DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.301 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

无轴承磁通切换电机转子磁悬浮内模控制研究

陈东远，周扬忠(中国电源学会高级会员)，周谋捷
(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：为了增强转子径向磁悬浮运行的鲁棒性，结合非线性反馈线性化理论和内模控制方法，提出1种无轴承磁通切换电机转子磁悬浮控制策略。该控制策略以无轴承磁通切换电机转子动力学模型为内模，通过二阶滤波器将实际电机与内模输出之差扩张成1个新型非线性误差系统，并根据输入–输出反馈线性化理论计算悬浮电流给定。仿真及实验结果表明，所提控制策略能够有效实现转子径向磁悬浮高鲁棒性运行控制。

关键词：无轴承磁通切换电机；转子动力学模型；非线性反馈线性化；内模控制

Research on Internal Model Control of Rotor Magnetic Suspension in Bearingless Flux-switching Permanent Magnet Motor

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

Abstract: To enhance the robustness of rotor radial magnetic suspension, a rotor magnetic suspension control strategy for a bearingless flux-switching permanent magnet motor (BFSPMM) is proposed, which is based on the combination of the nonlinear feedback linearization theory and internal model control method. Under this control strategy, the rotor dynamic model of the BFSPMM is taken as the internal model, the difference between the actual motor and the internal model output is expanded into a novel nonlinear error system by a second-order filter, and the given suspension current is calculated according to the input-output feedback linearization theory. Simulation and experimental results show that the proposed control strategy can effectively realize the high robust operation control of rotor radial magnetic suspension.

Keywords: Bearingless flux-switching permanent magnet motor (BFSPMM); rotor dynamic model; nonlinear feedback linearization; internal model control

无轴承电机通过悬浮绕组电流调制气隙磁场产生悬浮力使转子磁悬浮，实现了电机运行时转轴与定子之间无直接接触，具有无磨损、长寿命、无污染等优势，在生物医药、化学化工、半导体等行业中有着广阔的发展前景[1]。

无轴承磁通切换电机BFSPMM(bearingless flux-switching permanent magnet motor)是无轴承电机的1种，目前BFSPMM结构主要分为2大类：单绕组拓扑结构[2-3]和双绕组拓扑结构[4-5]。目前，国内外对BFSPMM控制方面研究的文献相对较少，尤其在高鲁棒性的转子径向磁悬浮控制策略上较为薄弱。文献[6]针对转子交错并列的BFSPMM采用比例–积分–微分 PID(proportional-integral-derivative)的悬浮控制策略，但PID控制策略存在抗扰性能差、响应速度慢等不足；为改善悬浮力响

收稿日期：2023-06-05；**修回日期**：2023-08-15；**录用日期**：2023-10-17；**网络首发日期**：2024-01-31
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

应速度，文献[7-8]仿照电机旋转控制中直接转矩控制的思路，提出了 BFSPMM 直接悬浮力控制；文献[9]在双绕组 BFSPMM 中采用径向位移滑模控制与扩张状态观测器结合的复合控制策略，增强了转子径向悬浮的鲁棒性，但控制器结构较为复杂，不易于设计；文献[10]提出 1 种基于模型补偿的线性自抗扰的单绕组 BFSPMM 转子悬浮控制方法，有效提高了转子悬浮系统的抗扰能力和鲁棒性，控制器结构较为简单，但需要更多的硬件资源观测扰动；文献[11]基于高频旋转电流注入及高频脉振电流注入的 2 种零−低速转子径向位移观测方法，建立相应的转子径向位移观测器，提出零−低速无径向位移传感器控制，实现无需径向位移传感器下的转子悬浮控制。

内模控制 IMC(internal model control)具有跟踪调节性能好、鲁棒性强及控制器需要调节参数少等优点[12-14]，本文将其与非线性反馈线性化理论相结合，减少需要整定的控制器参数，提出 1 种 BFSPMM 转子径向磁悬浮控制策略，以期提升 BFSPMM 转子磁悬浮控制对参数变化及各种不确定性干扰的鲁棒抑制能力。

1 六相单绕组 BFSPMM 拓扑结构及工作原理

1.1 12/10 六相单绕组 BFSPMM 拓扑结构

本文研究对象为 12/10 极六相单绕组 BFSPMM，其拓扑结构如图 1 所示。定子有 12 个 U 型铁心，相邻 U 型铁心夹着 1 个沿切向方向交替充磁的永磁体。同时，为减少定子绕组空载反电动势谐波含量，空间轴线相互垂直的 2 个绕制在定子齿上的线圈串联构成一相绕组，合计六相对称绕组 A~F。图中：A+~F+、A−~F−分别为电机 A~F 相绕组出线端；A1~F1、A2~F2 为定子绕组线圈；i_A~i_F 分别为电机 A~F 相流过的电流；φ_A 为由 A 相悬浮电流分量产生的磁通；φ_D 为由 D 相悬浮电流分量产生的磁通；φ_{PM} 为永磁磁通。为了实现转子悬浮旋转运行，六相绕组同时流过转矩电流分量 i_{AT}~i_{FT} 和悬浮电流分量 i_{AS}~i_{FS}，分别沿线圈 A1、A2 轴线定义 x、y 轴。

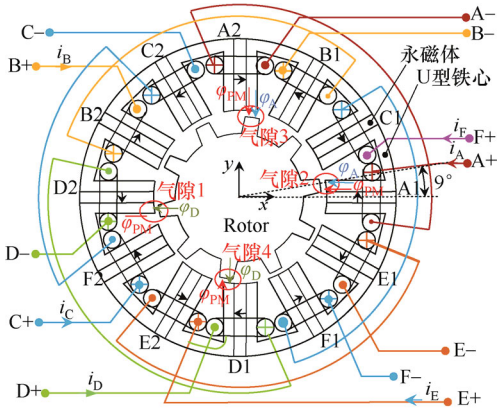


图 1 12/10 六相单绕组 BFSPMM 拓扑结构

Fig. 1 Topology of 12/10 six-phase single-winding BFSPMM

1.2 六相单绕组 BFSPMM 的转子悬浮工作原理

为了实现转子悬浮，定子空间上对称两相绕组流过相同的悬浮电流分量，即 $i_{AS}=i_{DS}=i_{AD}$、$i_{BS}=i_{ES}=i_{BE}$、$i_{CS}=i_{FS}=i_{CF}$，其中，i_{AD} 为 A 相绕组与 D 相绕组流过的悬浮电流分量，i_{BE} 为 B 相绕组与 E 相绕组流过的悬浮电流分量，i_{CF} 为 C 相绕组与 F 相绕组流过的悬浮电流分量，从而在对称气隙空间中调制产生增减方向相反的磁场，产生麦克斯韦力作用于转子。以图 1 中转子位置为例，转子齿中心与 A1 线圈轴线夹角为 9°，当 AD 相同时通入正向悬浮电流，在气隙 1 处 φ_D 与 φ_{PM} 反向，在气隙 2 处 φ_A 与 φ_{PM} 同向。因此，转子在气隙 2 处受到的麦克斯韦力大于在气隙 1 处受到的麦克斯韦力，使转子受到沿 x 轴正方向的磁拉力。同理，转子受到沿 y 轴正方向的磁拉力，最终可得 AD 相通入正向悬浮电流将使转子受到在空间上近似 45° 方向的悬浮力。同理可分析 BE 或 CF 相通入正向悬浮电流产生悬浮力的情况，由此绘制空间 3 对对称绕组产生悬浮力矢量图，如图 2 所示。

1.3 数学模型

为便于分析六相单绕组 BFSPMM 数学模型，定义转矩平面坐标系如图 3 所示，$A\sim F$ 为六相绕组轴线，构建静止直角坐标系 $\alpha_T\beta_T$ 和旋转直角坐标系 d_Tq_T，α_T 轴与 A 相绕组轴线重合，d_T 轴与永

磁体在六相绕组中耦合合成磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}$ 方向重合，转子旋转电角度为 θ_{r}，转矩电流矢量 $\boldsymbol{i}_{\mathrm{sT}}$ 在各坐标轴上的分量用对应下标标注。

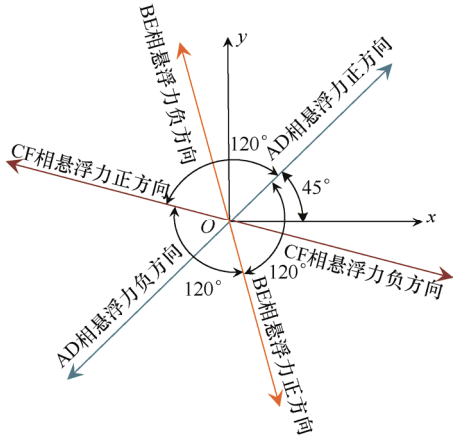
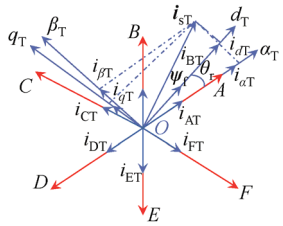
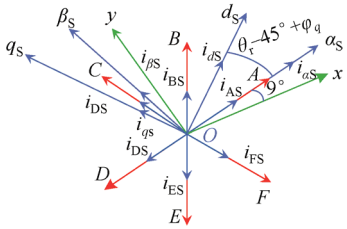


图 2　电流与悬浮力关系示意

Fig. 2 Schematic of relationship between current and suspension force



(a) 转矩平面坐标系定义



(b) 悬浮平面坐标系定义

图 3　数学模型坐标系定义示意

Fig. 3 Schematic of coordinate system definitions for mathematical model

定义悬浮平面如图 3(b)所示，构建静止直角坐标系 $\alpha_{\mathrm{S}}\beta_{\mathrm{S}}$ 和旋转直角坐标系 $d_{\mathrm{S}}q_{\mathrm{S}}$，$x$ 轴沿逆时针方向旋转 9° 机械角后与 α_{S} 轴轴线重合，α_{S} 轴沿逆时针方向旋转 $\theta_{\mathrm{r}}-45°+\varphi_q$ 后与 d_{S} 轴轴线重合，φ_q 为 i_{AD} 分别与 q_{T} 轴电流、永磁体作用产生悬浮力的相位差。悬浮电流矢量在各坐标轴上的分量用对应下标标注。

文献[15]利用恒功率变换矩阵将电机 A~F 自然坐标系数学模型变换到相应直角坐标系，建立起电机转矩 T_{e} 和悬浮力 F_x、F_y 解耦的数学模型，其表达式为

$$T_{\mathrm{e}}=\sqrt{3}n_{\mathrm{p}}\left|\psi_{\mathrm{f}}\right|i_{q\mathrm{T}} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix}F_x\\F_y\end{bmatrix}=k\begin{bmatrix}i_{d\mathrm{S}}\\i_{q\mathrm{S}}\end{bmatrix}=\frac{3\sqrt{k_1^2+k_2^2i_{q\mathrm{T}}^2}}{4}\begin{bmatrix}i_{d\mathrm{S}}\\i_{q\mathrm{S}}\end{bmatrix} \tag{2}$$

式中：n_{p} 为电机极对数；$i_{q\mathrm{T}}$ 为转矩平面电流分量；k 为悬浮力系数；k_1 为永磁体悬浮力系数；k_2 为 q_{T} 轴电流悬浮力系数；$i_{d\mathrm{S}}$、$i_{q\mathrm{S}}$ 为悬浮平面电流分量。

因此，利用转矩平面电流分量 $i_{q\mathrm{T}}$ 即可控制电磁转矩，利用悬浮平面电流分量 $i_{d\mathrm{S}}$、$i_{q\mathrm{S}}$ 即可控制作用于转子的可控悬浮力 F_x、F_y。

2　BFSPMM 转子悬浮非线性内模控制

2.1　BFSPMM 的转子动力学模型

本文主要研究六相单绕组 BFSPMM 转子悬浮控制，转矩平面采用传统的 $i_{d\mathrm{T}}$=0 的矢量控制方法，在此不再深入展开。本文所研究的 BFSPMM 为两自由度 2-DOF(2 degrees of freedom)结构，转轴底部由调心球轴承固定，而一端自由悬浮，其径向几何中心距辅助轴承 0.3 mm，六相单绕组 BFSPMM 运行时转轴运动状态如图 4 所示。

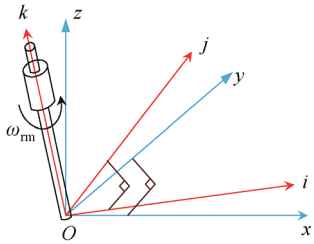


图 4　BFSPMM 转轴运动状态示意

Fig. 4 Schematic of rotating shaft motion state for BFSPMM

为推导转子动力学模型，构建空间静止直角坐标系 xyz 和同步旋转直角坐标系 ijk，转子旋转几何中心轴线与 k 轴轴线重合，由于转轴结构具有对称性，设转轴赤道转动惯量 I_i=I_j、极转动惯量为 I_k。ω_{rm} 为转子转速，θ_x 和 θ_y 分别为 x 轴正方向视角和 y 轴负方向视角下 z 轴与 k 轴之间的夹角。推导得

到转子动力学方程为

$$\begin{cases} I_i \dfrac{\mathrm{d}^2\theta_x}{\mathrm{d}t^2} = -\omega_{\mathrm{rm}} I_k \dfrac{\mathrm{d}\theta_y}{\mathrm{d}t} + N_x \\ I_i \dfrac{\mathrm{d}^2\theta_y}{\mathrm{d}t^2} = \omega_{\mathrm{rm}} I_k \dfrac{\mathrm{d}\theta_x}{\mathrm{d}t} + N_y \end{cases} \tag{3}$$

式中，N_x 及 N_y 为转子受到的力矩，在六相单绕组 BFSPMM 中，转子受到的力主要由 3 个部分组成：x 轴和 y 轴方向的重力、由 x 轴和 y 轴方向上转子偏移产生的不平衡磁拉力、由悬浮电流生成的可控悬浮力。

由于 z 轴与 k 轴之间的夹角非常小，可认为 $\sin\theta_x \approx \theta_x$，$\sin\theta_y \approx \theta_y$，因此重力矩可表示为

$$\begin{cases} N_{xg} = mgh\sin\theta_x \approx mgh\theta_x = -mgh\dfrac{y}{l_{\mathrm{rt}}} \\ N_{yg} = mgh\sin\theta_y \approx mgh\theta_y = mgh\dfrac{x}{l_{\mathrm{rt}}} \end{cases} \tag{4}$$

式中：m 为转轴整体质量；g 为地球重力常数；h 为转轴重心相对高度；l_{rt} 为转轴长度。

不平衡磁拉力力矩可表示为

$$\begin{cases} N_{xd} = -k_x y l_{\mathrm{rt}} \\ N_{yd} = k_y x l_{\mathrm{rt}} \end{cases} \tag{5}$$

式中，k_x 和 k_y 分别为 x 轴和 y 轴方向上的不平衡磁拉力系数，由于 FSPMM 具有磁通切换现象，因此该系数与转子位置角有关。

可控悬浮力力矩可表示为

$$\begin{cases} N_{xi} = -F_y l_{\mathrm{rt}} = -kl_{\mathrm{rt}} i_{d\mathrm{S}} \\ N_{yi} = F_x l_{\mathrm{rt}} = kl_{\mathrm{rt}} i_{q\mathrm{S}} \end{cases} \tag{6}$$

由式(2)~式(6)可得六相单绕组 BFSPMM 的转子动力学模型为

$$\begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}^2x}{\mathrm{d}t^2} \\ \dfrac{\mathrm{d}^2y}{\mathrm{d}t^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{\omega_{\mathrm{rm}} I_k}{I_i} \\ \dfrac{\omega_{\mathrm{rm}} I_k}{I_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{mgh + k_y l_{\mathrm{rt}}^2}{I_i} & 0 \\ 0 & \dfrac{mgh + k_x l_{\mathrm{rt}}^2}{I_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \frac{kl_{\mathrm{rt}}^2}{I_i} \begin{bmatrix} i_{d\mathrm{S}} \\ i_{q\mathrm{S}} \end{bmatrix} \tag{7}$$

2.2 BFSPMM 转子悬浮内模控制策略设计

2.2.1 BFSPMM 转子悬浮内模

设 $x_1=x$、$x_2=\mathrm{d}x_1/\mathrm{d}t$、$y_1=y$、$y_2=\mathrm{d}y_1/\mathrm{d}t$，将上述转子动力学模型拓展为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ A_1 & 0 & 0 & -A_\omega \\ 0 & A_2 & A_\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ x_2 \\ y_2 \end{bmatrix} + \\ \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \dfrac{kl_{\mathrm{rt}}^2}{I_i} & 0 \\ 0 & \dfrac{kl_{\mathrm{rt}}^2}{I_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\mathrm{S}} \\ i_{q\mathrm{S}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{o}_2 & \boldsymbol{I}_2 \\ \boldsymbol{A} & A_\omega \boldsymbol{J}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{z}_1 \\ \boldsymbol{z}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{o}_2 \\ \boldsymbol{B} \end{bmatrix} \boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y} = [x_1 \ y_1]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{8}$$

式中：$A_1=(mgh+k_y l_{\mathrm{rt}}^2)/I_i$；$A_2=(mgh+k_x l_{\mathrm{rt}}^2)/I_i$；$A_\omega=\omega_{\mathrm{rm}} I_k/I_i$；$\boldsymbol{o}_2$ 为二阶零矩阵；$\boldsymbol{I}_2$ 为二阶单位矩阵；$\boldsymbol{J}_2=[0\ -1\ 1\ 0]$；$\boldsymbol{A}=\mathrm{diag}(A_1, A_2)$；$\boldsymbol{z}_1=[x_1\ y_1]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{z}_2=[x_2\ y_2]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{u}=[i_{d\mathrm{S}}\ i_{q\mathrm{S}}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{B}=kl_{\mathrm{rt}}^2/I_i * \boldsymbol{I}_2$；$\boldsymbol{y}$ 为系统输出。

将电机标称参数代入式(8)，获得的模型作为实际电机的内模，即

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{M}}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{z}_2^{\mathrm{M}} \\ \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{M}}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{M}} + A_\omega \boldsymbol{J}_2 \boldsymbol{z}_2^{\mathrm{M}} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y}^{\mathrm{M}} = \boldsymbol{z}_1^{\mathrm{M}} \end{cases} \tag{9}$$

式中，上标“M”表示内模中的变量。该模型与实际 BFSPMM 具有相同的悬浮电流 $i_{d\mathrm{S}}$、$i_{q\mathrm{S}}$ 及转速 ω_{rm}。

2.2.2 滤波器设计

由于 BFSPMM 高度非线性，很难获得其精确模型，运行时还可能受参数变化等不确定性干扰的影响，使得 BFSPMM 实际输出与内模输出产生误差。定义实际输出与内模输出的误差为

$$\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}} = \boldsymbol{y}^{\mathrm{P}} - \boldsymbol{y}^{\mathrm{M}} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{y}^{\mathrm{P}}$ 为实际控制对象输出；$\boldsymbol{y}^{\mathrm{M}}$ 为系统内模输出。

为了消除此误差，增强系统的稳定性，引入滤波器，考虑对象为二阶系统，设计二阶滤波器系统为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{F}}}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{F}}\\ \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{F}}}{\mathrm{d}t}=-a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{F}}-a_2^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{F}}+a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}}\\ \boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}=\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{F}}\end{cases}\tag{11}$$

式中：上标 “F” 表示滤波器量；$\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{F}}=[z_{11}\ z_{12}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{F}}=[z_{21}\ z_{22}]^{\mathrm{T}}$；$a_1^{\mathrm{F}}$、$a_2^{\mathrm{F}}$ 为滤波器的待定参数，$\lambda^2+a_2^{\mathrm{F}}\lambda+a_1^{\mathrm{F}}$ 为严格的 Hurwitz 多项式。

2.2.3　内模控制器设计

为了使整个系统的输入与输出关系线性化，实现 BFSPMM 转子偏移量跟踪各自的给定值，定义辅助变量 $\boldsymbol{y}'$，构建系统

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}_1'}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{y}_2'\\ \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}_2'}{\mathrm{d}t}=\dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{y}^{\mathrm{M}}}{\mathrm{d}t^2}+\dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}}{\mathrm{d}t^2}-\dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{y}^{*}}{\mathrm{d}t^2}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{M}}+A_\omega\boldsymbol{J}_2\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{M}}+\\ \qquad\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}-a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{F}}-a_2^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{F}}+a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}}-\dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{y}^{*}}{\mathrm{d}t^2}\\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{out}}=\boldsymbol{y}_1'\end{cases}\tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{y}_1'$、$\boldsymbol{y}_2'$ 为所构建的辅助系统的状态变量；$\boldsymbol{y}^{*}$ 为转子偏移量给定值；$\boldsymbol{y}_{\mathrm{out}}$ 为所构建的辅助系统输出。由非线性反馈线性化理论构造线性系统，即

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}_1'}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{y}_2'\\ \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}_2'}{\mathrm{d}t}=-a_1\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{y}_1'-a_2\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{y}_2'\end{cases}\tag{13}$$

式中，a_1、a_2 为所构造的线性系统参数，其具体数值的设定必须符合线性系统稳定收敛的条件。下面对其进行进一步推导，首先有

$$s^2\boldsymbol{y}_1'(s)+sa_2\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{y}_1'(s)+a_1\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{y}_1'(s)=0\tag{14}$$

为便于分析，令 $\omega_{\mathrm{m}}^2=a_1$，$2\zeta\omega_{\mathrm{m}}=a_2$，为实现 $\boldsymbol{y}_1'$ 快速收敛到 0，则参数 a_1、a_2 需满足

$$\zeta=\frac{a_2}{2\sqrt{a_1}}<1\tag{15}$$

对比式(12)、式(13)可求出控制电流为

$$\boldsymbol{u}=\begin{bmatrix}i_{d\mathrm{S}}\\ i_{q\mathrm{S}}\end{bmatrix}=-\boldsymbol{B}^{-1}(\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{M}}+A_\omega\boldsymbol{J}_2\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{M}}-a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{F}}-a_2^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{z}_2^{\mathrm{F}}+a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}}-\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{y}^{*}}{\mathrm{d}t^2}+a_1\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{y}_1'+a_2\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{y}_2')\tag{16}$$

根据上述分析构建 BFSPMM 转子磁悬浮非线性内模控制结构如图 5 所示。将实际 BFSPMM 悬浮电流 $i_{d\mathrm{S}}$、$i_{q\mathrm{S}}$ 及转速 ω_{rm}，以及输出 $\boldsymbol{y}$ 及给定 $\boldsymbol{y}^{*}$ 输入到 BFSPMM 非线性内模控制算法计算出定子电流给定。

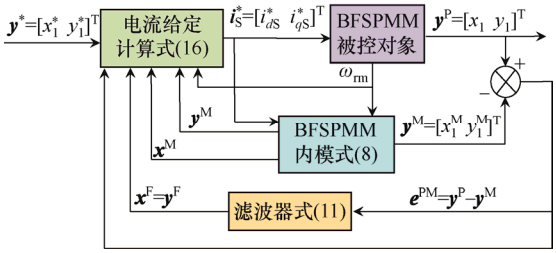


图 5　BFSPMM 转子悬浮非线性内模控制结构

Fig. 5 BFSPMM rotor suspension nonlinear internal model control structure

2.2.4　控制器收敛性分析

对所构建的非线性内模控制系统进行进一步分析，设实际偏移量控制误差 $\boldsymbol{e}^{\mathrm{P}}=\boldsymbol{y}^{\mathrm{P}}-\boldsymbol{y}^{*}$，内模控制器的主要目标是当系统模型与实际对象之间存在误差时，实际对象输出 $\boldsymbol{y}^{\mathrm{P}}$ 仍能收敛到给定值 $\boldsymbol{y}^{*}$，即 $\boldsymbol{e}^{\mathrm{P}}$ 收敛于 0，根据式(11)可得

$$\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}}{\mathrm{d}t^2}=-a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}-a_2^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}}{\mathrm{d}t}+a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}}\tag{17}$$

对式(17)进行拉普拉斯变换，可得

$$(s^2\boldsymbol{I}_2+sa_2^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2+a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2)\boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}(\boldsymbol{s})=a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}}(\boldsymbol{s})\tag{18}$$

此时，滤波器的传递函数为

$$\frac{\boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}(\boldsymbol{s})}{\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}}(\boldsymbol{s})}=\frac{a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2}{s^2\boldsymbol{I}_2+sa_2^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2+a_1^{\mathrm{F}}\boldsymbol{I}_2}=\frac{\boldsymbol{I}_2}{(1/a_1^{\mathrm{F}})s^2\boldsymbol{I}_2+s(a_2^{\mathrm{F}}/a_1^{\mathrm{F}})\boldsymbol{I}_2+\boldsymbol{I}_2}=\frac{\boldsymbol{I}_2}{(\xi s\boldsymbol{I}_2+\boldsymbol{I}_2)^2}\tag{19}$$

$$\xi^2s^2\boldsymbol{I}_2+2s\xi\boldsymbol{I}_2+\boldsymbol{I}_2=\frac{1}{a_1^{\mathrm{F}}}s^2\boldsymbol{I}_2+s\frac{a_2^{\mathrm{F}}}{a_1^{\mathrm{F}}}\boldsymbol{I}_2+\boldsymbol{I}_2\tag{20}$$

$$\begin{cases}\xi^2=\dfrac{1}{a_1^{\mathrm{F}}}\\ 2\xi=\dfrac{a_2^{\mathrm{F}}}{a_1^{\mathrm{F}}}\\ a_2^{\mathrm{F}}=2\sqrt{a_1^{\mathrm{F}}}\end{cases}\tag{21}$$

式中，ξ 为为了便于分析引入的辅助变量。

由式(21)可知，当 ξ 很小，即 a_1^{F} 很大时，$\mathbf{e}^{\mathrm{PM}}\approx\mathbf{y}^{\mathrm{F}}$，此时有

$$\begin{aligned}\boldsymbol{e}^{\mathrm{P}}&=\boldsymbol{y}^{\mathrm{P}}-\boldsymbol{y}^{*}=(\boldsymbol{e}^{\mathrm{PM}}+\boldsymbol{y}^{\mathrm{M}})-\boldsymbol{y}^{*}\approx(\boldsymbol{z}_1^{\mathrm{F}}+\boldsymbol{y}^{\mathrm{M}})-\\ &\boldsymbol{y}^{*}=(\boldsymbol{y}^{\mathrm{F}}+\boldsymbol{y}^{\mathrm{M}})-\boldsymbol{y}^{*}=\boldsymbol{y}_1'\end{aligned}\tag{22}$$

因此，$\boldsymbol{y}_1'$ 可看成实际对象控制误差 $\boldsymbol{e}^{\mathrm{P}}$，整个内模控制器仅需选择到合适的 a_1、a_2 使得状态变量 $\boldsymbol{y}_1'$ 快速收敛至 0，则即使存在模型误差，仍然能够实现 $\boldsymbol{e}^{\mathrm{P}}$ 收敛至 0。

2.3 BFSPMM 内模控制策略

基于上述理论分析，构建如图 6 所示的基于转子悬浮内模控制的 BFSPMM 系统控制框图。通过旋转编码器反馈信息计算电机转速，利用电涡流传感器采样转子在 x 轴、y 轴方向的偏移量，将以上物理量作为 BFSPMM 内模控制器的输入，输出悬浮电流给定值 $i_{d\mathrm{S}}^{*}$、$i_{q\mathrm{S}}^{*}$，经过坐标变换和 PI 调节生成对应的电压给定值 $u_{\alpha\mathrm{S}}^{*}$、$u_{\beta\mathrm{S}}^{*}$。转矩平面采用 $i_{d\mathrm{T}}$=0 的矢量控制策略，将给定转速与实际转速的差值送入 PI 调节器，输出 q_{T} 轴给定电流，设定 $i_{d\mathrm{T}}$ 给定值为 0，把 $d_{\mathrm{T}}q_{\mathrm{T}}$ 轴实际电流与其给定值的差值输入 PI 控制器中输出对应电压给定值 $u_{d\mathrm{T}}^{*}$、$u_{q\mathrm{T}}^{*}$。上述电压控制量经 SVPWM 生成功率管驱动信号 g_1~g_{12}，实现转子径向悬浮的内模控制与转速闭环控制。

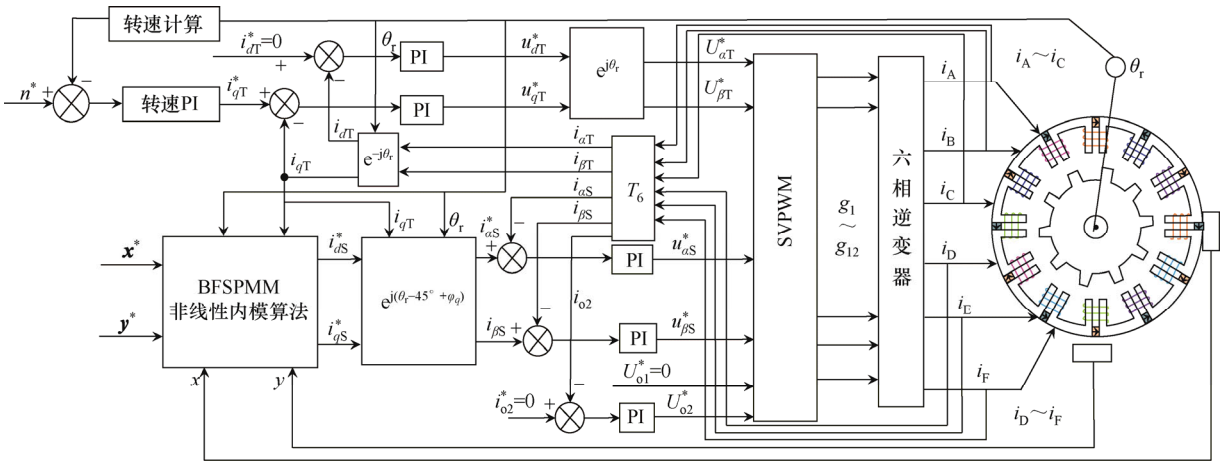


图 6 基于转子悬浮内模控制的 BFSPMM 系统控制框图

Fig. 6 Control block diagram of BFSPMM system based on rotor suspension internal model control

3 仿真分析

为了对本文所提BFSPMM悬浮运行的内模控制策略的控制效果进行分析，使用 MATLAB/Simulink 对该控制系统进行数字仿真，样机参数见表 1。

在电机转速为 500 r/min，带 4 N·m 切向负载，x 轴和 y 轴方向各带 50 N 径向负载的条件下，对内模悬浮控制策略和传统 PID 悬浮控制策略进行对比仿真，仿真结果如图 7 所示。由仿真结果可知，内模悬浮控制策略下，转子在 x 轴、y 轴方向上的偏移量均被控制在±0.002 mm 的范围内，并且无明显抖动，较传统 PID 控制而言偏移量更小，控制更加稳定。

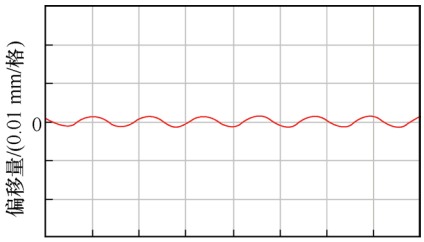
由于实际电机参数较难精准测量，并且在电机运行过程中部分参数将会发生变化，因此所建立的模型与实际模型往往无法完全精确匹配。故在电机转速为 500 r/min，带 4 N·m 切向负载，x 轴和 y 轴方向各带 50 N 径向负载条件下进行模型失配仿真时，内模控制器悬浮力系数突增 20%和突降 20%的转子径向位移波形如图 8 所示。由仿真结果可知，当控制器参数突然变化时，转子在 x 轴、y 轴

方向上的偏移量产生很小的脉动，相较于参数变化前并无明显抖动，转子悬浮的稳定性未受到控制器参数变化的影响。

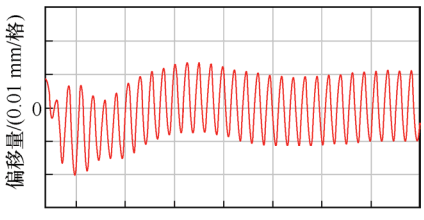
表 1　BFSPMM 样机参数

Tab. 1 Parameters of BFSPMM prototype

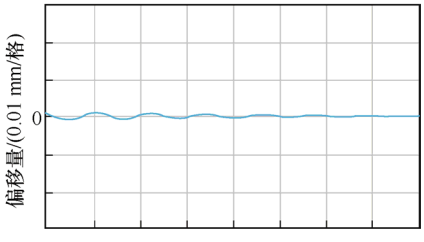
参数	数值
绕组相数	6
绕组匝数	4
极对数	10
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
额定转矩/(N·m)	4
额定功率/W	628
电机轴长/mm	135
气隙宽度/mm	0.9
转子质量/kg	10
绕组电阻/Ω	0.277
极转动惯量/(kg·m²)	0.009 86
赤道转动惯量/(kg·m²)	0.240
永磁体悬浮力系数 k_1/(N·A^{-1})	27.81
q_T 轴电流悬浮力系数 k_2/(N·A^{-1})	1.636



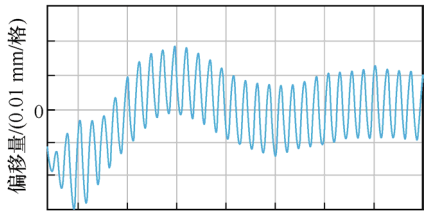
(a) 内模控制策略下转子x方向偏移



(b) 传统PID控制策略下转子x方向偏移



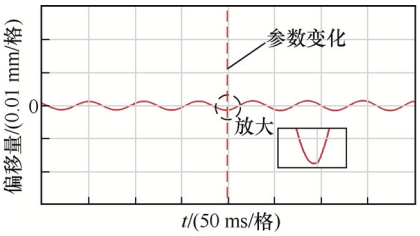
(c) 内模控制策略下转子y方向偏移



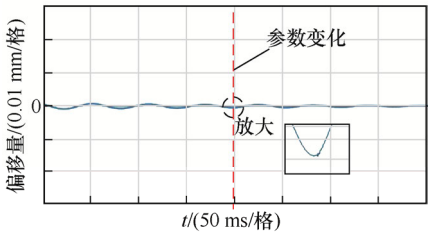
(d) 传统PID控制策略下转子y方向偏移

图 7　电机在 500 r/min 转速下 2 种控制策略转子径向位移仿真波形

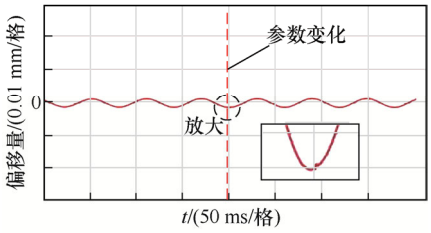
Fig. 7 Simulation waveforms of rotor radial displacement under two control strategies for motor at 500 r/min



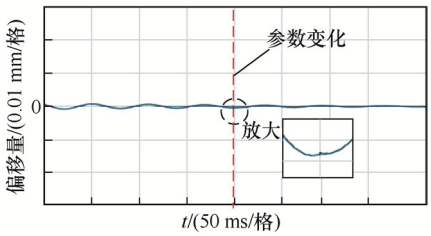
(a) 突增20%悬浮力系数转子x方向偏移



(b) 突增20%悬浮力系数转子y方向偏移



(c) 突减20%悬浮力系数转子x方向偏移



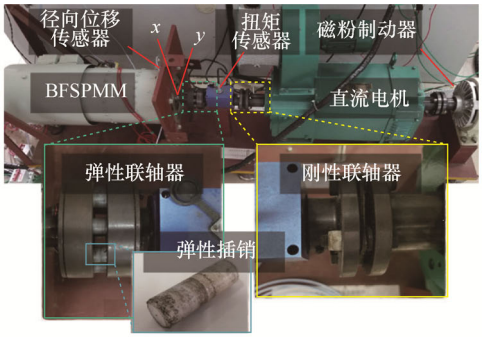
(d) 突减20%悬浮力系数转子y方向偏移

图 8　控制器参数变化鲁棒性仿真实验转子径向位移波形

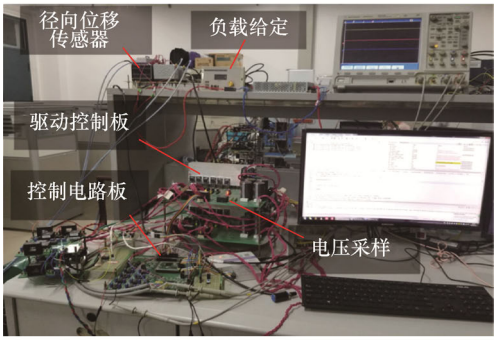
Fig. 8 Waveforms of rotor radial displacement in simulation experiment for robustness of controller parameter variation

4 实验分析

本文选用 TMS320F28337D 为核心控制芯片搭建控制电路，实验样机机组与实验平台如图 9 所示。



(a) 样机机组



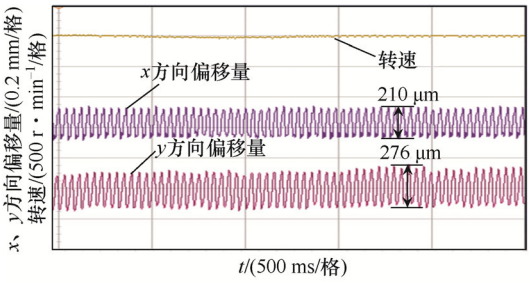
(b) 实验平台

图 9 实验样机机组与实验平台

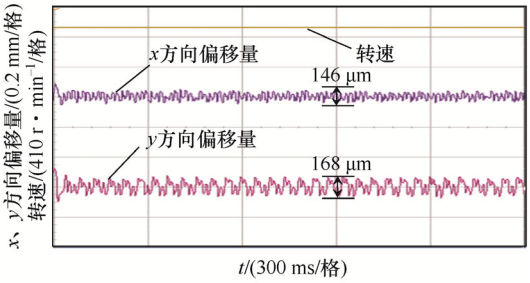
Fig. 9 Experimental prototype unit and experimental platform

为验证本文所提出的内模控制策略，在电机转速为 500 r/min 情况下，分别用传统 PID 悬浮控制策略和本文所提内模悬浮控制策略做带 2 N·m 负载稳态实验，实验关键波形如图 10 所示。由转子径向位移波形可知：在传统 PID 悬浮控制策略下，转子的径向偏移量在±0.14 mm 以内实现转子的悬浮运行；内模控制策略下的转子在 2 个方向的偏移量均稳定在±0.1 mm 以内，无明显抖动，电机悬浮运行稳定。可见，本文所提转子悬浮内模控制策略有着更好的转子悬浮运行性能。

为了进一步研究实际电机悬浮通道参数变化对本文所提控制策略的影响，在转速为 500 r/min，



(a) 传统PID控制策略

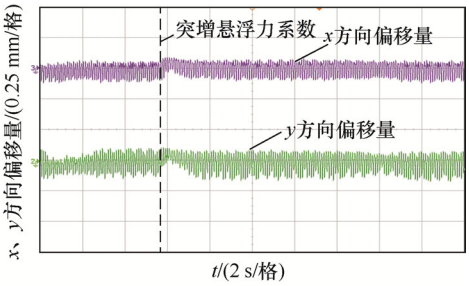


(b) 内模控制策略

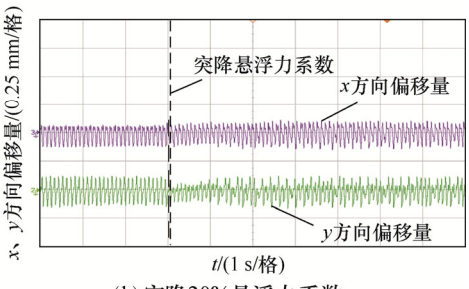
图 10 电机在 500 r/min 转速下 2 种控制策略转子径向位移波形

Fig. 10 Waveforms of rotor radial displacement under two control strategies for motor at 500 r/min

电机带 2 N·m 负载稳态运行时进行控制器参数突变实验。图 11 为该条件下内模控制器悬浮力系数



(a) 突增20%悬浮力系数



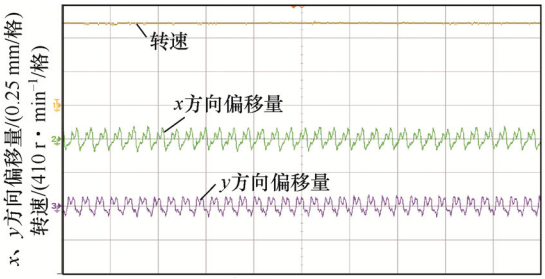
(b) 突降20%悬浮力系数

图 11 电机在 500 r/min 转速下控制器参数变化鲁棒性实验转子径向位移波形

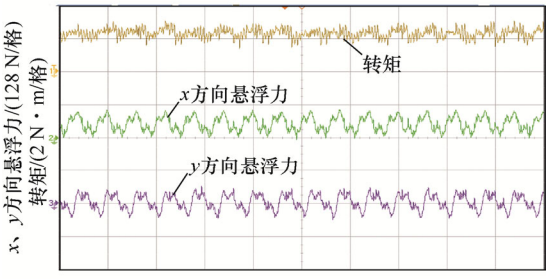
Fig. 11 Waveforms of rotor radial displacement in experiment for robustness of controller parameter variation at 500 r/min

突增 20%和突降 20%的实验关键波形，由转子径向位移波形可得，悬浮力系数的突变仅使转子产生轻微的脉动，转子的径向偏移量幅值一直控制在 0.1 mm 附近，转子悬浮的稳定性未受到控制器参数变化影响。

为验证内模控制策略在样机较高转速带载工况下的悬浮运行性能，在电机转速为 1 000 r/min 的情况下，做带 4 N·m 负载稳态实验，实验关键波形如图 12 所示。由转子径向位移波形可知，在高速带载的情况，电机依旧可以实现稳态悬浮运行，转子在 2 个方向的偏移量均稳定在±0.12 mm 以内。



(a) 转速与径向位移波形

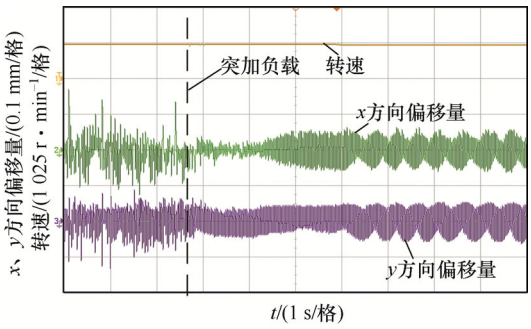


(b) 电磁转矩与悬浮力波形

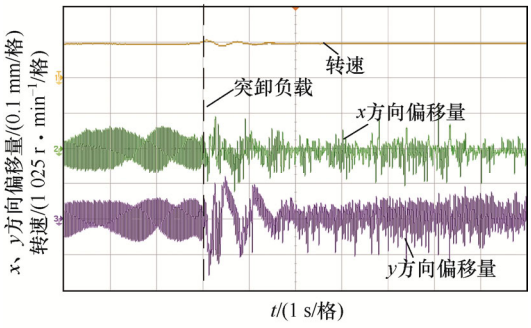
图 12　电机在 1 000 r/min 转速下稳态运行实验关键波形

Fig. 12 Key experimental waveforms under steady-state operation of motor at 1 000 r/min

为验证内模控制策略响应的快速性，在电机转速为 1 000 r/min 时突加、突卸 4 N·m 额定负载，实验结果如图 13 所示。实验结果表明，突加、突卸负载动态过程中，转子最大偏心量不超过±0.15 mm，始终处于稳态悬浮运行状态，且能快速恢复至稳态。



(a) 突加负载实验波形



(b) 突卸负载实验波形

图 13　电机在 1 000 r/min 转速下突加突卸负载转子径向位移波形

Fig. 13 Waveforms of rotor radial displacement under abrupt changes in motor load at 1 000 r/min

5　结语

本文针对六相单绕组 BFSPMM 转子悬浮控制，将非线性反馈线性化理论和内模控制方法相结合，提出 1 种参数少、易于实现的非线性内模控制策略，仿真和实验结果均表明：内模控制策略相比传统 PID 控制策略径向位移脉动小，无论是稳态还是动态，转子均能稳定悬浮且最大偏心位移小于±0.15 mm；同时该策略具有较强的参数鲁棒性，对电机所处的工况不敏感。本文所提内模控制策略进一步提升了转子悬浮系统的稳定性。

参考文献：

[1] 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)

[2] Zhou Yangzhong, Wu Xin. Analytical calculation of magnetic field of bearingless flux-switching permanent-magnet machine based on doubly-salient relative permeance method [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(5): 872-884.

[3] Li Hui, Zhu Huangqiu. Design of bearingless flux-switching permanent-magnet motor [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 5202005.

[4] 丁强, 王晓琳, 邓智泉, 等. 大气隙磁通切换无轴承永磁电机径向力绕组设计与比较[J]. 电工技术学报, 2018, 33(11): 2403-2413.
Ding Qiang, Wang Xiaolin, Deng Zhiquan, et al. Design and comparison of radial force winding configurations for wide air-gap flux-switching bearingless permanent-magnet motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(11): 2403-2413. (in Chinese)

[5] Zhao Chenyin, Zhu Huangqiu. Design and analysis of a novel bearingless flux-switching permanent magnet motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6127-6136.

[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 Xiaolin, Ni Tuocheng, Ding Qiang, et al. Principle and implementation of a novel bearingless flux-switching motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3612-3620, 3690. (in Chinese)

[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] 黄政凯, 周扬忠, 吴鑫, 等. 六相单绕组无轴承磁通切换电机转矩及悬浮力直接控制[J]. 微特电机, 2021, 49(2): 1-6.
Huang Zhengkai, Zhou Yangzhong, Wu Xin, et al. Direct control of torque and suspension force for six-phase single winding bearingless flux-switching permanent magnet motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2021, 49(2): 1-6. (in Chinese)

[9] 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 Zhengshan, Zhou Yangzhong, Zhang Jing, 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. (in Chinese)

[10] Chen Yao, Zhou Yangzhong. 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.

[11] 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): 3204-3216.
Chen Yao, Zhou Yangzhong. 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): 3204-3216. (in Chinese)

[12] 张国强, 赵新茹, 张恒, 等. 基于比例谐振内模扩张状态观测器的 PMLSM 推力波动抑制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2449-2458.
Zhang Gouqiang, Zhao Xinru, Zhang Heng, et al. Proportional resonant internal model extended state observer based thrust ripple suppression strategy of PMLSM drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2449-2458. (in Chinese)

[13] 谷彦洁, 于人杰, 张岩. 基于 LLC 谐振变换器的开关电源优化方法综述[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 10-22.
Gu Yanjie, Yu Renjie, Zhang Yan. Review of optimazation methods for switch mode power supply based on LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply,

2025, 23(6): 10-22. (in Chinese).

[14] 王正齐, 周云红, 朱志莹, 等. 基于逆系统内模的无轴承异步电机解耦控制[J]. 控制工程, 2016, 23(11): 1730-1734.
Wang Zhengqi, Zhou Yunhong, Zhu Zhiying, et al. Decoupling control of bearingless induction motor based on inverse system internal model [J]. Control Engineering of China, 2016, 23(11): 1730-1734. (in Chinese)

[15] 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 Mengfei, Zhou Yangzhong. 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. (in Chinese)



陈东远

作者简介：

陈东远(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无轴承磁通切换电机控制。E-mail：210120058@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。

周谋捷(1995—)，男，硕士。研究方向：无轴承磁通切换电机控制。E-mail：170127085@fzu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)

(上接第 290 页)

[13] 郭希铮, 刘帅, 宋玉美. 永磁同步电机无位置传感器带速重投研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S2): 255-261.
Guo Xizheng, Liu Shuai, Song Yumei. Research on restart at coasting condition for rotation sensorless permanent magnet synchronous machines [J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2016, 31(S2): 255-261. (in Chinese)

[14] Lee K, Ahmed S, Lukic S M. Universal restart strategy for high-inertia scalar-controlled PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4001-4009.

[15] Taniguchi S, Mochiduki S, Yamakawa T, et al. Starting procedure of rotational sensorless PMSM in the rotating condition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 194-202.



苑国锋

作者简介：

苑国锋(1979—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，高级工程师。研究方向：机车牵引控制和风电电气控制。E-mail：ygf@ncut.edu.cn。

刘汀宇(1997—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：852671566@qq.com。

胡骢(1991—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：1184999018@qq.com。

李春宇(1986—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：328852456@qq.com。

郑春雨(1987—)，男，博士研究生。研究方向：电力电子与电机控制。Email：zhengchunyu@ncut.edu.cn。

(责任编辑：耿越)