

DOI:10.11918/202504041

# 交替极混合磁路记忆电机多磁化状态优化设计及减振降噪

张政昊<sup>1</sup>, 高锋阳<sup>1</sup>, 岳文瀚<sup>1</sup>, 高建宁<sup>2</sup>, 陈湛江<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 210000)

**摘要:** 针对记忆电机电磁特性调控与振动噪声抑制问题, 本文提出新型复合拓扑结构: 定/转子开辅助槽, 采用 NdFeB-AlNiCo 混合型永磁体构建动态磁路, 配合分段 Halbach 充磁构型。首先, 建立记忆电机等效磁路解析模型及瞬态电磁-机械耦合有限元模型, 求解振动噪声解析表达式; 其次, 针对多种磁化状态下的不同性能要求, 设计基于参数灵敏度权重的极端工况分级优化策略, 根据所提方法对拓扑结构参数进行优化; 最后, 进行电磁-结构-声学多物理场耦合仿真分析。电磁性能验证结果表明, 优化后的电机在宽域调磁范围内保持稳定转矩输出特性。研究结果表明: 与原型电机相比, 改进方案在显著提升多磁化状态电磁性能的基础上, 有效抑制了定子齿部的振动加速度峰值, 降低了声压级, 并可有效规避共振频率, 从而实现了电机声振特性的整体优化。

**关键词:** 电磁特性; 混合磁路; 记忆电机; 径向电磁力; 振动噪声

**中图分类号:** TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2026)05-0011-14

## Multi-magnetization optimization design and vibration-noise reduction of consequent-pole hybrid magnetic circuit memory motor

ZHANG Zhenghao<sup>1</sup>, GAO Fengyang<sup>1</sup>, YUE Wenhan<sup>1</sup>, GAO Jianning<sup>2</sup>, CHEN Zhanjiang<sup>1</sup>

(1. School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;  
2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210000, China)

**Abstract:** To address the challenges of electromagnetic characteristics regulation and vibration-noise suppression in memory motors, this paper proposes a novel composite topology structure. This design incorporates auxiliary slots in both the stator and rotor, utilizes NdFeB-AlNiCo hybrid permanent magnets to construct a dynamically reconfigurable magnetic circuit, and employs a segmented Halbach magnetization configuration. First, an equivalent magnetic circuit analytical model and a transient electromagnetic-mechanical coupled finite element model are established for the memory motor, enabling the derivation of analytical expressions for vibration and noise. Second, accounting for diverse performance requirements under multiple magnetization states, a hierarchical optimization strategy based on parametric sensitivity weighting is developed for extreme operating conditions. Using this method, the structural parameters of the proposed topology are optimized. Finally, multiphysics co-simulation integrating electromagnetic, structural, and acoustic domains is performed. Electromagnetic validation results demonstrate that the optimized motor maintains stable torque output characteristics across a wide flux-regulation range. Comparative studies reveal that compared to the baseline motor, the proposed design significantly enhances electromagnetic performance under multiple magnetization states while effectively suppressing peak vibration acceleration in stator teeth, reducing sound pressure levels, and achieving superior resonance frequency avoidance characteristics. This approach comprehensively optimizes the motor's vibroacoustic behavior.

**Keywords:** electromagnetic characteristics; hybrid magnetic circuit; memory machine; radial electromagnetic force; vibration noise

在电动汽车驱动系统领域, 交替极 (consequent-pole, CP) 结构因低成本、高效率和高转矩密度等优点成为研究热点<sup>[1-2]</sup>。然而, 传统交替极永磁电机

采用高矫顽力永磁体作为励磁源, 其磁通调节能力相对较弱。为了在高速区域实现弱磁, 通常须持续施加过大的 d 轴电流, 这将导致铜损增加和总效率

收稿日期: 2025-04-14; 录用日期: 2025-06-21; 网络首发日期: 2025-08-29

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.T.20250829.0926.008>

基金项目: 国家自然科学基金(52267004)

作者简介: 张政昊(2000—), 男, 硕士研究生; 高锋阳(1970—), 男, 教授, 博士生导师

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

降低<sup>[3]</sup>。记忆电机采用低矫顽力 (low coercive force, LCF) 永磁体, 因此, 可以通过施加不同的电流脉冲来改变其磁化状态 (magnetization state, MS), 进而灵活调节气隙磁场。然而, 由于 LCF 永磁体的磁能积非常低, 仅以其作为励磁源的电机常具有较低的转矩密度且易发生负载退磁, 限制了其在电动汽车领域的广泛应用。变磁通记忆电机 (variable flux memory motor, VFMM) 的提出成为解决宽速域下电机铜耗问题的一个新方案<sup>[4]</sup>。

为提升转矩密度并增强负载抗退磁能力, 国内外学者相继提出了结合高矫顽力 (high coercive force, HCF) 永磁体与 LCF 永磁体的混合永磁 VFMM。根据 VFMM 磁路结构, 可将其分为: 串联磁路型<sup>[5-7]</sup>、并联磁路型<sup>[8]</sup> 以及混合磁路型 (hybrid magnetic circuit, HMC)<sup>[9-10]</sup>。诸自强等<sup>[5]</sup> 提出一种双层“一 + V”型串联磁路结构, HCF 永磁体对 LCF 永磁体具有反向磁保护作用, 使电机同时具备高转矩密度和良好的抗负载退磁能力, 但调磁范围仍受到一定限制。在并联磁路结构中, HCF 永磁体和 LCF 永磁体的交叉耦合效应显著拓宽了调磁范围, 但降低了其抗负载退磁能力, 增加了意外退磁风险<sup>[8]</sup>。杨辉等<sup>[9]</sup> 采用 HMC, 但过多配置 HCF 永磁体会导致转子出现严重磁饱和现象, 致使调磁范围过窄。林鹤云等<sup>[10]</sup> 将可变漏磁通的设计思想引入记忆电机形成新型 HMC, 使调磁范围显著上升, 但转矩密度出现明显下降, 影响了电机额定状态下的电磁性能。

在电动汽车用永磁同步电机设计中, 振动性能已成为继高效率、低成本、宽速域之后的核心评价指标, 其优化效果直接决定车辆 NVH (noise, vibration, harshness) 表现, 对乘客舒适性和城市噪声污染控制具有双重工程意义。电机振动噪声主要来源于电磁振动、机械振动以及空气振动。其中, 由电磁振动引起的电机振动成为国内外学者研究热点<sup>[11-12]</sup>。任杰等<sup>[13]</sup> 针对内置式永磁同步电机, 提出了一种将有限元法与磁动势-磁导法相结合的电磁力波计算方法。陈斌等<sup>[14]</sup> 分析了交替极电机中永磁极和铁芯极对径向电磁力的影响。Liang 等<sup>[15]</sup> 提出了定子齿面调制的解析模型, 直观地分析定子齿面调制对电磁径向力的影响。

通过合理优化电机结构参数以及永磁体充磁方式, 可以提升电机的电磁性能。然而, 仅考虑单一电磁场的性能, 已无法满足电动汽车对驱动电机的需求。因此, 随着电机设计中涉及的多物理场优化目

标和参数不断增加, 多目标优化已成为电机设计中的必要方法。王晨等<sup>[16]</sup> 提出了一种聚磁式永磁轮毂电机, 基于响应面法和改进布谷鸟算法进行电机结构多目标优化, 改进后的算法具有更优收敛性和精确度, 所提优化模型显著提升了电机转矩密度和弱磁范围。高建宁等<sup>[17]</sup> 提出了一种结合参数敏感度分层和响应面法的拓扑协同优化方案, 对电磁场等多物理场进行了多目标优化。上述电机优化研究方案仅针对传统永磁同步电机对于单一 MS 进行优化, 但 VFMM 中 LCF 永磁体存在多种磁化状态, 仅考虑单一磁化状态 (MS) 的优化, 难以实现全局性能最优, 亦无法充分体现 VFMM 的多磁化状态调控优势。

为此, 针对 CPHMC-VFMM (consequent-pole hybrid magnetic circuit-Variable Flux memory motor) 的振动噪声问题, 本文提出一种基于敏感度分层的多极磁化状态分级优化方案。首先, 针对记忆电机工作原理及电机的振动噪声进行理论分析, 并构建电机有限元模型; 其次, 对拓扑结构参数采用多极端磁化状态分级优化方案; 再次, 分析电机在两种稳定磁化状态下的电磁性能; 最后, 将优化后的电机结构在多物理场中仿真分析振动噪声。

## 1 CPHMC-VFMM 结构及调磁分析

### 1.1 电机结构

图 1 所示为 CPHMC-VFMM 拓扑 (参数详见表 1) 通过“一型”并联与“V 型”串联混合布局实现双永磁体磁路耦合。该拓扑结构在保证良好调磁范围的同时, 确保电机的基本电磁性能和抗负载退磁能力。此外, 通过采用交替极结构和 Halbach 充磁技术, 可显著缓解因永磁体过量配置引发的转矩密度衰减现象。

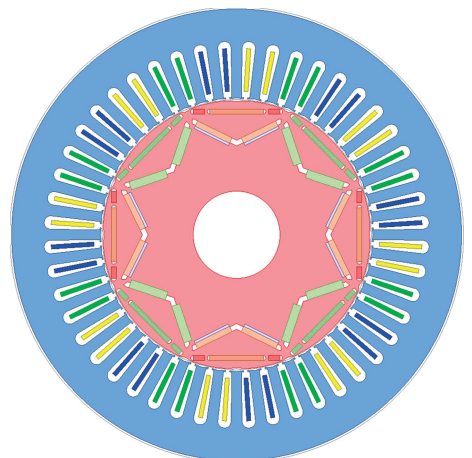


图 1 电机模型示意图

Fig. 1 Motor model schematic

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	转子外径/mm	额定转速/(r · min <sup>-1</sup> )	永磁极材料	铁芯极材料
48	4	270	162	161	8 000	NdFe35/Alnico9	DW315

1.2 调磁分析

基于图2的LCF永磁体磁滞特性曲线进行调磁分析。将LCF永磁体的最大正向、反向以及被完全去磁磁化状态分别用100%MS、-100%MS和0%MS表示。在退磁过程中,假设LCF永磁体初始工作点在 $P_1$ 。当开始施加退磁脉冲电流时,永磁工作点将沿局部磁滞回线 $M_1$ 、 $M_2$ 下降,并最终稳定在 $M_2$ 点。然后,工作点将沿着回复线 $M_2$ - $P_2$ 移动,若此时去掉退磁脉冲电流,永磁体工作点稳定在 $P_2$ 。同样,在充磁过程中,假设初始工作点位于 $P_2$ 处,当施加再磁化脉冲电流时,工作点将沿着曲线 $N_2$ - $N_1$ 上升并最终到达 $N_1$ 。然后,工作点将沿着回复线 $N_1$ - $P_1$ 移动,若此时去掉再磁化电流脉冲,永磁体工作点最终稳定在 $P_1$ 。

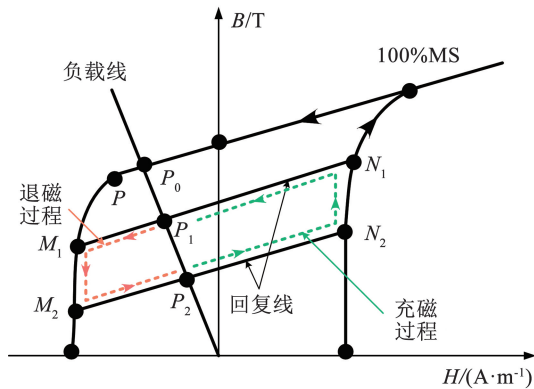
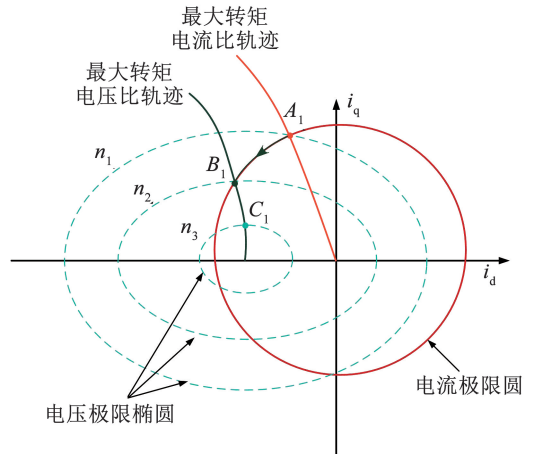


图2 LCF永磁体简化磁滞模型

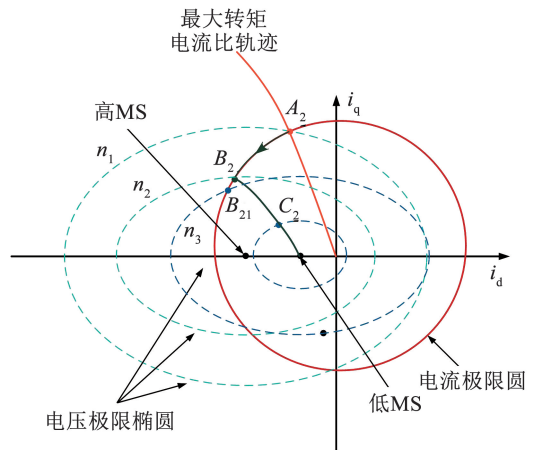
Fig.2 Simplified hysteresis model of LCF permanent magnet

如图3所示,在永磁同步电机的定子电流矢量轨迹中, $A$ 、 $B$ 、 $C$ 三点分别表征了不同转速下电机运行状态及其弱磁能力核心特性, $i_d$ 为定子电流在磁场定向坐标系中与转子磁链同向的直轴分量, $i_q$ 为与转子磁链正交的交轴分量。点 $A$ 对应转速 $n_1$ ,是电压极限椭圆与电流极限圆的交点,同时位于最大转矩电流比(MTPA)轨迹上,此时电机以最大恒定转矩运行,永磁体磁链( $\Psi_m$ )处于饱和状态,反电动势与输入电压平衡,无需弱磁控制。当转速由 $n_1$ 增至 $n_2$ 时,定子电流矢量端点沿电流极限圆从点 $A$ 移动至点 $B$ ,后者为最大转矩电压比(MTPV)轨迹与速度 $n_2$ 下电流极限圆的交点,标志着弱磁控制的启动;通过注入负直轴电流( $i_d < 0$ )削弱磁链以抵消反电动势的上升,从而在电压约束下扩展转速范围。随着转速进一步增至最大值 $n_3$ ,电流矢量端点沿最

大转矩电压比(MTPV)轨迹由点 $B$ 移动至点 $C$ ,此时直轴电流达到负向最大值,磁链被深度削弱,反电动势降至极限,但转矩输出显著受限。



(a) 传统IPMSM



(b) VFMM

图3 定子电流矢量轨迹

Fig.3 Stator current vector trajectories

传统内置式永磁同步电机在不同转速下的电压极限椭圆呈现同心结构(图3(a)),其弱磁能力取决于电压极限椭圆与电流极限圆的交互作用。相比之下,采用LCF永磁体的VFMM在高MS时,与传统IPMSM的电压极限椭圆特性一致,如图3(b)所示。然而,当LCF永磁体处于低MS时,由于 $\Psi_m$ 的减少,电压极限椭圆的中心点向右移动,导致MTPV轨迹与电流极限圆的交点从 $B_2$ 点移动至 $B_{21}$ 点。这表明,VFMM在低MS状态下,通过磁链的动态调节进一步增强了弱磁能力,其最大转速比( $n_3/n_1$ )得以提升。通过电机结构参数设计与控制策略的协同,

有效提升了电机弱磁能力。

通过脉冲式磁化/退磁激励,使得 LCF 永磁的磁化状态发生改变,并且由于磁滞效应使其可以被“记忆”,从而实现对气隙磁通大小的灵活调节,使电压极限椭圆的圆心位置更趋近于电流极限圆,有效拓宽电机的运行速度。

### 1.3 磁路分析

如图 4 所示分别建立所提电机模型的 +100% MS 和 -100% MS 的等效磁路模型,分析其调磁性能。

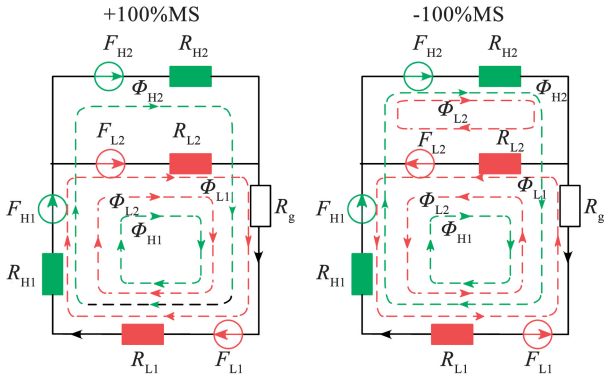


图 4 CPHMC-VFMM 等效磁路

Fig. 4 CPHMC-VFMM equivalent magnetic circuit

在两种 MS 下的空载峰值气隙磁通分别为:

$$\varphi_{g-100\%} = \frac{(F_{L2} + F_{L1} + F_{H1})(R_{L2} + R_{H2})}{R_{L2}^2 + (R_{L1} + R_{H1} + R_{L2} + R_g)(R_{L2} + R_{H2})} - \frac{R_{L2}(F_{H2} - F_{L2})}{R_{L2}^2 + (R_{L1} + R_{H1} + R_{L2} + R_g)(R_{L2} + R_{H2})} \quad (1)$$

$$\varphi_{g-100\%} = \frac{(-F_{L2} - F_{L1} + F_{H1})(R_{L2} + R_{H2})}{R_{L2}^2 + (R_{L1} + R_{H1} + R_{L2} + R_g)(R_{L2} + R_{H2})} - \frac{R_{L2}(F_{H2} + F_{L2})}{R_{L2}^2 + (R_{L1} + R_{H1} + R_{L2} + R_g)(R_{L2} + R_{H2})} \quad (2)$$

式中:  $F_{H1}$  和  $F_{H2}$  分别为位于不同位置的 HCF 永磁体所产生的等效磁动势;  $R_{H1}$  和  $R_{H2}$  为其磁阻;  $F_{L1}$  和  $F_{L2}$  分别为工作在不同位置的 LCF 永磁体所产生的等效磁动势;  $R_{L1}$  和  $R_{L2}$  为其磁阻;  $R_g$  为气隙磁阻。

结合式(1)与式(2), CPHMC-VFMM 的调磁性能  $K_{FR}$  可由  $\varphi_{g-100\%}$  和  $\varphi_{g-100\%}$  比值表示为

$$K_{FR} = \frac{\varphi_{g-100\%}}{\varphi_{g-100\%}} = \frac{(F_{L2} + F_{L1} + F_{H1})(R_{L2} + R_{H2}) - R_{L2}(F_{H2} - F_{L2})}{(-F_{L2} - F_{L1} + F_{H1})(R_{L2} + R_{H2}) - R_{L2}(F_{H2} + F_{L2})} \quad (3)$$

## 2 振动噪声原理

### 2.1 气隙磁通密度

通过磁动势-磁导法计算电机气隙磁密,首先分别推导电枢磁动势和永磁磁动势表达式;其次,计

算在考虑定、转子电机开槽影响下的气隙磁导;最后,分别求解径向与切向气隙磁密分量。气隙磁通密度由电枢磁场与永磁磁场共同作用形成,且包含径向分量与切向分量。径向气隙磁密( $B_r$ )和切向气隙磁密( $B_t$ )分别表示为

$$\begin{cases} B_r = B_{ra} + B_{rp} \\ B_t = B_{ta} + B_{tp} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $B_{ra}$ 、 $B_{rp}$  分别表示电枢磁场径向气隙磁密和永磁磁场径向气隙磁密;  $B_{ta}$ 、 $B_{tp}$  分别表示电枢磁场切向气隙磁密和永磁磁场切向气隙磁密。

电枢磁动势基于绕组函数法,并结合电枢绕组电流进行计算,其径向分量和切向分量分别为:

$$\begin{cases} F_{ra} = \sum_v F_v \cos(\omega t \pm vpa + \varphi) \\ F_{ta} = \sum_v F_v \sin(\omega t \pm vpa + \varphi) \end{cases} \quad (5)$$

$$F_v = \frac{2\sqrt{2}}{v\pi} 2qNk_{dv}k_{pv}I \quad (6)$$

式中:  $F_v$  为  $v$  次电枢磁动势幅值;  $q$  为每极每相槽数;  $N$  为每槽导体数;  $k_{dv}$  和  $k_{pv}$  分别为  $v$  次谐波定子绕组分布因数和节距因数;  $I$  为线圈通入的电流;  $\omega$  为电流角频率;  $t$  为时间;  $v$  为磁动势谐波阶次,  $v = 6k \pm 1$ ,  $k$  为正整数;  $\varphi$  为磁动势初相角;  $p$  为极对数;  $a$  为转子旋转机械角度。

忽略铁芯饱和,永磁体产生的永磁磁动势径向和切向分量分别为

$$\begin{cases} F_{rp} = \sum_{\mu} F_{\mu} \cos \mu(pa - \omega t) \\ F_{tp} = \sum_{\mu} F_{\mu} \sin \mu(pa - \omega t) \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\mu$  为永磁磁动势谐波阶次;  $F_{\mu}$  和  $F_{\mu}$  分别为  $\mu$  次谐波径向与切向磁动势幅值;  $\mu = 2k - 1$ ,  $k$  为正整数。

考虑定、转子开槽和转子凸极影响下的气隙相对磁导表示为<sup>[18]</sup>:

$$\Lambda_g(\alpha, t) = \Lambda_0 \lambda_g(\alpha, t) \quad (8)$$

$$\lambda_g(\alpha, t) = \lambda_{g1}(\alpha) \lambda_{g2}(\alpha, t) \quad (9)$$

$$\begin{cases} \lambda_{g1}(\alpha) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(s_1 k \alpha) \\ \lambda_{g2}(\alpha, t) = 1 + \sum_{l=1}^{\infty} A_l \cos[s_2 l(\alpha - \omega_1 t)] \end{cases} \quad (10)$$

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;  $s_1$  和  $s_2$  为导磁函数的空间周期系数;  $\omega_1$  为转子角频率;  $\Lambda_0$  为气隙磁导率中常数分量;

$\alpha$  为空间角, 表示气隙圆周上的周向位置。

将式(5)、(7)和(10)带入式(11)中, 即可分别得到径向和切向气隙磁密表达式

$$B(\alpha, t) = F(\alpha, t) \cdot \Lambda(\alpha, t) \quad (11)$$

### 2.2 电磁力波

电磁力波主要作用于定子齿部, 具有明显的时空耦合特性, 并随时间与空间发生周期性变化, 其力的分量包括径向力与切向力。根据麦克斯韦应力张量法, 径向和切向电磁力表示为

$$\begin{cases} P_r = \frac{B_r^2 - B_t^2}{2\mu_0} \approx \frac{B_r^2}{2\mu_0} \\ P_t = \frac{B_r B_t}{\mu_0} \end{cases} \quad (12)$$

将式(11)带入式(12)中, 得到的径向电磁力波由6部分组成, 如表2所示。

$$P_r(\alpha, t) = \frac{B_r(\alpha, t)^2}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} [F_a(\alpha, t) + F_p(\alpha, t)]^2 \Lambda_g(\alpha, t)^2 \quad (13)$$

表2 径向电磁力分类

Tab. 2 Radial electromagnetic force classification

来源	空间阶次	频率
永磁磁场自身作用	$(\mu_1 \pm \mu_2)p$	$(\mu_1 \pm \mu_2)f$
永磁磁场与定子开槽相互作用	$(\mu_1 \pm \mu_2)p \pm kz$ $(\mu_1 \pm \mu_2)p \pm (k_1 \pm k_2)z$	$(\mu_1 \pm \mu_2)f$
永磁场与电枢磁场相互作用	$\mu p \pm v\alpha$	$(\mu \pm S_v)f$
永磁磁场、定子开槽与电枢磁场相互作用	$\mu p \pm v\alpha \pm kz$ $\mu p \pm v\alpha \pm (k_1 \pm k_2)z$	$(\mu \pm S_v)f$
电枢磁场自身作用	$(v_1 \pm v_2)\alpha$	$(S_{v1} \pm S_{v2})f$
电枢磁场与定子开槽相互作用	$(v_1 \pm v_2)\alpha \pm kz$ $(v_1 \pm v_2)\alpha(k_1 \pm k_2)z$	$(S_{v1} \pm S_{v2})f$

### 2.3 定子模态

电机振动满足基本动力学方程

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = F(t) \quad (14)$$

式中:  $M$ 、 $C$ 、 $K$  分别为质量矩阵、阻尼矩阵和刚度矩阵;  $\ddot{x}$ 、 $\dot{x}$  和  $x$  分别为加速度矢量、速度矢量和位移矢量;  $F(t)$  为简谐激振力矢量, 在无外部激励作用时,  $F(t) = 0$ 。

将定子铁芯近似等效为一个圆环模型, 求得定子铁芯  $m$  阶周向模态频率为

$$f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_m}{M_m}} \quad (15)$$

式中  $K_m$  和  $M_m$  分别为定子系统的弹性模量和质量。

电机的各阶次模态频率为

$$\begin{cases} f_0 = \frac{1}{\pi D_c} \sqrt{\frac{E_c}{\rho_c k_i k_{md}}} \\ f_1 = \sqrt{\frac{6D_c^2}{1 + h_c^2 \frac{k_{mr}}{k_{md}}}} f_0 \\ f_{n \geq 2} = k_a \frac{n^3 - n}{\sqrt{n^2 + 1}} \cdot \sqrt{\frac{h_c^2 (n^4 - n^2) \left(4 + \frac{k_{mr}}{k_{md}}\right) + \frac{3}{n^2}}{3(n^2 + 1)D_c^2}} f_0 \\ k_{md} = 1 + \frac{M_l + M_w + M_i}{M_c} \\ k_{mr} = 1 + \frac{sc_l L_i h_t^2}{\pi D_c I_c} \left(1 + \frac{M_w + M}{M_l}\right) \cdot (4h_t^2 + 6h_c h_t + 3h_c^2) \\ I_c = \frac{h_c^2 L_i}{12} \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $D_c$  为定子平均直径,  $E_c$  和  $\rho_c$  分别对应材料的弹性模量与密度特性;  $k_i$  表征铁芯叠压工艺系数,  $k_{md}$  为考虑位移场的等效质量系数。质量项包括绕组质量  $M_w$  及其绝缘材料质量  $M_i$ , 轭部质量  $M_c$  与齿部质量  $M_l$ ;  $s$  为定子齿数,  $c_l$  和  $h_t$  分别为定子齿宽和齿高,  $I_c$  为以定子铁芯中心线为参考轴的转动惯量。  $k_a$  为支撑系数。

### 2.4 电磁振动

电机振动的主要激励源包括径向电磁力及定子系统周向模态谐波。将电机外壳等效为一个单层圆环结构, 在其受到径向电磁力作用时, 第  $m$  阶周向模态的振幅  $A_m$  可表示为

$$A_m = \frac{F_m/M}{(f_m^2 - f_r^2)^2 + 4\zeta_m^2 f_m^2 f_r^2} \quad (17)$$

式中:  $F_m$  为第  $m$  阶力波幅值;  $M$  为力波阶次;  $f_r$  为  $r$  阶力波的振动频率;  $f_m$  为  $m$  阶周向模态的固有频率;  $\zeta_m$  为  $m$  阶周向模态的阻尼比。

激振力作用产生的定子形变量

$$D_s \approx \frac{F_m}{(M^2 - 1)^2} \left[ 1 / \left( 1 - \left( \frac{f_r}{f_m} \right)^2 \right) \right] \quad (18)$$

由式(18)可知, 定子形变量与力波阶数的四次方成反比。因此, 力波阶数越小, 对电磁振动的影响越显著, 为此将低阶径向电磁力波作为主要研究对象。

### 2.5 噪声分析

采用解析法对电机进行噪声分析, 空气中电机定子辐射声功率表示为

$$W = \pi \rho c R L \omega_n^2 Y_n^2 I_0 \quad (19)$$

式中： $I_0$ 为相对声强辐射系数， $\rho$ 为空气密度， $c$ 为空气中声速， $R$ 和 $L$ 分别为电机定子的外半径和轴向长度， $\omega_n$ 为 $n$ 阶振动角频率， $Y_n$ 为定子表面 $n$ 阶振动形变。

假设定子质量分布均匀，并将定子视为无槽环型结构，此外，定子齿与绕组被等效为定子的附加质量，仅考虑定子轭部形变。计算可得 $n$ 阶形变<sup>[19]</sup> $Y_n$ 为：

$$Y_0 = \frac{R_s R_y}{E h_y} P_0 \quad (20)$$

$$Y_{n=2} = \frac{12 R_s R_y^3}{E h_y^3 (m^2 - 1)^2} P_{n=2} \quad (21)$$

式中： $R_s$ 为定子轭内半径， $R_y$ 为定子轭平均半径， $h_y$ 为定子轭厚度， $E$ 为定子铁芯弹性模量。

### 3 多 MS 协同分层优化

#### 3.1 优化方案

为实现 CPHMC-VFMM 的全局最优性能，本文提出了如图 5 所示的结构参数分层优化设计流程。流程通过参数化建模、参数敏感度分析与多目标优化 3 个阶段实现。

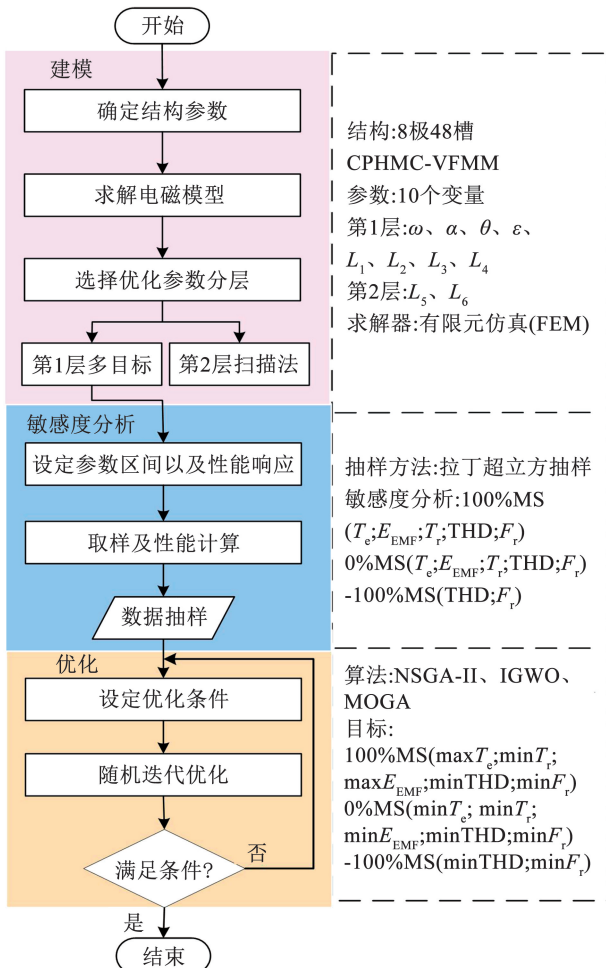


图 5 电机设计流程

Fig. 5 Motor design process

#### 1) 参数化建模

以 8 极 48 槽 CPHMC-VFMM 为研究对象，选取 10 个关键结构参数 (第 1 层:  $\omega$ 、 $\alpha$ 、 $\theta$ 、 $\varepsilon$ 、 $L_1 \sim L_4$ ; 第 2 层:  $L_5$  和  $L_6$ ) 作为设计变量，建立变量间函数关系与参数交互模型。

#### 2) 参数敏感度分析

采用拉丁超立方抽样生成参数样本，确保各参数区间被均匀覆盖，减少抽样随机性对结果的影响，根据变量数量，在预设参数区间内抽取 720 个样本生成样本集，通过有限元仿真计算电磁转矩 ( $T_e$ )、反电动势 ( $E_{EMF}$ )、转矩脉动 ( $T_r$ )、谐波畸变率 (THD) 及径向电磁力 ( $F_r$ ) 等性能响应，量化变量对各指标的敏感性权重。

#### 3) 分层多目标优化

第 1 层: 采用多目标优化算法 (NSGA-II、MOIGWO、MOGA)，以  $T_e$ 、 $T_r$ 、 $E_{EMF}$ 、THD 及  $F_r$  为目标，优化主设计参数；第 2 层: 通过参数扫描法精细化调整参数 ( $L_5$  和  $L_6$ )，确保全局最优解。

与仅采用 HCF 永磁体的传统永磁同步电机相比，VFMM 因其 LCF 永磁体的调磁能力，具备多磁化状态调控能力。故单磁化状态优化策略易导致调磁范围与负载转矩之间的矛盾。与此同时，定/转子拓扑的磁-力耦合特性以及不同拓扑参数之间的相互作用十分显著，传统单一的参数优化方法容易使优化目标最优解出现冲突，从而陷入局部最优解。因此，考虑到 VFMM 电机在多 MS 状态和多物理场作用下的复杂性，提出一种基于多 MS 协同分层的多目标优化方案。该方案首先选定优化参数，如图 6 所示，进行电磁性能分析，并将多个参数进行分层处理。第 1 层采用多目标优化，第 2 层则采用基于第 1 层的优化结果，通过扫描法进一步优化。在第 1 层中，提出一种面向混合永磁记忆电机的多极端磁化状态分级优化方案。针对记忆电机在多种极端磁化状态下电磁性能的复杂耦合问题，创新性地引入敏感性主导的分阶优化策略，系统性地平衡转矩输出质量、反电动势波形正弦度以及振动噪声抑制需求，实施三阶段多物理场协同优化，具体如下。

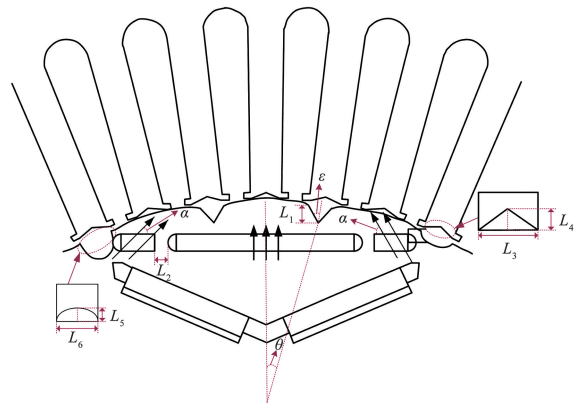


图 6 参数示意图

Fig. 6 Parameter diagram

1) 基于图7的敏感度分布分析, 敏感度数值越大代表参数对目标的影响权重越大, 根据敏感度大小差异以及参数间相互作用将结构参数和目标分为3类: 首先, 以提升转矩综合性能为主要优化目标, 其中“V型”永磁体开口大小  $\omega$ , Halbach 充磁角度  $\alpha$  以及“一型”永磁体间距  $L_2$  对两种磁化状态下的电磁转矩和转矩脉动敏感度均达到 30% 以上,  $\omega$  对 0% MS 的电磁转矩敏感度最大达到 38%, 故将  $\omega$ 、 $\alpha$  以及  $L_2$  作为初期优化阶段优化参数; 其次, 针对空载反电动势 (back-EMF) 特性展开优化, 以增强电机运行的稳定性。相较于其他仍未优化变量, 直轴槽所处位置  $\theta$ 、扇形槽开口宽度  $\varepsilon$  对全 MS 的空载反电动势敏感度均达到 25% 以上, 扇形槽深  $L_1$  仅在 100% MS 敏感度较小, 但考虑 3 种参数的相互作用影响, 因此将  $\theta$ 、 $\varepsilon$  以及  $L_1$  作为中期优化参数; 最后, 聚焦径向电磁力的抑制, 旨在实现电机的减振降噪目标。剩余未优化变量中定子槽长  $L_3$  在全 MS 对径向电磁力敏感度均达到 35% 以上, 100% MS 敏感度达到 40%, 且考虑到定子槽长  $L_3$  以及定子槽深  $L_4$  的相互作用影响, 将两者共同作为末期优化参数。

2) 初期优化阶段以提升电磁转矩综合性能为核心目标, 基于全局敏感性分析遴选转矩均值及转矩脉动在 100% MS 以及 0% MS 下的敏感性参数, 结合 NSGA-II 算法求解高转矩密度-低转矩脉动协同优化解集。

3) 中期优化阶段聚焦电机的空载特性, 针对反电动势幅值与谐波畸变率之间存在冲突的敏感性参数, 利用 Kriging 代理模型建立多项式响应面, 以电机效率为约束条件, 结合改进灰狼优化算法优选低 THD 下的最大化 100% MS 空载反电动势幅值以及最小化 0% MS 空载反电动势幅值方案, 以实现最大的调速范围。

4) 末期优化阶段面向 3 个典型极端磁势工况 (-100% MS、0% MS、100% MS), 采用 MOGA 算法, 通过寻求最小径向电磁力幅值  $F_r$ , 最大程度地实现全工况下的最小振动噪声。

5) 对筛选得到的解归一化并加权, 以计算各个解综合评分, 其中评分最高解作为最优解, 计算公式为

$$S = \omega_1 A^* + \omega_2 B^* + \omega_3 C^* + \omega_4 D^* + \omega_5 E^* + \omega_6 F^* \quad (22)$$

式中:  $A^* \sim F^*$  为各个阶段优化目标的归一化后值, 其中,  $T_e$ 、 $E_{EMF}$  最大值为 1, 最小值为 0,  $T_r$ 、THD 以及  $F_r$  最大值为 0, 最小值为 1,  $\omega_1 \sim \omega_6$  为加权系数。

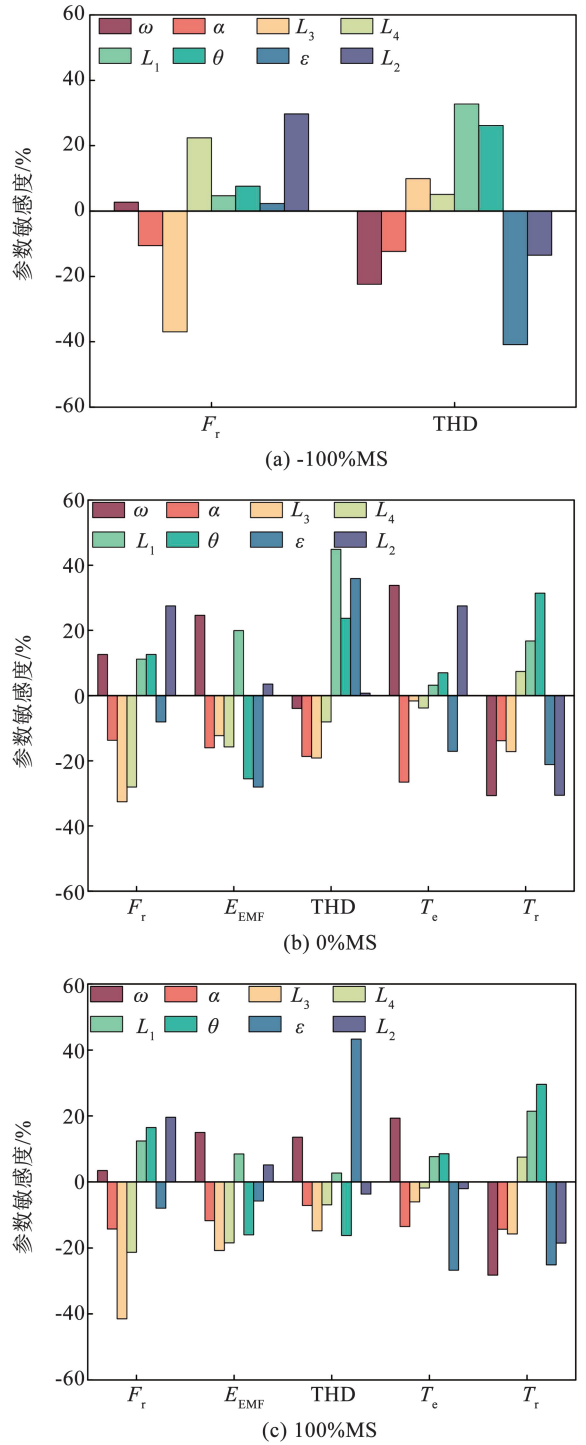


图7 参数敏感度分析

Fig. 7 Parameter sensitivity analysis

### 3.2 改进灰狼优化算法

灰狼优化 (grey wolf optimizer, GWO) 算法是一种基于灰狼群体捕猎行为的群智能优化算法, 其优化机制源于灰狼个体之间的协作与竞争关系, 通过模拟灰狼在自然环境中追踪、包围及攻击猎物的过程来搜索问题的最优解。GWO 算法的核心流程涵盖灰狼社会等级划分、围捕猎物、攻击猎物以及搜寻猎物等多个环节, 体现了自然界捕食策略在优化问题求解中的有效应用。

为克服 GWO 算法在种群多样性不足、开发与探索能力不平衡,以及过早收敛等问题,提出维度学习式狩猎 (dimension-learning hunting, DLH) 策略,该策略通过维度学习机制增强局部搜索和全局搜索之间的平衡性,使个体灰狼在狩猎过程中能够借助邻域个体的信息进行学习,从而提升算法的搜索能力并有效维持种群的多样性。

$$R_i(t) = \| X_i(t) - X_{i-GWO}(t+1) \| \quad (23)$$

$$N_i(t) = \{ X_j(t) | D_i(X_i(t), X_j(t)) \leq R_i(t), X_j(t) \in \text{Pop} \} \quad (24)$$

$$X_{i-DLH,d}(t+1) = X_{i,d}(t) + \text{rand} \cdot (X_{n,d}(t) - X_{r,d}(t)) \quad (25)$$

优先候选人通过比较  $X_{i-GWO}(t+1)$  和  $X_{i-DLH}(t+1)$  的适应度值来决定。

$$X_i(t) = \begin{cases} X_{i-GWO}(t+1), & f(X_{i-GWO}) < f(X_{i-DLH}) \\ X_{i-DLH}(t+1), & \text{else} \end{cases} \quad (26)$$

式中:  $N_i(t)$  为  $X_i(t)$  的临近,  $D_i$  为  $X_i(t)$  的欧式距离。

### 3.3 初期优化 M1 拓扑

以表 3 所列的转子结构参数为优化参数,包括“V 型”永磁体开口大小  $\omega$ , Halbach 充磁角度  $\alpha$  以及“一型”永磁体间距  $L_2$ 。以 100% MS 和 0% MS 工况下最大转矩与最小转矩脉动为优化目标,采用 NSGA-II 算法进行多目标优化。

表 3 初期优化参数及取值范围

参数取值边界	$\alpha/(^\circ)$	$\omega/(^\circ)$	$L_2/\text{mm}$
最小值	0	24.5	0
最大值	90	31.0	2

综合优化结果,选取开口尺寸  $\omega = 26.3^\circ$ 、充磁角度  $\alpha = 82^\circ$ , 以及永磁体间距  $L_2 = 1.5 \text{ mm}$  作为最终优化结构参数。优化后负载特性如图 8 所示,可以看到:在 100% MS 工况下,电磁转矩  $T_e$  为  $98 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 转矩脉动为 5%; 在 0% MS 工况下,电磁转矩  $T_e$  为  $49 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 转矩脉动为 6.4%。

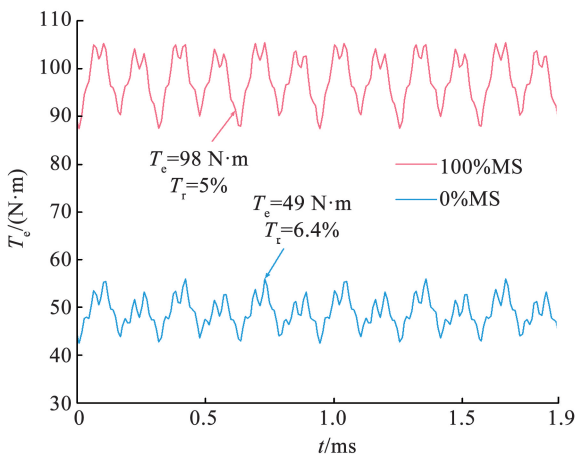


图 8 第 1 阶段转矩特性

Fig. 8 First stage Torque characteristics

### 3.4 中期优化 M2 拓扑

在 M1 型拓扑结构基础上,进一步在转子直轴附近引入扇形辅助槽结构,将直轴槽所处位置  $\theta$ 、扇形槽开口宽度  $\varepsilon$  以及扇形槽深  $L_1$  设定为优化参数,参数取值范围见表 4,构建三工况优化矩阵:在 100% MS 状态下,最大  $E_{EMF}$  幅值与最小 THD 值;在 0% MS 状态下,最小  $E_{EMF}$  幅值与最小 THD 值;在 -100% MS 状态下,最小 THD 值。该优化策略旨在实现最大调磁范围的同时,最大程度地保障电机在全工况下电磁性能的稳定。

表 4 中期优化参数及取值范围

参数取值边界	$\theta/(^\circ)$	$\varepsilon/(^\circ)$	$L_1/\text{mm}$
最小值	0	0	0
最大值	7	10	2

综合优化结果,最终选取  $\theta$  为  $0.97^\circ$ ,  $\varepsilon$  为  $3.5^\circ$ ,  $L_1$  为  $0.60 \text{ mm}$  作为优化后的结构参数配置。空载反电动势优化结果如图 9 所示,可以看到:100% MS 下空载反电动势幅值为  $273.4 \text{ V}$ , 总谐波畸变率为 9.5%; 0% MS 下空载反电动势幅值为  $146.2 \text{ V}$ , THD 为 11.2%; -100% MS 下空载反电动势幅值为  $4.8 \text{ V}$ , THD 为 13.3%。转矩特性如图 10 所示,相较于第 1 阶段,通过第 2 阶段对空载反电动势 THD 值的优化,各 MS 下的转矩脉动均有所下降,但由于 d 轴附近引入辅助槽结构,导致电磁转矩同时也有所下降。100% MS 电磁转矩和转矩脉动分别下降至  $92.9 \text{ N}\cdot\text{m}$  和 2.7%, 相较于优化前分别降低了 5% 和 46%。0% MS 电磁转矩与转矩脉动分别下降至  $46.1 \text{ N}\cdot\text{m}$  和 4.3%, 分别降低了 6% 和 33%。上述结果表明,前两阶段的优化使得电机具有良好的电磁性能。

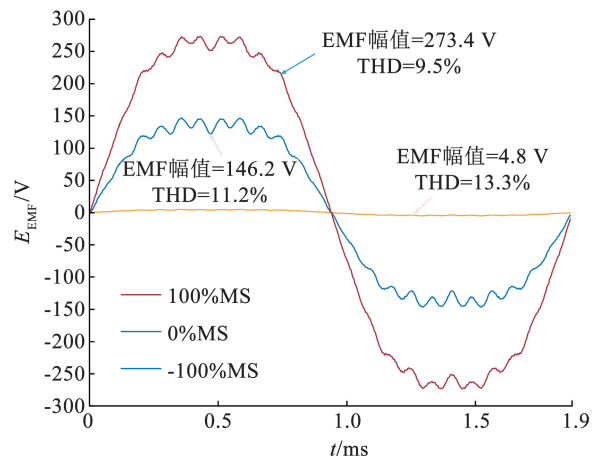


图 9 第 2 阶段空载反电动势

Fig. 9 Second stage no-load back EMF

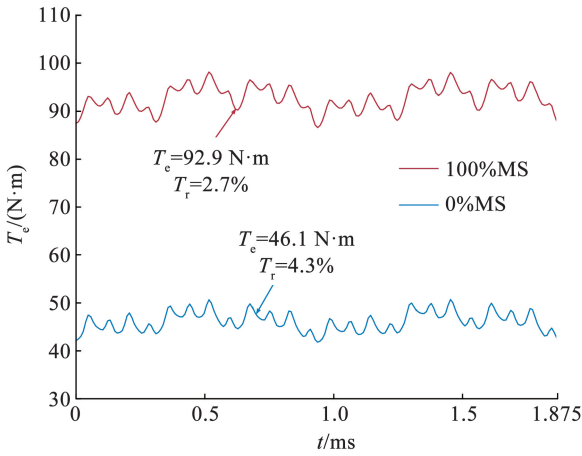


图 10 第 2 阶段转矩特性

Fig. 10 Second stage torque characteristics

### 3.5 末期优化 M3 拓扑

通过在电机定子齿部开设三角形辅助槽,并与转子槽配合,以实现 3 种磁化状态下的径向电磁力削弱。以 100% MS、0% MS 和 -100% MS 状态下的最小径向电磁力为优化目标,对定子槽长  $L_3$  以及定子槽深  $L_4$ ,寻求最优参数。参数取值范围见表 5。

表 5 末期优化参数及取值范围

Tab. 5 Final-stage design variables and corresponding ranges

参数取值边界	$L_3$ /mm	$L_4$ /mm
最小值	0	0
最大值	7	3.4

综合优化结果,最终选取  $L_3$  为 3.48 mm,  $L_4$  为 0.78 mm 作为优化后的结构参数配置。径向电磁力优化结果如图 11 所示,100% MS 下径向电磁力幅值为 0.60 MPa;0% MS 下径向电磁力幅值为 0.57 MPa;-100% MS 下径向电磁力幅值为 0.54 MPa。

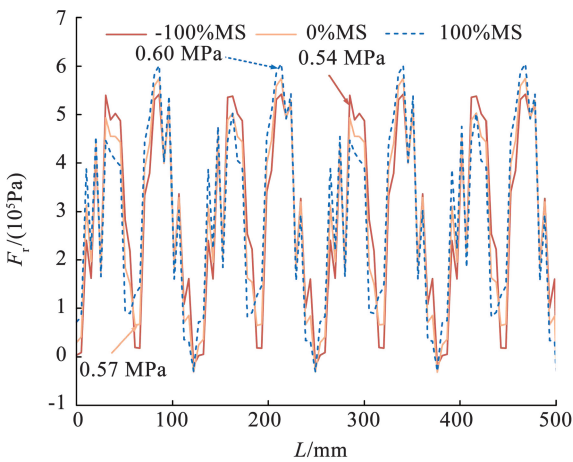


图 11 第 3 阶段径向电磁力

Fig. 11 Third stage radial electromagnetic force

图 12 为第 3 阶段转矩特性,可以看到,相较于第 2 阶段,第 3 阶段通过对径向电磁力的进一步优化,使各 MS 下的转矩脉动均得到不同程度抑制,但由于定子辅助槽的开设,电磁转矩亦出现一定下降。其中,100% MS 下的电磁转矩和转矩脉动分别降至

90.8 N·m 和 2.0%,较第 2 阶段分别下降 2.2% 和 35.0%;0% MS 下电磁转矩提高 6.2% 至 49.0 N·m,转矩脉动则下降 18.0% 至 3.5%。综合来看,前 3 个阶段的优化在保持电机较优电磁性能的基础上,有效削弱了振动噪声的不利影响。

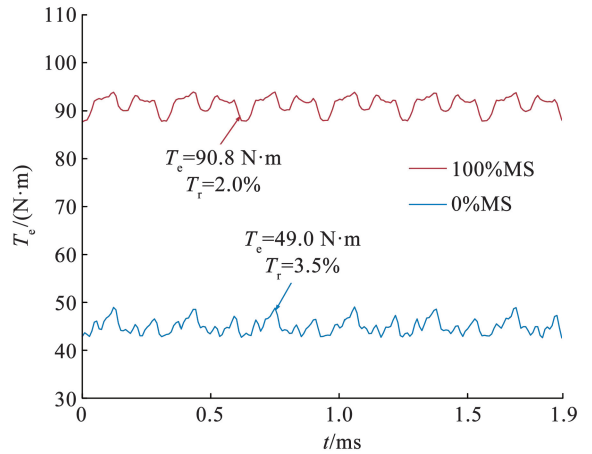


图 12 第 3 阶段转矩特性

Fig. 12 Third stage torque characteristics

### 3.6 多磁化状态协同优化结果

在完成第 1 层的 3 个多目标优化阶段后,对所提电机进一步进行第 2 层扫描法优化。图 13 展示了完成所有优化阶段后,各阶段的优化结果及最终电机拓扑结构的示意图。M1 结构完成电机转子永磁体布置及充磁优化;M2 结构在 M1 基础上,通过在转子 d 轴处开设辅助槽进行优化,旨在提升电机的电磁性能稳定性和调磁范围;M3 结构在 M2 基础上,确定定子辅助槽位置,以实现有效的减振降噪;M4 结构在多目标优化完成后进行第 2 层优化设计,于 q 轴方向布局椭圆形磁通调制槽,以进一步增强电机电磁性能和调磁范围。

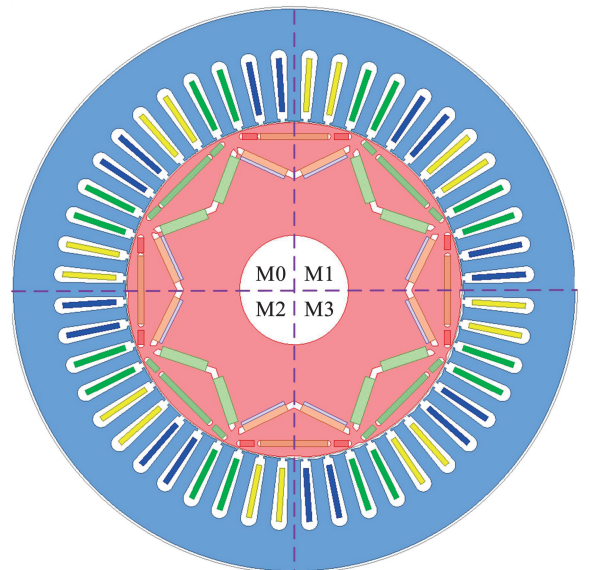


图 13 4 个阶段的电机拓扑结构

Fig. 13 Four-stages motor topology

各阶段在不同磁化状态下的电机性能见表 6 ~ 表 8。在 100% MS 下, M4 相较于 M0 电磁转矩基本保持不变, 由 93.0 N·m 提高至 93.2 N·m, 增幅约为 0.2%; 转矩脉动降低 68.8%, 空载反电动势下降 19.3%, 空载反电动势 THD 值下降 61.3%, 径向电磁力下降 23.5%。电机在极端增磁工况下仍具有良好的电磁性能和抗振噪能力。在 0% MS 下, 电磁转矩由 44.0 N·m 提高至 45.3 N·m, 增幅约为 3.0%; 转矩脉动降低 61.5%, 空载反电动势下降 11.4%, 空载反电动势 THD 值下降 62.9%, 径向电磁力下降 24.1%, 表明电机在去磁工况下仍能够保持良好的综合性能。在 -100% MS 下, 电机空载反电动势 THD 值下降 94.9%, 径向电磁力幅值下降 29.1%; 当电机中 LCF 永磁体因电枢电流过大而出现退磁问题时, 电机依然能够维持稳定运行状态。

表 6 -100%MS 优化结果

Tab. 6 -100% MS optimization results

结构	空载反电动势 THD/%	径向电磁力/MPa
M0	227.0	0.86
M1	27.0	0.80
M2	13.3	0.81
M3	8.5	0.54
M4	11.5	0.61

表 7 0%MS 优化结果

Tab. 7 0% MS optimization results

结构	空载反电动势/V	转矩脉动/%	电磁转矩/(N·m)	空载反电动势 THD/%	径向电磁力/MPa
M0	141.0	26.0	44.0	24.0	0.83
M1	154.0	7.0	47.0	23.0	0.77
M2	146.2	4.3	46.1	11.2	0.79
M3	125.6	3.5	49.0	8.2	0.57
M4	124.9	10.0	45.3	8.9	0.63

表 8 100%MS 优化结果

Tab. 8 100% MS optimization results

结构	空载反电动势/V	转矩脉动/%	电磁转矩/(N·m)	空载反电动势 THD/%	径向电磁力/MPa
M0	300.0	16.0	93.0	23.0	0.85
M1	288.0	5.3	96.0	20.0	0.79
M2	273.4	2.7	92.9	9.5	0.75
M3	230.0	2.0	90.8	8.0	0.60
M4	242.0	5.0	93.2	8.9	0.65

## 4 电磁特性分析

为便于分析所提电机电磁特性, 定义电机能够实现的最大正向磁化状态为 MS1, 最大反向磁化状态为 MS2。分别分析电机处于两种极端磁化状态下的负载、空载性能。

### 4.1 空载特性

图 14 展示了电机在不同磁化状态下的空载磁场分布。相较于 MS1 工况, MS2 工况下的气隙磁密由 0.50 T 降低至 0.22 T, 说明永磁体耦合进入气隙的有效磁通显著减小。MS2 工况能够有效降低电机的空载励磁强度与反电动势水平, 因此更有利于实现宽速域运行。此外, 两种极端 MS 下, 电机的空载反电动势如图 15 所示, 电机的调磁范围为 2.2, 具有较大的宽速域运行范围。

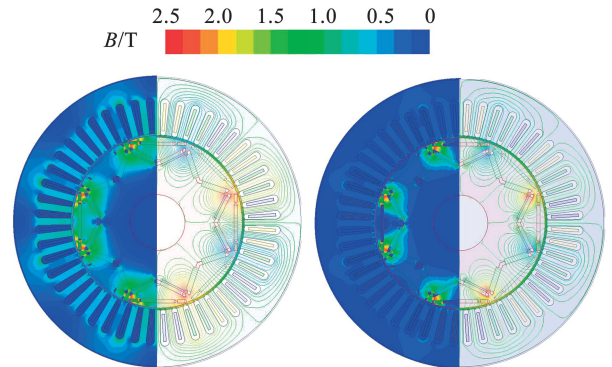


图 14 MS1 和 MS2 工况下的空载磁场分布

Fig. 14 No-load magnetic field distributions under MS1 and MS2

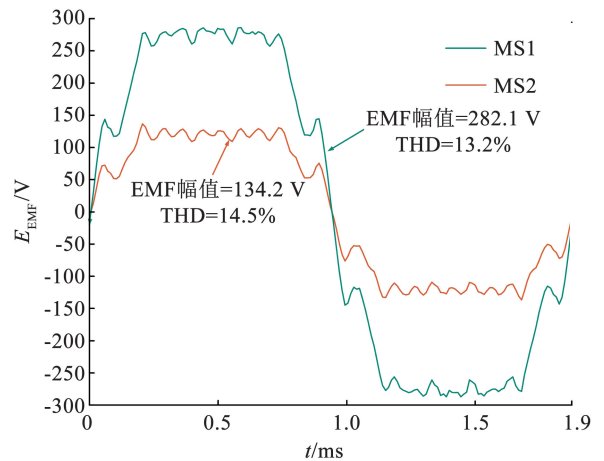


图 15 MS1 和 MS2 下的空载反电动势

Fig. 15 No-load EMF under MS1 and MS2

### 4.2 负载特性

在 MS1 下, 图 16 显示了电机在额定电流下的转矩特性, 可以看到, 通过在电机 q 轴开辅助槽, 提升了转子凸极比, 提高磁阻转矩, 从而补偿因在转子 d 轴处开槽造成的电磁转矩损失, 且扩展弱磁范围, 所提电机最大转矩对应的功角约为 30°。从图 17 可以看出, 在最大功角处电机的稳态电磁转矩为 99.5 N·m, 说明所提电机在实现较大转矩范围的同时, 仍能够保持较好的转矩密度。

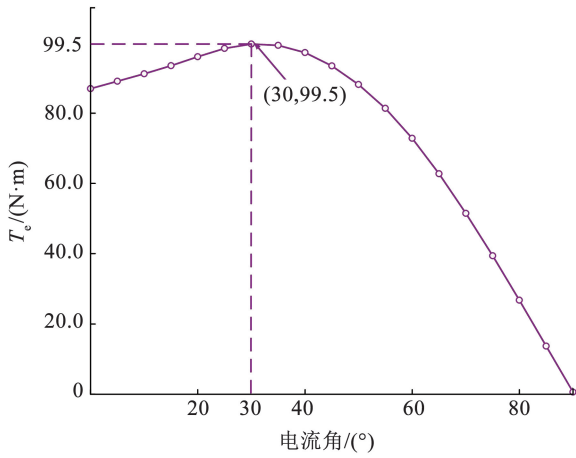


图 16 功角特性

Fig. 16 Power angle characteristics

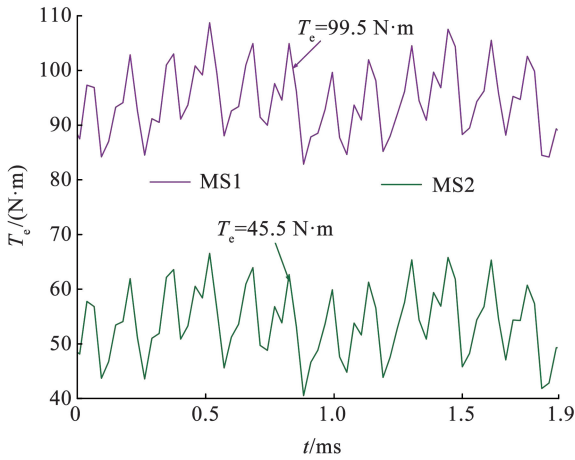


图 17 MS1 和 MS2 下的电磁转矩

Fig. 17 Electromagnetic torque under MS1 and MS2

选取调磁范围、转矩脉动以及转矩密度作为评价指标,分别与交替极混合永磁体记忆电机(CPHM-VFMM)<sup>[20]</sup>、双可变磁通记忆电机(D-VFMM)<sup>[21]</sup>以及

双层永磁记忆电机(DLPM-VFMM)<sup>[6]</sup>进行对比分析,对比结果如表9所示。分析表9可得,本文所提出的CPHMC-VFMM具有更宽的调磁范围。相较于同类型交替极结构的CPHM-VFMM,其调磁范围提升了15.8%;相较于交替极D-VFMM和DLPM-VFMM,分别提升了15.8%和21.5%。在转矩性能方面,相较于同类型的CPHM-VFMM,本文所提电机的转矩密度提升了4.8倍;此外,与D-VFMM相比提升了11.4%,与DLPM-VFMM相比提升了23.6%。交替极电机因其结构特性导致气隙磁密分布存在一定程度的非对称性,因而相较于D-VFMM(2.15%)及DLPM-VFMM(4.45%)转矩脉动略大,但相较于CPHM-VFMM(37.9%)下降了83.1%。综上,本文所提出的CPHMC-VFMM结构,在保证具有良好调磁范围和转矩密度的同时,进一步抑制了交替极电机引起的转矩脉动过大的问题。

表 9 不同拓扑结构对比

Tab. 9 Comparison of different topological structures

拓扑结构	增(去)磁 $T_c$ / (N·m)	稳态转矩脉动 / %	转矩密度 / (kN·m·m <sup>-3</sup> )	调磁范围
CPHM-VFMM	1.06(0.55)	37.90	2.85	1.90
D-VFMM	7.97(4.18)	2.15	12.40	1.90
DLPM-VFMM	7.19	4.45	11.18	1.81
CPHMC-VFMM	99.50(45.20)	6.42	13.82	2.20

### 5 多物理场分析

针对电机振动噪声特性研究,建立如图18所示的电磁-机械-声学多物理场耦合数值模型,并在此基础上分析通过多目标迭代优化后电机的振动噪声性能指标。首先采用时空二维傅里叶分解方法提取径向力波的时空耦合特性,通过场路联合求解实现电磁激励向定子齿部结构边界的能量加载。随后,基于模态叠加原理,获取整机振动频谱后,并进一步构建声学边界积分模型,以预测噪声能量的传播。最终,通过多目标优化方法获得振动噪声参数的全局最优解集。

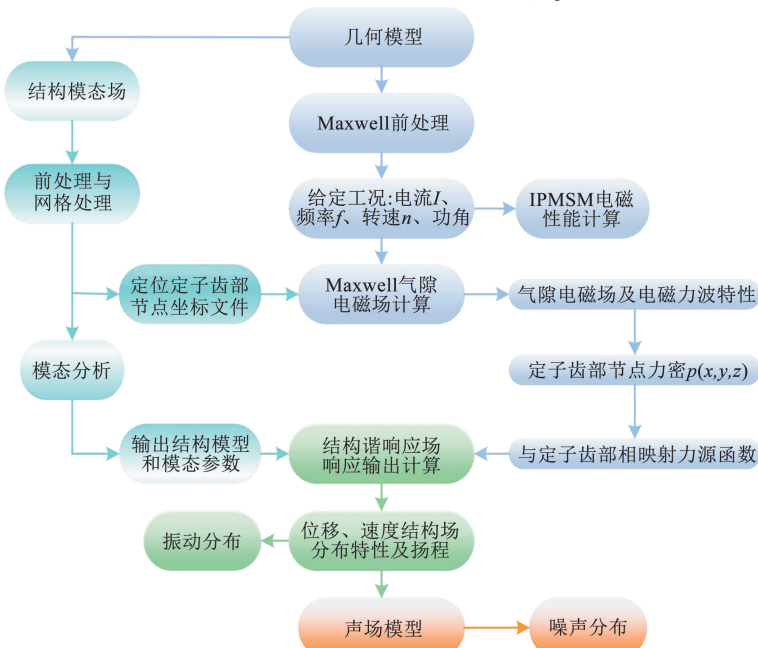


图 18 电-磁-结构-声多物理场耦合

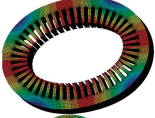
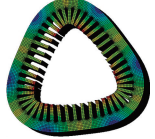
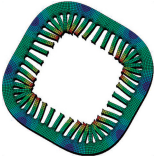
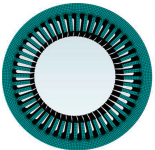
Fig. 18 Electro-magnetic-structural-acoustic multi-physical field coupling

### 5.1 定子模态分析

通过建立定子结构在自由边界条件下模态分析模型(见表 10),提取其固有频率谱特征。随后,对电机进行振动频谱仿真分析,得到不同频率下定子振幅的变化,结果如图 19 所示,在 2 倍频时,振动主要由 8 阶径向电磁力  $F_r(8,2)$  引起,振幅处于中低水平。当处于 4 倍频时,16 阶径向电磁力  $F_r(16,4)$  成为主导振源,振幅显著升高。随着基频倍数进一步提升至 8 倍频以及 10 倍频,24 阶以及高阶次径向电磁力主导振动,振幅显著减小。这表明,低阶电磁力是引起电机振动的主要原因。由图 19 波形峰值可知,振幅较大的频率分别为 1 066.67、2 133.33、4 266.67 和 5 333.33 Hz。将上述频率与电机各阶模态频率对比,两者均未发生重合。由于结构共振的产生条件为激励频率与模态频率相近或相等,而本文电机的主要激励频率均远离各阶模态频率,故可判定该电机结构设计合理,运行过程中不会产生共振现象。

表 10 定子总成各阶次固有频率

Tab. 10 Stator assembly inherent frequency of each order

阶次	频率/Hz	模态
2 阶	627.2	
3 阶	1 644.7	
4 阶	2 811.1	
0 阶	4 823.9	

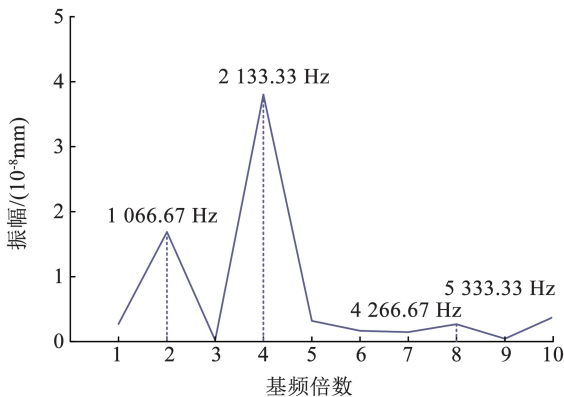


图 19 定子振动幅值

Fig. 19 Stator vibration amplitude

### 5.2 电机振动分析

径向电磁力的傅里叶分解结果如图 20 所示。尽管零阶时间分量呈现出显著的幅值特征,但因系统对直流力无谐响应,故 0 Hz 频率特性无法激发有效振动。主导激励由空间 0/8/16 阶模态与 2/4 次时间谐波构成,该参数组合形成主要振动激励源。

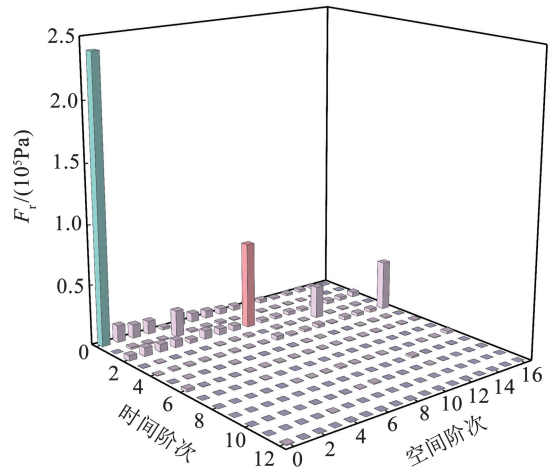


图 20 径向电磁力傅里叶分解

Fig. 20 Fourier decomposition of radial electromagnetic force

建立电机电磁-结构谐响应-声多物理场耦合数值计算有限元模型。在 2D 电磁场仿真模型中,得到电机各个齿部随时间变化的电磁力后,将其作为振动分析的激励映射至 3D 结构谐响应场模型中。在结构谐响应场中,利用模态叠加法对 CPHMC-VFMM 定子齿部振动谐响应特性进行计算,图 21 展示了优化前后电机振动加速度频谱的对比曲线。

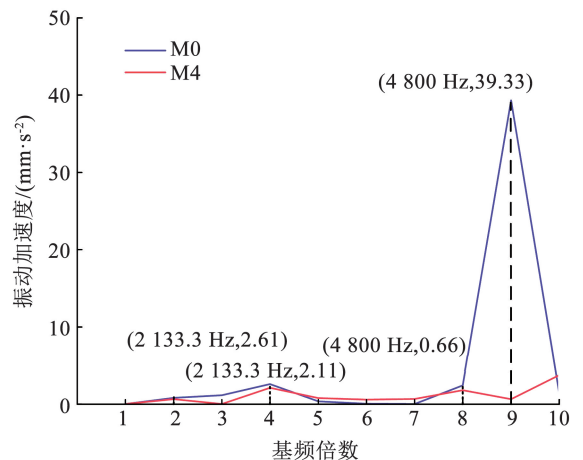


图 21 机壳振动加速度

Fig. 21 Vibration acceleration of motor casing

由图 21 可以看到,M4 电机结构在 2、4、8 及 10 倍频处振动加速度较大,振动加速度与振动幅值趋势相同。通过对比 M0 与优化后 M4 在不同频段的振动加速度,揭示了电磁力阶次与振动抑制的内在关

系。在2倍频时,M4电机振动加速度由M0的 $0.82\text{ mm/s}^2$ 降至 $0.65\text{ mm/s}^2$ ,降幅达20.7%;在4倍频时,M4电机振动加速度由M0的 $2.61\text{ mm/s}^2$ 降至 $2.11\text{ mm/s}^2$ ,降幅达19.2%;在9倍频时,M4电机振动加速度由 $39.33\text{ mm/s}^2$ 大幅降至 $0.66\text{ mm/s}^2$ ,降幅高达98.3%。分析表明,优化后电机可实现全频段振动抑制。

### 5.3 噪声分析

建立直径为1 m的圆柱体声场求解域,其中圆柱体外圆采用辐射边界条件,而内圆与电机外壳接触。将CPHMC-VFMM定子振动加速度加载至求解域边界上,进行CPHMC-VFMM声场计算,结果如图22所示,可以看到M4电机的噪声声压级传递明显小于M0,两者的噪声平均值分别为37.7、50.5 dB,下降了25%,说明优化后的电机结构可实现降低噪声的目的。

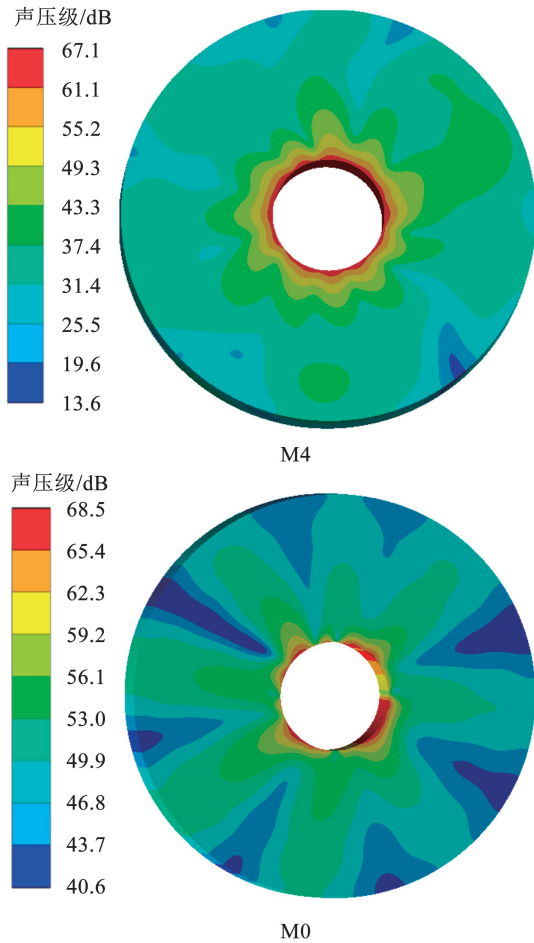


图22 声压级对比

Fig. 22 Comparison of sound pressure level

## 6 结论

1) 本文提出了一种交替极混合磁路永磁同步记忆电机拓扑结构,并采用多极端磁化状态分级优化方案进行协同优化。与初始结构相比,所提结构

在低转速增磁状态与高速去磁状态下均能够保持稳定转矩输出,电磁转矩分别提高0.2%和3.0%;转矩脉动分别降低68.8%和61.5%;空载反电动势分别下降19.3%和11.4%;空载反电动势THD值分别下降61.3%和62.9%。在电枢电流过大导致LCF永磁体退磁的工况下,电机空载反电动势THD值下降94.9%,仍能够保持稳定运行。

2) 所提出的CPHMC-VFMM与初始结构进行对比,3种磁化状态下,径向电磁力幅值分别下降31%、31%、37%。在9倍频处,振动加速度降低达到98.3%。噪声声压级平均值下降至37.7 dB,下降了25%,实现了良好的减振降噪效果。

3) 在保证基础电磁性能的前提下,通过分阶段多目标优化,实现了2.2倍的调磁范围,并展现出良好的抗LCF永磁体退磁能力。

所提出的多磁化状态分级优化方案,针对不同优化目标,采用3种多目标优化算法,可以广泛应用于各类记忆电机结构,提高记忆电机优化效率。

## 参考文献

- [1] RASTOGI S K, SANKAR A, MANGLIK K, et al. Toward the vision of all electric vehicles in a decade [energy and security] [J]. IEEE Consumer Electronics Magazine, 2019, 8(2): 103. DOI:10.1109/MCE.2018.2880848
- [2] 樊英, 陈秋蒨, 陈俊磊, 等. 基于无人配送车辆运行工况的交替极游标轮毂电机优化设计[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5141. FAN Ying, CHEN Qiushuo, CHEN Junlei, et al. Optimal design of consequent-pole vernier hub motor based on unmanned delivery vehicle operating conditions [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5141. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.230335
- [3] 甘醇, 曲荣海, 石昊晨, 等. 宽调速永磁同步电机全域高效运行控制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2496. GAN Chun, QU Ronghai, SHI Haochen, et al. A review of global high-efficiency control strategies for permanent magnet synchronous motors with wide speed regulation range [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(7): 2496. DOI:10.13334/j.02588013.pcsee.222103
- [4] OSTOVIC V. Memory motors [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2003, 9(1): 52. DOI:10.1109/MI A.2003.1176459
- [5] WEI Qiang, ZHU Z Q, JIA Yan, et al. Electromagnetic performance analysis of variable flux memory machines with series-magnetic-circuit and different rotor topologies [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2024, 8(1): 3. DOI: 10.30941/CESTEMS.2024.00012
- [6] 阳辉, 王逸贤, 郑昊, 等. 新型双层串联混合永磁记忆电机设计优化与特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(24): 9042. YANG Hui, WANG Yixian, ZHENG Hao, et al. Design optimization and characteristic analysis of novel dual-layer series hybrid permanent magnet memory motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(24): 9042. DOI:10.13334/j.0258-8013.

- pcsee. 211841
- [7]董婷, 曹磊, 王雪. 宽高效率区混合永磁同步磁阻记忆电机设计[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(5): 28  
DONG Ting, CAO Lei, WANG Xue. Design of hybrid permanent magnet synchronous reluctance memory motor with wide high-efficiency region[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(5): 28. DOI:10.15938/j. emc. 2023. 05. 004
- [8]HU Yusheng, CHEN Bin, XIAO Yong, et al. Research and design on reducing the difficulty of magnetization of a hybrid permanent magnet memory motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(3): 1421. DOI:10.1109/TEC. 2020. 2989530
- [9]YANG Hu, LYU Shukang, LIN Heyun, et al. A novel hybrid-magnetic circuit variable flux memory machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5258. DOI: 10.1109/TIE. 2019. 2931494
- [10]ZHAO Xifang, LIN Heyun, ZHONG Yuxiang, et al. A novel hybrid-magnetic-circuit memory machine with variable-leakage-flux capability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(12): 15543. DOI:10.1109/TIE. 2024. 3401202
- [11]ZHU Shengdao, ZHAO Wenxiang, JI Jinghua, et al. Generation mechanism and suppression measure of electromagnetic vibration in permanent magnet synchronous machine: A review [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(4): 9513. DOI:10.1109/TTE. 2024. 3360988
- [12]赵文良, 王笔谈, 刁成武, 等. 永磁电机电磁振动分析与削弱方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(8): 3214  
ZHAO Wenliang, WANG Bitan, DIAO Chengwu, et al. Review of electromagnetic vibration analysis and mitigation methods for permanent magnet motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(8): 3214. DOI:10.13334/j. 0258-8013. pcsee. 232816
- [13]任杰. 变频器供电永磁同步电动机电磁-机械共振的研究[D]. 济南: 山东大学, 2022  
REN Jie. Research on electromagnetic-mechanical resonance of inverter-fed permanent magnet synchronous motors [D]. Jinan: Shandong University, 2022
- [14]CHEN Bin, XIAO Yong, SHI Jinfei, et al. Radial force characteristics of a consequent-pole permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(6): 6664. DOI:10.1109/TIA. 2023. 3302840
- [15]LIANG Wenyi, WANG Jianfeng, LUK P C K. Analytical study of stator tooth modulation on electromagnetic radial force in permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(12): 11731. DOI:10.1109/TIE. 2020. 3029462
- [16]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 design of flux-concentrating permanent magnet hub motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 1173. DOI: 10.13334/j. 0258-8013. pcsee. 223442
- [17]高建宁, 徐炜, 王激尧, 等. 考虑振动噪声抑制的 Halbach 内置式永磁同步电机拓扑协同优化设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(S1): 37  
GAO Jianning, XU Wei, WANG Jiyao, et al. Topology collaborative optimization design of Halbach interior permanent magnet synchronous motor considering vibration and noise suppression[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(S1): 37. DOI:10.19595/j. cnki. 1000-6753. tc. L11031
- [18]高锋阳, 岳文瀚, 高建宁, 等. 内置 U 型永磁电机电磁优化及振动噪声抑制[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2025, 57(4): 71  
GAO Fengyang, YUE Wenhan, GAO Jianning, et al. Electromagnetic optimization and vibration noise suppression of interior U-shaped permanent magnet motor [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2025, 57(4): 71. DOI:10.11918/202309051
- [19]WANG Shanming, HONG Jianfeng, SUN Yuguang, et al. Analysis of zeroth-mode slot frequency vibration of integer slot permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2954. DOI:10.1109/TIE. 2019. 2910046
- [20]TU Rui, YANG Hui, LIN Heyun, et al. Design and optimization of a novel delta-type consequent-pole hybrid magnet memory machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(2): 1265. DOI:10.1109/TEC. 2023. 3341859
- [21]ZENG Xianxian, LIN Heyun, ZHONG Yuxiang, et al. Design concept and performance analysis of dual-variable flux memory machines for traction drive [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 2171. DOI:10.1109/TTE. 2024. 3417693

(编辑 吕雪梅)