转子五自由度磁悬浮的高承载力无轴承磁通切换电机多目标优化设计

梁彤伟， 周扬忠， 孙康阳
（福州大学 福建省新能源发电与电能变换重点实验室，福建 福州 350108）

摘 要：针对高速、高承载力的无轴承磁悬浮驱动系统设计需求，提出一种转子五自由度磁悬浮的新型高承载力无轴承磁通切换电机拓扑结构及相应的多目标高效优化设计方法。首先，介绍电机的拓扑结构与运行原理；接着，针对电机电磁性能设计过程中设计参数与优化目标众多、基于参数化扫描的有限元分析法优化过程冗长的问题，建立全局灵敏度分析、响应面建模、多目标优化、有限元精细优化相结合的电磁场高效优化设计方法，得到最优电机的结构参数；进一步地，对最优电机的电磁性能进行验证；最后，制作一台实验样机，并进行实验验证。实验结果表明，与有限元理论值相比，样机实测空载反电动势基波幅值的相对误差为0.1%，实际输出的转矩与悬浮力的相对误差分别为1.93%和5.75%。

关键词：高承载力；五自由度；磁悬浮；无轴承磁通切换电机；多目标优化；全局灵敏度分析
DOI：10.15938/j.emc.2025.09.009
中图分类号：TM351 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2025)09-0093-13

Multi-objective optimization design of bearingless flux-switching permanent magnet motor with high bearing capacity and rotor magnetic levitation in five degree of freedom

LIANG Tongwei， ZHOU Yangzhong， SUN Kangyang
（Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Energy Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China）

Abstract: In response to the design requirements of high-speed and high-load-bearing bearingless magnetic levitation drive systems, a novel topology for a bearingless flux-switching permanent magnet motor with rotor magnetic levitation in five degrees of freedom was proposed, alongside a corresponding multi-objective efficient optimization design method. Firstly, the topological structure and operational principles of the motor were introduced. Then, considering the plethora of design parameters and optimization objectives inherent in the electromagnetic performance design process, alongside the time-consuming nature of optimization procedures involving parametric scanning in the finite element analysis approach, an efficient optimization design methodology was devised. This methodology consolidates global sensitivity analysis, response surface modeling, multi-objective optimization, and refined finite element optimization to ascertain the optimal structural parameters of the motor. Furthermore, the electromagnetic performance of the optimized motor was substantiated. Ultimately, an experimental prototype was developed and validated.

收稿日期：2025-04-14
基金项目：福建省自然科学基金重点项目(2021J02023)
作者简介：梁彤伟(1993—)，男，博士研究生，研究方向为无轴承永磁电机设计及其控制；
周扬忠(1971—)，男，博士，教授，博士生导师，研究方向为现代调速系统、新能源发电系统；
孙康阳(2000—)，男，硕士研究生，研究方向为无轴承永磁电机控制。
通信作者：周扬忠

The results demonstrate that, compared with the theoretical finite element analysis, the measured no-load back-EMF fundamental amplitude exhibits a relative error of 0.1%, while the actual output torque and suspension force show relative errors of 1.93% and 5.75%, respectively.

Keywords: high bearing capacity; five degree of freedom; magnetic levitation; bearingless flux-switching permanent magnet motor; multi-objective optimization; global sensitivity analysis

0 引 言

无轴承电机具有无摩擦、免维护、结构紧凑的特性,近年来受到了广泛的关注与应用[1]。相较于磁轴承电机,无轴承电机具有更高的集成度,相较于无轴承感应电机或是无轴承开关磁阻电机,永磁型无轴承电机具有更高的功率密度与效率[2]。无轴承磁通切换电机(bearingless flux-switching permanent magnet motor,BFSPMM)融合了永磁型电机、磁阻型电机以及磁轴承的优良特性,优异的散热性能以及简单的转子结构,使其成为构建飞轮储能、压缩机、电主轴以及分子泵等具有高速、大容量、高效率特征的磁悬浮驱动系统的理想选择。

已报道的BFSPMM定子侧的主要结构普遍保留了传统机械轴承支撑式磁通切换电机(flux-switching permanent magnet motor, FSPMM)的拓扑结构[4-7],导致电机产生的径向磁悬浮力受限,BFSPMM径向承载力普遍较低的问题未能得到有效解决。因此,迫切需要探索一种更新颖的定子侧拓扑结构,以满足该型电机在高承载力磁悬浮驱动场合的推广与应用需求。

目前,关于BFSPMM磁悬浮驱动系统研究的对象均为转子两自由度磁悬浮的无轴承磁通切换电机(bearingless flux-switching permanent magnet motor with rotor maglev in two degree of freedom,2-DOF-BFSPMM),与无轴承电机相关的研究在绕组优化设计[3]、新型拓扑设计[4]、电磁性能设计[5-6]、解析模型构建[7]、高性能磁悬浮解耦控制[8-9]、无径向位移传感器控制[10]等方面取得了显著成果,但该类型电机不满足电主轴、压缩机、飞轮储能等场合对于转子完全主动磁悬浮的应用需求。根据国内外研究现状,能够实现转子完全主动磁悬浮的5-DOF-BFSPMM的优化设计方法与相应的控制策略尚未见报道。

基于有限元分析(finite element analysis,FEA)的电机优化设计方案[11]在电机电磁性能设计方面的准确性是毋庸置疑的,但大量计算资源的占用,导致该方案优化周期过于冗长。基于子域模型[7]与磁网络模型[12]的电机设计方案能够在一定程度上释放计算资源,提高设计效率,但建模复杂程度较高。响应面优化设计法[5]通过少量的实验获得优化目标的解析式,能够大幅提高设计效率,但该方案构建的模型存在一定的误差,且由大量优化目标与优化变量构成的高维设计空间会大幅提升优化的难度。局部灵敏度分析[13-15]能够描述系统的参数变化对系统输出的影响,可以显著降低高维设计空间的维度,但该方法仅适用于线性模型,且对参数变化范围较大的场合评价效果较差。目前,适用于具有非线性或非单调特性系统的全局灵敏度分析(global sensitivity analysis,GSA)法[16],尚未被应用于电机电磁系统的优化设计过程中。如何对上述不同方案进行梳理、整合出一套便捷、高效、精准的无轴承电机电磁性能分析与设计方案,成为目前研究的焦点。

电机各优化设计目标间的平衡选择问题,是当前电机设计研究的重点之一。智能算法在求解复杂组合问题时具有良好的效果,其中遗传算法(genetic algorithm,GA)[13]、粒子群优化(particle swarm optimization,PSO)[14]算法、第二代非支配排序遗传算法(non-dominated sorting genetic algorithm-II, NSGA-II)[15,17]、差分进化(differential evolution,DE)[18]算法、增强Pareto进化算法(strength Pareto evolutionary algorithm,SPEA)[19]等方法均已被应用于多种不同类型电机的优化设计过程中。然而,GA与DE算法存在过早收敛的问题,PSO算法在求解时容易陷入局部最优,NSGA-II对于高维目标的求解性能较差,而SPEA存在局部搜索能力不强、种群多样性随着进化的进行而衰减的缺点。因此,在针对具有复杂结构参数与多种优化目标特征的BFSPMM优化设计场合,需要寻找一种能够在复杂、高维优化条件下仍能准确寻优的多目标优化设计方案。

本文针对具有高速、高承载力特性的无轴承磁悬浮驱动系统在设计过程中承载力提升困难、整体

结构复杂、电磁性能优化设计过程冗长等问题,提出一种新型高承载力 5-DOF-BFSPMM 拓扑结构,并设计相应的多目标高效电磁性能优化设计方案。首先,介绍能够提升 BFSPMM 承载力的定子结构重构方法以及重构电机的拓扑结构与运行原理;接着,给出电机电磁性能的设计目标与优化流程,通过高维优化空间降维、优化目标模型构建、多目标优化分析、FEA 精细化优化等步骤,得到具有最优电磁性能的电机参数;然后,验证优化后电机的各项性能指标;最后,加工样机,并通过实验验证样机的各项性能。

1　高承载力 5-DOF-BFSPMM 特征

1.1　拓扑结构

5-DOF-BFSPMM 的拓扑结构如图 1 所示,承担转子轴向一个自由度磁悬浮的电励磁轴向磁轴承(axial magnetic bearing, AMB)位于电机中部,承担转子 4 个径向自由度磁悬浮与切向旋转的 2 个结构完全一致的 BFSPMM 对称分布于电机两侧;AMB 的结构简单,由两个定子铁心、两相悬浮绕组以及推力盘构成。

定义 BFSPMM 的额定承载力 F_{rbc} 为

$$F_{rbc} = F_{msa} - F_{mea}。\tag{1}$$

式中 F_{msa} 与 F_{mea} 分别为一个电周期内,额定悬浮力的平均值以及最大偏心磁拉力的平均值。

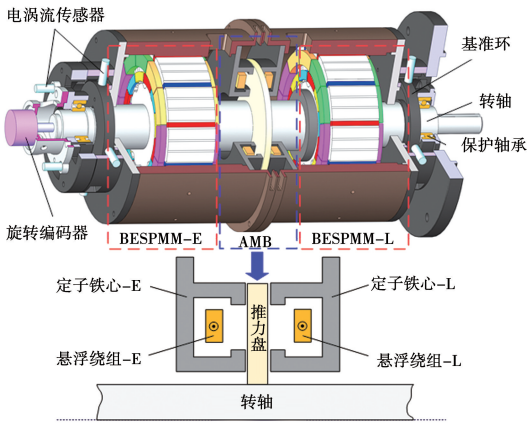


图 1　5-DOF-BFSPMM 拓扑结构

Fig. 1　Topology of 5-DOF-BFSPMM

图 2 展示了机械轴承支承式 FSPMM 的拓扑结构,包含定子铁心、永磁体、转子铁心以及三相转矩绕组(A,B,C)。该结构永磁体用量高,气隙的永磁偏置磁场 ϕ_{PM} 较强,能有效提升电机的转矩输出能力,是构建高转矩密度电机的理想选择。但由于转子产生径向偏心时所遭受的不平衡磁拉力同样过高,且悬浮绕组对应产生的调制磁场对气隙磁场的调制效果呈现明显的非线性。因此,在 BFSPMM 的设计过程中,必须对 FSPMM 的结构进行改造。

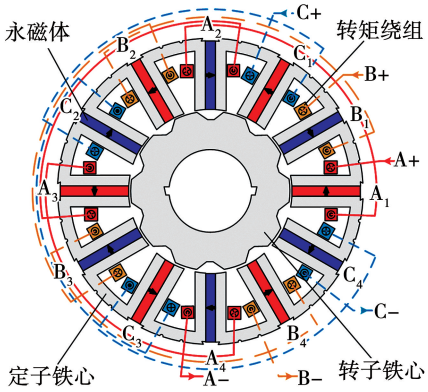


图 2　FSPMM 的拓扑

Fig. 2　Topology of FSPMM

为了提高电机的径向承载力,本文提出了如图 3所示的 BFSPMM 定子重构策略。首先,通过调整永磁体的尺寸,将重构后 BFSPMM 的 ϕ_{PM} 设置在铁心材料 B－H 曲线的线性调制区间中点,使得气隙磁场的调制更加线性。接着,通过旋转单侧定子铁心齿,将绕组槽空间进行重新分配,齿旋转角度 θ_s 的最大值为 15°。最后,经过对定子铁心结构细节的进一步调整与优化,得到最优的定子结构。

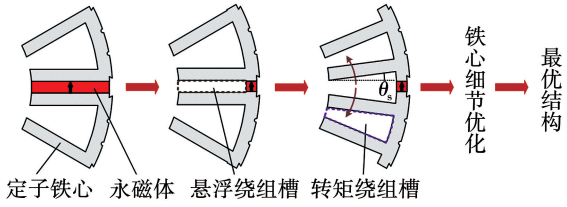


图 3　BFSPMM 的定子重构流程

Fig. 3　Reconstruction process of BFSPMM's stator

图 4 给出了重构 BFSPMM 拓扑结构的一种特例。该结构在机械轴承支承式 FSPMM 结构的基础上,新增了三相悬浮绕组(U,V,W),用于对气隙磁场的调制。定子绕组槽空间的重新分配对应着转矩性能与悬浮性能的再次分配,由于总体槽空间保持不变,重构过程中悬浮力的增加势必导致转矩的降低。差异比率可以衡量数据中最大值相对于最小值的增长或减少的百分比,经过评估,定子重构过程中悬浮力的差异比率为 41.3%,大于转矩的差异比率 32.8%。因此,通过定子重构策略,牺牲适量的转矩

以获取更高的承载力的方案是可行的。

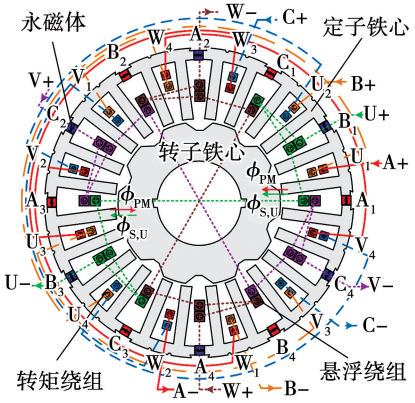


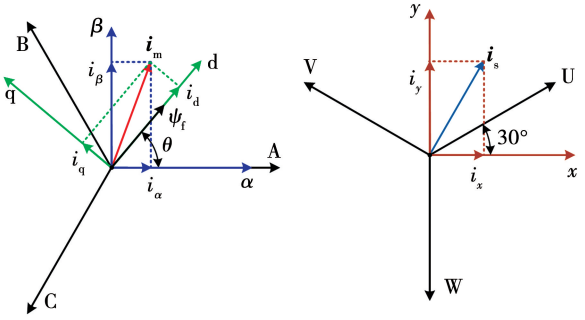
图 4 重构 BFSPMM 的拓扑

Fig. 4 Reconstructed topology of BFSPMM

此外,端部效应对电机的电磁性能有重要的影响,经过二维与三维有限元模型评估,重构 BFSPMM 的端部漏磁系数约为 0.925。因此,本文在优化设计与电磁性能评估过程中,将考虑端部效应对电机电磁性能的不利影响。

1.2 运行原理

BFSPMM 的悬浮平面坐标系、旋转平面坐标系与相关电气参数的定义如图 5 所示。



(a) 旋转坐标系 (b) 悬浮坐标系

图 5 BFSPMM 的坐标系与电气参数的定义

Fig. 5 Definition of coordinate system and electrical parameters of BFSPMM

旋转平面上 A、B、C 为三相转矩绕组轴线,定义静止坐标系 $\alpha\beta$ 以及转子同步旋转坐标系 d－q。转子位置角 θ 为 A 相绕组轴线与 d 轴的夹角,转矩绕组电流矢量 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{m}}$ 在各轴线的分量用坐标轴对应的下标区分。悬浮平面上 U、V、W 分别为三相悬浮绕组轴线。定义转矩绕组线圈 A_1、A_2 轴线为悬浮坐标系的 x 轴与 y 轴,悬浮绕组电流矢量 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}$ 在 xy 轴上的投影用坐标轴对应的下标区分。悬浮绕组电流 i_{U}、i_{V}、i_{W} 满足:

$$\left.\begin{aligned} i_{\mathrm{U}} &= i_x + 0.5 i_y ; \\ i_{\mathrm{V}} &= -i_x + 0.5 i_y ; \\ i_{\mathrm{W}} &= -i_y 。 \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

5-DOF-BFSPMM 的径向与轴向悬浮力是麦克斯韦力,根据图 4 所示,悬浮绕组 U 相电流产生的径向气隙调制磁场 $\phi_{\mathrm{S,U}}$ 在气隙空间对称位置的方向相反,使得合并 ϕ_{PM} 后,对称的气隙磁场产生偏差,进而产生电磁悬浮力。定子重构后的 BFSPMM 利用磁通切换产生电磁转矩的原理与 FSPMM 完全一致。

1.3 规格参数与标准

为了体现所提出 5-DOF-BFSPMM 高速以及高承载力的特性,制定了以下设计标准:

1)额定转速 10 000 r/min,单台 BFSPMM 输出额定电磁转矩大于 3 N·m;

2)单台 BFSPMM 的额定径向承载力大于 350 N,AMB 的额定轴向承载力大于 350 N。

根据上述设计标准,单台 BFSPMM 的定子外径与轴向长度由功率尺寸方程[13]初步计算得到,BFSPMM 的气隙长度以及转子允许的最大位移参照两自由度 BFSPMM 结构确定;AMB 的尺寸匹配 BFSPMM 的尺寸确定。具体的主要设计规格参数如表 1所示。

表 1 5-DOF-BFSPMM 设计规格参数

Table 1 Design specifications of 5-DOF-BFSPMM

参数	数值
单台 BFSPMM 额定功率 P_{r}/kW	≥3.14
额定转矩电流密度 J_{t}/(A/mm^2)	6
额定轴向悬浮电流密度 J_{sa}/(A/mm^2)	6
额定径向悬浮电流密度 J_{sr}/(A/mm^2)	9
单台 BFSPMM 轴向长度 L_{a}/mm	55
单台 BFSPMM 外半径 r_{so}/mm	89
单台 BFSPMM 气隙长度 g_{r}/mm	0.8
AMB 气隙长度 g_{a}/mm	0.8
径向允许最大位移 e_{mr}/mm	0.3
轴向允许最大位移 e_{ma}/mm	0.3
极对数 p	10

2 多目标高效优化设计方案

高承载力 BFSPMM 的多目标高效优化设计流程如图 6 所示。首先,在明确设计目标与待优化变

量的基础上,构建优化空间,并参照传统 FSPMM 的最优结构特征进行初始优化,获取初代最优变量;接着,采用 GSA 对高维设计空间进行降维处理,提取显著变量用于多目标优化,筛选非显著变量用于单目标优化;然后,根据基于 box-behnken design(BBD)法与 FEA 法相结合的响应面建模方案,获取优化目标的解析模型;随后,通过 NSGA-III 多目标优化方案得到二代优化变量(second generation optimization variables,SGOV);进一步地,考虑到响应面模型的建模误差,采用 FEA 法在 SGOV 的基础上进行精细化优化,并获取最终的最优变量;最后,经过电磁性能与效率的验证,获得最优电机的相关参数。

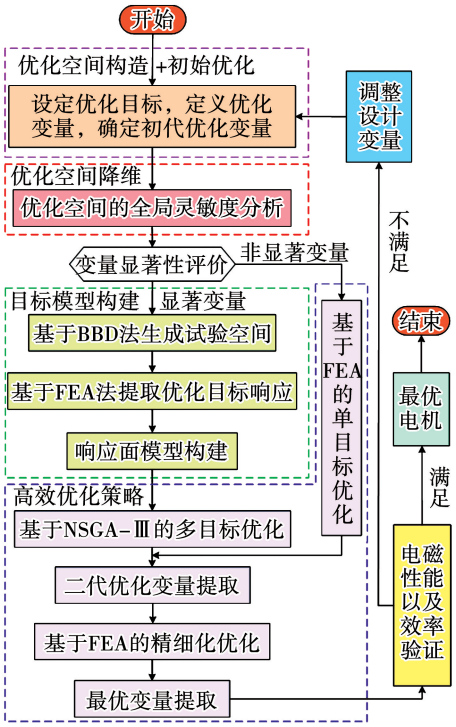


图 6　优化设计流程

Fig. 6　Process of optimization and design

由于 AMB 的结构比较简单,其相关设计方案已有报道[20]。因此,本文将重点围绕高承载力 BFSPMM 的优化设计进行分析。

2.1　优化目标

BFSPMM 的设计目标由平均转矩 T_a、转矩脉动 T_r、径向悬浮力 F_{ra}、径向悬浮力脉动 F_{rr}、偏心时的偏心磁拉力 F_{re}以及额定运行效率 η_r组成。T_r与 F_{rr}反映了一个电周期内,电机输出转矩与悬浮力的波动情况,计算方式为:

$$\left.\begin{aligned} T_r &= T_{p-p}/T_a; \\ F_{rr} &= F_{p-p}/F_{ra}。 \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

式中 T_{p-p}、F_{p-p}分别为一个电周期内转矩以及悬浮力的峰峰值。

定义 BFSPMM 的旋转运行效率为

$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_{Fe} + P_{Cu}}。 \tag{4}$$

式中:P_m为旋转输出功率;P_{Fe}为由 FEA 获得的定子与转子的铁耗;P_{Cu}为转矩绕组铜耗,写为

$$P_{Cu} = R_A i_A^2 + R_B i_B^2 + R_C i_C^2。 \tag{5}$$

式中转矩绕组电阻 $R_A = R_B = R_C$。

BFSPMM 的复合优化目标函数 $g(\kappa)$ 与优化变量集合 κ 的关系可写为

$$\max g(\kappa) = \lambda_1 \frac{T_a(\kappa)}{T_a'} - \lambda_2 \frac{T_r(\kappa)}{T_r'} + \lambda_3 \frac{F_{ra}(\kappa)}{F_{ra}'} - \lambda_4 \frac{F_{rr}(\kappa)}{F_{rr}'} - \lambda_5 \frac{F_{re}(\kappa)}{F_{re}'} + \lambda_6 \frac{\eta_r(\kappa)}{\eta_r'}。 \tag{6}$$

式中:T_a'、T_r'、F_{ra}'、F_{rr}'、F_{re}'、η_r'为优化空间内初代优化变量所对应的初代优化目标值;λ_1、λ_2、λ_3、λ_4、λ_5、λ_6分别为 6 个优化目标对应的权重因子,满足

$$\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4 + \lambda_5 + \lambda_6 = 1。 \tag{7}$$

2.2　待优化变量

图 7 展示了 5-DOF-BFSPMM 优化设计过程中的所有结构变量。

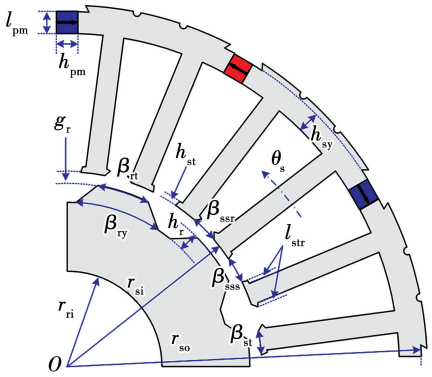


图 7　主要优化变量

Fig. 7　Main optimization variables

待优化变量充分考虑了永磁体尺寸以及定、转子齿槽结构对电机性能的影响,有助于进一步发掘重构 BFSPMM 的能力。

部分待优化参数在表 1 中已完成设定,且不同的待优化变量与气隙磁场的耦合程度不等。因此,选择主磁通路径上对气隙磁场影响较大的 10 个参数作为待优化变量,它们的定义及取值范围如表 2 所示。优化变量集合可写为

$$\boldsymbol{\kappa} = \{l_{\mathrm{pm}}, h_{\mathrm{pm}}, h_{\mathrm{sy}}, l_{\mathrm{str}}, h_{\mathrm{st}}, \theta_{\mathrm{s}}, k_{\mathrm{s}}, \beta_{\mathrm{rt}}, \beta_{\mathrm{ry}}, h_{\mathrm{r}}\}。\tag{8}$$

表 2 优化变量的范围

Table 2 Range of optimization variables

参数	范围
永磁体径向长度 l_{pm}/mm	6 ~ 7
永磁体切向长度 h_{pm}/mm	4 ~ 6
定子铁心轭部厚度 h_{sy}/mm	6 ~ 9
定子铁心槽扩展分宽度 l_{str}/mm	0.6 ~ 2.5
定子铁心齿顶部高度 h_{st}/mm	0.5 ~ 2
定子铁心齿旋转角度 θ_{s}/(°)	7.5 ~ 15
定子裂比/k_{s}	0.5 ~ 0.6
转子齿顶部宽度 β_{rt}/(°)	7.5 ~ 11.25
转子轭顶部宽度 β_{ry}/(°)	16.25 ~ 33.75
转子齿高度 h_{r}/mm	3 ~ 7

2.3 优化空间降维

考虑到局部灵敏度分析的局限性,引入 GSA 法,定义灵敏度为

$$S_{i_1,i_2,\cdots,i_s} = \frac{D_{i_1,i_2,\cdots,i_s}}{D}, 1 \leqslant i_1 < \cdots < i_s \leqslant k。\tag{9}$$

式中 D、$D_{i_1,i_2,\cdots,i_s}$ 分别为单一优化目标函数 $f(\boldsymbol{\kappa})$ 的总方差与偏方差。

S_i称为 $\boldsymbol{\kappa}_i$ 的一阶灵敏度系数,$S_{ij}(i \neq j)$为二阶灵敏度系数。各阶灵敏度系数的和,称为总灵敏度系数。此外,各阶灵敏度系数满足

$$\sum_{i=1}^{k} S_i + \sum_{1 \leqslant i < j \leqslant k} S_{ij} + \cdots + S_{1,2,\cdots,k} = 1。\tag{10}$$

$f(\boldsymbol{\kappa})$ 的总方差与偏方差的解析式求解困难,但采样总方差与偏方差计算较为容易。因此,定义 a、b 两组大规模独立采样样本为

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{\kappa}^{(a)} &: \{\boldsymbol{\kappa}_s^{(a)} \mid \boldsymbol{\kappa}_s^{(a)} = (\boldsymbol{\kappa}_{(\sim i)s}^{(a)}, \boldsymbol{\kappa}_{is}^{(a)})\}; \\ \boldsymbol{\kappa}^{(b)} &: \{\boldsymbol{\kappa}_s^{(b)} \mid \boldsymbol{\kappa}_s^{(b)} = (\boldsymbol{\kappa}_{(\sim i)s}^{(b)}, \boldsymbol{\kappa}_{is}^{(b)})\}。 \end{aligned}\right\}\tag{11}$$

借助总采样次数为 N 的大规模采样,进行 D 与 $D_{i_1,i_2,\cdots,i_s}$ 的估算,估计值写为:

$$\left.\begin{aligned} \hat{f}_0 &= \sum_{s=1}^{N} f(\boldsymbol{\kappa}_s); \\ \hat{D} &= \frac{1}{N}\sum_{s=1}^{N} f^2(\boldsymbol{\kappa}_s) - \hat{f}_0^2; \\ \hat{D}_i &= \frac{1}{N}\sum_{s=1}^{N} f(\boldsymbol{\kappa}_s^{(a)}) f(\boldsymbol{\kappa}_{(\sim i)s}^{(b)}, \boldsymbol{\kappa}_{is}^{(a)}) - \hat{f}_0^2; \\ \hat{D}_{\sim i} &= \frac{1}{N}\sum_{s=1}^{N} f(\boldsymbol{\kappa}_s^{(a)}) f(\boldsymbol{\kappa}_{(\sim i)s}^{(a)}, \boldsymbol{\kappa}_{is}^{(b)}) - \hat{f}_0^2。 \end{aligned}\right\}\tag{12}$$

式中:$\boldsymbol{\kappa}_s$ 为 $\boldsymbol{\kappa}$ 的第 s 次采样值;$\boldsymbol{\kappa}_{is}$ 为 $\boldsymbol{\kappa}_i$ 的第 s 次采样值;$\boldsymbol{\kappa}_{(\sim i)s}$ 为除 $\boldsymbol{\kappa}_i$ 以外的其他优化变量集合的第 s 次采样值。

$\boldsymbol{\kappa}_i$ 的一阶灵敏度系数的估计值 $\hat{S}_i$ 和总灵敏度系数的估计值 $\hat{S}_{\mathrm{T}i}$ 可写为:

$$\left.\begin{aligned} \hat{S}_i &= \frac{\hat{D}_i}{\hat{D}}; \\ \hat{S}_{\mathrm{T}i} &= 1 - \frac{\hat{D}_{\sim i}}{\hat{D}}。 \end{aligned}\right\}\tag{13}$$

图 8 展示了 $\boldsymbol{\kappa}$ 的总灵敏度系数分布情况。经统计,变量 l_{pm}、l_{str}、h_{st}、k_{s}、θ_{s}与 β_{rt}对目标 T_{a}、T_{r}、F_{ra}、F_{rr}、F_{re}以及 η_{r}的总灵敏度贡献率在 90% ~98% 之间。因此,它们可以作为显著变量用于多目标优化,而其他变量可作为非显著变量用于单目标优化。

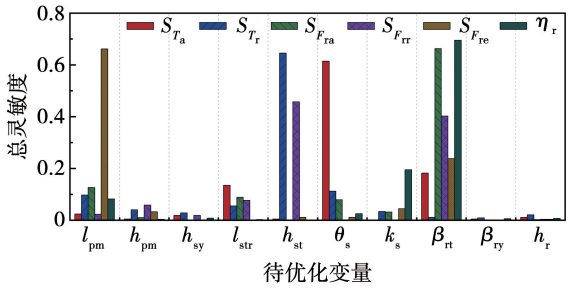


图 8 GSA 结果

Fig. 8 Results of GSA

2.4 优化目标模型

本节采用响应面建模法,实现优化目标模型的快速创建。参照表 2 给出的变量范围,借助 BBD 法,完成了设计实验所需的显著变量水平设计。所构建的模型以二次多项式的形式给出,T_{a}可写为

$$\begin{aligned} T_{\mathrm{a}} = {} & 4.828\,426 + 0.388\,5l_{\mathrm{pm}} - 0.47l_{\mathrm{str}} - \\ & 0.000\,864h_{\mathrm{st}} - 0.85\theta_{\mathrm{s}} + 0.24k_{\mathrm{s}} - 0.14\beta_{\mathrm{rt}} - \\ & 0.018l_{\mathrm{pm}}l_{\mathrm{str}} + 0.029l_{\mathrm{pm}}h_{\mathrm{st}} - 0.11l_{\mathrm{pm}}\theta_{\mathrm{s}} + \\ & 0.088l_{\mathrm{pm}}k_{\mathrm{s}} - 0.044l_{\mathrm{pm}}\beta_{\mathrm{rt}} - 0.061l_{\mathrm{str}}h_{\mathrm{st}} - \\ & 0.076l_{\mathrm{str}}\theta_{\mathrm{s}} - 0.102l_{\mathrm{str}}k_{\mathrm{s}} + 0.025l_{\mathrm{str}}\beta_{\mathrm{rt}} + \\ & 0.014h_{\mathrm{st}}\theta_{\mathrm{s}} - 0.061h_{\mathrm{st}}k_{\mathrm{s}} - 0.016h_{\mathrm{st}}\beta_{\mathrm{rt}} - \\ & 0.061\theta_{\mathrm{s}}k_{\mathrm{s}} + 0.051\theta_{\mathrm{s}}\beta_{\mathrm{rt}} + 0.11k_{\mathrm{s}}\beta_{\mathrm{rt}} - \\ & 0.1l_{\mathrm{pm}}^2 - 0.07l_{\mathrm{str}}^2 + 0.12h_{\mathrm{st}}^2 - 0.22\theta_{\mathrm{s}}^2 - \\ & 0.23k_{\mathrm{s}}^2 - 0.63\beta_{\mathrm{rt}}^2 + 0.004\,6l_{\mathrm{pm}}l_{\mathrm{str}}\theta_{\mathrm{s}} - \\ & 0.007\,03l_{\mathrm{pm}}h_{\mathrm{st}}\beta_{\mathrm{rt}} + 0.003\,88l_{\mathrm{pm}}\theta_{\mathrm{s}}k_{\mathrm{s}} - \\ & 0.021l_{\mathrm{str}}h_{\mathrm{st}}k_{\mathrm{s}} - 0.018\,5l_{\mathrm{str}}k_{\mathrm{s}}\beta_{\mathrm{rt}} - \\ & 0.007\,31h_{\mathrm{st}}\theta_{\mathrm{s}}\beta_{\mathrm{rt}} - 0.037l_{\mathrm{pm}}^2l_{\mathrm{str}} + 0.006\,01l_{\mathrm{pm}}^2h_{\mathrm{st}} - \end{aligned}$$

$$0.075\,8l_{pm}^2\theta_s + 0.157l_{pm}^2k_s + 0.047l_{pm}^2\beta_{rt} - 0.019l_{pm}l_{str}^2 + 0.058l_{pm}h_{st}^2 + 0.006\,9l_{str}^2h_{st} - 0.101l_{str}^2\theta_s + 0.068\,4l_{str}^2\beta_{rt} + 0.138l_{str}h_{st}^2 + 0.111h_{st}^2k_s。\tag{14}$$

类似地,T_r、F_{ra}、F_{rr}、F_{re}以及η_r的解析模型亦能够得到。表 3 给出了所构建的所有目标模型的拟合程度评价指标与结果,6 个目标模型的多重相关系数(R^2)以及变异系数($C.V.$)均符合指标要求。

表 3　建模评价指标与结果

Table 3　Modeling evaluation index and results

指标	T_a	T_r	F_{ra}	F_{rr}	F_{re}	η_r
R^2[≥0.95]	0.98	0.99	0.99	0.97	0.99	0.99
$C.V.$[≤15%]	2.9%	3.4%	2.3%	5.6%	2.4%	0.1%

2.5　多目标优化

NSGA-II 采用快速非支配排序,引入了拥挤度计算、比较算子以及精英策略,具有算法复杂度低、种群多样性好的特点。但随着优化空间维度的增加,该方案的种群非支配个体数呈现指数增长,大幅削弱了算法对个体优劣性的判断能力。尽管通过 GSA,BFSPMM 优化空间的维度已经得到了降低,但降维处理后的优化空间的维度仍然较高。

NSGA-III 可以自适应生成一组均匀分布的参考点,能够借助理想点和截距点的关系,将目标空间进行映射与归一化处理,通过计算最近的参考点与个体之间的距离以及拥挤度,进行个体选择,有效避免了优化目标之间的尺度差异带来的影响,解决了种群分布不均的问题,使得算法对个体优劣性的判断能力得到了显著提升。因此,NSGA-III 具有处理高维多目标优化问题的能力,其流程图如图 9 所示。

采用 NSGA-III 进行高承载力 BFSPMM 的多目标优化分析,结果如图 10 所示。值得指出的是,尽管η_r得到了优化,但出于可视化维度的限制,其可视化结果未能给出。

参照传统两自由度 BFSPMM 的结构特征,在优化变量区间内初步选取一组初代优化值。根据式(6)与高承载力 BFSPMM 在磁悬浮与旋转运行时的需求,均衡考虑 6 个优化目标之间的影响,选取 5 个具有代表性的权重,对优化目标进行评价,获得如表 4所示的 5 个优化结果。

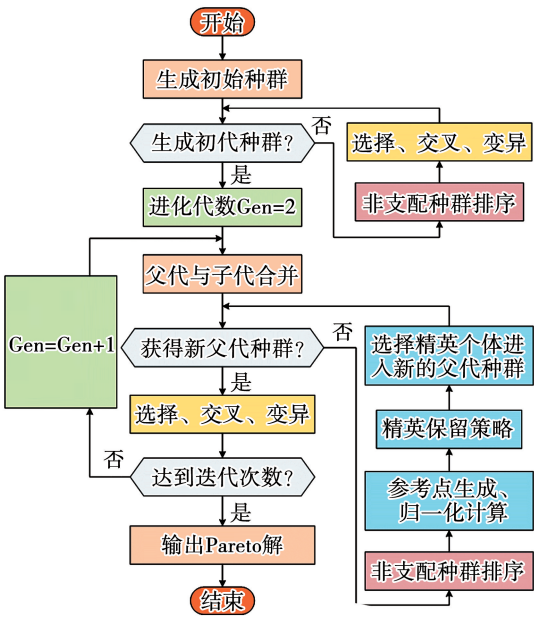


图 9　NSGA-III 的流程图

Fig. 9　Flowchart of NSGA-III

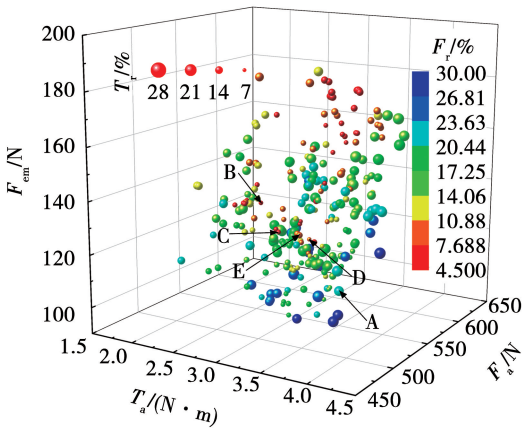


图 10　多目标优化结果

Fig. 10　Result of multi-objective optimization

表 4　典型权重对应的优化结果

Table 4　Optimization results corresponding to typical weights

优化结果[权重]	T_a/(N·m)	T_r/%	F_{ra}/N	F_{rr}/%	F_{re}/N	η_r/%
A[$\lambda_1=0.25,\lambda_2=0.25,\lambda_3=0.125,\lambda_4=0.125,\lambda_5=0.125,\lambda_6=0.125$]	3.77	10.05	504.21	14.63	113.86	95.80
B[$\lambda_1=0.125,\lambda_2=0.125,\lambda_3=0.25,\lambda_4=0.25,\lambda_5=0.125,\lambda_6=0.125$]	2.42	11.84	584.13	7.45	119.51	94.42
C[$\lambda_1=0.125,\lambda_2=0.125,\lambda_3=0.125,\lambda_4=0.125,\lambda_5=0.125,\lambda_6=0.5$]	3.75	10.14	498.48	15.21	110.26	95.81
D[$\lambda_1=0.25,\lambda_2=0.125,\lambda_3=0.25,\lambda_4=0.125,\lambda_5=0.125,\lambda_6=0.125$]	3.22	10.98	590.98	5.95	155.03	94.85
E[$\lambda_1=0.125,\lambda_2=0.25,\lambda_3=0.125,\lambda_4=0.25,\lambda_5=0.125,\lambda_6=0.125$]	3.15	9.91	537.24	5.65	129.59	95.32

结果 A、B、C、D、E 分别侧重于 BFSPMM 的不同电磁性能。考虑到电机平稳运行的需求,选取满足表 1 规定且具有更小转矩脉动与悬浮力脉动的结果 E 作为多目标优化的结果,其所对应的设计变量即为 SGOV。

进一步地,结合单目标优化结果,能够得到所有的 SGOV,表 5 给出了它们具体的数值。使用 FEA 对 SGOV 所对应电机的电磁性能进行验证,结果如图 11 所示。

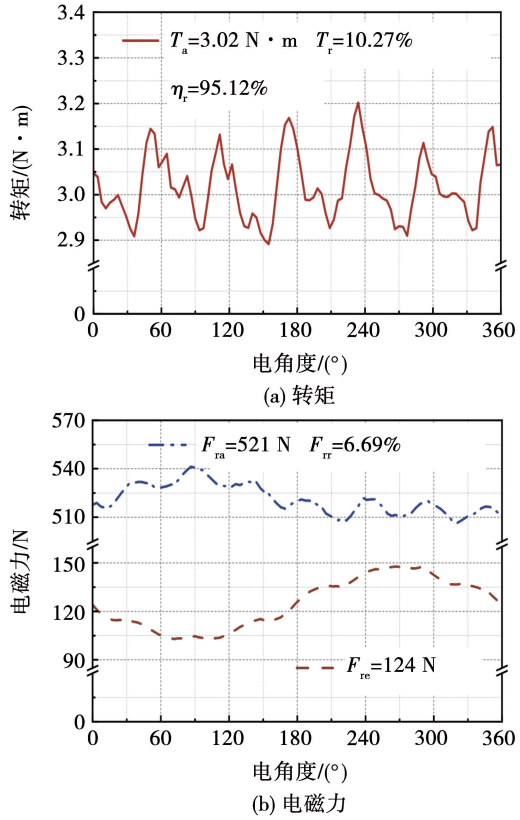


图 11 SGOV 对应的电机电磁性能

Fig. 11 Electromagnetic performance of the motor corresponding to SGOV

FEA 得到的结果与结果 E 相比,T_a、T_r、F_{ra}、F_{rr}、F_{re}、η_r分别存在 4.12%、3.63%、3.02%、18.4%、4.31%、0.21%的误差,说明响应面法所构建的模型具有较高的精确度。但为了提升优化的可靠性,仍需要借助 FEA,在 SGOV 的基础上,以幅值上下浮动 10%为界限,进行精细化的参数扫描优化。经过分析,最终得到 BFSPMM 的最优设计变量集合,如表 5 所示。

表 5 最优电机的主要结构参数

Table 5 Primary structural parameters of the optimal motor

变量	SGOV 值	最优值	变量	SGOV 值	最优值
l_{pm}/mm	5.71	5.80	h_{pm}/mm	5.41	5.30
h_{sy}/mm	6.14	5.80	l_{str}/mm	1.02	0.92
h_{st}/mm	1.65	1.49	θ_s/(°)	14.48	15.00
k_s	0.535	0.540	β_{rt}/(°)	15.75	16.65
β_{ry}/(°)	30.72	30.97	h_r/mm	5.21	5.02

3 最优电机电磁特性分析

3.1 电磁转矩

图 12 展示了精细化优化前后,一个电周期内单台 BFSPMM 的额定电磁转矩。优化后电机的平均转矩由 3.02 N·m 提升至 3.08 N·m,转矩脉动由 10.27%降低至 9.95%,精细化优化使得电机的电磁转矩性能得到了一定程度的改善。

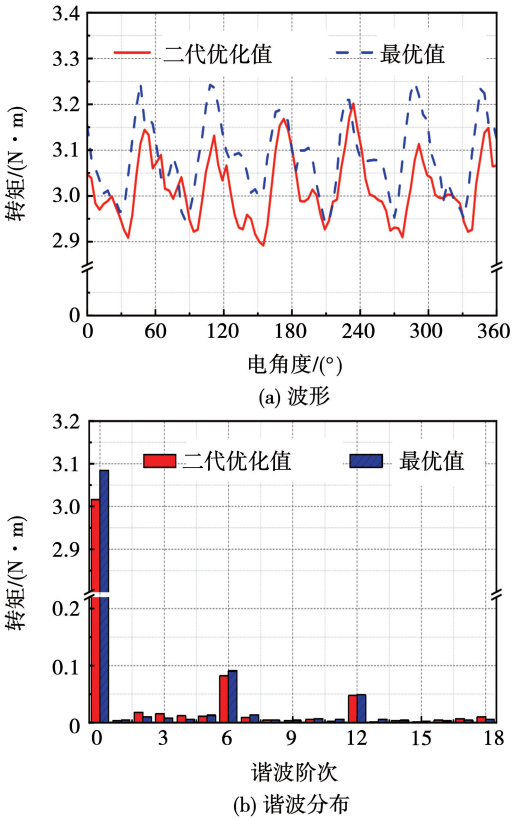


图 12 额定电磁转矩

Fig. 12 Rated electromagnetic torque

图 13 展示了单台最优 BFSPMM 在不同电流密

度激励下输出的电磁转矩。转矩脉动 T_{p-p} 主要来自于六次谐波与十二次谐波,在输出额定转矩时,T_{p-p} 达到峰值。因此,当电机在额定转矩运行区间内运行时,最大转矩脉动不会超过 0.31 N·m。

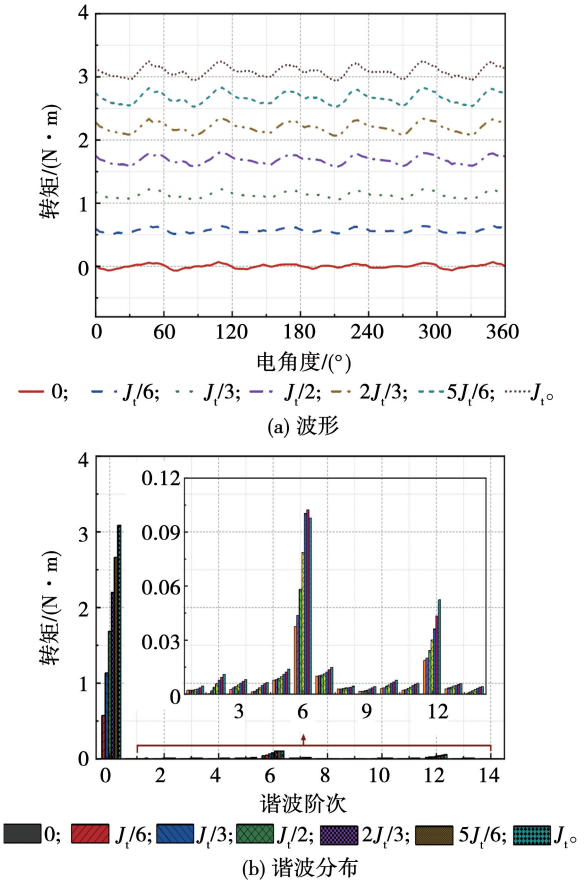


图 13　不同工况下最优电机的电磁转矩

Fig. 13　Electromagnetic torque of the optimal motor under various operating conditions

3.2　电磁力

图 14 以 x 轴方向为例,展示了精细化优化前后,一个电周期内单台 BFSPMM 的额定悬浮力。优化后电机额定悬浮力的平均值由 521 N 提升至 532 N,悬浮力脉动由 6.69% 降低至 6.45%,精细化优化使得电机的悬浮力得到了一定程度的提升。

图 15 展示了单台最优 BFSPMM 在一个电周期内的平均悬浮力 F_{sa} 以及平均不平衡磁拉力 F_{ea} 在电机径向空间上的矢量分布情况。最大偏心时,F_{mea} 为 129 N,根据式(1),最优电机在 x 轴方向所对应的径向承载力 F_{rbc} 为 403 N,满足表 1 中的设计要求。

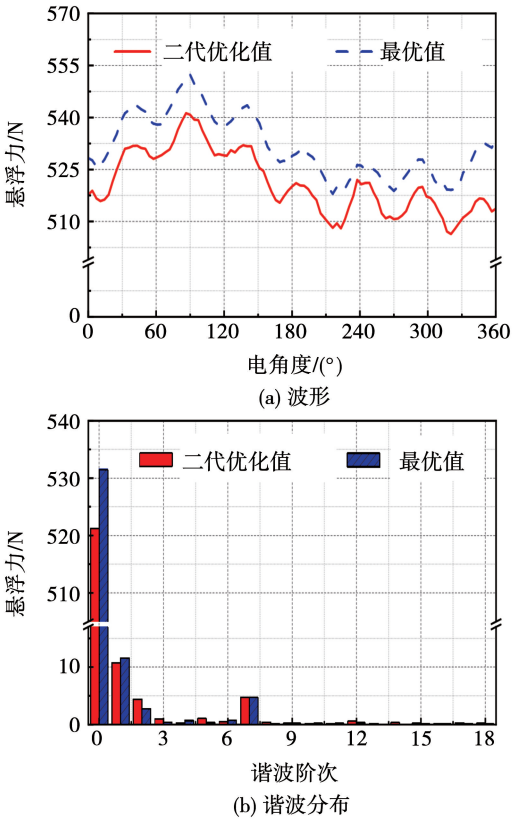


图 14　额定悬浮力

Fig. 14　Rated suspension force

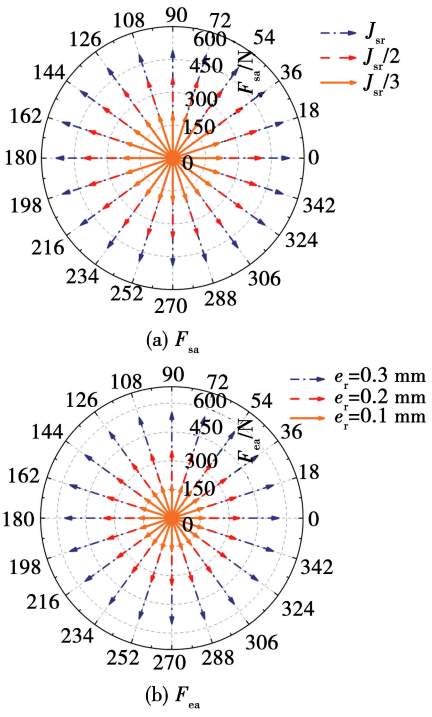


图 15　电磁力沿周向分布情况

Fig. 15　Circumferential distribution of the electromagneticx force

此外，最优电机的悬浮绕组每匝截面积为 1 mm^2，根据表 1 与图 15，可以得到单台 BFSPMM 在一个电周期内，平均悬浮电流与平均悬浮力的关系为：

$$\left.\begin{aligned} F_{sx} &= -2.791i_x^2 + 84.806i_x - 3.628; \\ F_{sy} &= -2.017i_y^2 + 73.067i_y - 3.049。 \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

3.3 运行效率

图 16 展示了单台最优 BFSPMM 的旋转运行效率 MAP 图。在额定运行区间内，电机的运行效率普遍高于 95%。

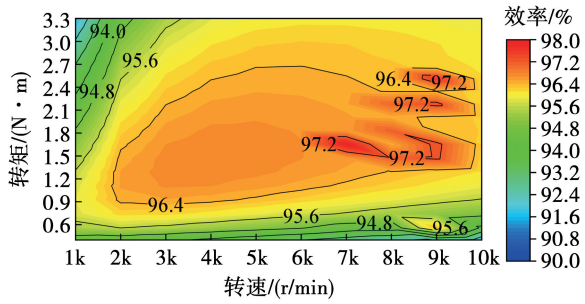


图 16 效率 MAP 图

Fig. 16 Efficiency MAP

综上，本文设计的高承载力 5-DOF-BFSPMM，具有良好的电磁性能与较高的运行效率，实现了表 1 设定的设计目标。

4 实验验证

为了验证所提 5-DOF-BFSPMM 拓扑结构的可行性与最优 BFSPMM 的电磁性能，根据表 1 与表 5 所示参数，结合尺寸匹配的 AMB，制作了如图 17 所示的实验样机。BFSPMM 的定、转子冲片由牌号为 12SW1200 的硅钢片叠压制成，AMB 的定子与推力盘由牌号为 DT4 的电工纯铁制成。

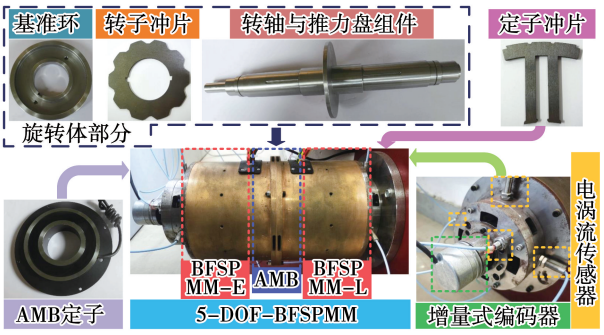


图 17 实验样机

Fig. 17 Experimental prototype

本文构建的实验测试平台如图 18 所示，该平台主要由控制器模块、旋转系统功率模块、悬浮系统功率模块、直流电源、实验样机、上位机、示波器等几部分组成。



图 18 测试平台与样机

Fig. 18 Test platform and prototype

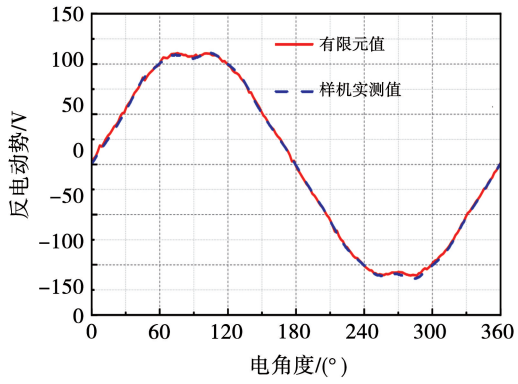
5-DOF-BFSPMM 的控制系统主要包括旋转控制系统与悬浮控制系统两部分。旋转控制系统采用基于比例积分(proportional integral, PI)的矢量控制策略，利用转矩分配控制器实现左右两台 BFSPMM 的转矩分配。悬浮控制系统采用基于比例积分与微分的位移控制策略以及基于 PI 的电流控制策略。

4.1 反电动势核验

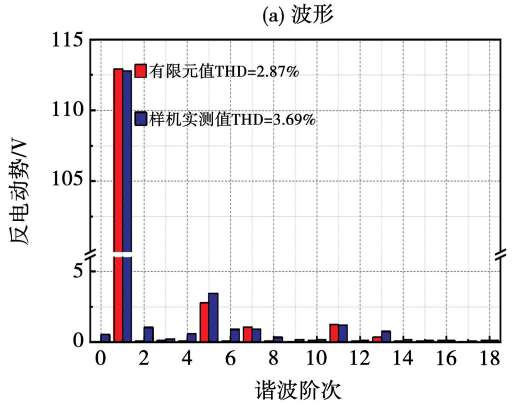
图 19 展示了样机额定空载反电动势的实测值与 FEA 值的对比结果。实测与 FEA 的基波幅值仅存在约 0.1% 的差异，受加工误差的影响，样机的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)更高，与 FEA 理论值存在约 0.82% 的差值。空载反电动势的高度一致性证明了制作样机的有效性。

4.2 悬浮性能实验

图 20 展示了当样机悬浮运行时，转子在不同自由度的悬浮位移情况。t_1 时刻，在 BFSPMM-L 的 x 轴负方向施加 25 N 的负载扰动，转子能够在 0.18 s 内快速回归至电机径向的几何中心附近悬浮运行，稳态悬浮位移误差被控制在 10 μm 以内。表明样机实现了 5-DOF 磁悬浮运行，并且具备一定的抗径向负载扰动能力。



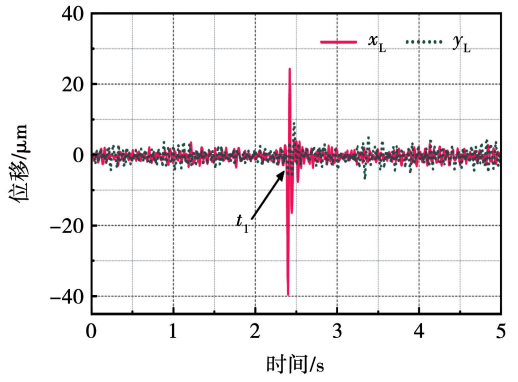
(a) 波形



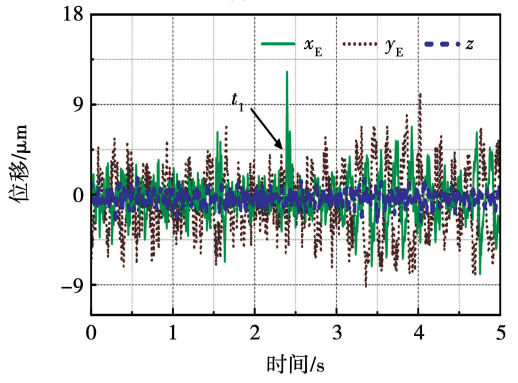
(b) 谐波分布

图 19　反电动势的仿真与实测值

Fig. 19　Simulated and measured value of back electromotive force



(a) BFSPMM-L

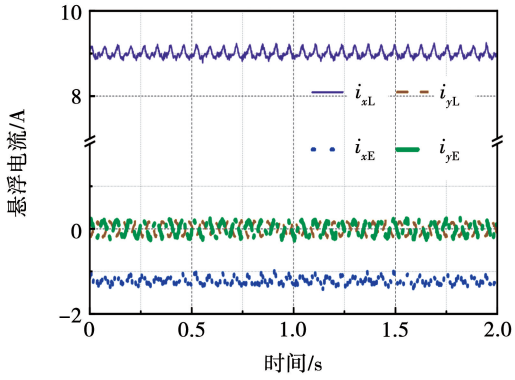


(b) BFSPMM-L与AMB

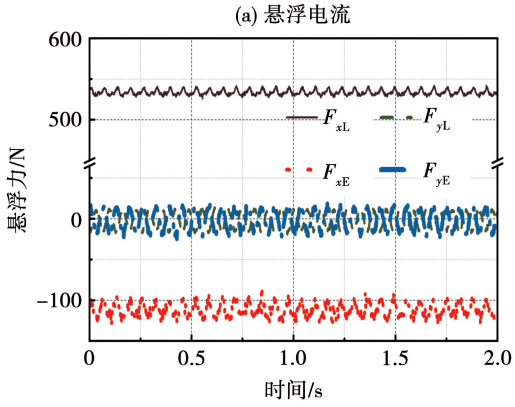
图 20　五个自由度的悬浮位移

Fig. 20　Suspension displacement in 5-DOF

图 21 展示了样机悬浮运行时的悬浮电流与悬浮力。x 轴方向承受重力,规定重力的反方向为正方向,在 BFSPMM-L 的转轴端部施加与重力方向相同的负载力,使 BFSPMM-L 的悬浮电流 i_{xL} 达到额定值 9 A。经统计并借助式(15)计算,BFSPMM-L 输出的额定平均悬浮力 F_{xL} 为 534 N,负载力 F_{Load} 为 −265 N,重力 G_r 为 −135 N,为了纠正重心偏移,BFSPMM-E 输出的平均悬浮力 F_{xE} 为 −111 N。电机在 y 轴方向不承受重力,同时也不施加任何负载力,所以悬浮电流 i_{yE}、i_{yL} 与悬浮力 F_{yE}、F_{yL} 的平均值均为 0。



(a) 悬浮电流



(b) 悬浮力

图 21　径向悬浮电流与悬浮力

Fig. 21　Radial suspension current and suspension force

在 x 轴方向,转子受到的外力为 G_r 与 F_{Load},合外力的值为 400 N。电机输出的电磁力为 F_{xL} 与 F_{xE},合电磁力的值为 423 N。实测的合外力与 FEA 得到的合电磁力的误差约为 5.75%,该误差由测试过程中随机的转子位置产生的随机电磁力与式(15)计算得到的平均悬浮力的差异导致。悬浮力的相关实验证明了单台 BFSPMM 样机在额定悬浮电流激励下,能够输出额定悬浮力。

综上,5-DOF-BFSPMM 样机的悬浮性能实现了表 1 规定的设计目标。

4.3 旋转性能实验

图 22 展示了样机的旋转性能。在 t_2 与 t_3 时刻进行了转速阶跃,实际转速能够稳定跟踪给定转速。在 t_4 与 t_5 时刻进行了转矩阶跃,实际转矩能够稳定跟踪给定转矩,单台 BFSPMM 能够在额定转矩电流激励下稳定输出 3.04 N·m 的额定电磁转矩,额定转矩值与 FEA 值的误差约为 1.93%。证明了单台 BFSPMM 样机在额定转矩电流激励下,能够输出额定电磁转矩。

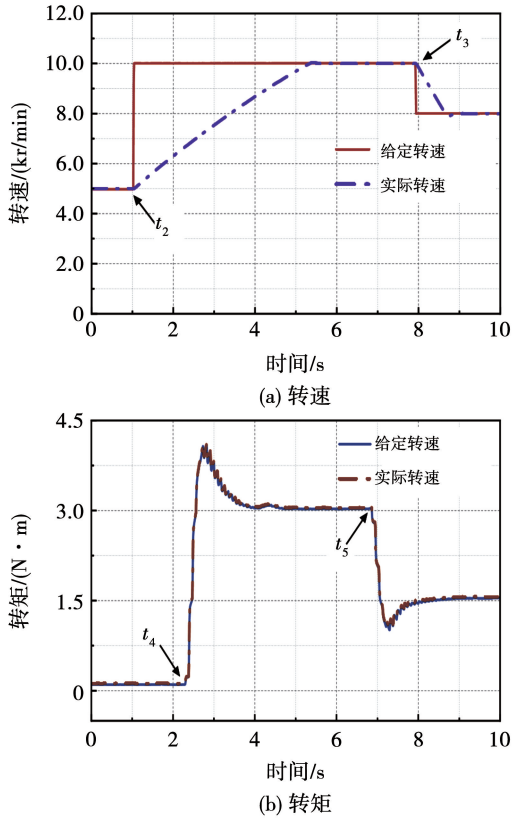


图 22 旋转性能

Fig. 22 Rotation performance

根据图 22(b),电机输出额定转矩时,实测电机的运行效率为 95.8%,与图 16 所示效率 MAP 图相比,差异很小。证明了样机具有较高的运行效率。

综上,5-DOF-BFSPMM 样机的旋转性能实现了表 1 规定的设计目标。

5 结 论

针对当前高承载力磁悬浮驱动系统的需求,本文提出一种转子五自由度磁悬浮的新型高承载力无轴承磁通切换电机拓扑结构。根据该电机优化设计空间高维的特点,设计了对应的多目标优化设计方案。制作了实验样机并进行了相关实验验证,通过有限元模型仿真分析与样机实验的对比,可以得出以下结论:

1)所提出的 BFSPMM 定子重构策略能够显著提升电机的径向承载力,为无轴承电机设计过程中,转矩与承载力的分配策略研究提供了新的思路。

2)所提出的多目标优化设计方案,整合了电机在电磁性能设计过程中所采用的多种设计方案的优点,在保证精准性的同时,显著提升了设计效率。

3)样机高度还原了各项设计性能指标,理论与实测的空载反电动势基波幅值的误差约为 0.1%。样机实现了在五个自由度的磁悬浮与切向旋转运行,输出的悬浮力、转矩与对应 FEA 理论值的误差分别为 5.75% 与 1.93%。

参 考 文 献:

[1] SUN Xiaodong, CHEN Long, YANG Zebin. Overview of bearingless permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5528.

[2] 朱焜秋, 计宗佑, 丁海飞. 永磁辅助无轴承同步磁阻电机优化及电磁分析[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 59.
ZHU Huangqiu, JI Zongyou, DING Haifei. Optimization and electromagnetic characteristic analysis of permanent magnet assisted bearingless synchronous reluctance motor[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 59.

[3] LI Xianglin, SHEN Fawen, YU Shiyang, et al. Flux-regulation principle and performance analysis of a novel axial partitioned stator hybrid-excitation flux-switching machine using parallel magnetic circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6560.

[4] 李健, 李大伟, 裴同豪, 等. 无轴承电机并联式集成绕组设计准则与快速分相方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(10): 23.
LI Jian, LI Dawei, PEI Tonghao, et al. Design guidelines and fast phase-division method of parallel combined windings for bearingless motors[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(10): 23.

[5] ZHU Xiaoyong, FAN Deyang, MO Lihong, et al. Multiobjective optimization design of adouble-rotor flux-switching permanent magnet machine considering multimode operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 641.

[6] ZHU Huangqiu, XU Ying. Permanent magnet parameter design and performance analysis of bearingless flux switching permanent

magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(5): 4153.

[7] 崔征山, 周扬忠, 周祎豪. 基于改进子域模型的双绕组无轴承磁通切换电机磁场解析计算[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(3): 66.
CUI Zhengshan, ZHOU Yangzhong, ZHOU Yihao. Analytical calculation of magnetic field of dual-winding bearingless flux-switching permanent magnet motors based on improved subdomain model[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(3): 66.

[8] 林佳泷, 周扬忠, 陈东远, 等. 基于最小二乘支持向量机解耦的无轴承磁通切换电机转子径向磁悬浮逆系统控制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(14): 4534.
LIN Jialong, ZHOU Yangzhong, CHEN Dongyuan, et al. Control of inverse system of rotor radial magnetic suspension of bearingless flux-switching permanent magnet machines based on decoupling of least squares support vector machines[J]. Transactions of China Electrotechinical Society, 2025, 40(14): 4534.

[9] LIANG Tongwei, ZHOU Yangzhong, CHEN Dongyuan, et al. Linear active disturbance rejection decoupling control of bearingless flux-switching permanent magnet motors based on system model assistance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(1): 781.

[10] 陈垚, 周扬忠, 张竞, 等. 单绕组无轴承磁通切换电机转子空间位置估计及其无传感器复合控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4666.
CHEN Yao, ZHOU Yangzhong, ZHANG Jing, et al. Rotor spatial position estimation and sensorless composite control of bearingless flux-switching permanent magnet motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4666.

[11] 李健, 陈红, 李大伟, 等. 高速高功率密度无轴承永磁薄片电机设计与优化[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(6): 171.
LI Jian, CHEN Hong, LI Dawei, et al. Design and optimization of bearingless permanent magnet slice motors for high speed and high power density applications[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(6): 171.

[12] LIU Yulei, YU Haitao, WANG Yao. Establishment of a new dual rotor flux switching motor magnetic circuit model and optimization of no-load back EMF[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(12): 1.

[13] 李祥林, 李金阳, 杨光勇, 等. 电励磁双定子场调制电机的多目标优化设计分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(5): 972.
LI Xianglin, LI Jinyang, YANG Guangyong, et al. Multi-objective optimization analysis of electric-excitation double-stator field-modulated machine[J]. Transactions of China Electrotechinical Society, 2020, 35(5): 972.

[14] 华逸舟, 刘奕辰, 潘伟, 等. 基于改进粒子群算法的无轴承永磁同步电机多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 4443.
HUA Yizhou, LIU Yichen, PAN Wei, et al. Multi-objective optimization design of bearingless permanent magnet synchronous motor using improved particle swarm optimization algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4443.

[15] 赵耀, 徐笠, 李东东, 等. 五相混合励磁双凸极电机多目标分层分期优化设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(22): 7045.
ZHAO Yao, XU Li, LI Dongdong, et al. Multi-objective layered and phased optimization design of five phase hybrid-excited double salient machine[J]. Transactions of China Electrotechinical Society, 2024, 39(22): 7045.

[16] 何琨, 严正, 徐潇源, 等. 基于 Sobol'法的孤岛微电网潮流全局灵敏度分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(14): 99.
HE Kun, YAN Zheng, XU Xiaoyuan, et al. Sobol' method based global sensitivity analysis of power flow in islanded microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(14): 99.

[17] 孙玉坤, 袁野, 黄永红, 等. 磁悬浮开关磁阻电机多目标优化设计[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(11): 32.
SUN Yukun, YUAN Ye, HUANG Yonghong, et al. Multi-objective optimal design of single winding bearingless reluctance motor[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(11): 32.

[18] MAO Yuan, NIU Shuangxia, YANG Yun. Differential evolution-based multiobjective optimization of the electrical continuously variable transmission system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2080.

[19] BENIAKAR M E, KAKOSIMOS P E, KLADAS A G. Strength pareto evolutionary optimization of an in-wheel PM motor with unequal teeth for electric traction[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(3): 1.

[20] 梁彤伟, 周扬忠, 陈东远. 永磁偏置型轴向磁轴承多目标优化设计[C]//第十一届全国磁悬浮技术与振动控制学术会议, 2023 年 8 月 4 日 -7 日, 中国, 长沙. 2023: 81.

(编辑:朱美华)