

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209385

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*

崔征山,周扬忠,张 竞,周祎豪

(福州大学福建省新能源发电与电能变换重点实验室 福州 350108)

摘要:双绕组无轴承磁通切换电机是非线性多变量的复杂对象,传统的转速 PI 与径向位移 PI 控制存在超调大,系统易受外界扰动影响等缺点。基于滑模变结构控制思想,提出一种转子径向位移滑模控制策略。针对滑模控制中存在建模不准确,以及转子动力学模型中存在陀螺效应等问题,通过建立一种扩张状态观测器对系统扰动进行观测,并在滑模控制基础上加入扰动前馈补偿,设计出一种径向位移滑模控制与扩张状态观测器的复合控制策略。实验结果表明,所提径向位移滑模控制相比传统 PI 控制具有响应速度快、径向位移脉动小、抗负载扰动性强等优点。所提径向位移滑模与扩张状态观测器的复合控制策略,相比于径向位移滑模控制可有效减小转子径向位移脉动约 30%,进一步增强了系统的鲁棒性。

关键词:双绕组无轴承磁通切换电机;径向位移;滑模变结构;扩张状态观测器;复合控制

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

Research on rotor suspension control strategy of dual-winding bearingless flux-switching permanent magnet machines based on sliding mode control and extended state observer

Cui Zhengshan, Zhou Yangzhong, Zhang Jing, Zhou Yihao

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: The dual-winding bearingless flux-switching permanent magnet machines (BFSPMM) is a non-linear and multi-variable complex system. The traditional speed PI and radial displacement PI control have disadvantage of large overshoot. The system is susceptible to external disturbances. Based on the idea of sliding mode variable structure control, this article proposes a sliding mode control (SMC) strategy for the radial displacement of Dual-winding BFSPMM to control the suspension plane. In view of the inaccurate mathematical model in sliding mode control, the gyro effect in the rotor dynamics, etc. An extended state observer (ESO) is established to observe the system disturbance, and the disturbance feedforward compensation control is added to SMC. Thus, a compound control strategy of SMC and ESO is formed. Compared with the traditional PI control, experimental results show that the proposed radial displacement SMC has advantages of faster response speed, smaller radial displacement pulsation, and strong resistance to load disturbances. Compared with the radial displacement SMC, the proposed composite control strategy of radial displacement SMC and ESO can effectively reduce the radial displacement pulsation of the rotor by about 30%, and further enhance the robustness of the system.

Keywords: Dual-winding BFSPMM; radial displacement; sliding mode control; extended state observer; compound control

0 引 言

无轴承磁通切换电机 (bearingless flux-switching permanent magnet machines, BFSPMM) 是由定子永磁型

磁通切换电机 (flux-switching permanent magnet machines, FSPMM) 与磁轴承相结合的一种新型电机。BFSPMM 不仅具有 FSPMM 的优点,而且具有磁轴承无机械摩擦的特点。BFSPMM 的定、转子呈双凸极性,永磁体被放置在定子上,这样有利于永磁体散热,可降低永磁体退磁的风

险。在生物医学、航空航天、工业半导体等一些特殊场合具有广阔的应用前景^[1]。

目前 BFSPMM 结构主要分为两大类:单绕组^[2-3]和双绕组^[4-5]型。文献[6]推导出六相单绕组 BFSPMM 数学模型,采用转速 PI 以及径向位移 PI 控制策略,实现了转子的切向旋转和径向悬浮。文献[7]建立双绕组 BFSPMM 直接悬浮力数学模型,转矩平面采用传统转速、电流双闭环 PI 控制,悬浮平面采用径向位移 PID 控制策略。文献[8]研究一种转子交错并列结构的 BFSPMM,转矩平面采用传统转速、电流双闭环 PI 控制,悬浮平面采用径向位移 PID 外环和悬浮电流 PI 内环的控制策略。文献[9]针对 12/10 双绕组 BFSPMM,转矩平面采用传统矢量控制方式,悬浮平面采用径向位移 PID 外环与悬浮电流 PI 内环控制策略。通过 SVPWM 算法对逆变桥进行调制,实现了对电机切向旋转和径向悬浮的控制。

由于 BFSPMM 特殊的电机结构,目前国内外对该类电机控制方面报道的文献相对较少。而对于其它类型的无轴承电机,从目前已公开发表的文献中发现大多基于转矩平面上采用转速、电流双闭环 PI 控制,悬浮平面上采用径向位移 PI 控制策略^[10-14],但转速 PI 和径向位移 PI 控制存在响应速度慢、抗扰性能差、转速及径向位移超调较大等缺点,以及无法考虑功率绕组电流与悬浮绕组电流之间耦合问题,实际系统整体的鲁棒性不强。

本文针对双绕组 BFSPMM 转子悬浮平面提出一种新型滑模控制(sliding mode control, SMC)策略,主要通过设计滑模面与趋近率来实现对转子悬浮平面进行控制。针对电机建模过程中的不准确性及转子陀螺效应问题,通过建立一种扩张状态观测器(extended state observer, ESO),提出了一种径向位移 SMC 与 ESO 复合控制策略对系统中扰动进行抑制。对于转矩平面的控制采用传统积分型转速 SMC 方法。最后,利用滑模控制策略具有良好解耦特性,以及对外界扰动鲁棒性强优点,同时对转子切向旋转和径向悬浮进行控制。

1 双绕组 BFSPMM 基本特征

1.1 定、转子结构

本文所研究的双绕组 BFSPMM 为三相 12/10 型,如图 1 所示。定子部分包含三相功率绕组(A, B, C)和三相悬浮绕组(a, b, c)。永磁体采用切向充磁方式放置在两个相邻 U 型定子铁芯中间。悬浮绕组主要产生气隙调制磁场,向悬浮绕组中通入电流时,可以打破原来空间磁场的对称性。当转子未发生偏心时,功率绕组与悬浮绕组磁路中相互耦合的部分很少,可近似认为转矩平面与悬浮平面相互解耦^[15]。电机主要参数如表 1 所示。

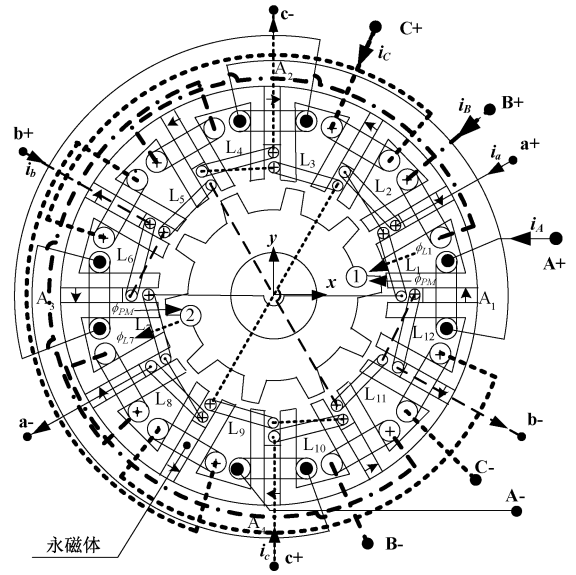


图 1 双绕组 BFSPMM 基本结构

Fig. 1 Basic structure of dual winding BFSPMM

表 1 双绕组 BFSPMM 主要参数

Table 1 Main parameters of dual winding BFSPMM

参数	数值	参数	数值
定子外直径/mm	175	转子外直径/mm	108.2
定子内直径/mm	110	转子内直径/mm	22
定子齿弧/(°)	7.5	转子齿弧/(°)	14.25
定子轭高/mm	8.7	转子齿高/mm	13.6
极对数 p_r	10	转动惯量/(J/kg·m ²)	0.004
气隙长度/mm	0.9	铁心轴向长度/mm	135
功率绕组相数	3	悬浮绕组相数	3
功率绕组每相电阻/Ω	0.554	悬浮绕组每相电阻/Ω	5.24

1.2 转矩与悬浮力数学模型

双绕组 BFSPMM 在实际运行时,不可避免的发生转子偏心现象。为获取转子偏心时双绕组 BFSPMM 中功率绕组、悬浮绕组的自感及互感变化规律,通过有限元法对转子偏心状况进行仿真分析可知,功率绕组部分的自感、互感,以及功率绕组耦合的永磁磁链均与转子偏心状况无关;悬浮绕组的自感和互感也与转子偏心状况无关。仅功率绕组与悬浮绕组之间的互感以及悬浮绕组耦合的永磁磁链与转子偏心状况相关,但功率绕组与悬浮绕组之间的互感幅值很小。

电机转矩主要是由功率绕组耦合的永磁磁链,以及功率绕组间的自感和互感相互作用所产生。为简化分析,将功率绕组与悬浮绕组互感部分对转矩的影响近似忽略。根据虚位移法原理计算电磁转矩如式(1)所示。

$$T_e = p_r \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} = p_r \frac{\partial \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}_m^T \mathbf{L} \mathbf{i}_m + \boldsymbol{\psi}_{fm} \mathbf{i}_m \right)}{\partial \theta_r} \quad (1)$$

其中, p_r 为电机极对数, W_m 为功率绕组的磁共能, \mathbf{L} 为电机功率绕组电感矩阵, θ_r 为转子机械位置角, \mathbf{i}_m 为功率绕组电流分量, $\boldsymbol{\psi}_{fm}$ 为功率绕组耦合的永磁体磁链。

结合图 1 中的电机结构, 定义沿 A_1 线圈绕组的轴线方向为 x 轴, A_2 线圈绕组的轴线方向为 y 轴。计算转子悬浮力时仍采用虚位移法, 利用电机总的磁共能 W_{m1} 对 x, y 分别求偏导数, 可以获得转子沿 x, y 方向对应的悬浮力。悬浮力 F_x, F_y 分别为:

$$F_x = \frac{\partial W_{m1}}{\partial x} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_m^T & \mathbf{i}_s^T \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{mm} & \mathbf{M}_{ms} \\ \mathbf{M}_{sm} & \mathbf{M}_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_m \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{fm} & \boldsymbol{\psi}_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_m \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$F_y = \frac{\partial W_{m1}}{\partial y} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_m^T & \mathbf{i}_s^T \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{mm} & \mathbf{M}_{ms} \\ \mathbf{M}_{sm} & \mathbf{M}_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_m \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial y} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{fm} & \boldsymbol{\psi}_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_m \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, \mathbf{M}_{mm} 为功率绕组自感分量, \mathbf{M}_{ss} 为悬浮绕组自感分量, \mathbf{M}_{ms} 为功率绕组与悬浮绕组之间的互感分量, 且 $\mathbf{M}_{sm} = \mathbf{M}_{ms}^T$ 。 $\boldsymbol{\psi}_{fs}$ 为悬浮绕组耦合的永磁体磁链。 $\mathbf{i}_m^T = [\mathbf{i}_{mA} \ \mathbf{i}_{mB} \ \mathbf{i}_{mC}]$ 为功率绕组电流分量, $\mathbf{i}_s^T = [\mathbf{i}_{sa} \ \mathbf{i}_{sb} \ \mathbf{i}_{sc}]$ 为悬浮绕组电流分量。

2 双绕组 BFSPMM 转子悬浮控制

2.1 径向位移 SMC

本文主要研究对双绕组 BFSPMM 悬浮平面进行控制, 对于转矩平面的控制采用文献 [16] 中所提积分型转速 SMC 方法, 这里不再作深入展开。由于所研究的双绕组 BFSPMM 为两自由度电机, 在电机底部装有调心轴承, 转子运动状态如图 2 所示。

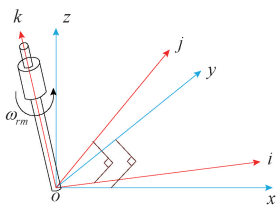


图 2 转子运行状态示意图

Fig. 2 The schematic diagram of rotor running state

为便于分析转子运行轨迹, 规定 $x-y-z$ 为空间静止参考坐标系, $i-j-k$ 为转子旋转坐标系, 且转子旋转的

中心与 k 轴相重合。假设 I_i, I_j, I_k 分别为转子绕 i, j, k 轴旋转时对应的转动惯量。考虑转子结构具有对称性, 因此 $I_i = I_j$ 。

根据两自由度电机的运行特点, 转子动力学方程^[17]如下所示。

$$\begin{cases} I_i \frac{d^2 \theta_x}{dt^2} = -\omega_{rm} I_k \frac{d\theta_y}{dt} + N_x \\ I_i \frac{d^2 \theta_y}{dt^2} = \omega_{rm} I_k \frac{d\theta_x}{dt} + N_y \end{cases} \quad (4)$$

其中, θ_x, θ_y 分别表示转子旋转中心与静止坐标系 x, y 轴之间的夹角; ω_{rm} 为转子绕 k 轴旋转的机械角速度; N_x, N_y 分别为转子沿 x, y 方向的总力矩。

由于电机在实际运行中, 转子会受到由重力产生的力矩、永磁体产生的单边磁拉力力矩, 以及由悬浮绕组电流产生的悬浮力矩等因素的影响。根据转子运动轨迹几何关系, 转子的重力力矩如下所示。

$$\begin{cases} N_{xg} = mgh \sin \theta_x \approx mgh \theta_x = -mgh \frac{y}{l_{rn}} \\ N_{yg} = mgh \sin \theta_y \approx mgh \theta_y = mgh \frac{x}{l_{rn}} \end{cases} \quad (5)$$

其中, h 表示转子质心的高度, l_{rn} 为铁芯的轴向长度, x, y 分别为转子径向位移在 x 轴、 y 轴上的投影, m 为转子的质量, g 为重力加速度, N_{xg}, N_{yg} 分别表示转子重力力矩沿 x, y 轴分量。

转子受到由永磁体产生的单边磁拉力力矩可以表示为下列形式:

$$\begin{cases} N_{xd} = -k_x(\theta_r) y l_{rn} \\ N_{yd} = k_y(\theta_r) x l_{rn} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $k_x(\theta_r), k_y(\theta_r)$ 分别表示沿 x, y 方向上的单边磁拉力系数, N_{xd}, N_{yd} 分别表示由永磁体产生的单边磁拉力力矩沿 x, y 轴分量。

悬浮绕组电流产生的力矩可以表示为:

$$\begin{cases} N_{xi} = -F_y l_{rn} \\ N_{yi} = F_x l_{rn} \end{cases} \quad (7)$$

其中, F_x, F_y 为由悬浮绕组电流产生的悬浮力沿 x, y 轴分量; N_{xi}, N_{yi} 分别表示由悬浮绕组电流产生的力矩沿 x, y 轴分量。

故, 转子沿 x, y 方向的受到的总力矩可以表示为:

$$\begin{cases} N_x = N_{xg} + N_{xi} + N_{xd} = -mgh \frac{y}{l_{rn}} - F_y l_{rn} - k_x(\theta_r) y l_{rn} \\ N_y = N_{yg} + N_{yi} + N_{yd} = mgh \frac{x}{l_{rn}} + F_x l_{rn} + k_y(\theta_r) x l_{rn} \end{cases} \quad (8)$$

结合式(5)~(8)可知,式(4)可以被简化成下列形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{d^2x}{dt^2} \\ \frac{d^2y}{dt^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega_{rm}I_k}{I_i} \\ \frac{\omega_{rm}I_k}{I_i} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dx}{dt} \\ \frac{dy}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{mgh + k_y(\theta_r)l_n^2}{I_i} & 0 \\ 0 & \frac{mgh + k_x(\theta_r)l_n^2}{I_i} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \frac{l_n^2}{I_i} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (9)$$

故式(9)可被简化为下列形式:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & 0 \\ 0 & B_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + a \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中,

$$A_{12} = -\frac{\omega_{rm} \cdot I_k}{I_i}; A_{21} = \frac{\omega_{rm} \cdot I_k}{I_i};$$

$$B_{11} = \frac{mgh + k_y(\theta_r)l_n^2}{I_i};$$

$$B_{22} = \frac{mgh + k_x(\theta_r)l_n^2}{I_i}; a = \frac{l_n^2}{I_i};$$

为实现对双绕组 BFSPMM 转子径向位移进行有效控制,本文中提出了一种径向位移 SMC 控制策略。由于沿 x, y 方向的径向位移控制目标均为 0,即转子稳定在其平衡位置的中心。结合式(10)可知,转子动力学模型中沿 y 方向与 x 方向悬浮力具有类似的表述形式。因此下文中选取 x 方向为例进行分析。

定义沿 x 方向上的径向位移状态变量为:

$$\begin{cases} x_1 = 0 - x \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{x} \end{cases} \quad (11)$$

其中, x_1 表示转子沿 x 轴方向偏心位移的长度。对于沿 y 方向上的径向位移状态变量则类似于以上 x 方向,同理定义 y 方向上的状态变量 $y_1 = 0 - y, y_2 = \dot{y}_1 = -\dot{y}$ 。

通过将式(11)代入到式(10)中并进一步整理可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = A_{12} \cdot y_2 + B_{11} \cdot x_1 - a \cdot F_x \end{cases} \quad (12)$$

其中,参数 A_{12}, B_{11}, a 均与式(10)中相一致。

为了提高系统的快速性,同时又能够减小稳态误差,在设计转子径向位移的滑模面时引入积分和微分项。所设计沿 x 方向径向位移的滑模面如下所示。

$$s_x = D_1 \cdot x_1 + D_2 \int_0^t x_1 d\tau + D_3 \cdot x_2 \quad (13)$$

为了简化等速趋近率沿滑模面两侧来回穿越的逻辑判断,同时为了有效避开符号函数需要在断点位置不断切换问题,选用 $\text{sigmoid}(s_x)$ 函数替代传统符号函数。

$$\text{sigmoid}(s_x) = \frac{2}{1 + e^{-\eta s_x}} - 1 \quad (14)$$

其中, e 为自然常数。

所设计沿 x 方向径向位移的趋近率为:

$$\dot{s}_x = -\varepsilon_0 \cdot \text{sigmoid}(s_x) - (q_0 + k_0 |x_1|^t) \cdot s_x \quad (15)$$

其中, $\varepsilon_0 > 0, q_0 > 0, k_0 > 0, t \geq 0$ 。

对于式(15)趋近率中的第2项中为传统指数趋近率的一种扩展形式,将径向状态变量 $|x_1|$ 的幂函数引入到指数趋近率中,建立起趋近速度与状态变量之间的联系,可以改善趋近率中指数项的动态品质。

结合式(12)~(15)可知:

$$F_x = \frac{1}{a} \left(A_{12}y_2 + B_{11}x_1 + \frac{\varepsilon_0 \cdot \text{sigmoid}(s_x) + (q_0 + k_0 |x_1|^t) \cdot s_x + D_1 \cdot x_2 + D_2 \cdot x_1}{D_3} \right) \quad (16)$$

为了验证所提径向位移 SMC 控制策略的稳定性,选取李亚普诺夫函数为:

$$V = \frac{1}{2} s_x^2 \quad (17)$$

通过对式(17)求一阶微分可得:

$$\dot{V} = s_x \cdot \dot{s}_x = s_x (-\varepsilon_0 \cdot \text{sigmoid}(s_x) - (q_0 + k_0 |x_1|^t) \cdot s_x) = -\varepsilon_0 \cdot \text{sigmoid}(s_x) \cdot s_x - (q_0 + k_0 |x_1|^t) \cdot s_x^2 \quad (18)$$

由于 $\varepsilon_0 > 0, q_0 > 0, k_0 > 0$,则式(18) \dot{V} 中存在下列关系:1)当 $s_x = 0$ 时,则 $\dot{V} = 0$;2)当 $s_x \neq 0$ 时,则 $\dot{V} < 0$ 。

综上所述 $\dot{V} \leq 0$ 。故所设计的径向位移滑模控制器满足滑动模态存在性和可达性条件。根据李亚普诺夫稳定性判定定理可得,设计的径向位移滑模控制器是渐近稳定的。

2.2 基于 ESO 扰动前馈补偿

1) 基于 ESO 扰动前馈补偿原理

结合式(10)可知,沿 x 方向与 y 方向的径向位移与悬浮力 F_x, F_y 之间存在交叉耦合,即转子陀螺效应问题,因而会对转子径向位移的控制带来干扰。

为了抑制 x 与 y 方向径向位移中的扰动,通过将陀螺效应引起 x 与 y 方向径向位移中的耦合看作是一种外扰。本文设计出一种 ESO 扰动观测前馈补偿的方法。为便于对 x 方向径向位移扰动进行分析,可将式(12)重新写成下列形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = B_{11} \cdot x_1 - a \cdot F_x + d_x \end{cases} \quad (19)$$

其中, $d_x = A_{12} \cdot y_2 + d_{x0}$ 。表示 x 方向径向位移总扰动(d_x) 由陀螺力引起的交叉耦合($A_{12} \cdot y_2$) 和系统未建模部分(d_{x0}) 组成。故原来 x 方向的状态方程被整理成无耦合的二阶系统。

采用 ESO 对 x 方向扰动进行观测,记 $x_3 = d_x$ 为扰动部分,令 $\dot{x}_3 = \omega(t)$ 为扰动的一阶微分项,则式(19)中 x 方向状态方程可表示为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = B_{11} \cdot x_1 - a \cdot F_x + x_3 \\ \dot{x}_3 = \omega(t) \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)整理成 ESO 扰动观测器的形式:

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = z_{x1} - x_1 \\ \dot{z}_{x1} = z_{x2} - \beta_{x01} \cdot e_{x1} \\ \dot{z}_{x2} = z_{x3} - \beta_{x02} \cdot \text{fac}(e_{x1}, \alpha_1, \lambda_1) + B_{11} \cdot x_1 - a \cdot F_x \\ \dot{z}_{x3} = -\beta_{x03} \cdot \text{fac}(e_{x1}, \alpha_2, \lambda_2) \end{cases} \quad (21)$$

$$\text{fac}(e_{x1}, \alpha_i, \lambda_i) = |e_{x1}|^{\alpha_i} \frac{2}{\pi} \arctan(\lambda_i e_{x1}) \quad (22)$$

其中, $\beta_{x01}, \beta_{x02}, \beta_{x03}$ 为输出误差增益; z_{x1}, z_{x2}, z_{x3} 分别为对应 x_1, x_2, x_3 的扰动观测值。 α_i 为非线性因子, λ_i 为误差系数, i 可取 1 或 2。 $\text{fac}(e_{x1}, \alpha_i, \lambda_i)$ 为新型误差校正函数,其具有光滑连续性的特点,可避免传统非线性函数增益的切换问题,同时具有大误差小增益,小误差大增益的特点。

为了抑制转子扰动对 x 方向径向位移控制的干扰,将 ESO 观测出的系统扰动 d_x 通过前馈控制的方式补偿到悬浮力中。即:

$$F_x^* = F_x + \frac{1}{a} z_{x3} \quad (23)$$

将式(23)代入到式(20)中可得:

$$\dot{x}_2 = B_{11} \cdot x_1 - a \cdot F_x - (z_{x3} - x_3) \quad (24)$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时系统将进入稳定状态,则 $z_{x3} - x_3 = 0$ 。因此通过前馈控制的方法能够补偿系统受到的实时扰动。沿 x 方向 ESO 扰动补偿如图 3 所示。

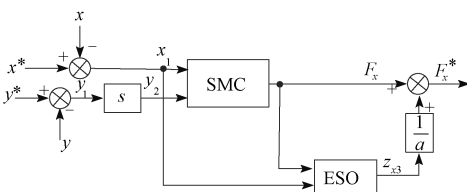


图 3 x 方向 ESO 扰动补偿控制框图

Fig. 3 Control block diagram of ESO disturbance compensation in x direction

结合式(16)、(23)可知,径向位移 SMC 与 ESO 复合控制的沿 x 方向悬浮力为:

$$F_x^* = \frac{1}{a} \left(A_{12} y_2 + B_{11} x_1 + \frac{\varepsilon_0 \cdot \text{sigmoid}(s_x) + (q_0 + k_0 |x_1|^t) \cdot s_x + c_1 \cdot x_2 + c_2 \cdot x_1}{c_3} \right) + \frac{1}{a} z_{x3} \quad (25)$$

对于 y 方向上扰动观测可类比 x 方向上扰动观测处理方法。

2) ESO 稳定性分析

对于式(21)中 ESO 观测器,可将其视为一种变增益系数的线性系统^[18-19]。令:

$$\begin{cases} \text{fac}(e_{x1}, \alpha_1, \lambda_1) = \frac{\text{fac}(e_{x1}, \alpha_1, \lambda_1)}{e_{x1}} \\ e_{x1} = \rho_1(e_{x1}) e_{x1} \\ \text{fac}(e_{x1}, \alpha_2, \lambda_2) = \frac{\text{fac}(e_{x1}, \alpha_2, \lambda_2)}{e_{x1}} \\ e_{x1} = \rho_2(e_{x1}) e_{x1} \end{cases} \quad (26)$$

由式(22)可知:

$$\rho_i(e_{x1}) = \frac{\text{fac}(e_{x1}, \alpha_i, \lambda_i)}{e_{x1}} = |e_{x1}|^{\alpha_i - 1} \frac{2}{\pi} \arctan(\lambda_i e_{x1}) \cdot \text{sign}(e_{x1}) \quad (27)$$

因此,式(21)可简化为:

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = z_{x1} - x_1 \\ \dot{z}_{x1} = z_{x2} - \beta_{x01} \cdot e_{x1} \\ \dot{z}_{x2} = z_{x3} - \beta_{x02} \cdot \rho_1(e_{x1}) e_{x1} + B_{11} \cdot x_1 - a \cdot F_x \\ \dot{z}_{x3} = -\beta_{x03} \cdot \rho_2(e_{x1}) e_{x1} \end{cases} \quad (28)$$

通过分析计算可知, x 方向 ESO 扰动观测器的传递函数为:

$$z_{x1} = \frac{\beta_{x01} s^2 + (\beta_{x02} \rho_1(e_{x1}) + B_{11}) s + \beta_{x03} \rho_2(e_{x1})}{s^3 + \beta_{x01} s^2 + \beta_{x02} \rho_1(e_{x1}) s + \beta_{x03} \rho_2(e_{x1})} \cdot F_x \quad (29)$$

$$z_{x2} = \frac{(\beta_{x02} \rho_1(e_{x1}) + B_{11}) s^2 + (\beta_{x03} \rho_2(e_{x1}) + \beta_{x01} B_{11}) s}{s^3 + \beta_{x01} s^2 + \beta_{x02} \rho_1(e_{x1}) s + \beta_{x03} \rho_2(e_{x1})} \cdot F_x \quad (30)$$

$$z_{x3} = \frac{\beta_{x03} \rho_2(e_{x1}) \cdot (s^2 - B_{11})}{s^3 + \beta_{x01} s^2 + \beta_{x02} \rho_1(e_{x1}) s + \beta_{x03} \rho_2(e_{x1})} \cdot F_x \quad (31)$$

$$z_{x3} = \frac{a \beta_{x03} \rho_2(e_{x1})}{s^3 + \beta_{x01} s^2 + \beta_{x02} \rho_1(e_{x1}) s + \beta_{x03} \rho_2(e_{x1})} \cdot F_x \quad (31)$$

从式(29)~(31)中可知, ESO 观测器的特征方程为:

$$s^3 + \beta_{x01} s^2 + \beta_{x02} \rho_1(e_{x1}) s + \beta_{x03} \rho_2(e_{x1}) = 0 \quad (32)$$

故式(32)的劳斯表为:

$$\begin{array}{ccc} s^3 & 1 & \beta_{x02}\rho_1(e_{x1}) \\ s^2 & \beta_{x01} & \beta_{x03}\rho_2(e_{x1}) \\ s^1 & \frac{\beta_{x01}\beta_{x02} \cdot \rho_1(e_{x1}) - \beta_{x03}\rho_2(e_{x1})}{\beta_{x01}} & \\ s^0 & \beta_{x03} \cdot \rho_2(e_{x1}) & \end{array}$$

根据劳斯判据定理可知,该 ESO 扰动观测器稳定的充要条件为:

$$\begin{cases} \beta_{x01} > 0 \\ \beta_{x01}\beta_{x02} \cdot \rho_1(e_{x1}) - \beta_{x03}\rho_2(e_{x1}) > 0 \\ \beta_{x03} \cdot \rho_2(e_{x1}) > 0 \end{cases} \quad (33)$$

本文中取输出误差增益 β_{x01} 、 β_{x02} 、 β_{x03} 均大于 0,且 $\lambda_i > 0$ 。结合式(27)可知, $\rho_i(e_{x1}) > 0 (e_{x1} \neq 0)$ 。当本文中 $\alpha_1 = \alpha_2$ 、 $\lambda_1 = \lambda_2$ 时,则 $\rho_1(e_{x1}) = \rho_2(e_{x1})$ 。因此只需满足 $\beta_{x01}\beta_{x02} > \beta_{x03}$, 所设计的 ESO 观测器是稳定的。

3) ESO 观测误差分析

为便于对 x 方向 ESO 观测器的稳定性进行分析,定义扰动观测误差为:

$$\begin{cases} e_{x1} = z_{x1} - x_1 \\ e_{x2} = z_{x2} - x_2 \\ e_{x3} = z_{x3} - x_3 \end{cases} \quad (34)$$

通过对式(34)求一阶微分可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = e_{x2} - \beta_{x01} \cdot e_{x1} \\ \dot{e}_{x2} = e_{x3} - \beta_{x02} \cdot \text{fac}(e_{x1}, \alpha_1, \lambda_1) + B_{11} \cdot e_{x1} \\ \dot{e}_{x3} = -\beta_{x03} \cdot \text{fac}(e_{x1}, \alpha_2, \lambda_2) - \omega(t) \end{cases} \quad (35)$$

当系统进入稳态后,各误差微分项均为 0。故:

$$\begin{cases} e_{x2} - \beta_{x01} \cdot e_{x1} = 0 \\ e_{x3} - \beta_{x02} \cdot e_{x1} + B_{11} \cdot e_{x1} = 0 \\ -\beta_{x03} \cdot e_{x1} - \omega(t) = 0 \end{cases} \quad (36)$$

通过对式(36)求解方程组可得:

$$\begin{cases} e_{x1} = -\frac{\omega(t)}{\beta_{x03}} \\ e_{x2} = -\beta_{x01} \frac{\omega(t)}{\beta_{x03}} \\ e_{x3} = \beta_{x02} \cdot e_{x1} - B_{11} \cdot e_{x1} = -\beta_{x02} \frac{\omega(t)}{\beta_{x03}} + B_{11} \frac{\omega(t)}{\beta_{x03}} \end{cases} \quad (37)$$

从式(37)中可以看出,当 β_{x03} 相比 $\omega(t)$ 足够大,且 $\beta_{x01} < \beta_{x03}$ 、 $\beta_{x02} < \beta_{x03}$ 时,这些误差可以足够小,且趋近于 0。因此,系统能够实现稳定运行。

同理,对于 y 方向 ESO 观测误差分析可类比 x 方向上观测误差的分析方法。

3 实验研究

3.1 实验硬件

本文中选用高性能 TMS320F28337D 为核心控制芯片搭建控制电路,电机实验装置平台如图 4 所示。其中,转子最大允许偏心位移为 0.3 mm。

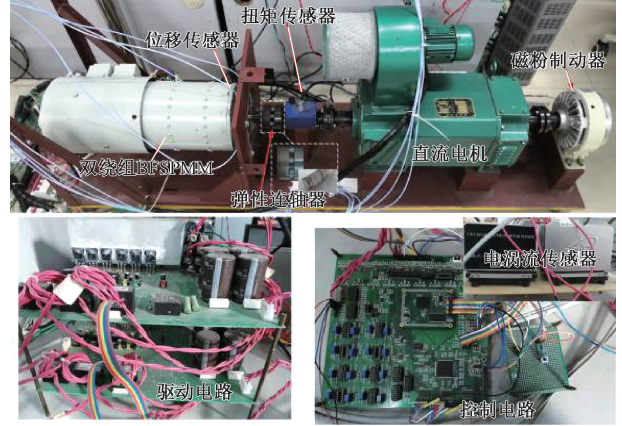


图4 双绕组 BFSPMM 实验平台

Fig. 4 Dual-winding BFSPMM experimental platform

为了验证本文所提转子径向位移控制策略的有效性,选取转子径向位移 PI 控制策略作对比。电机整体控制框图如图 5 所示。

实验过程中径向位移 PI 控制参数为:比例系数 $k_p = 900$,积分系数 $k_i = 0.15$ 。径向 SMC 控制参数为: $D_1 = 350$, $D_2 = 3.5$, $D_3 = 1.0$, $\varepsilon_0 = 0.0015$, $\eta = 0.5$, $q_0 = 303$, $k_0 = 0.01$, $t = 1$ 。

3.2 径向位移 PI 控制与 SMC 比较

为了说明本文所提径向 SMC 策略的特点,当径向位移 PI 参数调节至最佳状态下,电机以 400 r/min 空载运行对其突加悬浮控制,转子径向位移的变化如图 6 所示。

从图 6(a)、(b)中可以看出,径向 SMC 策略相比径向位移 PI 控制获得的转子径向位移脉动更小,因而转子在启动悬浮过程径向位移 SMC 相比 PI 控制策略更具有优势。

为了说明电机负载阶跃变化对径向位移 PI 控制与 SMC 策略下的径向位移影响,当电机转速为 400 r/min 正常悬浮运行,对电机由空载突加至 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载,以及由 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载突卸至空载时对应的转子径向位移的变化,如图 7、8 所示。

从图 7 中可以看出,当突加负载时两种控制策略下的径向位移脉动均会增大,但径向位移 SMC 相比 PI 策略获得的径向位移脉动幅值较小。

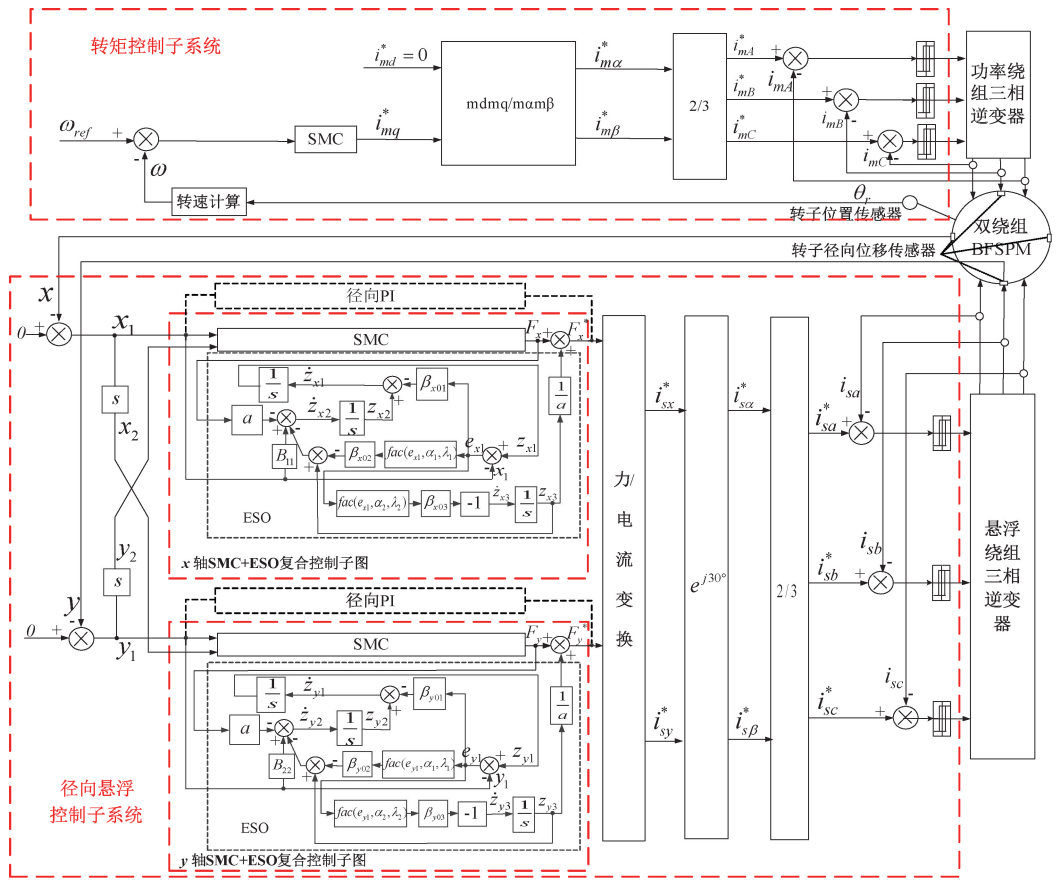
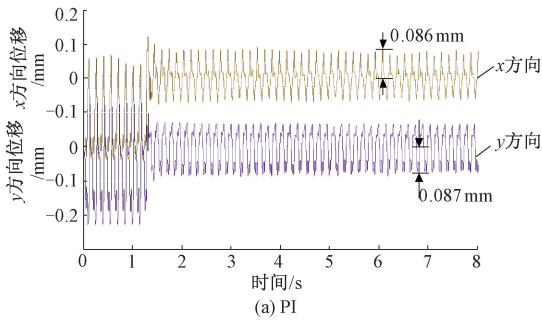
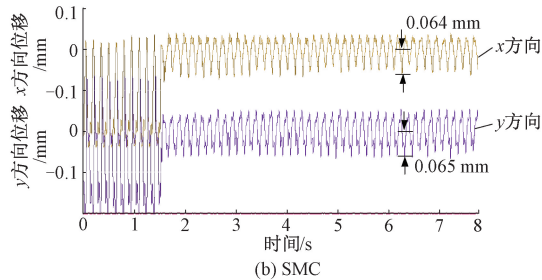


图 5 双绕组 BFSPMM 控制策略框图

Fig. 5 Block diagram of dual-winding BFSPMM control strategy

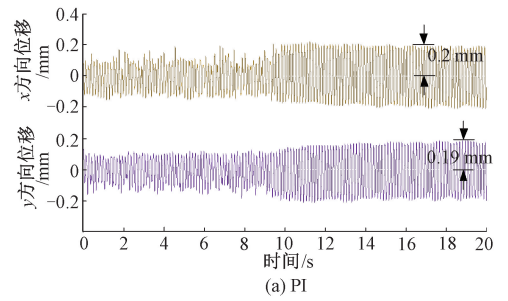


(a) PI

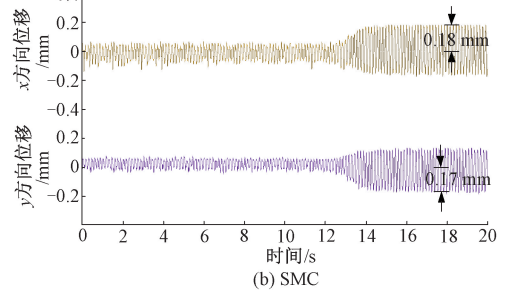


(b) SMC

图 6 启动悬浮过程转子径向位移变化
Fig. 6 Radial displacement of the rotor during the start-up suspension process



(a) PI



(b) SMC

图 7 突加负载时径向位移波形
Fig. 7 Radial displacement waveform with a sudden load

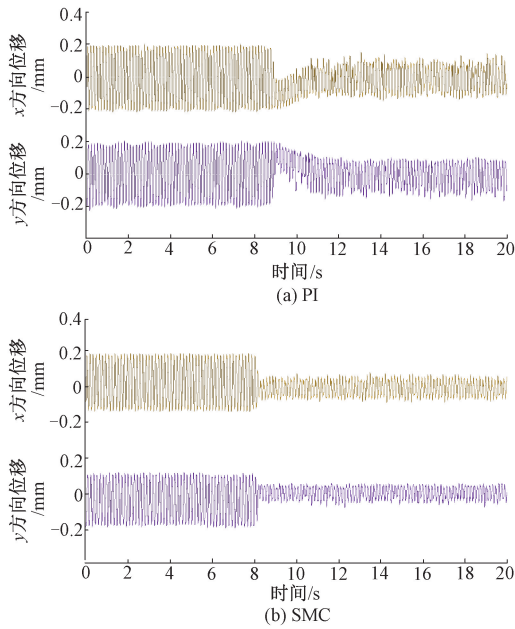


图8 突卸负载时径向位移波形

Fig. 8 Radial displacement waveform with suddenly unloading load

从图8中可以看出,当突卸负载时径向位移 SMC 比 PI 策略获得的径向位移脉动幅值也更小。同时,径向位移 SMC 相比 PI 策略具有较高的响应速度,能够快速控制转子达到稳定平衡转态。因此,径向位移 SMC 相比 PI 控制策略抗负载扰动性能更强。

为了进一步说明电机输出扭矩变化对转子径向位移的影响。当电机保持转速 400 r/min 稳定运行条件下,通过向电机施加不同的负载,比较径向位移 SMC 与径向位移 PI 控制策略下的转子径向位移脉动状况,如图9所示。

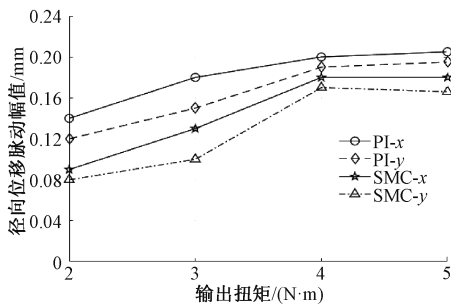


图9 不同扭矩下的径向位移脉动幅值

Fig. 9 Radial displacement pulsation amplitude under different torques

从图9中可以看出,当电机输出扭矩发生改变时,径向位移 SMC 相比于径向位移 PI 策略更有利于抑制转子径向位移脉动,进一步验证了所提径向位移 SMC 策略的有效性。

3.3 径向位移 SMC+ESO 复合控制

从上述分析中可以看出,无论电机是处于稳态或动态运行,采用径向位移 SMC 相比 PI 控制策略获得的转子径向位移脉动幅值较小,更有利于转子悬浮稳定运行。为了进一步对径向位移 SMC 中未建模部分,以及转子陀螺效应部分进行扰动补偿,下文中采用径向位移 SMC 与 ESO 复合控制策略对转子径向位移进行研究。实验过程 ESO 中的参数为: $\beta_{x01} = 180, \beta_{x02} = 2150, \beta_{x03} = 24000, \alpha_1 = 0.5, \alpha_2 = 0.5, \lambda_1 = 5000, \lambda_2 = 5000$ 。

当电机转速 400 r/min 空载运行时,采用 ESO 扰动观测器对转子径向位移进行观测,获得转子径向位移实际值与其观测值,如图10所示。

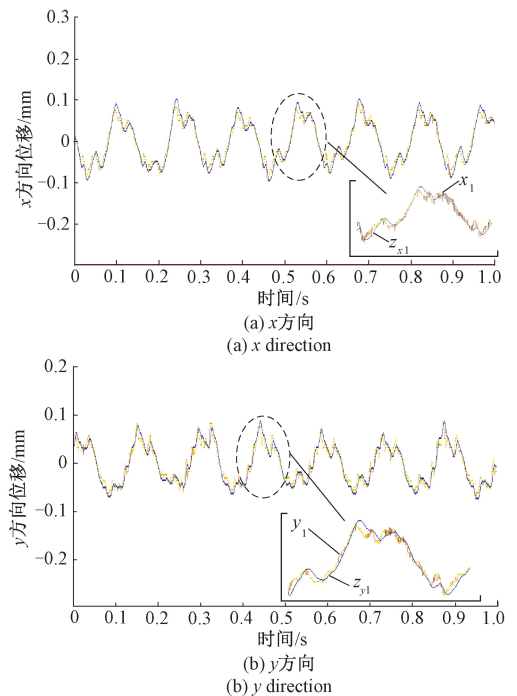


图10 径向位移实际值与其观测值比较

Fig. 10 Comparison of radial displacement between actual value and observed value

从图10中可看出,所建立的 ESO 扰动观测器能够准确观测出 x 与 y 方向上的实际径向位移变化,且跟踪误差小于 7.3%,进一步验证了所建立的 ESO 观测模型的有效性。

当电机以 400 r/min 带 4 N·m 负载运行时,在 t_k 时刻对电机突加 ESO 扰动前馈补偿,所获得的转子径向位移变化,如图11所示。

从图11中可以看出,当突加 ESO 扰动补偿时,转子径向位移脉动呈现减小趋势。因而,径向位移 SMC 与 ESO 复合控制相比于径向 SMC 策略,所获得转子径向位移脉动更小。

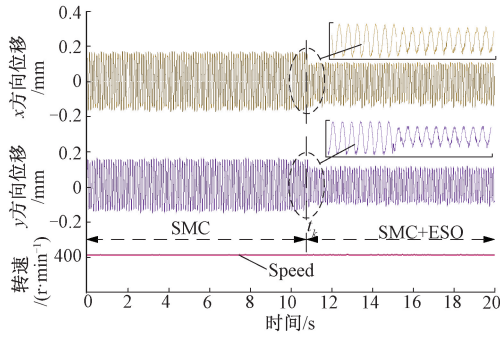


图 11 突加 ESO 扰动补偿转子径向位移变化

Fig. 11 Variation of rotor radial displacement when ESO disturbance compensation is added suddenly

为了进一步说明电机输出扭矩发生改变时对转子径向位移脉动的影响。当保持转速 400 r/min 不变时,通过向电机施加不同的负载所获得的转子径向位移变化曲线,如图 12 所示。

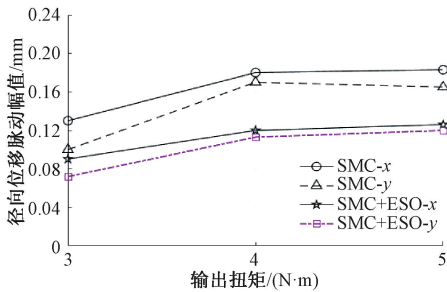


图 12 不同扭矩下的径向位移脉动幅值

Fig. 12 Radial displacement pulsation amplitude under different torques

从图 12 中可以看出,当电机输出不同扭矩时,径向位移 SMC 与 ESO 复合控制相比于径向 SMC 策略,更有利抑制转子径向位移脉动,所获得转子径向位移脉动同比下降约 30%。因此,通过建立 ESO 扰动观测器对系统扰动进行观测,并作前馈补偿有助于抑制转子径向位移的脉动。

电机在 1 500 r/min 带 4 N·m 负载稳态运行时,采用 SMC+ESO 复合控制策略所获得的转子径向位移如图 13 所示。从图 13 中可以看出,电机在高速运行时沿 x 和 y 方向上的径向位移脉动约为 0.13 mm,小于最大所允许的径向位移 0.3 mm。因此,电机处于正常悬浮运行状态。

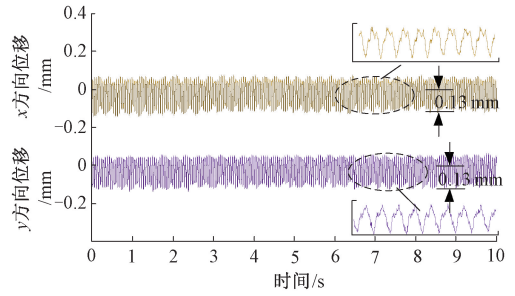


图 13 SMC+ESO 复合控制径向位移波形

Fig. 13 Radial displacement waveform under SMC+ESO compound control strategy

4 结 论

本文针对双绕组 BFSPMM 转子悬浮问题,依据转子动力学方程,提出了一种转子径向位移 SMC 策略。同时,基于 ESO 扰动前馈补偿方式对转子径向位移脉动进行抑制,并对 ESO 观测器的稳定性进行分析。实验结果表明,所提径向位移 SMC 策略相比传统 PI 控制策略具有径向位移脉动小,抗负载扰动性强等特点。所提径向位移 SMC 与 ESO 的复合控制策略相比径向位移 SMC 策略,转子径向位移脉动同比下降约 30%,进一步提升了转子悬浮系统的稳定性。

参考文献

[1] JIA H Y, WANG J N, CHENG M, et al. Comparison study of electromagnetic performance of bearingless flux-switching permanent-magnet motors [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26 (4) :1-5.

[2] ZHOU Y Z, WU X. 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, 41(5) : 872-884.

[3] LI H, ZHU H Q. Design of bearingless flux-switching permanent-magnet motor [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4) :1-5.

[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 Q, WANG X L, DENG ZH Q, 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.
- [5] ZHAO C Y, ZHU H Q. Design and analysis of a novel bearingless flux-switching permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6127-6136.
- [6] 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.
- [7] 吴国中,陆冬,丁强. 无轴承磁通切换电机直接悬浮力控制原理及实现[J]. 电气传动, 2021,51(1):11-14.
WU G ZH, LU D, DING Q. Principle and implementation of direct levitation force control for bearingless flux-switching motors [J]. Electric Drive, 2021, 51 (1): 11-14.
- [8] 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.
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.
- [9] ZHU H Q, XU Y. Permanent magnet parameter design and performance analysis of bearingless flux switching permanent magnet motor [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2021,68(5): 4153-4163.
- [10] 周媛,贺益康,年珩. 永磁型无轴承电机的完整系统建模[J]. 中国电机工程学报, 2006,26(4):134-139.
ZHOU Y, HE Y K, NIAN H. The complete mathematic model of a permanent magnet type bearingless motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2006,26(4):134-139.
- [11] 曹鑫,刘从宇,邓智泉,等. 单绕组 12/4 极无轴承开关磁阻电机转矩和悬浮力的解耦机理与实现[J]. 电工技术学报, 2018,33(15):3527-3534.
CAO X, LIU C Y, DENG ZH Q, et al. Decoupling mechanism and implementation of torque and levitation force in single-winding 12/4 bearingless switched reluctance motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018,33(15):3527-3534.
- [12] 孙玉坤,于丰源,袁野,等. 一种混合双定子磁悬浮开关磁阻电机[J]. 电工技术学报, 2019,34(1):1-10.
SUN Y K, YU F Y, YUAN Y, et al. A hybrid double stator bearingless switched reluctance motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1):1-10.
- [13] 杨泽斌,王丁,孙晓东,等. 无轴承异步电机传感器故障容错控制[J]. 仪器仪表学报, 2021,42(5):99-109.
YANG Z B, WANG D, SUN X D, et al. Fault tolerant control for sensor fault of a bearingless asynchronous motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(5):99-109.
- [14] 杨泽斌,樊荣,孙晓东,等. 基于 EKF 的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(5):1023-1030.
YANG Z B, FAN R, SUN X D, et al. Speed-sensorless control system of bearingless induction motor based on the extended Kalman filter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015,36(5):1023-1030.
- [15] 周扬忠,方飞,吴汉童,等. 无需转子位置角悬浮的双绕组无轴承磁通切换永磁电机驱动研究[J]. 中国电机工程学报, 2017,37(22):6601-6610.
ZHOU Y ZH, FANG F, WU H T, et al. Research on a drive control system of double-winding bearingless flux-switching permanent magnetic motor without rotor position angle in suspension control [J]. Proceedings of the CSEE, 2017,37(22):6601-6610.
- [16] 李政,胡广大,崔家瑞,等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014,1(25):431-437.
LI ZH, HU G D, CUI J R, et al. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 1(25): 431-437.
- [17] CHIBA A, FUKAO T, ICHIKAWA O. Magnetic bearings and bearingless drives [M]. Burlington, MA: Elsevier, 2005.
- [18] 杨淑英,王玉柱,储昭晗,等. 基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2020,40(6):1985-1996.

YANG SH Y, WANG Y ZH, CHU ZH H, et al. Current decoupling control of PMSM based on an extended state observer with continuous gains [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1985-1996.

- [19] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202-212.

LI J, QI X H, XIA Y Q, et al. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control [J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(2): 202-212.

作者简介



崔征山, 2015年于商丘师范学院获得学士学位, 2018年于合肥工业大学获得硕士学位, 现为福州大学在读博士研究生, 主要研究方向为无轴承磁通切换电机及其控制。

E-mail: CZS2319789168@163.com

Cui Zhengshan received his B.Sc. degree from Shangqiu Normal University in 2015 and M.Sc. degree from Hefei University of Technology in 2018. He is currently pursuing Ph.D. degree in Fuzhou University. His main research interest includes bearingless flux switching permanent motor and its control.



周扬忠(通信作者), 2007年于南京航空航天大学获得博士学位, 现任福州大学教授、博士生导师, 主要研究方向为现代调速系统, 新能源发电系统。

E-mail: zhty_75313@sina.com

Zhou Yangzhong (Corresponding author) received his Ph.D. degree from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2007. He is currently a professor and a Ph.D. advisor at Fuzhou University. His main research interests include modern motor drive systems and renewable energy technologies.