DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.340 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

基于模型与未建模补偿的无轴承永磁薄片电机改进悬浮控制

王 琪，周扬忠(中国电源学会高级会员)
(福建省新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学)，福州 350116)

摘要：无轴承永磁薄片电机驱动的液体泵在复杂的流体负载环境下对电机悬浮性能提出了更高的要求。针对该型电机模型难以准确获得、复杂流体负载影响电机悬浮性能问题，提出了一种基于电磁力建模与扰动补偿的转子径向悬浮性能改进控制策略。首先，基于麦克斯韦张量法，建立了包含主动悬浮力分量和偏心磁拉力分量的转子径向悬浮力解析模型；接着，通过线性扩张状态观测器观测未建模部分；然后，从补偿偏心磁拉力和补偿未建模部分的角度，重构悬浮绕组电流，构建相应的悬浮控制子系统；最后，通过实验验证了所提控制策略的有效性。

关键词：无轴承永磁薄片电机；电磁力建模；未建模补偿；悬浮电流重构

Improved Suspension Control of Bearingless Permanent Magnet Slice Motor Based on Model and Unmodeled Compensation

WANG Qi, ZHOU Yangzhong, *Senior Member*, *CPSS*
(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Fuzhou University), Fuzhou 350116, China)

Abstract: The liquid pump driven by a bearingless permanent magnet slice motor has higher requirements on the motor suspension performance in a complex fluid load environment. Aimed at the problems that the motor model is difficult to obtain accurately and the complex fluid load affects the motor suspension performance, an improved control strategy for the rotor radial suspension performance based on electromagnetic force modeling and disturbance compensation is proposed. First, based on the Maxwell tensor method, an analytical model of rotor radial suspension force including active suspension force component and eccentric magnetic tension component is established. Second, the unmodelled part is observed by a linear extended state observer. Third, from the aspect of compensating the eccentric magnetic tension and compensating the unmodeled part, the suspension winding current is reconstructed, and the corresponding suspension control subsystem is constructed. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy was verified by experimental results.

Keyword: Bearingless permanent magnet slice motor; electromagnetic force modeling; unmodeled compensation; reconstruction of suspension current

通过改进传统永磁型无轴承电机的转子拓扑，能够得到一种转子轴向更短、易于实现轴向被动悬浮的无轴承永磁薄片电机 BPMSM (bearingless permanent magnet slice motor)，更适用于超洁净、免维护、生物相容性好的小型化驱动应用场景[1-3]。但 BPMSM 模型难以准确获得是制约其向如血液泵等高端应用场景推广的因素之一[4]。

建立精确的径向悬浮力解析模型是提高转子的径向悬浮精度、实现电机高性能悬浮控制的必要条件[5-7]。文献[8]基于径向位移反馈比例积分微分PID(proportional integral derivative)控制，实现了电

收稿日期：2024-07-05；**修回日期**：2024-08-16，2024-08-28；
录用日期：2024-09-12；**网络首发日期**：2024-09-27
基金项目：福建省自然科学基金重点资助项目(2021J02023)
This work is supported by the Key Project of Natural Science Foundation of Fujian Province under the grant 2021J02023

机的径向悬浮主动控制，但缺少转速阶跃及带负载时径向悬浮性能的实验验证；文献[9]通过磁路分析法得到了在不考虑转矩电流影响时，径向悬浮力大小与悬浮电流幅值基本呈线性关系，悬浮力方向与转矩、悬浮电流相位相关的结论，该方法虽然考虑了转矩电流在径向悬浮力建模过程中的影响，但等效磁路分析过程中忽略了气隙长度这一重要因素的影响，并且径向悬浮力模型中缺少偏心磁拉力分析，不能全面揭示径向悬浮力的物理本质；文献[10]基于磁动势-磁导法，引入了转子偏心情况下的分析，建立了较为准确的径向悬浮力解析模型，揭示了径向悬浮力的物理本质，但对悬浮力的分析过程中简化了其非线性分量的影响；文献[11]在一般径向悬浮模型的基础上，通过修正等效气隙长度并补偿径向悬浮力的非线性误差，提高了径向悬浮力模型精度，但未给出相关实验验证。

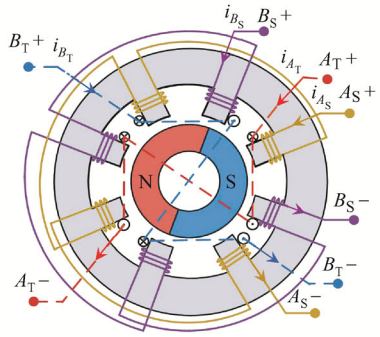
此外，本文电机驱动的液体泵在复杂流体负载环境下，存在难以建模的干扰因素，会影响电机的运行性能。文献[12]提出了基于自适应控制的永磁同步电机不确定性模型观测算法，但算法本身计算量较大；文献[13]应用计算流体力学方法模拟离心泵内部流体场对叶轮的扰动，但未建立相应的流体负载扰动补偿控制策略；文献[14]在原有的径向位移控制环路中增加悬浮力控制环路，采用转矩绕组气隙磁链辨识补偿提升了电机控制灵活性，但磁链辨识本身对模型精度依赖较高且存在计算时延的问题。

本文针对径向悬浮力模型难以准确获得、复杂流体负载环境影响电机静/动态悬浮性能的问题，通过电磁力建模和未建模补偿构建悬浮子系统闭环控制策略。首先，基于麦克斯韦张量法，推导转子径向悬浮力解析模型，在此基础上分离出径向主动悬浮力和被动偏心磁拉力；接着，在转子径向动力学的基础上通过线性扩张状态观测器 LESO(linear extended state observer)观测未建模部分，包括径向悬浮力模型不精确部分和流体负载未知扰动；然后，以补偿被动偏心磁拉力和未建模部分为目标，重构悬浮绕组电流，构建相应的悬浮子系统控制策略；最后，在与传统基于径向位移反馈 PID 控制实验对比中验证了所提控制策略的有效性。

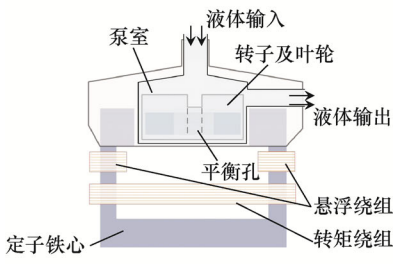
1　电机拓扑结构及径向悬浮原理

本文所研究的双绕组两相 BPMSM 基本结构如图 1(a)所示。2 套绕组缠绕在由 8 个铁心柱组成的定子齿上，转矩绕组为两相，每相由 2 个空间对称的线圈顺向串联而成，单个线圈缠绕在 2 个相邻定子齿上；悬浮绕组为两相，每相由 4 个空间对称的线圈反向串联而成，单个线圈缠绕在单个定子齿上。

以电机为驱动核心的液体泵如图 1(b)所示。转子上装有叶轮，为了减小叶轮轴向两侧压力差，开有平衡孔。泵室完全包裹住转子、叶轮和液体介质，定、转子间通过磁耦合完全隔离，具备超洁净、免维护、生物相容性好的特点。BPMSM 的主要参数见表 1。



(a) BPMSM



(b) 液体泵

图 1　BPMSM 及液体泵基本结构

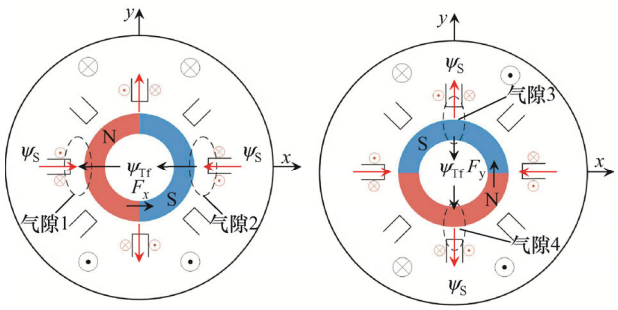
Fig. 1 Basic structures of BPMSM and liquid pump

表 1 BPMSM 主要参数

Tab. 1 Main parameters of BPMSM

参数	数值/型号
电机相数 n	2
额定转速 n_r/(r·min^{-1})	2 000
转矩绕组极对数 p_T	1
悬浮绕组极对数 p_S	2
绝对气隙长度 δ_0/mm	2.5
永磁体材料	钕铁硼 N38

BPMSM 的转子径向悬浮原理如图 2 所示。图中：ψ_{Tf} 为由永磁体和转矩绕组产生的磁链；ψ_S 为由悬浮绕组产生的磁链。当悬浮绕组通入电流时，产生的调制磁场会改变原先圆周对称分布的气隙磁场，使得气隙 1 处不同磁链方向的气隙磁通密度减小，而气隙 2 处相同磁链方向的气隙磁通密度增大，从而产生沿 x 轴正方向的悬浮力 F_x，同理也可产生沿 y 轴正方向的悬浮力 F_y。因此，当转子发生径向偏心时，通过控制悬浮绕组电流可以产生可控大小和方向的径向悬浮力，使其回到几何中心位置，实现转子径向的稳定悬浮。



(a) 生成x轴正方向悬浮力 (b) 生成y轴正方向悬浮力

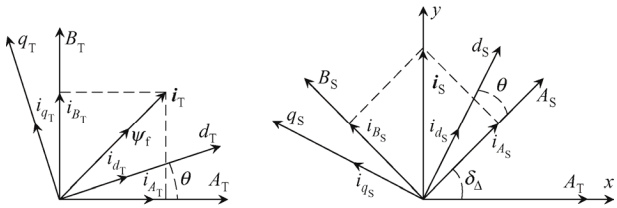
图 2 BPMSM 悬浮原理

Fig. 2 Suspension principle for BPMSM

2 电机数学模型

2.1 坐标系定义

由图 1(a)绕组连接形式可定义相应的转矩平面和悬浮平面，如图 3 所示。对于转矩平面，根据转矩两相绕组的空间轴线，可建立两相静止 A_T - B_T 坐标系，空间上 A_T 轴超前 B_T 轴 90°；根据转子永磁体的 N 极轴线及其垂直方向，可建立两相旋转 d_T - q_T 坐标系，d_T 轴超前 A_T 轴夹角为转子位置角 θ。合成转矩电流矢量为 $\boldsymbol{i}_T$，在 A_T - B_T 坐标系电流分量为 i_{A_T} 与 i_{B_T}，在 d_T - q_T 坐标系电流分量为 i_{d_T} 与 i_{q_T}。对于悬浮平面，类似于转矩平面，定义 A_S 轴超前 A_T 轴夹角为 δ_Δ，可建立两相静止 A_S - B_S 坐标系。A_S - B_S 坐标系对应的悬浮电流分量为 i_{A_S} 与 i_{B_S}；d_S - q_S 坐标系对应的悬浮电流分量为 i_{d_S} 与 i_{q_S}。



(a) 转矩平面 (b) 悬浮平面

图 3 BPMSM 坐标系定义

Fig. 3 Definition of coordinate system for BPMSM

2.2 电磁转矩模型

根据文献[15]相关研究，BPMSM 的电磁转矩可表示为

$$T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta} = p_T L_T I_f i_{q_T} + p_S M x' I_f i_{q_S} + p_S M y' I_f i_{q_S} \pm \begin{bmatrix} i_{d_T} & i_{q_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Mx' & -My' \\ My' & Mx' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{q_S} \\ i_{d_S} \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：W_m 为电机磁共能；L_T 为转矩绕组自电感；M 为转矩绕组与悬浮绕组互感；I_f 为永磁体等效励磁电流；x'、y' 为转子径向平面偏心位移。电磁转矩第 1 项为永磁体等效励磁电流 I_f 与转矩电流交轴分量 i_{q_T} 相互作用部分，这与转子表贴式永磁同步电机的电磁转矩一致；第 2、3 项为转子径向偏心时，永磁体等效励磁电流与悬浮电流相互作用部分；第 4 项为转矩电流与悬浮电流相互作用部分。因 $L_T \gg M$，故 BPMSM 的电磁转矩主要由第 1 项产生。

2.3 径向悬浮力数学模型

设转矩绕组和悬浮绕组四相电流分别为

$$\begin{cases} i_{A_T} = I_T \cos(\omega t - \mu) \\ i_{B_T} = I_T \cos(\omega t - \mu - 90^\circ) \\ i_{A_S} = I_S \cos(\omega t - \lambda) \\ i_{B_S} = I_S \cos(\omega t - \lambda - 90^\circ) \end{cases} \tag{2}$$

式中：μ、λ 分别为转矩绕组 A 相电流、悬浮绕组 A 相电流的初相位；I_{T}、I_{S} 分别为转矩电流、悬浮电流幅值；ω 为电机电流频率。

由式(2)可得转矩、悬浮电流产生的四相磁动势和永磁体磁动势分别为

$$\begin{cases} f_{A_{\mathrm{T}}} = F_{\mathrm{T}}\cos(\omega t-\mu)\cos\theta \\ f_{B_{\mathrm{T}}} = F_{\mathrm{T}}\cos(\omega t-\mu-90^\circ)\cos(\theta-90^\circ) \\ f_{A_{\mathrm{S}}} = F_{\mathrm{S}}\cos(\omega t-\lambda)\cos(2\theta-\delta_\Delta) \\ f_{B_{\mathrm{S}}} = F_{\mathrm{S}}\cos(\omega t-\lambda-90^\circ)\cos(2\theta-\delta_\Delta-90^\circ) \\ f_{\mathrm{f}} = F_{\mathrm{f}}\cos(\omega t-\theta) \end{cases} \tag{3}$$

式中：F_{T}、F_{S}、F_{f} 分别为转矩绕组、悬浮绕组、永磁体磁动势。

各磁动势幅值分别为

$$\begin{cases} F_i = \dfrac{n}{2}\dfrac{4}{\pi}\dfrac{I_i}{2}\dfrac{N_i}{p_i} \qquad i=\mathrm{T,S} \\ F_{\mathrm{f}} = \dfrac{n}{2}\dfrac{4}{\pi}\dfrac{I_{\mathrm{f}}}{2}\dfrac{N_{\mathrm{T}}}{p_{\mathrm{T}}} \end{cases} \tag{4}$$

式中：N_i 为绕组每相有效匝数；I_i 为绕组等效电流幅值；p_i 为绕组极对数；T、S 分别代表转矩绕组、悬浮绕组。

最终由永磁体、转矩绕组和悬浮绕组产生的合成磁动势为

$$f_\Sigma = F_{\mathrm{Tf}}\cos(\omega t-\mu_{\mathrm{Tf}}-\theta)+F_{\mathrm{S}}\cos(\omega t-\lambda-2\theta+\delta_\Delta) \tag{5}$$

式中，永磁体和转矩绕组产生的磁场极对数相同，可合成等效磁动势，F_{Tf} 和 μ_{Tf} 分别为相应的基波幅值和初始相位，可表示为

$$\begin{cases} F_{\mathrm{Tf}} = \sqrt{(F_{\mathrm{T}}\cos\mu+F_{\mathrm{f}})^2+(F_{\mathrm{T}}\sin\mu)^2} \\ \mu_{\mathrm{Tf}} = \arctan\left(\dfrac{F_{\mathrm{T}}\sin\mu}{F_{\mathrm{T}}\cos\mu+F_{\mathrm{f}}}\right) \end{cases} \tag{6}$$

定义 l_{ec} 为转子径向偏心位移，θ_{ec} 为偏心角度，因偏心系数 $k=l_{\mathrm{ec}}/\delta_0 \ll 1$，则单位面积气隙磁导函数[16]可近似为

$$\Lambda(\theta)\approx\mu_0[1+k\cos(\theta-\theta_{\mathrm{ec}})]/\delta_0 \tag{7}$$

式中：δ_0 为绝对气隙长度；μ_0 为真空磁导率。

合成磁动势所产生的气隙磁通密度 $B_\Sigma(\theta,t)$ 为

$$B_\Sigma(\theta,t)=\Lambda(\theta)[f_{\mathrm{Tf}}(\theta,t)+f_{\mathrm{S}}(\theta,t)]= \begin{bmatrix} \dfrac{\mu_0}{\delta_{\mathrm{Tf}}}\dfrac{nI_{\mathrm{Tf}}N_{\mathrm{T}}}{\pi p_{\mathrm{T}}} & \dfrac{\mu_0}{\delta_{\mathrm{S}}}\dfrac{nI_{\mathrm{S}}N_{\mathrm{S}}}{\pi p_{\mathrm{S}}} \end{bmatrix}\cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t-\theta-\mu_{\mathrm{Tf}}) \\ \cos(\omega t-2\theta-\lambda+\delta_\Delta) \end{bmatrix} \tag{8}$$

式中：I_{Tf}、I_{S} 为对应等效电流幅值；δ_{Tf}、δ_{S} 为对应磁场等效气隙长度；μ_{Tf} 为永磁体和转矩绕组的磁导率。

由麦克斯韦张量法，可求得转子径向平面 x 和 y 方向的悬浮力解析式为

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \frac{lr}{2\mu_0}\begin{bmatrix} \int_0^{2\pi} B_\Sigma^2(\theta,t)\cos\theta\mathrm{d}\theta \\ \int_0^{2\pi} B_\Sigma^2(\theta,t)\sin\theta\mathrm{d}\theta \end{bmatrix} \tag{9}$$

式中：l 为转子轴向长度；r 为转子外半径。

若忽略偏心系数 k 的二次方项，同时不考虑含 ωt 的脉动分量，可得

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \frac{\pi lrB_{\mathrm{Tf}}B_{\mathrm{S}}}{2\mu_0}\begin{bmatrix} \cos(\mu_{\mathrm{Tf}}-\lambda+\delta_\Delta) \\ \sin(\mu_{\mathrm{Tf}}-\lambda+\delta_\Delta) \end{bmatrix}+ \frac{\pi lrk(B_{\mathrm{Tf}}^2+B_{\mathrm{S}}^2)}{2\mu_0}\begin{bmatrix} \cos\theta_{\mathrm{ec}} \\ \sin\theta_{\mathrm{ec}} \end{bmatrix} \tag{10}$$

式中，B_{Tf}、B_{S} 分别为永磁体和转矩绕组、悬浮绕组的气隙磁通密度。

综上，式(10)为转子径向悬浮力解析模型。其中，第 1 项为可控悬浮力对应的 x、y 方向分量，大小和方向可通过在悬浮绕组中通入不同幅值、相位的电流进行主动控制；第 2 项为偏心磁拉力对应的 x、y 方向分量，仅在转子径向偏心时存在，与径向偏心位移呈线性关系。

为利用式(10)建立相应控制策略，将气隙磁通密度 B_{Tf}、B_{S} 用等效电流幅值替代并建立同步旋转坐标系模型，可得

$$\begin{bmatrix} F_{xc} \\ F_{yc} \end{bmatrix} = \frac{\mu_0 n^2 lrN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{S}}}{2\pi\delta_{\mathrm{Tf}}\delta_{\mathrm{S}}p_{\mathrm{T}}p_{\mathrm{S}}}\begin{bmatrix} I_{d_{\mathrm{Tf}}}I_{d_{\mathrm{S}}}+I_{q_{\mathrm{Tf}}}I_{q_{\mathrm{S}}} \\ I_{d_{\mathrm{Tf}}}I_{q_{\mathrm{S}}}-I_{q_{\mathrm{Tf}}}I_{d_{\mathrm{S}}} \end{bmatrix} \tag{11}$$

式中：$I_{d_{\mathrm{Tf}}}$、$I_{q_{\mathrm{Tf}}}$ 分别为 I_{Tf} 的 d_{T} 轴和 q_{T} 轴分量；$I_{d_{\mathrm{S}}}$、$I_{q_{\mathrm{S}}}$ 分别为 I_{S} 的 d_{S} 轴和 q_{S} 轴分量。

若转矩控制子系统采用 $i_d=0$ 控制，则

$$\begin{cases} I_{d_{\mathrm{Tf}}} = I_{\mathrm{f}} \\ I_{q_{\mathrm{Tf}}} = I_{q_{\mathrm{T}}} \end{cases} \tag{12}$$

式中，$I_{q_{\mathrm{T}}}$ 为 $i_{q_{\mathrm{T}}}$ 的幅值。将式(12)代入式(11)，得可控径向悬浮力模型为

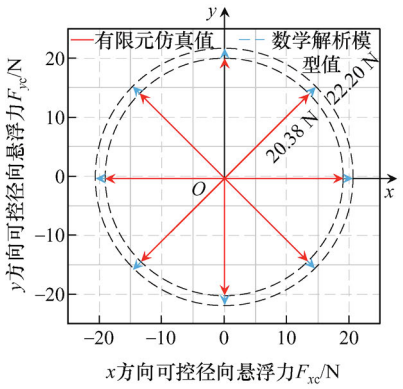
$$\begin{bmatrix} F_{\mathrm{xc}} \\ F_{\mathrm{yc}} \end{bmatrix} = \frac{\mu_0 n^2 l r N_{\mathrm{T}} N_{\mathrm{S}}}{2\pi\delta_{\mathrm{Tf}}\delta_{\mathrm{S}} P_{\mathrm{T}} P_{\mathrm{S}}} \begin{bmatrix} I_{\mathrm{f}} & I_{q_{\mathrm{T}}} \\ -I_{q_{\mathrm{T}}} & I_{\mathrm{f}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d_{\mathrm{S}}} \\ I_{q_{\mathrm{S}}} \end{bmatrix} \tag{13}$$

同理可得径向偏心磁拉力模型为

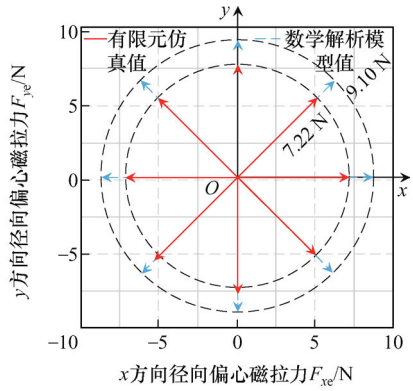
$$\begin{bmatrix} F_{\mathrm{xe}} \\ F_{\mathrm{ye}} \end{bmatrix} = \frac{\mu_0 n^2 l r N_{\mathrm{T}}^2}{2\pi\delta_0\delta_{\mathrm{Tf}}^2\delta_{\mathrm{S}}^2 P_{\mathrm{T}}^2 P_{\mathrm{S}}^2} \begin{bmatrix} N_{\mathrm{T}}^2 P_{\mathrm{S}}^2 & N_{\mathrm{S}}^2 P_{\mathrm{T}}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\mathrm{f}}^2 \\ I_{\mathrm{S}}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{\mathrm{xe}} \\ l_{\mathrm{ye}} \end{bmatrix} \tag{14}$$

式中，l_{xe}、l_{ye} 分别为转子 x、y 轴向偏心距离。

为验证建立的模型，对比式(13)的计算结果与有限元仿真结果如图 4 所示。在设定 $\mu = -90^\circ$、$I_{\mathrm{T}} = I_{\mathrm{S}} = 5$ A、转子处于径向几何中心处的条件下，通过改变悬浮电流初始相位 λ，可得到径向平面 8 个圆周中心对称的可控悬浮力矢量，如图 4(a)所示，



(a) 可控悬浮力矢量



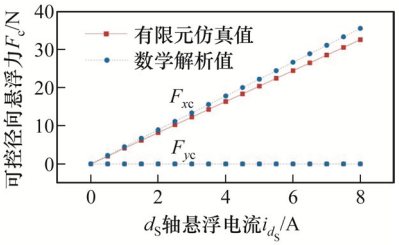
(b) 偏心磁拉力矢量

图 4 生成沿径向平面不同方向的悬浮力矢量

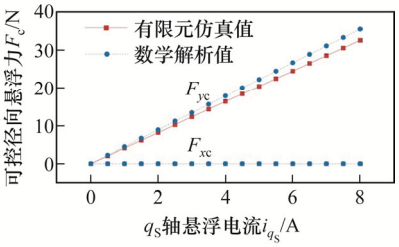
Fig. 4 Generation of suspension force vectors in different directions on radial plane

数学解析模型与有限元仿真的可控悬浮力方向相同。在设定 $\mu = -90^\circ$、$I_{\mathrm{T}} = 5$ A 的条件下，通过改变转子径向偏心角度 θ_{ec}，可得到径向平面 8 个圆周中心对称的偏心磁拉力矢量，如图 4(b)所示，数学解析模型与有限元仿真的偏心磁拉力方向相同。

对径向悬浮力的大小进行仿真分析，设定 $i_{d_{\mathrm{T}}} = 0$ A、$i_{q_{\mathrm{T}}} = 5$ A，通过改变悬浮电流同步坐标系分量分析与之相应可控径向悬浮力大小的关系，如图 5 所示。在图 5(a)中，以 x 方向为例，可控径向悬浮力 F_{xc} 与悬浮电流 d_{S} 轴分量 $i_{d_{\mathrm{S}}}$ 呈线性关系，相对误差 $\delta_{\mathrm{e}} = 8.93\%$。



(a) $i_{q_{\mathrm{S}}}$=0 A



(b) $i_{d_{\mathrm{S}}}$=0 A

图 5 可控径向悬浮力与悬浮电流同步坐标系分量关系

Fig. 5 Relationships between controllable radial suspension force and suspension current components under synchronous coordinate system

同样地，在设定 $i_{d_{\mathrm{T}}} = 0$ A、$i_{q_{\mathrm{T}}} = 5$ A 且不通悬浮电流时，分析径向偏心磁拉力与对应偏心位移关系。如图 6 所示，径向偏心磁拉力与对应偏心方向位移呈线性关系，相对误差 $\delta_{\mathrm{e}} = 26.04\%$。

综上，本节基于麦克斯韦张量法，建立了考虑偏心、转矩电流分量耦合的径向悬浮力数学模型，通过数学解析值和有限元仿真值进行对比，可以得出本文建立的径向悬浮力模型虽存在一定误差，但模型可以表征实际悬浮力的主要部分，可以为悬浮

控制策略提供一定依据，其中模型不精确部分可通过 LESO 观测并补偿。

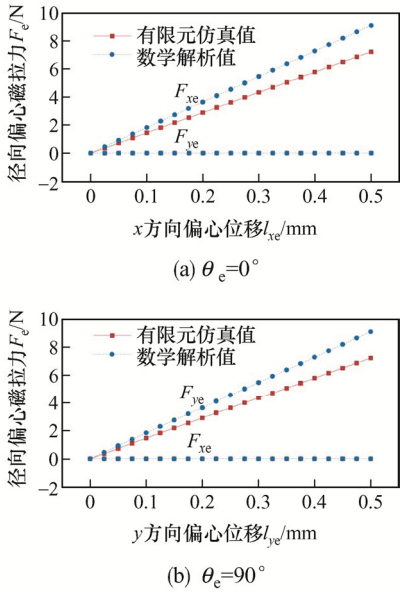


图 6　径向偏心磁拉力与对应偏心位移关系

Fig. 6 Relationship between radial eccentric magnetic tension and corresponding eccentric displacement

2.4 转子径向动力学模型

BPMSM 转子在径向平面的动力学方程为

$$m\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}}{\mathrm{d}t^2}=\boldsymbol{F}_{\mathrm{c}}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}-\boldsymbol{f} \tag{15}$$

式中：m 为转子质量；$\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}$ 为转子偏心位移坐标向量，$\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}=[x'\quad y']^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{F}_{\mathrm{c}}$ 为转子径向可控悬浮力矢量；$\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}$ 为转子径向偏心磁拉力矢量；$\boldsymbol{f}$ 为转子在转子径向平面的未知扰动力。

结合式(13)和式(14)，式(15)可改写为

$$m\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}}{\mathrm{d}t^2}=\boldsymbol{k}_i\boldsymbol{i}_{\mathrm{S}}-\boldsymbol{k}_e\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}-\boldsymbol{f} \tag{16}$$

式中：$\boldsymbol{k}_i$ 为等效电流刚度系数矩阵；$\boldsymbol{k}_e$ 为等效位移刚度系数矩阵。具体表达式为

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{k}_i\\ \boldsymbol{k}_e\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{\mu_0 n^2 lrN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{S}}}{2\pi\delta_{\mathrm{Tf}}\delta_{\mathrm{S}}P_{\mathrm{T}}P_{\mathrm{S}}}\begin{bmatrix}I_{\mathrm{f}} & I_{q_{\mathrm{T}}}\\ -I_{q_{\mathrm{T}}} & I_{\mathrm{f}}\end{bmatrix}\\ \dfrac{\mu_0 n^2 lrN_{\mathrm{T}}^2}{2\pi\delta_0\delta_{\mathrm{Tf}}^2\delta_{\mathrm{S}}^2P_{\mathrm{T}}^2P_{\mathrm{S}}^2}\begin{bmatrix}N_{\mathrm{T}}^2P_{\mathrm{S}}^2 & N_{\mathrm{S}}^2P_{\mathrm{T}}^2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{\mathrm{f}}^2\\ I_{\mathrm{S}}^2\end{bmatrix}\end{bmatrix} \tag{17}$$

3　考虑未建模部分补偿的转子径向悬浮解耦控制

3.1 偏心磁拉力与未建模部分补偿

通过第 2 节转子径向悬浮力模型推导可知，径向悬浮力主要包括径向可控悬浮力 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{c}}$ 和径向偏心磁拉力 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}$，其中 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}$ 是被动分量，无法主动控制，是造成转子径向偏心的主要因素。通过补偿 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}$ 能充分利用已知的径向悬浮力模型信息，使造成转子径向偏心的主要干扰力得以补偿，有利于转子径向稳定悬浮。若不补偿偏心磁拉力分量，直接由 LESO 观测并补偿模型扰动和未建模扰动，会增加 LESO 的带宽，或者影响扰动的估计精度[17]。

为产生等大反向的 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{c}}$ 以补偿 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}$，需注入补偿偏心磁拉力悬浮电流分量 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{S1}}$，其表达式为

$$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S1}}=\frac{\boldsymbol{k}_e}{\boldsymbol{k}_i}\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}} \tag{18}$$

除了已知的径向悬浮力模型部分，还存在转子径向未建模部分 $\boldsymbol{f}$，其主要包括 2 部分：首先是径向悬浮力模型不精确部分，在基于气隙磁场分析的径向悬浮力建模过程中，对各调制磁场磁通密度的分析均取其基波分量，不可避免地存在少量难以获取且计算复杂的高次谐波分量；其次是未知流体负载干扰，包括难以建模的转子叶轮受到的水力激振分量，液体泵内部不均匀分布的瞬态湍流等。

为补偿未建模部分 $\boldsymbol{f}$，通过注入补偿悬浮电流分量 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}$，产生对应可控悬浮力分量 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{c2}}$ 平衡未建模部分 $\boldsymbol{f}$，$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}$ 的表达式为

$$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}=\frac{\boldsymbol{f}}{\boldsymbol{k}_i} \tag{19}$$

将给定的悬浮电流重构为

$$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S}}=\boldsymbol{i}_{\mathrm{S1}}+\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}+\boldsymbol{i}_{\mathrm{S3}} \tag{20}$$

式中：$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S1}}$、$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}$ 分别为补偿已知模型偏心磁拉力分量、未建模部分扰动的悬浮电流分量；$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S3}}$ 为径向位移闭环控制电流。

将式(20)代入式(16)可得

$$\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}}{\mathrm{d}t^2}=\frac{1}{m}(\boldsymbol{k}_i\boldsymbol{i}_{\mathrm{S1}}-\boldsymbol{k}_e\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}})+\frac{1}{m}(\boldsymbol{k}_i\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}-\boldsymbol{f})+\frac{1}{m}\boldsymbol{k}_i\boldsymbol{i}_{\mathrm{S3}} \tag{21}$$

若式(21)等号右边第 1、2 项被 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}$、$\boldsymbol{i}_{\mathrm{S3}}$ 完全补偿，则式(21)的转子动力学模型可简化为

$$\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}}{\mathrm{d}t^2}=\frac{1}{m}\boldsymbol{k}_i\boldsymbol{i}_{\mathrm{S3}} \tag{22}$$

此时，可以利用 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{S3}}$ 直接控制转子径向偏心位移坐标向量 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}$，为构建相应的高性能悬浮控制策略奠定了基础。

3.2 未建模部分观测

在进行未建模部分补偿之前，必须先设计观测器估算 $\boldsymbol{f}$。偏心程度越大，偏心磁拉力越大，观测未知扰动之前，需先补偿已知模型部分。定义未建模动态 $\boldsymbol{v}=-\boldsymbol{f}/m$，假设已经对建模的偏心磁拉力部分补偿，结合式(21)可得

$$\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{r}_{\mathrm{ec}}}{\mathrm{d}t^2}=\frac{1}{m}\boldsymbol{k}_i(\boldsymbol{i}_{\mathrm{S2}}+\boldsymbol{i}_{\mathrm{S3}})+\boldsymbol{v} \tag{23}$$

定义转子径向悬浮系统状态变量为

$$\begin{cases}z_1=x',\ \ z_2=\mathrm{d}z_1/\mathrm{d}t,\ z_3=v_x\\ z_4=y',\ \ z_5=\mathrm{d}z_4/\mathrm{d}t,\ z_6=v_y\end{cases} \tag{24}$$

式中，v_x、v_y 分别为未建模动态 $\boldsymbol{v}$ 的 x、y 方向分量。则式(23)可改写为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{z}}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}+\boldsymbol{D}\\ \boldsymbol{Y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{z}\end{cases} \tag{25}$$

式中：

$$\boldsymbol{z}=[z_1\ \ z_2\ \ z_3\ \ z_4\ \ z_5\ \ z_6]^{\mathrm{T}};\ \boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&0&0&0&0\\0&0&1&0&0&0\\0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&1&0\\0&0&0&0&0&1\\0&0&0&0&0&0\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0&0&0&0&0&0\\0&b_x&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&b_y&0\\0&0&0&0&0&0\end{bmatrix};\ \boldsymbol{u}=\begin{bmatrix}0\\i_x\\0\\0\\i_y\\0\end{bmatrix};\ \boldsymbol{D}=\begin{bmatrix}0\\0\\\mathrm{d}v_x/\mathrm{d}t\\0\\0\\\mathrm{d}v_y/\mathrm{d}t\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{Y}=\begin{bmatrix}x'\\y'\end{bmatrix};\ \boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1&0\\0&0\\0&0\\0&1\\0&0\\0&0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\cdot\begin{bmatrix}b_x&b_y\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{k}_i/m;\ \ i_x=i_{d_{\mathrm{S2}}}+i_{d_{\mathrm{S3}}};\ i_y=i_{q_{\mathrm{S2}}}+i_{q_{\mathrm{S3}}};\ b_x、\ b_y$$

为增益系数的x、y方向分量。

基于式(25)及龙贝格(Luenberger)观测器，构建转子径向悬浮子系统 LESO 为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\hat{\boldsymbol{z}}}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{z}}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}+\boldsymbol{L}_{\mathrm{ob}}(\boldsymbol{Y}-\hat{\boldsymbol{Y}})\\ \hat{\boldsymbol{Y}}=\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{z}}\end{cases} \tag{26}$$

式中：上标“^”表示变量的观测值；$\boldsymbol{L}_{\mathrm{ob}}$ 为需要设计的观测器增益矩阵。设计 $\boldsymbol{L}_{\mathrm{ob}}$ 为

$$\boldsymbol{L}_{\mathrm{ob}}=\begin{bmatrix}3\omega_{\mathrm{ox}}&0&0&0&0&0\\3\omega_{\mathrm{ox}}^2&0&0&0&0&0\\\omega_{\mathrm{ox}}^3&0&0&0&0&0\\0&0&0&3\omega_{\mathrm{oy}}&0&0\\0&0&0&3\omega_{\mathrm{oy}}^2&0&0\\0&0&0&\omega_{\mathrm{oy}}^3&0&0\end{bmatrix} \tag{27}$$

式中，ω_{ox}、ω_{oy} 分别为转子径向偏心位移 x、y 方向上的观测器带宽。

由文献[17-18]可知，当 LESO 观测器增益足够大时，各阶观测器误差均可以收敛至 0，即系统中并联 LESO 环节可以实现转子径向悬浮系统的稳定、准确估计。

3.3 转子径向磁悬浮控制系统结构

基于本文的模型和控制理论分析，相应的 BPMSM 整体控制系统如图 7 所示。径向位移信息由电涡流传感器实时采集，角度信息由霍尔传感器采集。旋转控制子系统采用 $i_d=0$ 的矢量控制方式。径向悬浮控制子系统为径向位移控制的外环和悬浮电流控制的内环双闭环结构。其中外环输出的给定悬浮电流 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{S}}$ 重构为 3 部分：其一是基于转子径向悬浮力模型，注入相应的悬浮电流 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{S1}}$ 产生可控的径向悬浮力补偿不可控径向偏心磁拉力，前馈电流 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{S1}}$ 由式(18)计算；其二是基于 LESO 观测系统未建模部分，包括模型不精

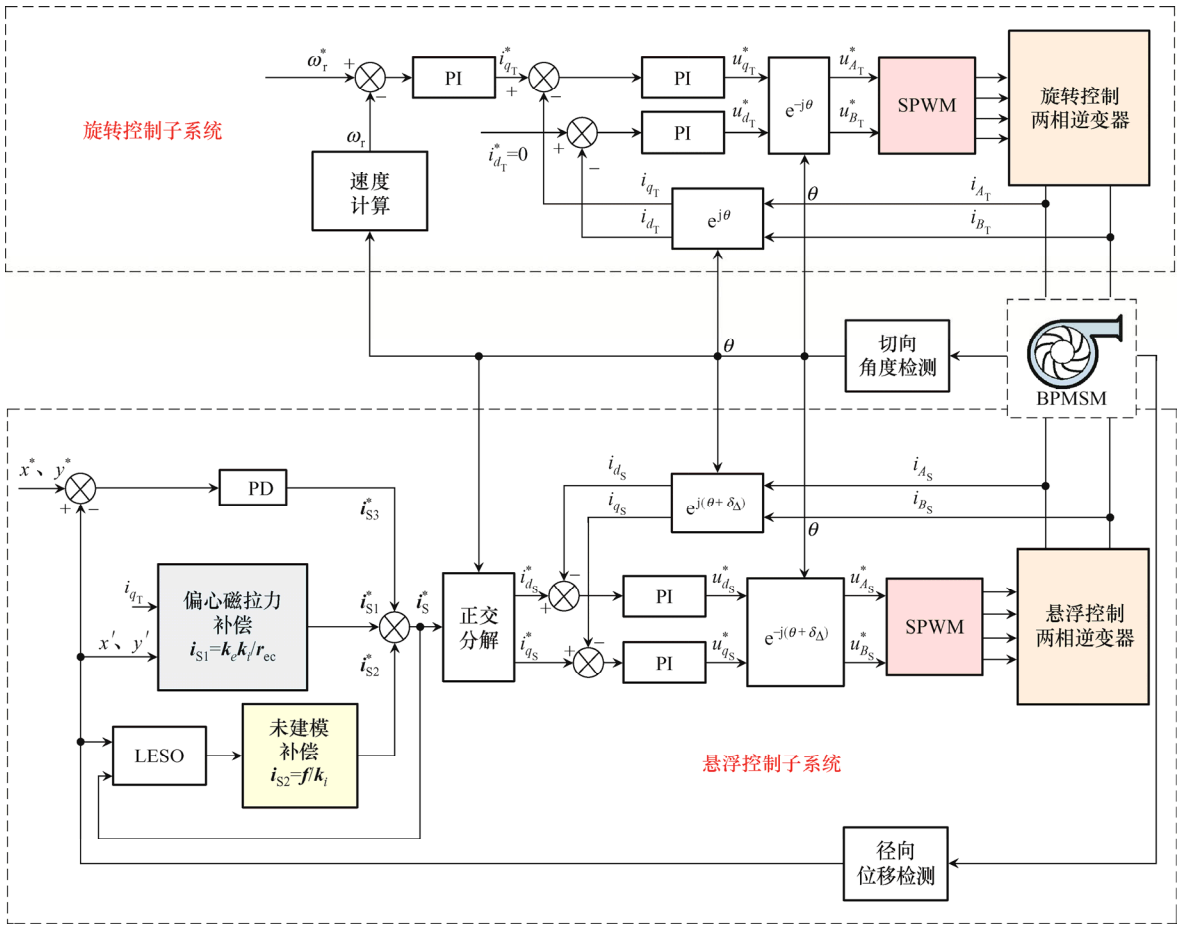


图 7　BPMSM 系统控制框图

Fig. 7 Control block diagram of BPMSM system

确部分和负载难以建模的未知扰动，可通过式(19)计算补偿悬浮电流分量 $\boldsymbol{i}_{S2}$；其三是将给定偏心位移 x^*、y^* 与 x'、y' 比较，得到的误差送至比例微分 PD (proportional derivative)控制器，得到转子径向位移闭环控制悬浮电流分量 $\boldsymbol{i}_{S3}$。内环由输入的给定悬浮电流 $\boldsymbol{i}_S^*$ 经正交分解为 d_S、q_S 平面悬浮电流分量 $i_{d_S}^*$ 与 $i_{q_S}^*$，二者分别与实际的 d_S、q_S 平面电流比较，差值经比例积分 PI(proportional integral)控制器得到给定电压 $u_{d_S}^*$ 与 $u_{q_S}^*$，再经坐标变换得到静止坐标系的给定电压 $u_{A_S}^*$ 与 $u_{B_S}^*$，最后经过正弦脉冲宽度调制得到两相逆变器的开关管驱动信号，产生悬浮绕组电流，实现悬浮平面的闭环控制。

3.4　系统参数与性能分析

x、y 方向的参数具有一致性，以 x 方向为例，若忽略电流环部分，基于位移反馈的 PID 控制策略如图 8(a)所示。x 方向的悬浮控制位移的开环传递函数 $C_1(s)$ 由控制器和系统方程 2 部分组成，忽略未建模部分 $\boldsymbol{f}$，可得

$$C_1(s)=\frac{K_{1p}+\dfrac{K_{1i}}{s}+K_{1d}s}{2\pi f_c s+1}\frac{\boldsymbol{k}_i}{m\left(s^2+\dfrac{\boldsymbol{k}_e}{m}\right)}=\frac{\boldsymbol{k}_i K_{1d}s^2+\boldsymbol{k}_i K_{1p}s+\boldsymbol{k}_i K_{1i}}{2\pi f_c m s^4+m s^3+2\pi f_c \boldsymbol{k}_e s^2+\boldsymbol{k}_e s} \tag{28}$$

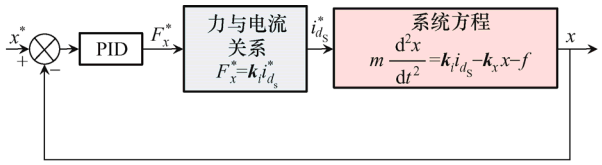
式中，K_{1p}、K_{1i}、K_{1d}、f_c 分别为对应的比例增益、积分增益、微分增益、一阶滤波器截止频率。

对于本文所提控制策略，在式(22)中已知模型偏心磁拉力分量 $\boldsymbol{F}_e$ 和未建模部分扰动 $\boldsymbol{f}$ 分别由前馈分量和 LESO 观测并注入的 $\boldsymbol{i}_{S1}$、$\boldsymbol{i}_{S2}$ 补偿。补偿后的系统方程为简洁的二阶无阻尼系统，可由 PD 控制器闭环控制，如图 8(b)所示。x 方向的悬浮控

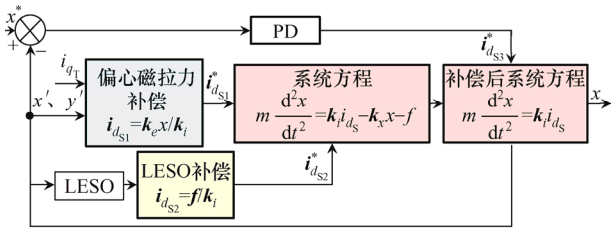
制位移的开环传递函数 $C_2(s)$ 为

$$C_2(s)=\frac{K_{2p}+K_{2d}s}{2\pi f_c s+1}\frac{k_i}{ms^2}=\frac{k_iK_{2d}s+k_iK_{2p}}{2\pi f_c ms^3+ms^2} \tag{29}$$

式中，K_{2p}、K_{2d} 分别为对应的比例增益、微分增益。



(a) 基于位移反馈PID控制

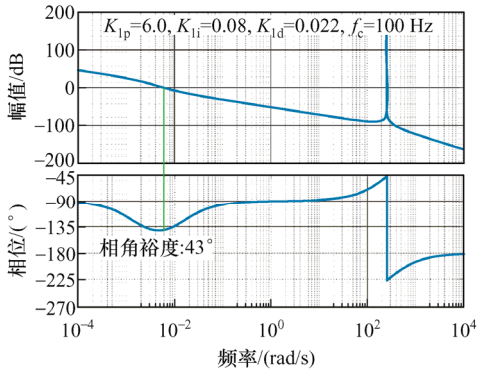


(b) 基于模型与扰动补偿控制

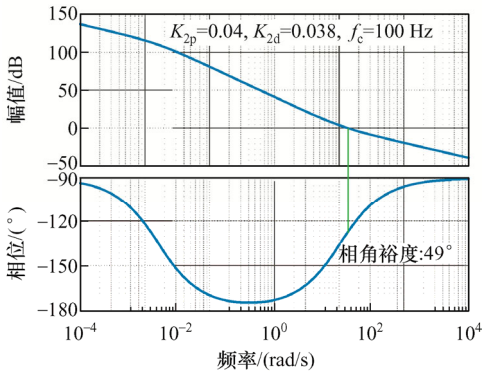
图 8 x 轴方向悬浮控制结构

Fig. 8 Suspension control structure in x-axis direction

由开环传递函数 $C_1(s)$、$C_2(s)$ 并通过参数优选，可得相应的幅相频特性曲线如图 9 所示。图 9(a)为参数 $K_{1p}=6.0$、$K_{1i}=0.08$、$K_{1d}=0.022$、$f_c=100$ Hz 对应的基于位移反馈 PID 控制的幅频相频特性曲线。在高频段存在 1 个共振点，但其落在额定转速之外，可忽略其影响。图 9(b)为优选参数 $K_{2p}=0.04$、$K_{2d}=0.038$、$f_c=100$ Hz 对应的基于模型和未建模补偿后的 PD 控制的幅频相频特性曲线。补偿部分的 LESO 观测器带宽参数 $\omega_{ox}=1\,668$ Hz，可通过调节参数观测估计值与实际状态值跟随情况得到。实际中 ω_{ox} 太小会使系统收敛较慢；太大会引入较多高频噪声，影响相应的观测值精度。综



(a) 基于位移反馈PID控制



(b) 模型和未建模补偿后PD控制

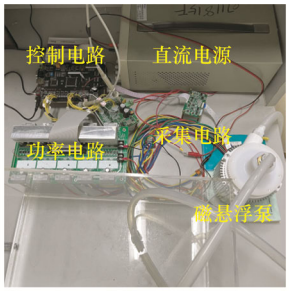
图 9 经参数优选的 x 方向 2 种控制策略伯德图

Fig. 9 Bode plot of two control strategies in x-axis direction with optimized parameters

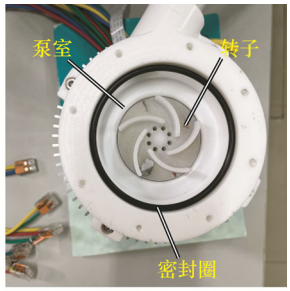
上，合理的控制器与观测器参数选择，能使系统处于 1 个较好的相角裕度，此时系统的稳定性较强，控制性能较好。

4 实验研究

由 BPMSM 驱动的液体泵系统实验平台如图 10 所示，主要包括薄片电机、内嵌 TMS320F28377D 的数字控制器、信号采集电路、功率驱动电路、直流电源。由霍尔传感器得到两路正交信号，经锁相环得到转子位置角，转子径向位移由电涡流传感器采集，控制周期为 50 μs。



(a) BPMSM驱动的液体泵平台



(b) BPMSM电机本体

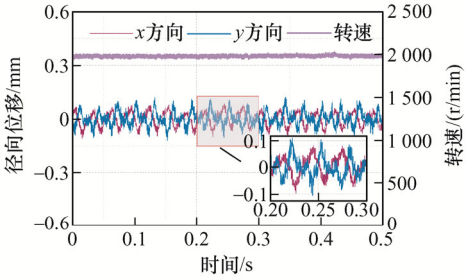
图 10 实验平台

Fig. 10 Experimental platform

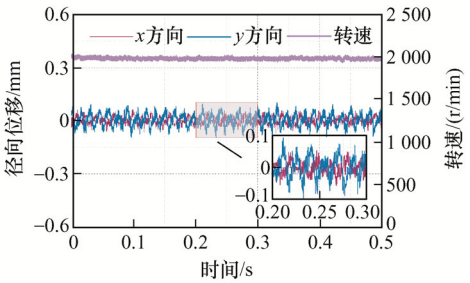
4.1 稳态实验

为验证相应控制策略的可行性与有效性，往泵室灌入液体介质，进行额定工况下基于传统径向位移反馈 PID 控制策略和所提控制策略的稳态对比实验，如图 11 所示。基于径向位移反馈 PID 控制

的径向悬浮位移精度为 ±0.12 mm 左右，而所提控制策略径向位移精度为 ±0.09 mm 左右。



(a) 基于径向位移反馈PID控制策略



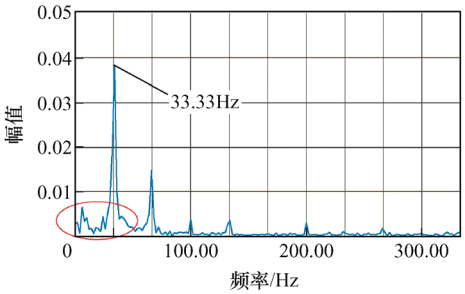
(b) 基于模型与扰动补偿控制策略

图 11　额定工况下 2 种控制策略悬浮精度对比

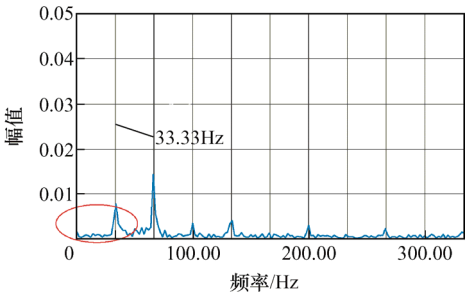
Fig. 11 Comparison of suspension accuracy between two control strategies under rated working conditions

为进一步分析改进控制算法对稳态时径向位移的振动抑制情况，对图 11 处于额定工况的 x 方向悬浮位移进行频域分析，如图 12 所示。在同等工况下，改进控制策略与 PID 控制策略相比，主要抑制了 33.33 Hz 及以下的低频周期性振动。33.33 Hz 对应转速 2 000 r/min 的频率，为实际运行中转子处于动态平衡呈现的周期性正弦波振动现象。

不同转速下 2 种控制策略径向悬浮位移 r_{ec} 幅值如图 13 所示。电机空载及带流体负载时，改进悬浮控制策略相比 PID 控制策略在不同转速下均



(a) 基于位移反馈PID控制策略

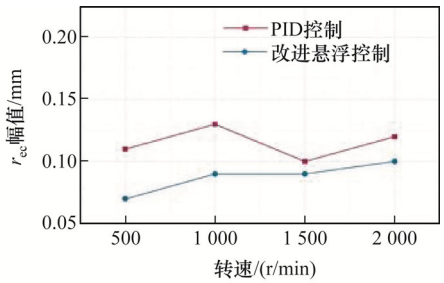


(b) 基于模型与扰动补偿控制策略

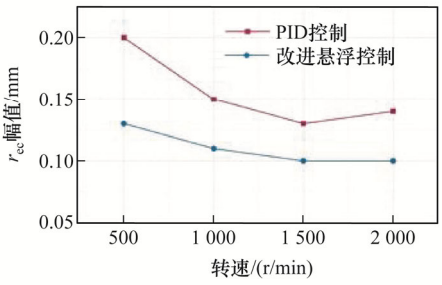
图 12　额定工况下 2 种控制策略 x 方向悬浮位移频域分析

Fig. 12 Frequency-domain analysis of suspension displacement in x-axis direction under two control strategies and rated working conditions

表现出更好的悬浮控制性能。以 500 r/min 为例，图 13(a)在空载条件下，r_{ec} 脉动幅值从 0.11 mm 减小至 0.07 mm；图 13(b)在带流体负载条件下，r_{ec} 脉动幅值从 0.20 mm 减小至 0.13 mm。证明了在不同转速下所提控制策略相较于 PID 控制策略更有利于抑制转子径向位移脉动。



(a) 空载



(b) 负载

图 13　不同转速下 2 种控制策略悬浮位移 r_{ec} 脉动幅值对比

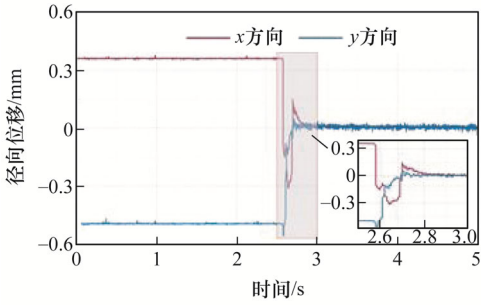
Fig. 13 Comparison of suspension displacement r_{ec} pulsation amplitude between two control strategies at different speeds

4.2　动态实验

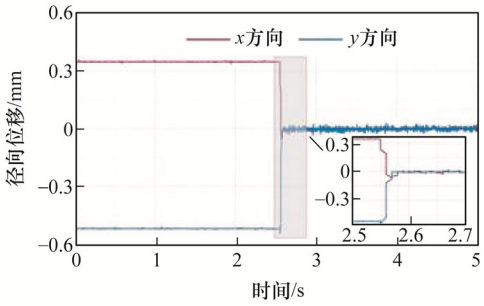
4.2.1　静态启动悬浮

为验证相应控制策略的动态性能，在转子处于

静止状态下启动悬浮控制指令，进行基于径向位移反馈 PID 控制策略与所提控制策略的对比实验，如图 14 所示。通过对比可知，基于本文所提控制策略的调节时间更短，从原先的 0.20 s 到改进算法后的 0.05 s；此外超调量也得到改善，径向偏心位移超调从 ±0.15 mm 减少至 ±0.05 mm 。



(a) 基于径向位移反馈PID控制策略



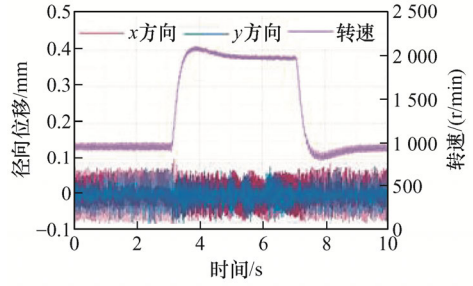
(b) 基于模型与扰动补偿控制策略

图 14 静态启动悬浮时 2 种控制策略悬浮精度对比

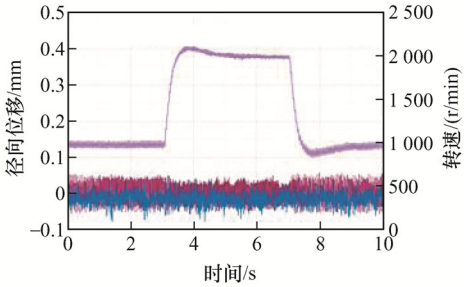
Fig. 14 Comparison of suspension accuracy between two control strategies when suspension is started statically

4.2.2 转速阶跃

转速调节直接关系到液体泵的流量变化，因此进行基于 2 种控制策略的转速阶跃实验对比，如图 15 所示。在 3.0 s 处转速从 1 000 r/min 阶跃至 2 000 r/min、7.0 s 处转速从 2 000 r/min 阶跃至 1 000 r/min 的实验条件下，通过对比 2 种控制策略



(a) 基于径向位移反馈PID控制策略



(b) 基于模型与扰动补偿控制策略

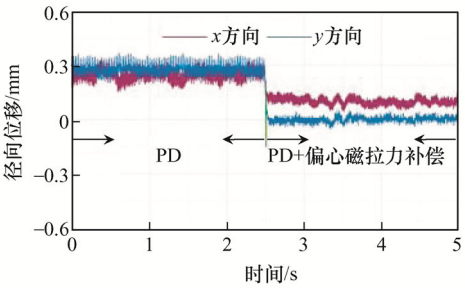
图 15 转速阶跃下 2 种控制策略悬浮精度对比

Fig. 15 Comparison of suspension accuracy between two control strategies under step jump of speed

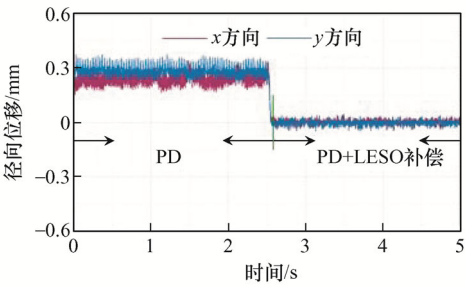
的径向偏心位移动态过程，可以看出基于本文所提控制策略抑制了转子径向位移的超调，径向偏心位移从最大 ±0.10 mm 减小至 ±0.06 mm 左右，转速阶跃的径向悬浮动态性能在改进控制策略中得以提升。

4.2.3 补偿前后对比

在额定转速、流体负载工况下，PD 环节分别加入偏心磁拉力补偿与 LESO 补偿前后的悬浮精度对比波形如图 16 所示。可以看出 PD 环节径向位移脉动较大且存在稳态误差，加入偏心磁拉力补



(a) 突加偏心磁拉力补偿转子径向位移变化



(b) 突加LESO补偿转子径向位移变化

图 16 PD 环节加入补偿前后悬浮精度对比

Fig. 16 Comparison of suspension accuracy before and after PD link is added with compensation

偿抑制了径向位移脉动，脉动从最大 0.22 mm 左右减小至最大 0.13 mm 左右，同时也减小了部分稳态误差；而加入 LESO 补偿除了抑制径向位移脉动，还减小了低频流体扰动，脉动从最大 0.22 mm 减小至 0.10 mm 左右，此外也基本消除了稳态误差。

5　结语

针对 BPMSM 径向悬浮力模型难以准确获得、以其驱动的液体泵难以建模的流体负载扰动影响转子静/动态悬浮性能问题，本文以补偿径向悬浮力模型的被动偏心磁拉力分量和补偿未建模扰动为目标，重构悬浮电流，提出了一种基于电磁力建模与扰动补偿的悬浮子系统闭环控制策略。通过实验验证了所提控制策略提升了传统基于径向位移反馈 PID 控制策略的静、动态悬浮性能。

参考文献：

[1] 朱熀秋, 赵祝恒. 基于新型磁链观测器的无轴承永磁薄片电机直接控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14): 4242-4251.
Zhu Huangqiu, Zhao Zhuheng. Direct control of bearingless permanent magnet slice motor based on novel flux linkage observer [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2018, 38(14): 4242-4251. (in Chinese)

[2] Bao Xucong, Wang Xiaolin, Han Bingyang, et al. Eccentricity compensation for bearingless motor based on the tracking of the minimum antieccentric levitation current [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(4): 3494-3503.

[3] 张艺, 王宇, 张成糕. 基于霍尔负序解调法的无轴承永磁薄片电机径向位移检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(19): 7659-7668.
Zhang Yi, Wang Yu, Zhang Chenggao. Radical displacement detection method based on negative sequence demodulation method on hall signals of bearingless permanent magnet slice motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(19): 7659-7668. (in Chinese)

[4] Sun Xiaodong, Chen Long, Yang Zebin. Overview of bearingless permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5528-5538.

[5] 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]. 电源学报, 2026, 24(2): 301-311.
Chen Dongyuan, Zhou Yangzhong, Zhou Moujie. Research on internal model control of rotor magnetic suspension in bearingless flux-switching permanent magnet motor [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2): 301-311. (in Chinese)

[6] Oshima M, Miyazawa S, Deido T, et al. Characteristics of a permanent magnet type bearingless motor [C]// Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Denver, CO, USA, 2002: 196-202.

[7] 周祎豪, 周扬忠, 张竞, 等. 悬浮绕组直流励磁型无轴承磁通切换电机转矩与悬浮力直接控制[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 269-279.
Zhou Yihao, Zhou Yangzhong, Zhang Jing, et al. Direct control of torque and suspension force of DC excitation bearingless flux switching motor with suspension winding [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 269-279. (in Chinese)

[8] Weinreb B S, Noh M, Fyler D C, et al. Design and implementation of a novel interior permanent magnet bearingless slice motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(6): 6774-6782.

[9] 廖启新, 邓智泉, 王晓琳. 无轴承薄片电机磁体形状优化设计及系统实现[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(12): 28-32.
Liao Qixin, Deng Zhiquan, Wang Xiaolin. Optimization of PM shape of bearingless slice motors and system realization [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2007, 27(12): 28-32. (in Chinese)

[10] 左文全, 吕艳博, 付向东, 等. 无轴承永磁薄片电机径向悬浮力精确数学建模[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 103-110.
Zuo Wenquan, Lü Yanbo, Fu Xiangdong, et al. Accurate mathematical modeling of radial suspension force on bearingless permanent magnet slice motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 103-110. (in Chinese)

[11] 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 Xiaolin, Shi Tengrui, Bao Xucong. 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. (in Chinese)

[12] Mohamed Y A I. Design and implementation of a robust current-control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1981-1988.

[13] 陈晓丹, 吴澳, 赵睿杰, 等. 磁悬浮无轴离心泵叶轮转子动力学特性[J]. 浙江大学学报(工学版), 2023, 57(8): 1680-1688.
Chen Xiaodan, Wu Ao, Zhao Ruijie, et al. Rotor dynamics of impeller in a magnetic suspension bearingless centrifugal pump [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2023, 57(8): 1680-1688. (in Chinese)

[14] 朱熀秋, 赵玉亮, 胡亚民, 等. 动态扰动下无轴承永磁薄片电机的悬浮力补偿策略[J]. 振动与冲击, 2017, 36(23): 99-105.
Zhu Huangqiu, Zhao Yuliang, Hu Yamin, et al. Compensation strategy of suspension force for a bearingless permanent magnet slice motor under dynamic disturbances [J]. Journal of Vibration and Shock, 2017, 36(23): 99-105. (in Chinese)

[15] 仇志坚, 邓智泉, 王晓琳, 等. 计及偏心及洛仑兹力的永磁型无轴承电机建模与控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(9): 64-70.
Qiu Zhijian, Deng Zhiquan, Wang Xiaolin, et al. Study on the modeling and control of a permanent-magnet-type bearingless motor considering rotor eccentricity and Lorenz force [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(9): 64-70. (in Chinese)

[16] 孙宇新, 钱建林, 朱熀秋, 等. 基于转子偏心坐标系的无轴承永磁薄片电机径向悬浮力模型[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(4): 10-16.
Sun Yuxin, Qian Jianlin, Zhu Huangqiu, et al. Radial suspension force model of bearingless permanent magnet slice motor based on coordinate system of rotor eccentricity [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(4): 10-16. (in Chinese)

[17] 邵星灵, 王宏伦. 线性扩张状态观测器及其高阶形式的性能分析[J]. 控制与决策, 2015, 30(5): 815-822.
Shao Xingling, Wang Honglun. Performance analysis on linear extended state observer and its extension case with higher extended order [J]. Control and Decision, 2015, 30(5): 815-822. (in Chinese)

[18] 丁逸健, 周扬忠. 双五相 PMSM 串联系统内嵌 ADRC 的无差拍控制[J]. 电源学报, 2026, 24(3): 306-315.
Ding Yijian, Zhou Yangzhong. Deadbeat control of dual five phase PMSM series system embedded with ADRC [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(3): 306-315. (in Chinese)



王琪

作者简介：

王琪(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无轴承永磁薄片电机控制。E-mail：220127096@fzu.edu.cn。

周扬忠(1971—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：现代调速系统，新能源发电系统。E-mail：zhty_75313@sina.com。

(责任编辑：郭凯凯)