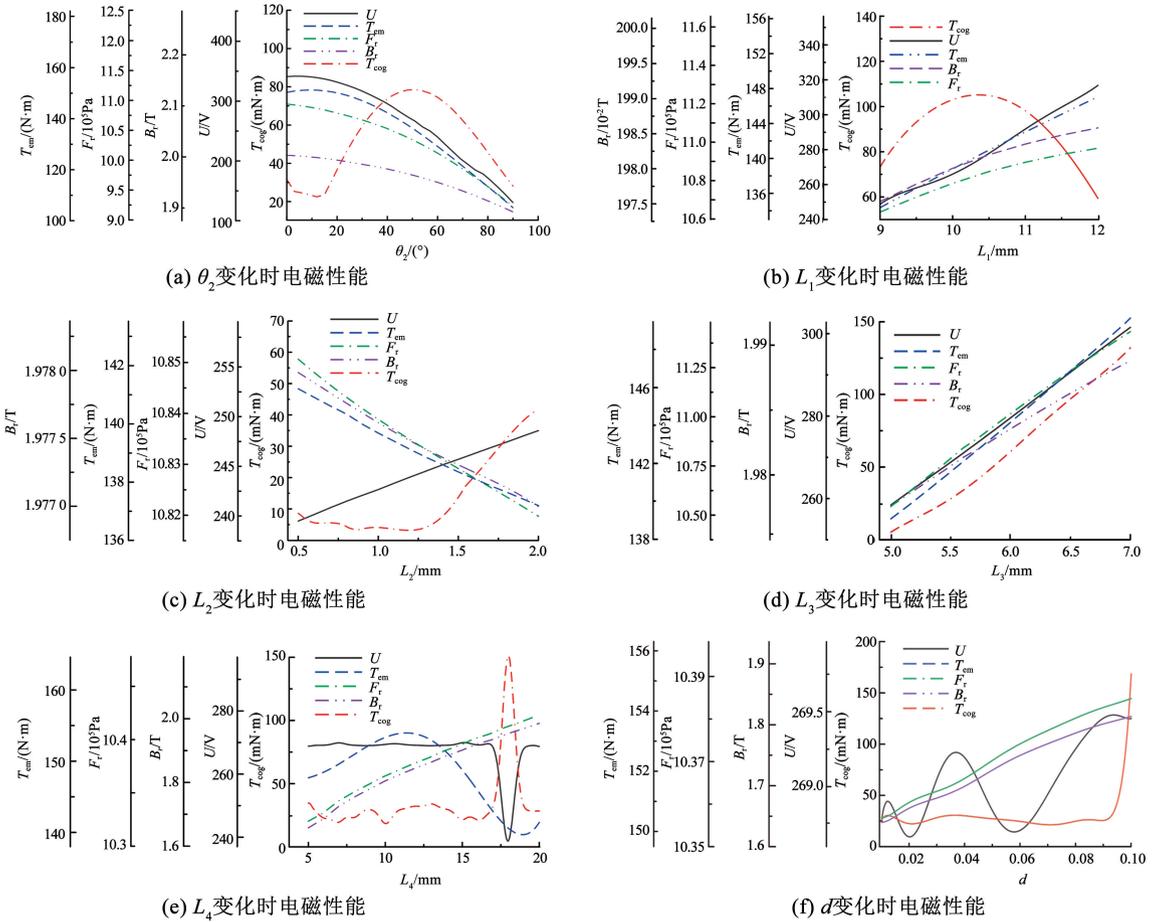


图 6 各参数电磁性能变化曲线

Fig. 6 Variation curves of electromagnetic performance of each parameter

### 2.3 低频振动

径向电磁力作用在定子齿内表面, 使定子总成产生振动位移, 当定子固有频率与径向电磁力波频率接近时, 会大幅增加振动噪声。图 7 为确保电磁性能前提下, 优化参数后径向电磁力时空分布图, 该组合参数下径向电磁力幅值为  $1.095 \times 10^6$  Pa 相比较普通 U 型电机径向电磁力有所下降。

图 8 是参数变化时径向电磁力响应面, 发现  $L_1$  增大时  $F_r$  会随之增大, 其余参数增大时  $F_r$  都会有降低趋势, 进而验证了经过参数扫描法所得到参数的合理性与优越性。

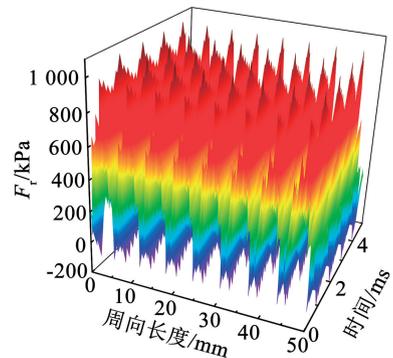


图 7 径向电磁力时空分布

Fig. 7 Spatial and temporal distribution of radial electromagnetic force

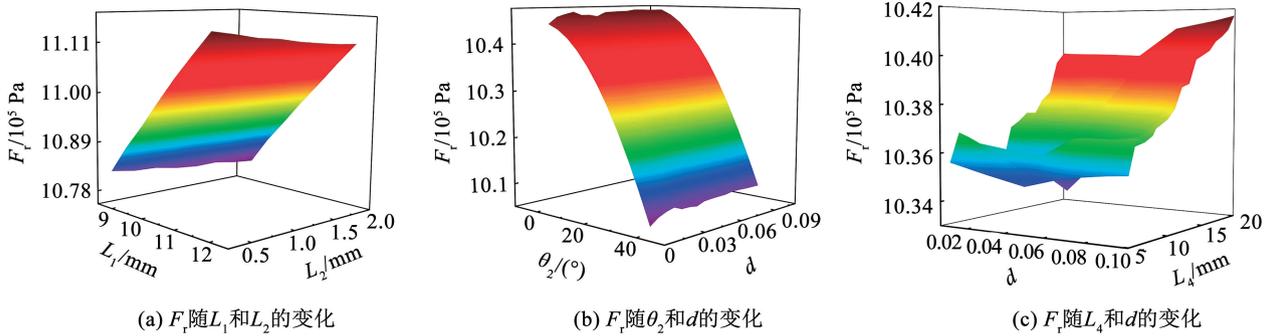


图8 径向电磁力响应面

Fig. 8 Radial electromagnetic force response surface

### 3 多物理场耦合分析

电机模型多物理场耦合分析如图9所示,根据永磁电机工作场合所要求设计电机结构,并对其进行建模,电磁分析流程见图10(a)。

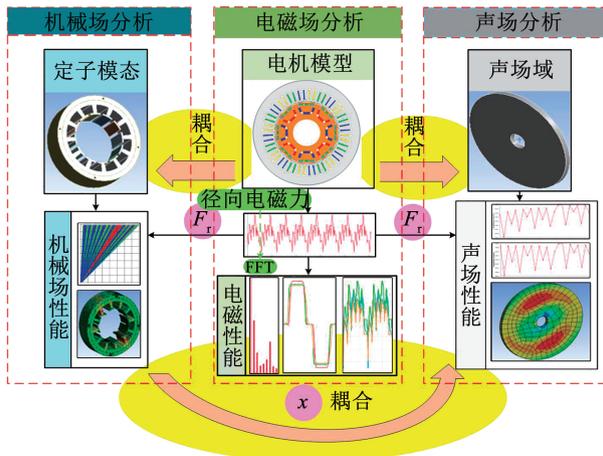
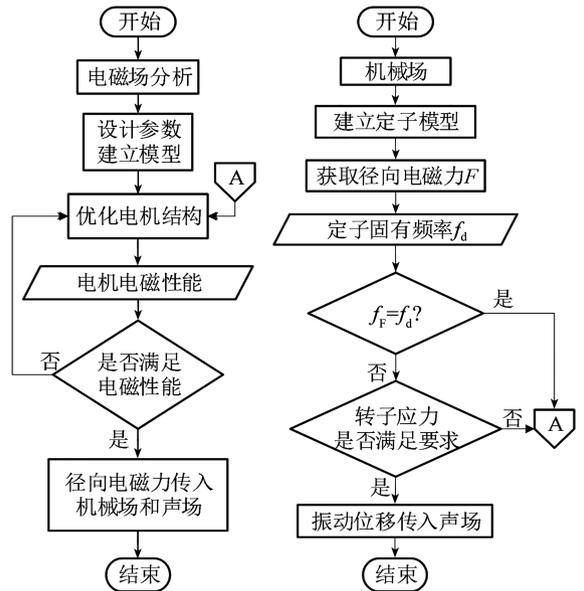


图9 多物理场耦合分析

Fig. 9 Multiple physical field coupling analysis

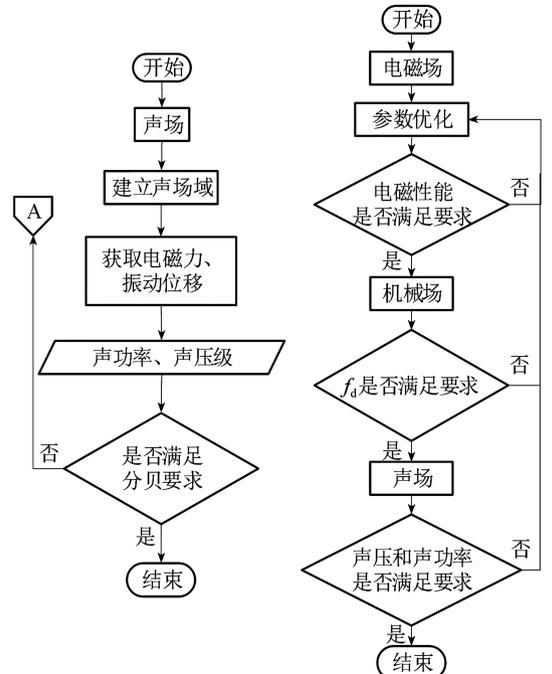
永磁电机由电磁力产生的振动在机械场中主要作用于定子齿内表面,因此在机械场中建立定子及定子总成模型,并将电磁场中计算得到的径向电磁力传入机械场,作用在对应定子齿内表面几何中处,求解分析定子总成后,得到定子总成各阶次模态固有频率,当定子总成固有频率与径向电磁力频率一致时,重新优化电机定转子结构,分析流程见图10(b)。

永磁电机径向电磁力产生的振动,通过在定子总成上形成振动位移、振动速度和振动加速度,并在周围空气域,通过噪声波动进行表征。在声场中建立空气域时考虑定子总成发生振动位移并结合噪声波动传递范围采用圆柱体空气域,且圆柱体空气域尺寸是电机模型尺寸5倍以上,分析流程见图10(c)。图10(d)为永磁同步电机3个物理场之间系统流程。



(a) 电磁场分析流程

(b) 机械场分析流程



(c) 声场分析流程

(d) 系统分析过程

图10 物理场分析流程

Fig. 10 Physical field analysis process

### 4 对比分析

#### 4.1 电磁性能

选取相同永磁体体积的不同 U 型永磁同步电机进行仿真对比,如图 11 所示,为方便后续表述图 11(a)~11(d)磁极结构电机依次命名为 M1、M2、M3、M4 电机,所提电机结构为 M5 电机,其中 M1、M2 电机为普通 U 型磁极电机, M3、M4、M5 电机为 U 一型磁极电机。对比 U 型磁极与 U 一型磁极、转子硅钢片开槽与未开槽、Halbach 充磁与普通充磁方式下的电磁性能。

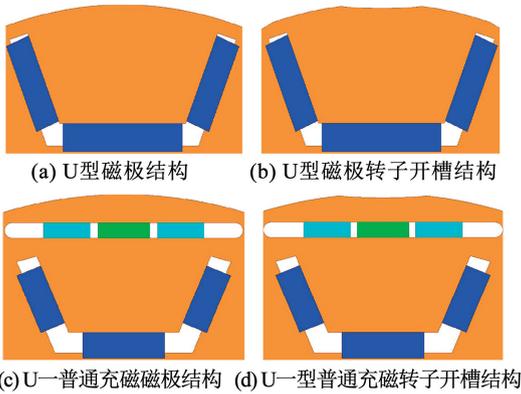


图 11 相同永磁体体积不同 U 型电机转子结构

Fig. 11 Same permanent magnet volume different U-motor rotor structure

图 12 为各转子结构齿槽转矩对比结果, M1、M2 电机与 M3、M4 电机结构除转子开椭圆槽外其余参数均相同,二者齿槽转矩分别降低 21.1% 和 38.3%,转子开椭圆型辅助槽能够降低齿槽转矩, M1、M3 电机与 M2、M4 电机结构除磁极结构不同外其余参数均相同,二者齿槽转矩分别降低 70.4% 和 78.6%, U 一磁极结构可以降低齿槽转矩。M4、M5 电机结构除 M5 电机磁极采用 Halbach 充磁外其余参数均相同, M5 电机相较 M4 电机齿槽转矩降低 51.0%。M5 电机包含 U 一磁极结构、转子开椭圆型辅助槽和 Halbach 充磁,与 M1 电机相比齿槽转矩降低 91.3%,并且齿槽转矩趋于直线,可以相对控制输出转矩脉动。

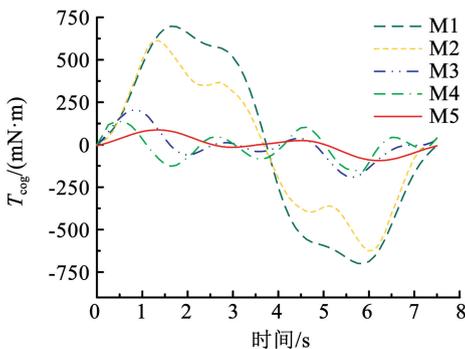


图 12 齿槽转矩

Fig. 12 Cogging torque

图 13 为空载反电动势对比,由于 U 一型磁极结构有较好聚磁特性,所以 M3、M4、M5 电机空载反电动势幅值较 M1、M2 电机的空载反电动势幅值较高, M5 电机空载反电动势幅值为 274.6 V, M1 电机空载反电动势幅值为 221.0 V, M5 电机较 M2 电机空载反电动势幅值升高 24.3%,并且 M5 电机空载反电动势波形较 M1 电机空载反电动势波形尖刺较少,进一步分析其谐波含量得到如图 14 所示空载反电动势各次谐波含量。

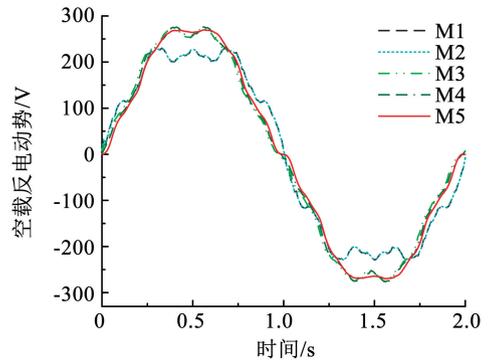


图 13 空载反电动势

Fig. 13 No-load counter-electromotive force

图 14 为空载反电动势谐波含量, M3、M4、M5 电机基波含量较 M1、M2 电机基波含量提高 19% 左右, 3 次谐波较 M1、M2 电机降低 70% 左右,但 5 次谐波较 M1、M2 电机提高 66% 左右, 7、11 次谐波相差明显, M3、M4、M5 电机空载反电动势基本不含有 9 次谐波, 13 次谐波及以上次谐波所占空载反电动势含量较小,对电机电磁性能影响较小。

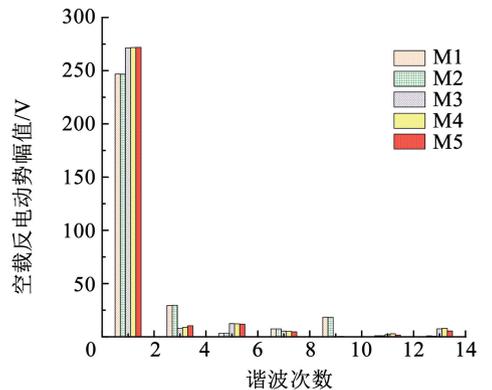
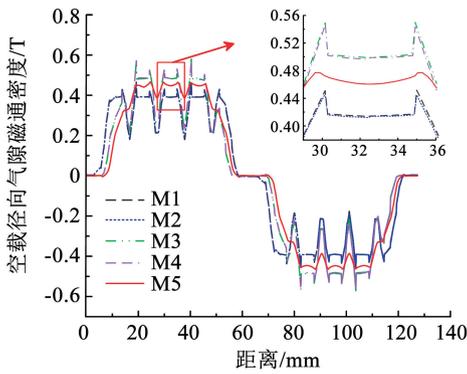


图 14 空载反电动势谐波含量

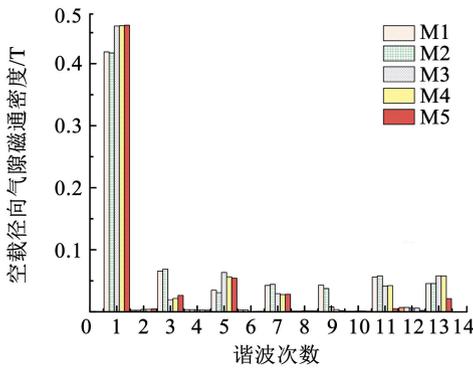
Fig. 14 No-load counter-electromotive force harmonic content

图 15 为一对磁极下径向气隙磁通密度分布及其傅里叶分解,如图 15(a)所示气隙磁通密度分布中发现, M3、M4、M5 电机相较 M1、M2 电机在相同永磁体用量情况下磁通密度更高,但 M5 电机相较 M3、M4 电机更加平滑,尖刺较少。图 15(b)为气隙磁通密度 FFT, M3、M4、M5 电机除基波、5 次和 13 次谐波外其余各次谐波均比 M1、M2 电机低,其中 3、9 次谐波降低最明显,下降最大在 9 次谐波处为 89.0%。

M5 电机相较 M4 电机结构 9、11、13 次谐波含量降低较明显,下降最大在 11 次谐波处为 94.8%。



(a) 空载径向气隙磁通密度



(b) 空载径向气隙磁通密度FFT

图 15 径向气隙磁通密度

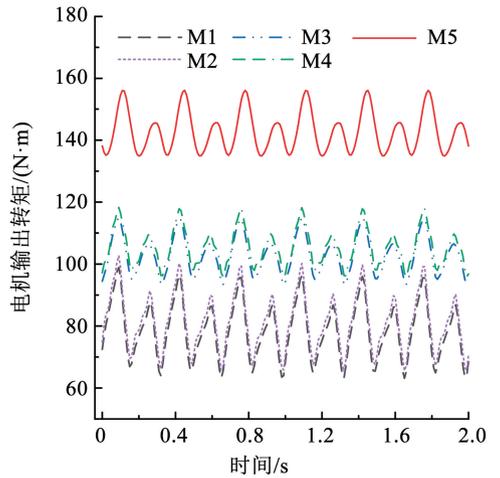
Fig. 15 Radial air gap flux density

图 16 为负载转矩对比,从图 15 (a) 中 M1、M2 电机与 M3、M4 电机可以发现,改变磁极结构和充磁方式能够提升电机输出转矩。M3、M4 电机较 M1、M2 电机输出转矩提升 31.0%,且转矩脉动下降 3.6%。M5 电机较 M4 电机输出转矩提升 39.6%,且转矩脉动下降 1.4%,负载转矩波形也相较光滑,所以采用 U 一磁极结构和 Halbach 充磁方式能够很好提高电机输出转矩。

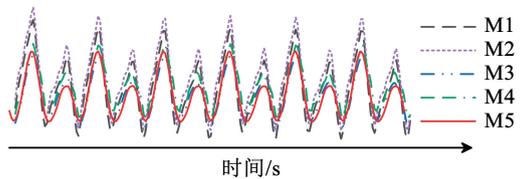
### 4.2 电磁振动

有效调制电机气隙磁通密度正弦度,降低径向气隙磁通密度谐波含量,进而降低径向电磁力能够很好抑制电机振动。

图 17、18 分别为 5 个电机结构在一时间处一对磁极下气隙径向气隙磁通密度和径向电磁力分布。从图 17 中可以发现所提 M5 电机结构一对磁极下负载气隙磁通密度相较于其余 4 个电机结构气隙磁通密度正弦度较高。且从图 18 中发现 M5 电机径向电磁力幅值与其与电机幅值基本相同,但其余值差异较明显。因此后续为减小计算量,选取 M1 电机与所提 M5 电机空间径向电磁力及噪声对比。



(a) 电机输出转矩对比



(b) 转矩脉动对比

图 16 电机输出转矩

Fig. 16 Motor output torque

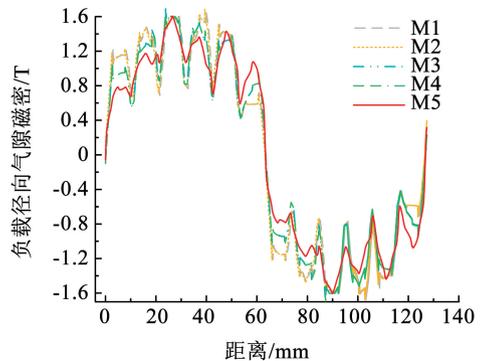


图 17 负载径向气隙磁通密度

Fig. 17 Load radial air gap flux density

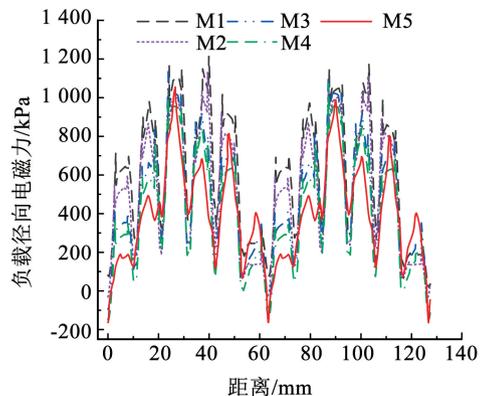


图 18 负载径向电磁力

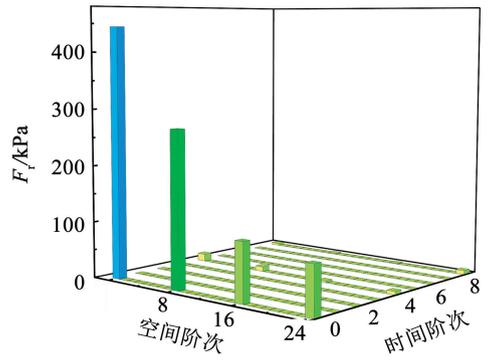
Fig. 18 Load radial electromagnetic force

图 19 为 M5、M1 电机结构径向电磁力时空分布图,可以粗略看出 M5 电机在时间 2 倍频和 6 倍频下基本没有径向电磁力;时间 4 倍频下随空间阶次增加径向电磁力在空间 16 次高幅值谐波会被抑制;8 倍频下空间径向电磁力在空间各阶次中均出现低幅值径向电磁力,数值大小还需要在各时间阶次下分析。

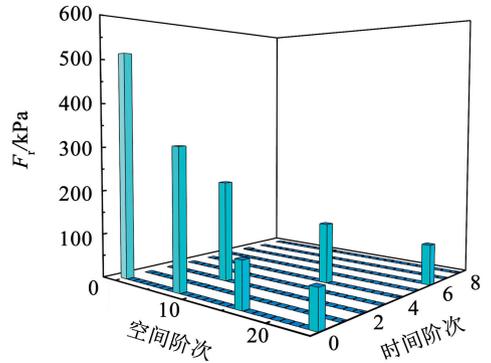
为进一步比较两种电机各个时间阶次下径向电磁力幅值大小,将每个时间阶次径向电磁力分解得到如图 20 所示。从图 20 (b)、20 (d) 中可以看出 2 倍频和 6 倍频下 M5 电机径向电磁力接近 0 kPa。

从时间基频径向电磁力分解可以看出,M5 电机在空间 0 和 8 阶次径向电磁力低于 M1 电机空间各阶次径向电磁力 10.0% 左右,16 阶次以上径向电磁力幅值与普通 U 型 M1 电机相差不大。

在时间 4 倍频高幅值的径向电磁力都被抑制为低幅值径向电磁力,空间低频段径向电磁力会出现增加,8 倍频时空间各阶次径向电磁力都会增加,但最高幅值仅为 7.5 kPa,对电机振动影响较小。



(a) M5 电机径向电磁力时空分布



(b) M1 电机径向电磁力时空分布

图 19 低频径向电磁力时空分布

Fig. 19 Low-frequency radial electromagnetic force distribution

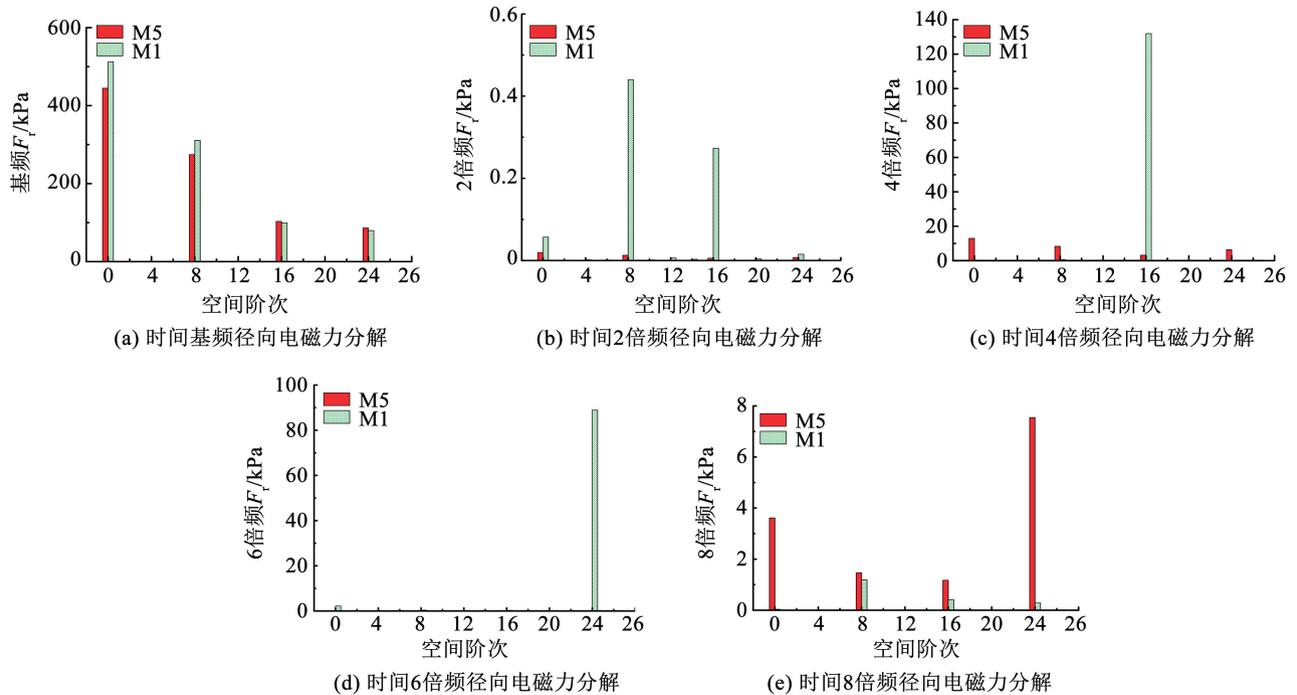


图 20 各时间阶次下径向电磁力

Fig. 20 Radial electromagnetic force at each time order

图 21 为两种电机不同频率下定子总成振动加速度,频率在 5 kHz 以内时振动加速度大幅降低,其中频率在 1、2、3、4 kHz 时振动加速度分别降低 83.3%、

71.1%、89.0% 和 46.7%。验证了 M5 电机结构对定子振动有抑制作用。

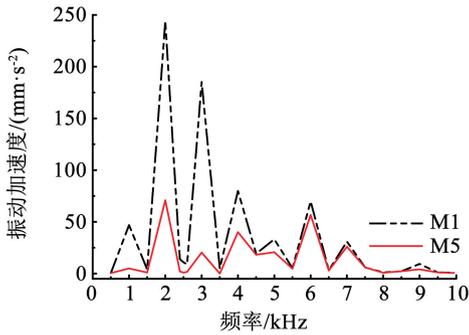


图 21 电机定子总成振动加速度

Fig. 21 Vibration acceleration of motor stator assembly

频率为 1、2、3、4 kHz 时,电机总成振动加速度主要由时间 2 倍频下的 8 阶径向电磁力  $F_r(8,2)$ 、时间 4 倍频下的 16 阶径向电磁力  $F_r(16,4)$ 、时间 6 倍频下的 24 阶径向电磁力  $F_r(24,6)$ 、时间 8 倍频下的 24 阶径向电磁力  $F_r(24,8)$  引起,U 一型电机转子结构能够很好降低  $F_r(8,2)$ 、 $F_r(16,4)$ 、 $F_r(24,6)$ 、 $F_r(24,8)$  幅值,使上述频率下振动加速度相应降低。

定子总成固有频率和电磁力频率相近时会引起共振现象,会增强电机振动噪声。定子总成各阶次固有频率见表 5。

表 5 定子总成各阶次固有频率

Tab. 5 Stator assembly inherent frequency of each order

阶次	频率/Hz	模态
2	907.63	
3	2 435.4	
4	3 665.3	
5	4 140.4	
0	4 846.5	

低频范围内定子总成各阶次固有频率与相应电磁力频率相比较,存在一定差距,因此不会引发定子总成与电磁力的共振现象。

### 4.3 噪声波动

分析定子总成振动加速度与定子固有频率,频率在 2 kHz 附近时两种电机振动加速度最大,会出现强振动,因此考虑电机定子固有频率与定子总成最大振动加速度下频率相近时分析额定转速下定子总成外表面声压级,结果见图 22。

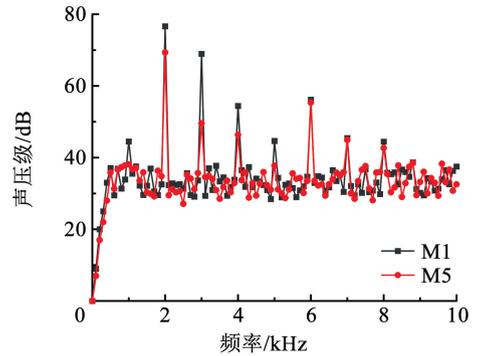


图 22 电机声压级对比

Fig. 22 Motor sound pressure level comparison

两种电机声压级趋势与定子振动趋势基本吻合,当频率为 1、2、3、4 kHz 时,U 一型电机 M5 噪声比普通 U 型电机 M1 分别下降 14.6%、10.0%、28.3%、16.7%,但频率为 6 kHz 时,U 一型电机较普通 U 型电机声压级提高 4 dB,证明 U 一型电机较普通 U 型电机有高电磁性能和低振动噪声的优越性,符合电机运行要求<sup>[24-25]</sup>。

### 4.4 转子机械强度

为进一步验证转子机械强度,对转子硅钢片(见图 23)及永磁体变形程度及等效应力(见图 24)进行验证,转子硅钢片等效应力最大值为 238.490 0 MPa,小于硅钢屈服强度 450 MPa,永磁体最大等效应力为 1.151 0 MPa,也小于永磁体屈服强度 80 MPa,转子最大总变形量为 0.087 0 mm(见图 25),永磁体最大总变形量 0.082 0 mm,转子硅钢及永磁体最大屈服强度和最大变形量相对转子外径 160 mm 影响较小。

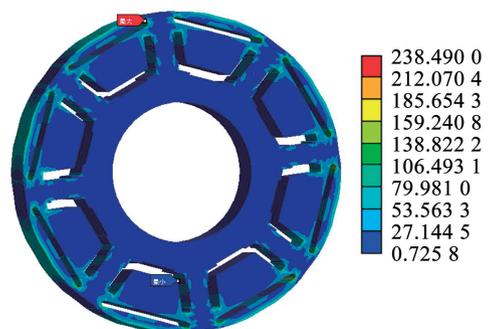


图 23 转子硅钢片等效应力

Fig. 23 Rotor magnet sheet equivalent force

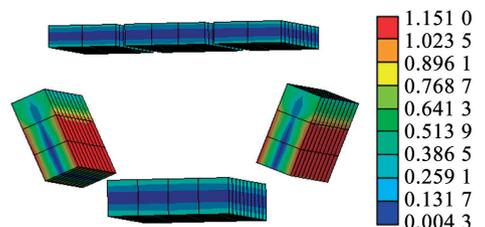


图 24 永磁体等效应力

Fig. 24 Permanent magnet equivalent force

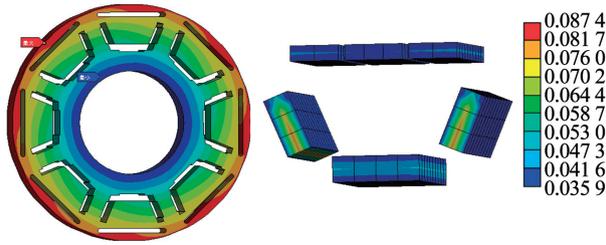


图 25 转子总变形量

Fig. 25 Total rotor deformation

## 5 结 论

1) 为提高内置 U 型磁极永磁同步电机电磁性能和抑制电机振动噪声, 提出 U—磁极结构结合转子开槽、Halbach 充磁方法。

2) U—结构 Halbach 充磁电机空载反电动势幅值比普通 U 型电机提高 53 V 提升 24.3%, 齿槽转矩下降 91.3%, 电机输出转矩提升 39.6%。

3) U—结构 Halbach 充磁电机在时间 2 倍频、4 倍频及 6 倍频下对径向 8、16 和 24 阶电磁力抑制效果明显, 且相较普通 U 型电机, 定子总成振动加速度在频率为 2、3 kHz 时下降趋势大, 下降率分别为 71.1%、89.0%。

4) 相比较普通 U 型电机, 电机周身声压级最大值下降 9 dB, 下降率为 10.1%, 电机噪声得到抑制。

## 参 考 文 献

- [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  
TANG Renyuan. Modern permanent magnet machines[M]. Beijing: China Machine Press, 1997
- [2] 陈萍, 唐任远, 佟文明, 等. 高功率密度永磁同步电机永磁体涡流损耗分布规律及其影响[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 1  
CHEN Ping, TANG Renyuan, TONG Wenming, et al. Permanent magnet eddy current loss and its influence of high power density permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2015, 30(6): 1. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2015.06.001
- [3] SUN Tao, KIM J M, LEE G H, et al. Effect of pole and slot combination on noise and vibration in permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(5): 1038. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2093872
- [4] 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
- [5] 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

- [6] 程明, 文宏辉, 曾煜, 等. 电机气隙磁场调制行为及其转矩分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(5): 921  
CHENG Ming, WEN Honghui, ZENG Yu, et al. Analysis of airgap field modulation behavior and torque component in electric machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(5): 921. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.90255
- [7] CHENG Ming, HAN Peng, HUA Wei. General airgap field modulation theory for electrical machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6063. DOI: 10.1109/TIE.2017.2682792
- [8] CHENG Ming, WEN Honghui, HAN Peng, et al. Analysis of airgap field modulation principle of simple salient poles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2628. DOI: 10.1109/TIE.2018.2842741
- [9] WEN Honghui, CHENG Ming, JIANG Yunlei, et al. Analysis of airgap field modulation principle of flux guides[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 4758. DOI: 10.1109/TIA.2020.3001252
- [10] KIM S I, LEE J Y, KIM Y K, et al. Optimization for reduction of torque ripple in interior permanent magnet motor by using the Taguchi method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(5): 1796. DOI: 10.1109/TMAG.2005.846478
- [11] ISHIKAWA T, YAMADA M, KURITA N. Design of magnet arrangement in interior permanent magnet synchronous motor by response surface methodology in consideration of torque and vibration[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(5): 1290. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2091399
- [12] 邢泽智, 王秀和, 赵文良, 等. 表贴式永磁同步电机电磁激励力波计算与定子振动特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(14): 5004  
XING Zezhi, WANG Xiuhe, ZHAO Wenliang, et al. Calculation of electromagnetic force waves and analysis of stator vibration characteristics of surface mount permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14): 5004. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.201361
- [13] 李泽星, 夏加宽, 刘铁法, 等. 基于极间虚齿的表贴式永磁电机六倍频振动噪声的削弱[J]. 电工技术学报, 2023, 38(5): 1287  
LI Zexing, XIA Jiakuan, LIU Tiefu, et al. Reduction of six times frequency vibration and noise of surface-mounted permanent magnet synchronous machines with interpolar virtual teeth[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(5): 1287. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.211436
- [14] HONG Jianfeng, WANG Shanming, SUN Yuguang, et al. Piecewise stagger poles with continuous skew edge for vibration reduction in surface-mounted PM synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8498. DOI: 10.1109/TIE.2020.3013535
- [15] 李泽星, 夏加宽, 刘铁法, 等. 基于分段交错不等磁极的表贴式永磁电机极频振动的削弱[J]. 电工技术学报, 2023, 38(4): 945  
LI Zexing, XIA Jiakuan, LIU Tiefu, et al. Reduction of pole-frequency vibration of surface-mounted permanent magnet synchronous machines with piecewise stagger unequal poles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 945. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.220020
- [16] XING Zezhi, ZHAO Wenliang, WANG Xiuhe, et al. Reduction of radial electromagnetic force waves based on PM segmentation in SPMSMs[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(2):

7507107. DOI: 10.1109/TMAG.2019.2952446

- [17] 高峰阳, 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/xjtxb202205018

- [18] 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

- [19] YANG I J, LEE S H, LEE K B, et al. A process to reduce the electromagnetic vibration by reducing the spatial harmonics of air gap magnetic flux density[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 8103006. DOI: 10.1109/TMAG.2020.3022844

- [20] 洪剑锋, 王善铭, 孙宇光, 等. 高模数电磁力对永磁电机电磁振动影响[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2446

HONG Jianfeng, WANG Shanming, SUN Yuguang, et al. The influence of high-order force on electromagnetic vibration of permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2446. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.201385

- [21] 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

- [22] 赵士豪, 陈进华, 张驰, 等. 不均匀气隙表贴式永磁同步电机磁场解析计算[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3502

ZHAO Shihao, CHEN Jinhua, ZHANG Chi, et al. Analytical calculation of magnetic field of permanent magnet synchronous motor with uneven air gap structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3502. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.210299

- [23] 高峰阳, 齐晓东, 李晓峰, 等. 部分分段 Halbach 永磁同步电机优化设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(4): 787

GAO Fengyang, QI Xiaodong, LI Xiaofeng, et al. Optimization design of partially-segmented Halbach permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(4): 787. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.191554

- [24] 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

- [25] 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

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)

## 会议通知 | 第八届机械、电子和工业工程国际学术会议 (MEIE2025)

第八届机械、电子和工业工程国际学术会议 (MEIE2025) 将于 2025 年 7 月 12—14 日在中国山西省太原市召开。本届大会由上海交通大学机械与动力工程学院主办, 中国质量发展研究院、太原科技大学、东华大学机械工程学院、电子科技大学自动化工程学院等单位协办, 《哈尔滨工业大学学报》是合作媒体之一。

MEIE 旨在为世界各地的学者、专家和研究提供一个高效的交流平台, 通过研讨会、特邀报告、口头和海报展示等形式, 共享在机械工程、电子工程和工业工程等相关领域的研究经验和最新成果, 探讨未来研究发展方向以及促进世界范围内的项目合作。

作为年度学术会议, 在过去的七年中, MEIE 系列已分别于宜昌 (2024)、三亚 (2023)、昆明 (2021)、杭州 (2019, 2018) 以及线上平台 (2022, 2020) 成功召开, 吸引了来自瑞典、加拿大、美国、澳大利亚、新加坡、韩国和马来西亚等超过 14 个国家和地区的与会者。往届出版的会议论文集均已完成 EI Compendex 和 Scopus 检索。

MEIE 2025 聚焦智能制造, 重点讨论工业互联网、智能机器、智能制造系统、半导体器件、光学超精密制造和光电传感器等话题, 为学术界和工业界搭建桥梁。

MEIE2025 官网: <http://www.icmeie.com/>