

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514565

# 无轴承磁通切换电机转子五自由度 磁悬浮协同控制研究\*

孙康阳, 周扬忠, 钟天云, 赵家恺

(福州大学数字能源福建省高校重点实验室 福州 350108)

**摘要:** 无轴承磁通切换电机 (BFSPMM) 永磁体置于电机定子侧, 散热路径极佳, 从根本上解决了高速下转子永磁体易退磁的难题, 确保了高温工况下的可靠性。同时, 它融合了磁通切换电机的高功率密度、高转矩特性与无轴承技术的无接触、无磨损优点, 理论上可实现转子的多自由度主动悬浮。作为下一代高速电主轴的核心, 将直接提升高端数控机床的加工精度与效率; 在飞轮储能系统中, 可实现超高转速运行, 大幅提升储能密度; 此外, 在航空航天、半导体制造、生命科学等对无污染、超高转速有严苛要求的特种领域, 具有不可替代的潜力, 是驱动未来高端装备升级的关键技术之一。但现有的 BFSPMM 只能实现转子两自由度 (2-DOF) 磁悬浮。为此, 利用两台 BFSPMM 及一个轴向磁轴承构建新型转子五自由度磁悬浮的无轴承磁通切换电机 (5-DOF-BFSPMM), 并提出高性能五自由度磁悬浮协同控制策略。两台 BFSPMM 同轴, 且沿圆周方向错开  $3^\circ$  安装, 实现两台电机齿槽转矩相互抵消; 结合电机特殊结构, 推导出 5-DOF-BFSPMM 的转子五自由度动力学模型; 基于动力学模型, 提出基于转子平动位移与锥动角解耦的转子五自由度磁悬浮协同控制策略。实验结果表明, 所提出的转子五自由度磁悬浮协同控制策略实现了 5-DOF-BFSPMM 转子五自由度高性能磁悬浮控制, 稳态径向位移脉动降低了 41.9%, 径向扰动幅值降低了 32.9%。

**关键词:** 无轴承磁通切换电机; 五自由度磁悬浮; 动力学模型; 平动; 锥动; 磁悬浮协同控制

**中图分类号:** TM341 TH165.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Coordinated levitation control for a bearingless flux-switching permanent magnet motor with five degrees of freedom

Sun Kangyang, Zhou Yangzhong, Zhong Tianyun, Zhao Jiakai

(Fuzhou University Key Laboratory of Energy Digitalization, Fujian Province University, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** The bearingless flux-switching permanent magnet motor (BFSPMM) places the permanent magnets on the stator side of the motor, providing an excellent heat dissipation path and fundamentally solving the problem of demagnetization of the rotor permanent magnets at high speeds, ensuring reliability under high-temperature conditions. Meanwhile, it combines the high power density and high torque characteristics of flux-switching motors with the non-contact and wear-free advantages of bearingless technology, theoretically enabling multi-degree-of-freedom active suspension of the rotor. As the core of the next-generation high-speed electric spindle, it will directly enhance the processing accuracy and efficiency of high-end CNC machine tools. In flywheel energy storage systems, it can achieve ultra-high-speed operation, significantly increasing energy storage density. Additionally, in special fields such as aerospace, semiconductor manufacturing, and life sciences, which have strict requirements for pollution-free and ultra-high-speed operation, it has irreplaceable potential and is one of the key technologies driving the upgrade of future high-end equipment. However, conventional BFSPMMs can only achieve two-degrees-of-freedom (2-DOF) magnetic levitation for the rotor. To address this limitation, this article constructs a novel Bearingless Flux-Switching Permanent Magnet Motor with Five Degrees of Freedom (5-DOF-BFSPMM) by employing two BFSPMMs and one axial magnetic bearing, and proposes a high-performance cooperative levitation control strategy for five-degree-of-freedom control. Two BFSPMMs are coaxially arranged and installed with a  $3^\circ$  circumferential offset to cancel their cogging torques mutually. Based on the unique structure of the motor, the 5-DOF dynamic model of the 5-DOF-BFSPMM rotor is derived. Furthermore,

收稿日期: 2025-10-11 Received Date: 2025-10-11

\* 基金项目: 福建省自然科学基金 (2021J02023) 项目资助

leveraging this dynamic model, a cooperative levitation control strategy is proposed, which decouples the rotor's translational displacements and tilting angles. Experimental results show that the proposed cooperative levitation control strategy successfully achieves high-performance magnetic levitation control for all five degrees of freedom in the 5-DOF-BFSPMM. Specifically, the steady-state radial displacement ripple is reduced by 41.9%, and the radial disturbance amplitude is suppressed by 32.9%.

**Keywords:** bearingless flux-switching permanent magnet motor; five-degrees-of-freedom magnetic levitation; dynamic model; translation; tilting motion; cooperative levitation control

## 0 引 言

无轴承磁通切换电机 (bearingless flux-switching permanent magnet motor, BFSPMM) 把磁悬浮与磁通切换电机二者优点有机结合, 具有无摩擦、长寿命、高效率、永磁体温升退磁风险低等特性, 在飞轮储能、高速机床和航空航天等大容量领域具有重要应用前景<sup>[1-5]</sup>。

目前, BFSPMM 的研究主要聚焦于两自由度拓扑结构与悬浮控制策略两大方面。在结构设计上, 为了通过优化电机结构提升电机性能。文献[6]提出了一种转子交错并列式的新型拓扑结构。理论分析与有限元仿真表明, 该结构能有效消除悬浮力中的偶次谐波及直流分量, 显著改善了悬浮力特性。基于有限元分析 (finite element analysis, FEA) 的多目标优化也被广泛用于提升电机的转矩性能与悬浮性能<sup>[7-9]</sup>。但是, FEA 耗时漫长, 极大地制约了其研发效率<sup>[10]</sup>。文献[11]建立了一种考虑转子偏心率的可变结构磁网络模型, 成功克服了传统 FEA 耗时的缺点。基于此模型, 他们直接推导出了 BFSPMM 最优齿宽比、永磁磁链、电磁转矩和悬浮力等关键参数的解析表达式, 形成了一套系统的快速设计方法, 并通过实验验证了其有效性。在磁悬浮控制方面, 挑战主要源于系统的非线性、强耦合性和参数敏感性。基础的控制方案通常采用基于比例-积分-微分 (proportional-integral-derivative, PID) 控制器的控制。然而, PID 控制器对模型参数变化和外部扰动鲁棒性较差。为此, 滑模变结构控制<sup>[12]</sup>、最小二乘支持向量机<sup>[13]</sup>、内模控制<sup>[14]</sup>、自抗扰控制策略<sup>[15-16]</sup>等先进控制算法被引入以提升 BFSPMM 转子径向悬浮控制性能。此外, 为降低成本和提高可靠性, BFSPMM 无转子径向位移传感器技术也成为研究热点<sup>[17-19]</sup>, 文献[17]基于高频电流注入构建了转子径向位移观测器, 同时与自抗扰控制策略相结合, 实现了 BFSPMM 无径向位移传感器悬浮控制。

虽然上述文献对两自由度 BFSPMM 结构及其控制策略展开了一定的研究, 但若满足飞轮储能、高速机床等大容量应用需求, 必须解决满足转子五自由度主动磁悬浮需要的转子五自由度磁悬浮无轴承磁通切换电机 (bearingless flux-switching permanent magnet motor with five degrees of freedom, 5-DOF-BFSPMM) 结构设计及转

子五自由度主动磁悬浮稳定控制难题。而目前, 公开文献对上述两方面难题的研究都很少。

对于转子五自由度磁悬浮控制策略的研究, 传统的控制策略采用分散式的 PID 控制器分别对 5 个自由度的位移误差进行运算并生成控制信号<sup>[20]</sup>。为提高转子五自由度控制系统的解耦性能与抗扰性能, 文献[20]针对五自由度磁悬浮开关磁阻电动机, 在传统控制策略的基础上加入了基于线性扩张观测器构建的扰动补偿环节, 有效提高了五自由度磁轴承的抗扰性能。文献[21]提出了一种基于 Takagi-Sugeno 型模糊神经网络逆系统的自抗扰控制方法, 通过神经网络的非线性逼近能力构建系统逆模型, 实现了原系统的精确线性化解耦, 并将自抗扰控制与逆系统方法相结合, 最终在仿真中验证了所提控制策略在五自由度无轴承永磁同步电机悬浮控制应用的有效性。

现有的关于 5-DOF-BFSPMM 的文献中, 文献[22]采用 PID 控制器分别构建了转子径向四自由度位移与轴向位移 5 个独立的闭环控制系统, 实现了 5-DOF-BFSPMM 基本悬浮功能, 但是控制策略结构单一, 系统抗扰性能与解耦性能较差。进一步地, 为提高转子悬浮稳定性, 文献[23]针对临界转速范围内转子的振动问题, 建立了 5-DOF-BFSPMM 支撑刚度的理论模型, 明确了刚度与临界转速的映射关系, 设计了有效规避临界转速的 5-DOF-BFSPMM 控制策略。然而, 上述控制策略均忽略了转子动力学中固有的径向平动与锥动模态 (即转子沿径向产生的锥形转动) 之间的动态耦合, 以及陀螺效应对系统稳定性的严重影响, 要实现 5-DOF-BFSPMM 在高速大容量领域内的高性能稳定运行, 仍需进行深入的控制策略的研究。

为此, 本文利用两台 BFSPMM 和一台轴向磁轴承构建新型 5-DOF-BFSPMM; 针对 5-DOF-BFSPMM 的转子五自由度高性能悬浮控制问题, 提出了一种新型转子五自由度磁悬浮协同控制策略。首先, 分析了电机特殊的物理结构。接着, 结合电机结构推导了 5-DOF-BFSPMM 的转子五自由度动力学模型。然后, 根据获得的动力学模型, 设计了 5-DOF-BFSPMM 基于转子平动和锥动解耦的转子五自由度磁悬浮协同控制策略, 实现 5-DOF-BFSPMM 转子平动以及锥动间的解耦控制, 提高了转子五自由度磁悬浮的控制性能。最后, 通过实验验证所提方法的有效性。

# 1 新型 5-DOF-BFSPMM 拓扑及悬浮力产生原理

## 1.1 5-DOF-BFSPMM 拓扑

本文 5-DOF-BFSPMM 拓扑结构如图 1 所示。两台 BFSPMM 同轴对称分布,实现转轴首(负载侧)/尾(编码器侧)径向四自由度磁悬浮控制;转轴中间安装轴向磁悬浮轴承,实现转轴轴向一自由度磁悬浮控制。电机首/尾机壳径向正交方向安装 8 个电涡流传感器用于测量转轴 4 个径向位移;电机尾端端盖上安装 2 个电涡流传感器用于测量转轴轴向位移,同时安装一个编码器用于测量转子切向位置角。

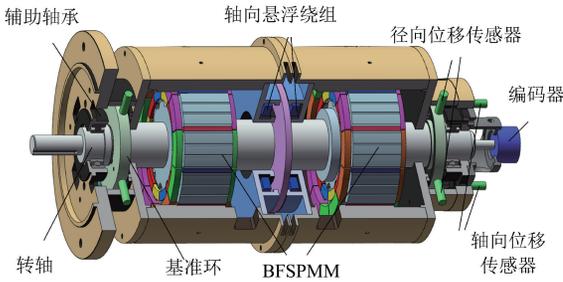
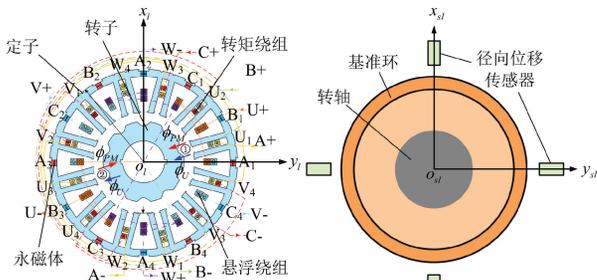


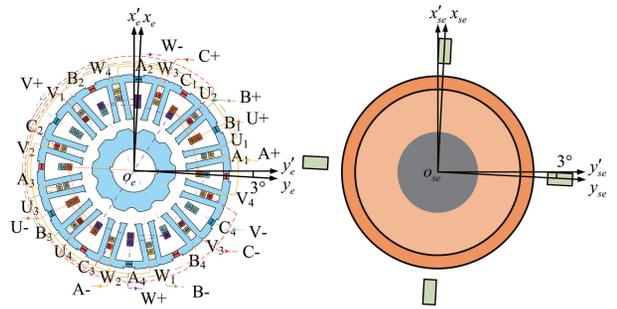
图 1 5-DOF-BFSPMM 拓扑结构  
Fig. 1 Topology of 5-DOF-BFSPMM

为了降低电机齿槽转矩对转子平稳运行的影响,两台 BFSPMM 同轴,且沿圆周方向错开 3°机械角度安装,从而实现两电机的齿槽转矩相互抵消,具体的两台电机拓扑结构如图 2 所示,图中同时分别给出两台电机控制转轴径向两自由度磁悬浮所需的直角坐标系  $xy$ ,负载侧和编码器侧变量用下标“ $l$ ”和“ $e$ ”标注区分。

BFSPMM 转子由只有 10 个齿的铁心叠压而成;定子包括铁心、永磁体、置于铁槽中三相转矩绕组 ABC、置于永磁体槽中三相悬浮绕组 UVW,转矩绕组流过三相对称电流  $i_A, i_B, i_C$  产生转矩推动转子旋转,悬浮绕组流过三相对称电流  $i_U, i_V, i_W$  产生可控悬浮力。



(a) 负载侧BFSPMM与径向位移传感器  
(a) Load-side BFSPMM and radial displacement sensor



(b) 编码器侧BFSPMM与径向位移传感器  
(b) Encoder-side BFSPMM and radial displacement sensor

图 2 两台 BFSPMM 拓扑结构

Fig. 2 Topology of two BFSPMMs

轴向磁轴承结构如图 3 所示。推力盘同轴安装在转轴上,其左右两侧定子绕组中同时流过产生磁轴承气隙偏置磁场的偏置电流  $I_0$  和产生轴向电磁推力的补偿电流  $i$ 。

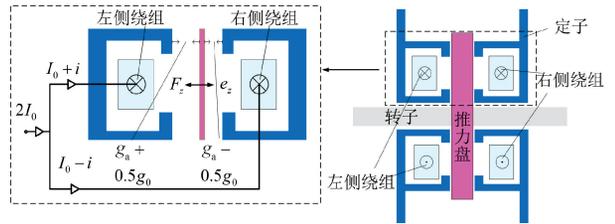


图 3 轴向磁轴承结构

Fig. 3 Structure of axial magnetic bearing

## 1.2 5-DOF-BFSPMM 悬浮力产生原理

以负载侧 BFSPMM 产生径向悬浮力为例,若  $U$  相流过正向电流,则在气隙中产生的调制磁场与永磁体气隙偏置磁场叠加效果如图 2(a),结果气隙①处磁场增强而气隙②处磁场减弱,从而近似产生与  $y$  轴逆时针成 30°方向的可控悬浮力;显然当  $U$  相流过反向电流时,产生可控悬浮力也随之反向。同样的方法,分析分别在  $V$  相、 $W$  相中流过正向电流时会近似产生与  $y$  轴逆时针成 150°方向和 270°方向的可控悬浮力。由此可见,在三相悬浮绕组中流过合适的电流即可以产生满足转子径向磁悬浮所需要的可控悬浮力。

以  $U, V, W$  三相绕组轴线建立悬浮平面三相自然坐标系,根据图 2 横截面,共同绘制出  $O_{UVW}$  和  $O_{xy}$  坐标系如图 4 所示。

三相悬浮电流与其  $x$  和  $y$  轴上分量关系如式(1)所示。

$$\begin{cases} i_U = i_x + 0.5i_y \\ i_V = -i_x + 0.5i_y \\ i_W = -i_y \end{cases} \quad (1)$$

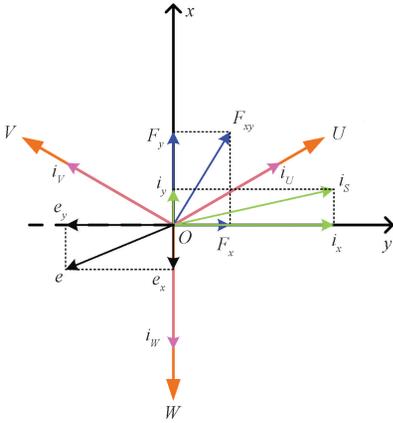


图 4 悬浮平面空间坐标系

Fig. 4 Floating plane space coordinate system

基于虚位移法及有限元分析相结合分析方法,可以推导建立 BFSPMM 径向磁悬浮力如式 (2) 所示。

$$\mathbf{F}_{xy} = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{x-i_x} & K_{x-i_y} \\ K_{y-i_x} & K_{y-i_y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{x-e_x} & K_{x-e_y} \\ K_{y-e_x} & K_{y-e_y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中,  $F_{xy}$  为转子径向悬浮力,  $K_{x-*}$  为  $x$  轴悬浮刚度系数,  $K_{y-*}$  为  $y$  轴悬浮刚度系数,  $K_{*-i_x}$ ,  $K_{*-i_y}$  分别为与悬浮绕组电流  $i_x$ ,  $i_y$  相关的电流刚度系数,  $K_{*-e_x}$ ,  $K_{*-e_y}$  分别为与转子  $x$  轴位移  $e_x$  和  $y$  轴位移  $e_y$  相关的位移刚度系数。转矩电流  $i_q$  与转子旋转位置角度的影响隐含在这些刚度矩阵中。

如图 3 所示,推力盘左右两侧定子绕组以差动方式分别流过电流  $I_0+i$  和  $I_0-i$ , 调节  $i$  即可产生满足转子轴向位移控制的电磁推力。基于虚位移法及有限元分析相结合分析方法,可以推导建立轴向磁悬浮力如式 (3) 所示。

$$F_z = K_i i - K_e e_z \quad (3)$$

式中:  $K_e$  为位移刚度系数;  $K_i$  为电流刚度系数;  $e_z$  为轴向位移。

## 2 转子五自由度磁悬浮动力学数学模型

以定子空间中心点  $O$  为原点建立静止三维坐标系  $O_{xyz}$ , 以转子几何中心点  $O'$  为原点建立跟随转子运动的转动坐标系  $O'_{x'y'z'}$ , 如图 5 所示,  $(e_x, e_y, e_z)$  描述转子在空间中的平动,  $(\theta_x, \theta_y, \theta_z)$  描述转子在静止坐标系下的锥动,  $(\theta'_x, \theta'_y, \theta'_z)$  描述转子在转动坐标系下的锥动。原点  $O$  至转子铁心原点和基准环原点的距离分别为  $l_m, l_s$ 。

由于转子实际运行时  $(\theta_x, \theta_y)$  非常小, 则静止坐标系下变量到转动坐标系下变量有如式 (4) 所示形式的变换矩阵  $L$ , 即:

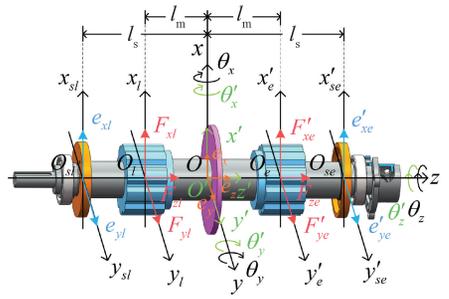


图 5 运动学模型坐标系

Fig. 5 Rotor coordinate system

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \cos \theta_z & \sin \theta_z & 0 \\ -\sin \theta_z & \cos \theta_z & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

由于编码器侧电机与负载侧电机沿逆时针方向同轴安装偏移了  $3^\circ$ , 则把编码器侧电机转子径向力与径向位移变换至负载侧电机  $x$  轴与  $y$  轴坐标中如式 (5) 所示, 变换以后的量用上标“'”标注, 如式 (5) 所示。

$$\begin{cases} F'_{xe} = F_{xe} \cos(3^\circ) - F_{ye} \sin(3^\circ) \\ F'_{ye} = F_{xe} \sin(3^\circ) + F_{ye} \cos(3^\circ) \\ e'_{xe} = e_{xe} \cos(3^\circ) - e_{ye} \sin(3^\circ) \\ e'_{ye} = e_{xe} \sin(3^\circ) + e_{ye} \cos(3^\circ) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $F_{xe}$ ,  $F_{ye}$  为编码器侧电机所受径向力;  $F_{xl}$ ,  $F_{yt}$  为负载侧电机所受径向力。

根据牛顿力学, 转子作刚体一般自由运动时的微分方程如式 (6) 所示。

$$\begin{cases} m \frac{d\mathbf{V}_c}{dt} = \mathbf{F} \\ \frac{d\mathbf{H}_c}{dt} + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{H}_c = \mathbf{M} \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{H}_c$  为转子对质心的动量矩;  $\boldsymbol{\omega}$  为转子在转动坐标系的角速度;  $\mathbf{V}_c$  为转子平动速度;  $\mathbf{F}$  为转子所受外力;  $\mathbf{M}$  为力矩;  $m$  为转子质量。  $\mathbf{V}_c$ 、 $\mathbf{F}$ 、 $\mathbf{H}_c$ 、 $\boldsymbol{\omega}$  和  $\mathbf{M}$  分别如式 (7)~(11) 所示。

$$\mathbf{V}_c = \begin{bmatrix} \dot{e}_x & 0 & 0 \\ 0 & \dot{e}_y & 0 \\ 0 & 0 & \dot{e}_z \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_{xl} + F'_{xe} & 0 & 0 \\ 0 & F_{yt} + F'_{ye} & 0 \\ 0 & 0 & F_{zl} + F_{ze} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中:  $F_{ze}$  为编码器侧电机所受轴向力;  $F_{zl}$  为负载侧电机所受轴向力。

$$\mathbf{H}_c = \mathbf{JL} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_x \\ \dot{\theta}_y \\ \dot{\theta}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & J_z \end{bmatrix} \mathbf{L} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_x \\ \dot{\theta}_y \\ \boldsymbol{\omega} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:  $J$  为转子赤道转动惯量;  $J_z$  为转子极转动惯量。

$$\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\theta}_z & \dot{\theta}_y \\ \dot{\theta}_z & 0 & -\dot{\theta}_x \\ -\dot{\theta}_y & \dot{\theta}_x & 0 \end{bmatrix} \mathbf{H}_c \quad (10)$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} (F'_{ye} - F'_{yl})l_m \\ (F'_{xl} - F'_{xe})l_m \\ M_z \end{bmatrix} \quad (11)$$

利用式(4)对式(6)进行变换,并结合式(9)~(11),对变换结果进行化简得式(12),即:

$$\begin{bmatrix} (F'_{ye} - F'_{yl})l_m \\ (F'_{xl} - F'_{xe})l_m \\ M_z \end{bmatrix} = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{J} \mathbf{L} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_x \\ \ddot{\theta}_y \\ \ddot{\theta}_z \end{bmatrix} + \mathbf{L}^{-1} \mathbf{J} \frac{d\mathbf{L}}{dt} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_x \\ \dot{\theta}_y \\ \dot{\theta}_z \end{bmatrix} + \mathbf{L}^{-1} \begin{pmatrix} 0 & -\dot{\theta}_z & \dot{\theta}_y \\ \dot{\theta}_z & 0 & -\dot{\theta}_x \\ -\dot{\theta}_y & \dot{\theta}_x & 0 \end{pmatrix} \mathbf{J} \mathbf{L} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_x \\ \dot{\theta}_y \\ \dot{\theta}_z \end{bmatrix} \quad (12)$$

展开后得转子锥动动力学模型如式(13)所示。

$$\begin{cases} J\ddot{\theta}_x + J_z\omega\dot{\theta}_y = (F'_{ye} - F'_{yl})l_m \\ J\ddot{\theta}_y - J_z\omega\dot{\theta}_x = (F'_{xl} - F'_{xe})l_m \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $\omega$  为转子机械角速度。

将式(7)、(8)代入式(6),展开获得转子平动动力学模型如式(14)所示。

$$\begin{cases} m\ddot{e}_x = F_{xl} + F'_{xe} - mg \\ m\ddot{e}_y = F_{yl} + F'_{ye} \\ m\ddot{e}_z = F_{zl} + F_{ze} \end{cases} \quad (14)$$

转子质心位移  $e_x$ 、 $e_y$  和静态锥动量  $\theta_x$ 、 $\theta_y$  可由左右两侧径向位移传感器测得的位移量  $e_{xl}$ 、 $e_{yl}$ 、 $e_{xe}$ 、 $e_{ye}$  可经过式(15)获得,即:

$$\begin{cases} e_x = \frac{e_{xl} + e_{xe} \cos(3^\circ) - e_{ye} \sin(3^\circ)}{2} \\ e_y = \frac{e_{yl} + e_{xe} \sin(3^\circ) + e_{ye} \cos(3^\circ)}{2} \\ \theta_x = \frac{-e_{yl} + e_{xe} \sin(3^\circ) + e_{ye} \cos(3^\circ)}{2l_s} \\ \theta_y = \frac{e_{xl} - e_{xe} \cos(3^\circ) + e_{ye} \sin(3^\circ)}{2l_s} \end{cases} \quad (15)$$

联合式(5)、(13)和(14)获得基于平动和锥动的5-DOF-BFSPMM 转子五自由度动力学模型如式(16)所示。

$$\begin{cases} J\ddot{\theta}_x + J_z\omega\dot{\theta}_y = l_m F_{xe} \sin(3^\circ) + l_m F_{ye} \cos(3^\circ) - F_{yl} l_m \\ J\ddot{\theta}_y - J_z\omega\dot{\theta}_x = l_m F_{xl} - l_m F_{xe} \cos(3^\circ) + l_m F_{ye} \sin(3^\circ) \\ m\ddot{e}_x = F_{xl} + F_{xe} \cos(3^\circ) + F_{ye} \sin(3^\circ) - mg \\ m\ddot{e}_y = F_{yl} - F_{xe} \sin(3^\circ) + F_{ye} \cos(3^\circ) \\ m\ddot{e}_z = F_{zl} + F_{ze} \end{cases} \quad (16)$$

从式(16)可知:

1) 锥动两自由度存在因转子旋转的陀螺力矩  $J_z\omega\dot{\theta}_y$ 、 $J_z\omega\dot{\theta}_x$  的耦合;无论平动,还是锥动,两台 BFSPMM 的空间偏置  $3^\circ$  的安装方式进一步带来转子  $xy$  通道之间的耦合。所以两台 BFSPMM 的径向各自由度位移与转子整体磁悬浮状态之间存在动态耦合关系;

2) 轴向平动模型独立于两台 BFSPMM 的  $x$  与  $y$  通道,所以可以采用独立的轴向位移闭环控制。

### 3 基于平动/锥动解耦的转子五自由度磁悬浮协同控制策略

#### 3.1 传统转子五自由度磁悬浮控制策略

传统的转子五自由度磁悬浮控制系统结构如图6所示,该系统对转子5个自由度的位移分别实施独立的闭环控制,即各个自由度的位移控制误差送给对应的PID控制器,产生对应自由度的磁悬浮控制电流给定值,再利用逆变器实现磁悬浮电流实际值跟踪其给定值<sup>[18]</sup>。显然,该控制策略未能充分考虑各自由度位移与转子整体磁悬浮状态之间的动态耦合关系,同时也忽略了陀螺效应对系统稳定性的影响,从而导致致动态磁悬浮抗干扰能力变差,稳态位移脉动变大。

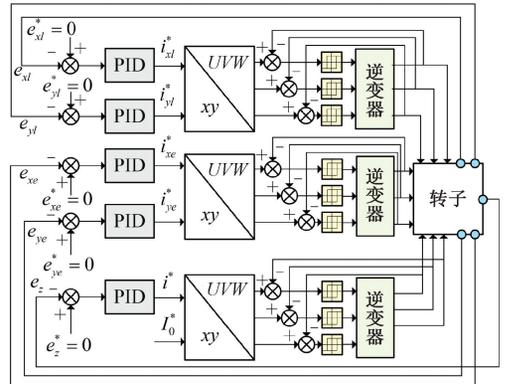


图6 传统转子五自由度磁悬浮控制策略

Fig. 6 Traditional five-degree-of-freedom magnetic suspension control strategy for rotors

### 3.2 基于平动/锥动解耦的转子五自由度磁悬浮协同控制策略

为了进一步实现各自由度之间的解耦控制,式(16)

第 1~4 式进一步变形为式(17),即:

$$\begin{cases} J\ddot{\theta}_x = (F_{xe} \sin(3^\circ) + F_{ye} \cos(3^\circ) - F_{yl})l_m - J_z \omega \dot{\theta}_y \\ J\ddot{\theta}_y = (F_{xl} - F_{xe} \cos(3^\circ) + F_{ye} \sin(3^\circ))l_m + J_z \omega \dot{\theta}_x \\ m\ddot{e}_x = F_{xl} + F_{xe} \cos(3^\circ) - F_{ye} \sin(3^\circ) - mg \\ m\ddot{e}_y = F_{yl} + F_{xe} \sin(3^\circ) + F_{ye} \cos(3^\circ) \end{cases} \quad (17)$$

根据式(17),获得转子  $x$  和  $y$  方向的平动控制力

$$\begin{bmatrix} F_{xl}^* \\ F_{yl}^* \\ F_{xe}^* \\ F_{ye}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ \frac{\cos(3^\circ)}{2} & \frac{\sin(3^\circ)}{2} & \frac{\sin(3^\circ)}{2} & -\frac{\cos(3^\circ)}{2} \\ -\frac{\sin(3^\circ)}{2} & \frac{\cos(3^\circ)}{2} & \frac{\cos(3^\circ)}{2} & \frac{\sin(3^\circ)}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \\ F_{\theta_x}^* \\ F_{\theta_y}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{mg}{2} \frac{J_z \omega \dot{\theta}_x}{2l_m} \\ \frac{J_z \omega \dot{\theta}_y}{2l_m} \\ (\cos(3^\circ)) \left( \frac{mg}{2} + \frac{J_z \omega \dot{\theta}_x}{2l_m} \right) + (\sin(3^\circ)) \frac{J_z \omega \dot{\theta}_y}{2l_m} \\ (\cos(3^\circ)) \left( \frac{J_z \omega \dot{\theta}_y}{2l_m} \right) - (\sin(3^\circ)) \left( \frac{mg}{2} + \frac{J_z \omega \dot{\theta}_x}{2l_m} \right) \end{bmatrix} \quad (19)$$

进而,将已知的悬浮力模型式 GOTOBUTT(2)代入式(19),推导获得两台 BFSPMM 悬浮电流的准确给定如式(20)所示。

$$\begin{bmatrix} i_{xl}^* \\ i_{yl}^* \\ i_{xe}^* \\ i_{ye}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{x-i_{xl}} & K_{x-i_{yl}} & 0 & 0 \\ K_{y-i_{xl}} & K_{y-i_{yl}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{x-i_{xe}} & K_{x-i_{ye}} \\ 0 & 0 & K_{y-i_{xe}} & K_{y-i_{ye}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ \frac{\cos(3^\circ)}{2} & \frac{\sin(3^\circ)}{2} & \frac{\sin(3^\circ)}{2} & -\frac{\cos(3^\circ)}{2} \\ -\frac{\sin(3^\circ)}{2} & \frac{\cos(3^\circ)}{2} & \frac{\cos(3^\circ)}{2} & \frac{\sin(3^\circ)}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \\ F_{\theta_x}^* \\ F_{\theta_y}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{mg}{2} - \frac{J_z \omega \dot{\theta}_x}{2l_m} \\ -\frac{J_z \omega \dot{\theta}_y}{2l_m} \\ (\cos(3^\circ)) \left( \frac{mg}{2} + \frac{J_z \omega \dot{\theta}_x}{2l_m} \right) + (\sin(3^\circ)) \frac{J_z \omega \dot{\theta}_y}{2l_m} \\ (\cos(3^\circ)) \left( \frac{J_z \omega \dot{\theta}_y}{2l_m} \right) - (\sin(3^\circ)) \left( \frac{mg}{2} + \frac{J_z \omega \dot{\theta}_x}{2l_m} \right) \end{bmatrix} - \frac{l_m}{l_s} \begin{bmatrix} K_{x-i_{xl}} & K_{x-i_{yl}} & 0 & 0 \\ K_{y-i_{xl}} & K_{y-i_{yl}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{x-i_{xe}} & K_{x-i_{ye}} \\ 0 & 0 & K_{y-i_{xe}} & K_{y-i_{ye}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} K_{x-e_{xl}} & K_{x-e_{yl}} & 0 & 0 \\ K_{y-e_{xl}} & K_{y-e_{yl}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{x-e_{xe}} & K_{x-e_{ye}} \\ 0 & 0 & K_{y-e_{xe}} & K_{y-e_{ye}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{xl} \\ e_{yl} \\ e_{xe} \\ e_{ye} \end{bmatrix} \quad (20)$$

建立基于平动/锥动解耦的转子五自由度磁悬浮协同控制策略如图 7 所示。

$F_x^*$ 、 $F_y^*$ , 转子  $x$  和  $y$  方向锥动控制力  $F_{\theta_x}^*$ 、 $F_{\theta_y}^*$  的表达式如式(18)所示。

$$\begin{cases} F_{\theta_x}^* = F_{xe} \sin(3^\circ) + F_{ye} \cos(3^\circ) - F_{yl} - \frac{J_z \omega \dot{\theta}_y}{l_m} \\ F_{\theta_y}^* = F_{xl} - F_{xe} \cos(3^\circ) + F_{ye} \sin(3^\circ) + \frac{J_z \omega \dot{\theta}_x}{l_m} \\ F_x^* = F_{xl} + F_{xe} \cos(3^\circ) - F_{ye} \sin(3^\circ) - mg \\ F_y^* = F_{yl} + F_{xe} \sin(3^\circ) + F_{ye} \cos(3^\circ) \end{cases} \quad (18)$$

则根据转子平动控制力与锥动控制力推导获得分配至两台 BFSPMM 的径向悬浮控制力  $F_{xe}^*$ 、 $F_{ye}^*$ 、 $F_{xl}^*$ 、 $F_{yl}^*$  的表达式如式(19)所示。

根据构建的转子悬浮解耦控制策略,转子平动控制框图和锥动控制框图如图 8 所示。





图 9 5-DOF-BFSPMM 机组与控制平台  
Fig. 9 5-DOF-BFSPMM unit and control tests

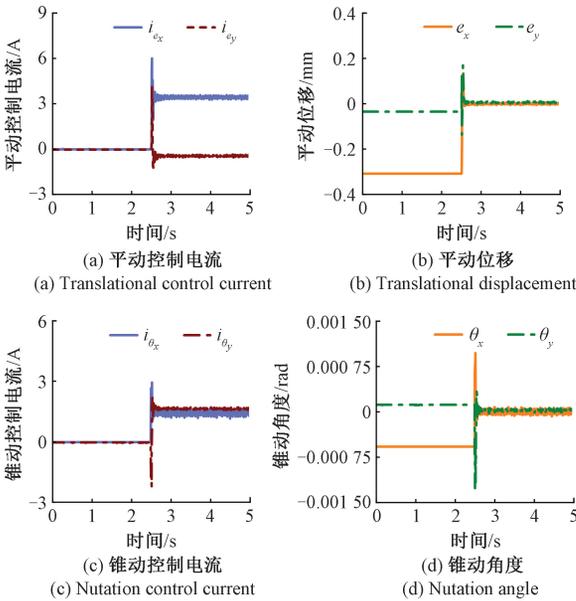


图 10 悬浮启动转子位移与电流波形图

Fig. 10 Diagram of displacement and current during levitation startup

值与方向均一致的径向冲击载荷。如图 11 所示,电机处于 1 000 r/min 稳定旋转状态,在第 1 次施加扰动前,去除控制策略中陀螺力矩解耦部分,在第 2 次扰动前,恢复控制策略中陀螺力矩解耦部分,对比两次扰动后转子空间位置可知,第 2 次扰动后的转子空间径向位移脉动较第 1 次有效降低了 32.9%。

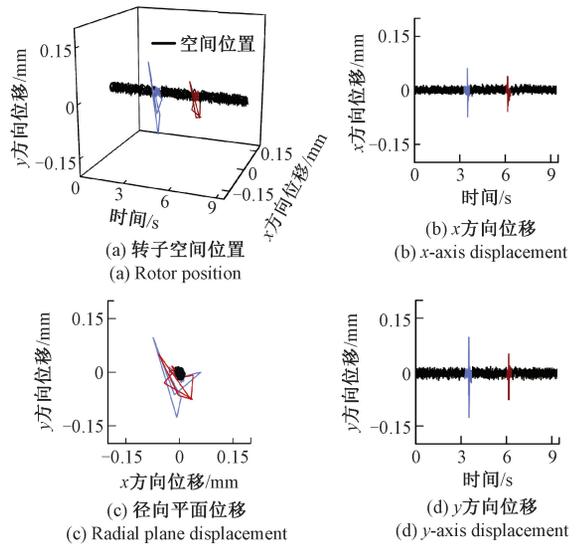


图 11 扰动对比实验

Fig. 11 Disturbance comparison experiment

图 12 和 13 展示了电机转速从 5 000~6 000 r/min 阶段转子的平动位移与锥动角度,由图可知,转子  $x$  和  $y$  方向平动位移与锥动角度范围分别稳定保持在 0.016 mm 和 0.000 1 rad,验证了转速变化情况下所提出的控制策略的稳定性。

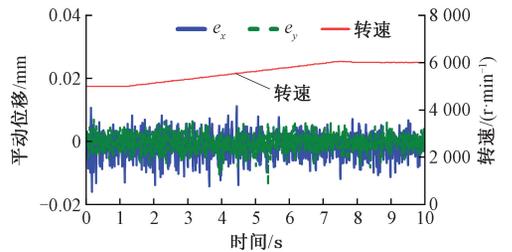


图 12 加速时段转子平动波形图

Fig. 12 Waveform of rotor translational motion during acceleration

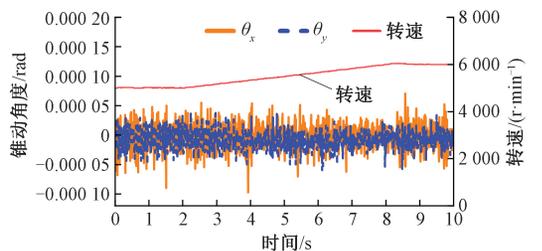


图 13 加速时段转子锥动角度波形图

Fig. 13 Waveform of rotor nutation during acceleration

图 14(a)、(b)分别展示了图 6 与 7 所示的两种径向位移控制策略下的转子径向四自由度位移波形图,电机同处于 6 000 r/min 稳态转速下时,对比位移波形可知,

转子五自由度磁悬浮协同控制策略相较于传统控制策略效果,径向位移脉动有效减小了41.9%。

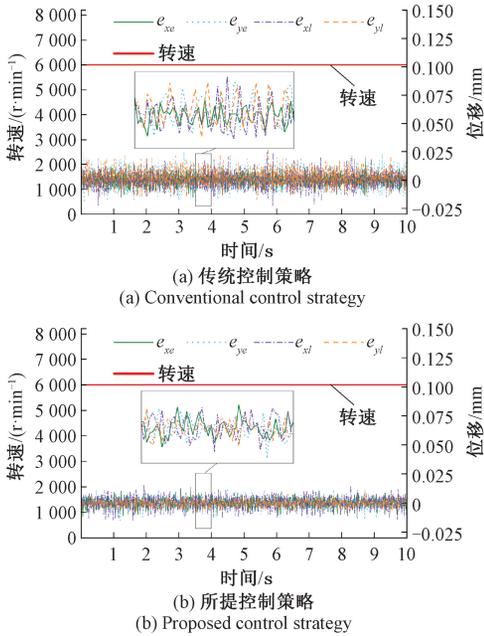


图 14 径向位移控制性能对比

Fig. 14 Steady-state experimental performance of different control schemes

图 15 和 16 分别展示了 5-DOF-BFSPMM 稳定运行至 10 000 r/min 时段,转子平动位移与锥动角度波形图。

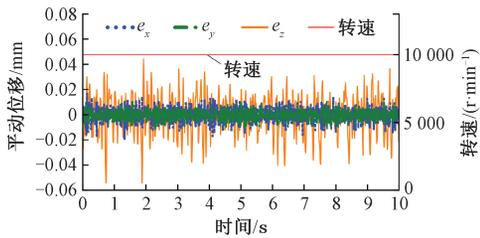


图 15 10 000 r/min 稳态运行状态下转子平动位移波形图

Fig. 15 Waveform of rotor translational displacement at 10 000 r/min steady-state operation

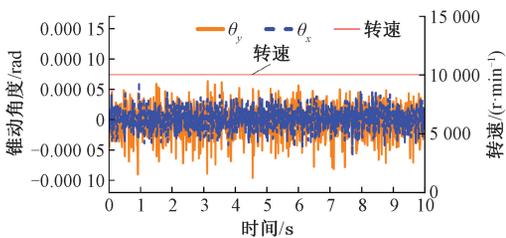


图 16 10 000 r/min 稳态运行状态时转子锥动角度波形图

Fig. 16 Waveform of rotor nutation angle at 10 000 r/min steady-state operation

如图 15~16 所示,电机转速稳定保持在 10 000 r/min,转子的  $x$  和  $y$  方向平动位移稳定保持在 0.02 mm,轴向位移保持在 0.06 mm,转子各方向锥动角度保持在 0.000 1 rad。

## 5 结 论

本研究利用一台新型 5-DOF-BFSPMM,基于转子五自由度动力学模型与 BFSPMM 悬浮力模型,并结合电机特殊的结构,构建了基于平动/锥动解耦的转子五自由度磁悬浮协同控制策略,实现了 5-DOF-BFSPMM 高性能磁悬浮解耦控制。为解决多自由度 BFSPMM 的高性能磁悬浮控制问题提供了一种有效的技术路径。

本研究构建的控制策略在一定程度上依赖于准确的系统模型参数,未来工作可重点研究配合在线参数辨识或自适应控制算法的增强型策略。

实验结果表明:

- 1) 所提控制策略中关于陀螺力矩解耦部分能够准确补偿转子  $x$  和  $y$  两方向的陀螺力矩,有效限制了转子受到扰动后在空间中的进动,径向扰动幅值降低了 32.9%。
- 2) 与传统径向位移控制策略相比,在基于平动/锥动解耦的转子五自由度磁悬浮协同控制策略下,转子稳态径向位移脉动降低了 41.9%,具有良好的解耦性能。

## 参考文献

- [1] CHEN Y, ZHOU Y ZH, ZHANG CH K, et al. Suspension internal model control with active ripple rejection of single-winding bearingless flux switching permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2025: 1-13.
- [2] 何佳佳,周扬忠. 混合励磁型无轴承磁通切换电机损耗最小控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 53-62.
- HE J J, ZHOU Y ZH. Loss minimization control of bearingless hybrid excitation motor[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 53-62.
- [3] 王晓琳,石滕瑞,鲍旭聪. 基于频域拟合的无轴承永磁薄片电机径向悬浮力建模分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 317-329.
- WANG X L, SHI T R, BAO X C. Accurate mathematical modeling of radial suspension force on bearingless permanent magnet slice motors based on frequency domain fitting[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 317-329.
- [4] PEI T H, LI D W, LIU J Y, et al. Review of bearingless synchronous motors: Principle and topology[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3489-3502.

- [ 5 ] 郑梦飞, 周扬忠. 转子切向旋转和径向悬浮解耦的单绕组无轴承磁通切换电机驱动控制策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(8): 185-194.  
ZHENG M F, ZHOU Y ZH. Drive control strategy of single-winding bearingless flux-switching permanent magnetic motor with decoupling control of rotation and suspension[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(8): 185-194.
- [ 6 ] 王晓琳, 倪拓成, 丁强, 等. 一种新型无轴承磁通切换电机原理及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3612-3620, 3690.  
WANG X L, NI T CH, DING Q, et al. Principle and implementation of a novel bearingless flux-switching motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3612-3620, 3690.
- [ 7 ] 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): 4443-4452.  
HUA Y ZH, LIU Y CH, PAN W, 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): 4443-4452.
- [ 8 ] WU X, LEI ZH H, LU K Y, et al. Multi-level design optimization considering magnet characteristic constraint for bearingless permanent magnet vernier motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2025, 40(3): 1970-1983.
- [ 9 ] 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): 171-180.  
LI J, CHEN H, LI D W, 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): 171-180.
- [ 10 ] 彭若桐, 许贤泽, 郑通, 等. 一种磁悬浮平面电机多目标优化方法[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(8): 76-83.  
PENG R T, XU X Z, ZHENG T, et al. Multi-objective optimization method of magnetic levitation planar motor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(8): 76-83.
- [ 11 ] ZHOU Y ZH, FANG F, ZHENG M F. Research on fast design of key variables of bearingless flux-switching motor based on variable structure magnetic network[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1372-1381.
- [ 12 ] 崔征山, 周扬忠, 张竞, 等. 基于滑模和扩张状态观测器的双绕组无轴承磁通切换电机转子悬浮控制策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(6): 269-279.  
CUI ZH SH, ZHOU Y ZH, ZHANG J, et al. Research on rotor suspension control strategy of dual-winding bearingless flux-switching permanent magnet machines based on sliding mode control and extended state observer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(6): 269-279.
- [ 13 ] 林佳洸, 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): 4534-4546.  
LIN J L, ZHOU Y ZH, CHEN D Y, 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 Electrotechnical Society, 2025, 40(14): 4534-4546.
- [ 14 ] 陈东远, 周扬忠, 周谋捷. 无轴承磁通切换电机转子磁悬浮内模控制研究[J/OL]. 电源学报, 1-12[2024-01-31].  
CHEN D Y, ZHOU Y ZH, ZHOU M J. Research on internal model control of rotor magnetic suspension in bearingless flux switching permanent magnet motor[J/OL]. Journal of Power Supply, 1-12[2024-01-31].
- [ 15 ] LIANG T W, ZHOU Y ZH, CHEN D Y, 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): 781-792.
- [ 16 ] CHEN Y, ZHOU Y ZH. Active disturbance rejection and ripple suppression control strategy with model compensation of single-winding bearingless flux-switching permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 7708-7719.
- [ 17 ] 陈垚, 周扬忠. 高频电流注入单绕组无轴承磁通切换电机悬停及启动过程的无径向位移传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(8): 3204-3217.  
CHEN Y, ZHOU Y ZH. Radial displacement sensorless control with high frequency current injection of single-winding bearingless flux-switching pm motor during standstill and startup [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(8): 3204-3217.
- [ 18 ] CUI ZH SH, ZHOU Y ZH, ZHOU Y H. Research on rotor radial position observation method of dual-winding bearingless flux-switching permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(7): 6622-6634.

- [19] CHEN Y, ZHOU Y ZH. Radial displacement sensorless control of bearingless flux-switching permanent magnet machines based on difference of symmetric-winding flux linkages [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(9): 7793-7803.
- [20] 李克翔, 邓智泉, 刘程子, 等. 五自由度磁悬浮轴承的扰动补偿控制系统设计[J]. *航空动力学报*, 2015, 30(4): 1016-1024.  
LI K X, DENG ZH Q, LIU CH Z, et al. Design of disturbance rejection control system for 5-DOF magnetic bearing[J]. *Journal of Aerospace Power*, 2015, 30(4): 1016-1024.
- [21] 朱焜秋, 顾志伟. 基于模糊神经网络逆系统的五自由度无轴承永磁同步电机自抗扰控制[J]. *电机与控制学报*, 2021, 25(2): 72-81.  
ZHU H Q, GU ZH W. Active disturbance rejection control for 5-degree-of-freedom bearingless permanent magnet synchronous motor based on inverse system using the fuzzy neural network [J]. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(2): 72-81.
- [22] SUN K Y, ZHOU Y ZH, ZHONG T Y. Research on control strategy of bearingless flux-switching permanent magnet motor with five degrees of freedom magnetic levitation[C]. *2025 IEEE 12th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, 2025: 1-6.

- [23] LIANG T W, ZHOU Y ZH, CHEN D Y. Bearing stiffness analysis of bearingless flux-switching permanent magnet motor with five degrees of freedom rotor magnetic suspension[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2025, 61(4): 6216-6224.

### 作者简介



**孙康阳**, 2022 年于青岛大学获得学士学位, 现为福州大学硕士研究生, 主要研究方向为无轴承永磁电机控制。

E-mail: sky352100@163.com

**Sun Kangyang** received his B.Sc. degree from Qingdao University in 2022. He is currently a master's student at Fuzhou University. His main research interest includes bearingless permanent magnet motor control.



**周扬忠**(通信作者), 分别在 1996 年和 2007 年于南京航空航天大学获得学士学位和博士学位, 现为福州大学教授, 主要研究方向为现代调速系统、新能源发电系统。

E-mail: zhouyangzhong@fzu.edu.cn

**Zhou Yangzhong** (Corresponding author) received his B.Sc. and Ph.D. degrees both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 1996 and 2007, respectively. He is currently a professor at Fuzhou University. His main research interests include modern motor drive systems and renewable energy technologies.