

# 12/12 磁悬浮开关磁阻电动机时变悬浮系统控制策略

袁野<sup>1</sup>, 周寅清<sup>1</sup>, 徐俊起<sup>2</sup>, 孙友刚<sup>2</sup>, 郭旋<sup>3</sup>, 杨帆<sup>1</sup>

(1. 江苏大学电气信息工程学院, 江苏镇江 212013; 2. 同济大学国家磁浮交通工程技术研究中心, 上海 201804;

3. 国网泰州市姜堰区供电公司, 江苏泰州 225500)

**摘要:** 12/12 磁悬浮开关磁阻电动机(BSRM)转子为凸极结构, 定转子磁通量随转子位置变化, 导致悬浮力随转子位置变化而变化, 具有时变特征。针对时变悬浮系统控制问题, 基于有限元软件开展 12/12 BSRM 悬浮力特性分析, 明晰了悬浮系统磁通铰链与转子位置的动态变化关系; 利用麦克斯韦应力法区域性建模优势对磁通进行解析, 构建了考虑边缘磁通的时变悬浮力数学模型; 基于时变悬浮力数学模型构建了名义定常反馈模型和时变悬浮力分量补偿器, 进而将时变悬浮力控制系统转换为定常悬浮力控制系统, 实现了时变悬浮力的高性能控制。对时变悬浮力数学模型精度、时变悬浮力分量补偿器性能、控制系统性能开展了仿真与实验研究, 验证了所提出的时变悬浮系统控制策略的可行性和先进性。

**关键词:** 磁悬浮开关磁阻电动机(BSRM); 悬浮力; 时变; 数学模型; 控制系统

中图分类号: TM352

文献标志码: A

## Time-varying Suspension System Control Strategy for 12/12 Bearingless Switched Reluctance Motor

YUAN Ye<sup>1</sup>, ZHOU Yinqing<sup>1</sup>, XU Junqi<sup>2</sup>, SUN Yougang<sup>2</sup>, GUO Xuan<sup>3</sup>, YANG Fan<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China; 2. National Maglev Transportation Engineering R&D Center, Tongji University, Shanghai 201804, China; 3. State Grid Taizhou Jiangyan District Power Supply Company, Taizhou 225500, China)

**Abstract:** The rotor of a 12/12 bearingless switched reluctance motor (BSRM) has a salient pole structure, and the stator-rotor flux changes with the rotor position, causing the suspension force to vary with the rotor position, exhibiting time-varying characteristics. To address the time-varying suspension system control problem, firstly, the suspension force characteristics of

12/12 BSRM were analyzed by finite element analysis, which clarifies the dynamic variation law between the suspension flux hinge and rotor position. Secondly, the Maxwell stress method with the advantage of regional modeling was used to analyze the magnetic flux and a mathematical model of the suspension force considering the edge flux was constructed. Based on the time-varying suspension force model, a nominal constant feedback model and a time-varying suspension force component compensator were constructed, and the time-varying suspension force control system was converted to a constant suspension force control system, which realizes the decoupling control of the suspension force on the rotor position. Finally, simulation and experimental studies were conducted on the accuracy of the time-varying suspension force mathematical model, the performance of the time-varying suspension force component compensator, and the performance of the control system, verifying the effectiveness and progressiveness of the proposed control strategy.

**Keywords:** bearingless switched reluctance motor (BSRM); suspension force; time-varying; mathematical model; control system

飞轮储能作为一种机械式储能装置, 具有功率密度高、无污染、使用寿命长、比功率高等优势<sup>[1-4]</sup>。磁悬浮开关磁阻电动机(BSRM)在保留开关磁阻电动机调速范围宽、机械强度大等优点的同时提供悬浮力, 实现转子无接触运行<sup>[5-9]</sup>, 在飞轮储能领域有着广阔的应用前景。

21 世纪初, Takemoto 等<sup>[10]</sup>率先设计了双绕组 BSRM。然而, 双绕组 BSRM 悬浮系统与转矩系统之间存在高强度耦合, 导致转矩/悬浮一体化运行性

收稿日期: 2023-09-07

基金项目: 国家自然科学基金(52377053); 江苏省重点研发计划(BE2021094); 中国博士后科学基金(2021M702413); 江苏省优势学科建设工程(PAPD-2018-87)

第一作者: 袁野, 副教授, 工学博士, 主要研究方向为磁悬浮电动机设计与控制。E-mail: 1000050003@ujs.edu.cn



论文  
拓展  
介绍

能较差。针对上述问题,相关学者提出了转矩与悬浮力弱耦合宽窄极BSRM,如8/10与12/14BSRM<sup>[11-13]</sup>。Liu等<sup>[14]</sup>、Li等<sup>[15]</sup>、Wang等<sup>[16-17]</sup>受永磁偏置磁轴承启发,率先将永磁体引入宽窄极BSRM拓扑结构中,形成了永磁偏置12/14BSRM,该类拓扑有效降低了悬浮系统运行功耗。然而,永磁偏置12/14BSRM轴向长度长,难以实现飞轮系统集成与高速运行。朱志莹等<sup>[18-20]</sup>提出了12/12BSRM,与其他宽窄极BSRM相比,12/12BSRM结构实现了飞轮径向四自由度悬浮控制,可以大幅提升飞轮系统的临界转速,同时采用的外转子结构可以提升飞轮轴向利用率,缩小了整机体积,提高了系统集成度。

当前,针对宽窄极BSRM悬浮力控制<sup>[21-22]</sup>,普遍将悬浮力模型等效为磁轴承的定常悬浮力模型,该类悬浮力模型与转子位移和悬浮力控制电流相关,而与转子位置无关。上述方法虽然可以方便快捷地应用现有磁悬浮轴承控制技术,但是因忽略了悬浮力时变特征而导致控制性能难以进一步提升。针对上述问题,本文以12/12BSRM为研究对象,基于有限元分析明确了悬浮系统边缘磁通分布规律,对悬浮系统主磁通与边缘磁通进行解析,并建立了时变悬浮力模型。在此基础上,提出了悬浮力位置解耦控制策略,实现了时变悬浮力的高性能控制。最后,开展了仿真和实验验证。

## 1 12/12 BSRM 原理与时变悬浮力特性

### 1.1 12/12 BSRM 原理

图1所示为12/12BSRM拓扑结构。12/12BSRM采用外转子、内定子结构设计,由前侧结构(A相)、后侧结构(B相)和永磁体(PM)构成,两相转子前后相错 $15^\circ$ 。

A相和B相各包括12个沿圆周方向均匀分布的

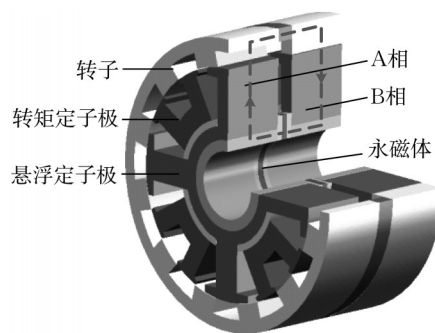


图1 12/12 BSRM 拓扑结构

Fig.1 12/12 BSRM topology structure

凸极转子极以及4个模块化U型转矩定子极(其中每个U型转矩定子极有2个凸极)、4个凸极悬浮定子极。两相共用永磁体产生的悬浮力偏置磁通,该磁通经过永磁体、A相悬浮定子、转子、B相悬浮定子形成闭合回路。转矩定子与转子利用“磁阻最小原理”产生转矩;悬浮定子极与转子极相配合,可以产生二自由度自悬浮力(A相和B相协同产生四自由度悬浮力)。

### 1.2 12/12 BSRM 时变悬浮力特性

基于如表1所示参数,在Ansys软件中构建有限元分析模型,开展悬浮力时变特性分析。

表1 12/12 BSRM 结构参数

Tab.1 12/12 BSRM structural parameters

参数	数值	参数	数值
转子外径/mm	130	隔磁环厚度/mm	3
转子轭高/mm	7	悬浮铁心轭厚/mm	7
转子内径/mm	102	悬浮铁心内径/mm	36
转子极弧/ $^\circ$	15	悬浮定子极极弧/ $^\circ$	30
平均气隙长度/mm	0.3	悬浮绕组匝数	100
定子外径/mm	101.4	叠长/mm	60
转矩铁心内径/mm	56	永磁体轴向长度/mm	3
转矩定子极极弧/ $^\circ$	15	永磁体外径/mm	50
转矩铁心轭厚/mm	8	永磁体内径/mm	30
转矩绕组匝数	80	定转子铁心材料	DW360_50

以悬浮电流0.6 A为例,得到悬浮力磁通在一个转子极距周期内的变化规律,如图2所示。定义转子极宽 $w_r=a$ ,相应地,定子极宽 $w_s=2w_r=2a$ 。

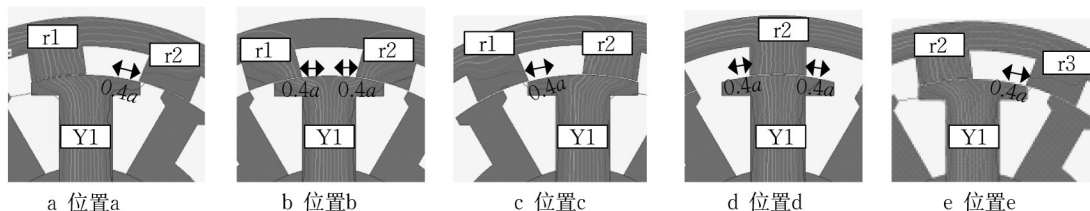


图2 典型位置下磁通分布

Fig.2 Magnetic flux distribution at typical positions

由图2可知,悬浮力磁通共有4个铰链约束位置,其悬浮系统磁通的铰链特征如下:

(1)位置a为初始位置,转子r1极与定子Y1极完全对齐。此时,转子r2极与定子Y1极边缘对齐。

(2)转子由位置a逆时针旋转0.4a距离,到达位置b。此时,转子r1极、转子r2极分别与定子Y1极对齐。

(3)转子由位置b逆时针旋转0.4a距离,到达位置c。此时,转子r1极与定子Y1极边缘对齐,转子r2极与定子Y1极完全对齐。

(4)转子由位置c逆时针旋转0.4a距离,到达位置d。此时,转子r1极和转子r3极与定子Y1极都不对齐,转子r2极与定子Y1极完全对齐。

(5)转子由位置d再次逆时针旋转0.4a距离。此时,转子r2极转到位置a中转子r1极的位置,转子r3极转到位置a中转子r2极的位置,开始了一个新的周期,铰链情况与位置a相同。

如图3所示,在转子径向位移、悬浮力电流不变的前提下,12/12 BSRM 悬浮力数值随转子位置变化而变化,具有典型时变特征,需要探索时变悬浮系统控制策略。

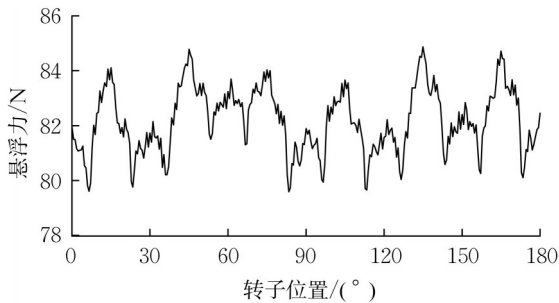


图3 悬浮力随转子位置的变化

Fig.3 Variation of suspension force with rotor position

## 2 12/12 BSRM时变悬浮系统控制策略

### 2.1 时变悬浮系统控制策略原理

本文提出了基于等效定常转换的时变悬浮系统控制策略,如图4所示。

悬浮力控制系统包括位移外环和悬浮力内环。位移外环将转子实时反馈位移 $z$ 与给定位移 $z^*$ 相比较得到的位移误差,作为控制器输入;比例-积分-微分(PID)输出与名义定常反馈模型的反馈悬浮力 $F'_y$ 作差,通过滞环控制器输出开关信号实现功率变换器的开通与关断,功率变换器输出悬浮绕组控制电

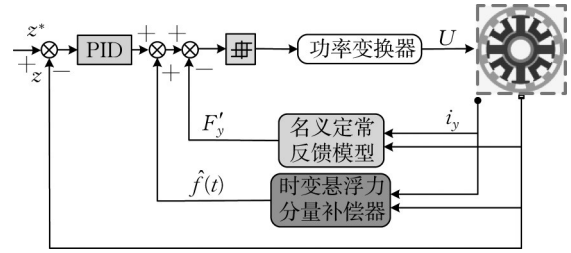


图4 基于等效定常转换的时变悬浮系统控制策略

Fig.4 Time-varying suspension system control strategy based on equivalent steady state transformation

压 $U$ , $i_y$ 为悬浮电流。

名义定常反馈模型与转子位移和悬浮力电流有关,而与转子位置无关。进一步地,考虑名义定常反馈模型和时变悬浮力之间的误差,设计了时变悬浮力分量补偿器,该补偿器可以将时变悬浮力分量 $\hat{f}(t)$ 前馈补偿至悬浮力控制系统,达到将时变悬浮力控制系统等效转换为定常悬浮力控制系统的目的。

### 2.2 时变悬浮力建模

本文利用麦克斯韦应力法区域性建模的优势,对悬浮系统主磁通和边缘磁通进行并行解析,该策略下12/12 BSRM的悬浮力表达式为

$$F_y = k_m(F_{m1} - F_{m2}) + (F_{f1} - F_{f2}) = k_m \Delta F_{my} + \Delta F_{fy} \quad (1)$$

式中: $k_m$ 为考虑磁饱和影响的悬浮力校正系数; $F_{m1}$ 、 $F_{m2}$ 分别为Y1极主磁通和Y2极主磁通产生的主悬浮力; $\Delta F_{my}$ 为 $F_{m1}$ 与 $F_{m2}$ 的合力; $F_{f1}$ 、 $F_{f2}$ 分别为Y1极边缘磁通和Y2极边缘磁通产生的边缘悬浮力; $\Delta F_{fy}$ 为 $F_{f1}$ 与 $F_{f2}$ 的合力。

$\Delta F_{my}$ 、 $\Delta F_{fy}$ 与磁通面积、气隙磁通密度等参数具有如下关系:

$$\begin{cases} \Delta F_{my} = \frac{(B_{pm} + B_{my})^2 - (B_{pm} - B_{my})^2}{2\mu_0} S_m \\ \Delta F_{fy} = \frac{(B_{pm} + B_{fy})^2 - (B_{pm} - B_{fy})^2}{2\mu_0} S_f \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\mu_0$ 为真空磁导率; $B_{pm}$ 为永磁体产生的悬浮力偏置磁通密度; $B_{my}$ 为y轴方向悬浮绕组产生的控制主磁通密度; $S_m$ 为主磁通面积,是一个定值,即 $S_m = ah$ 恒成立,其中 $h$ 为悬浮铁芯轴向长度; $B_{fy}$ 为y轴方向悬浮绕组产生的控制边缘磁通密度; $S_f$ 为边缘磁通面积。

$B_{my}$ 与 $B_{fy}$ 分别有如下关系成立:

$$B_{my} = \mu_0 N i_y / g_0 \quad (3)$$



$$B_{fy} = \mu_0 N i_y / g_1 \quad (4)$$

式中:  $N$ 为绕组匝数;  $g_0$ 为主磁通路径长度,即定、转子之间的气隙长度;  $g_1$ 为边缘磁通路径长度。  $g_1$ 可由文献[23]中所提出的方法进行估算:

$$g_1 = 0.4a\pi/4 + g_0 \quad (5)$$

边缘磁通面积  $S_f$ 与边缘磁通宽度  $a_f$ 成正比,即  $S_f = ha_f$ 。定义  $T$ 为转子旋转一个转子极距周期所需的时间,  $m$ 为转子极数,  $n$ 为转子转速,则三者之间可表示为如下关系:

$$T = \frac{2\pi/m}{2\pi n/60} \quad (6)$$

根据图2,定义  $S_{jm}$ 与  $S_{jf}$  ( $j=1,2,3$ )分别为对应转子极与Y1极铰链的主磁通面积与边缘磁通面积,则悬浮系统磁通铰链规律解析如下:

(1)位置a。此时,  $t=0$ ,悬浮系统磁通面积由两部分组成,分别为  $S_{1m}=ah$ ,  $S_{2f}=0.4ah$ 。

(2)位置b。此时,  $t=0.25T$ ,悬浮系统磁通面积由四部分组成,分别为  $S_{1m}=0.5ah$ ,  $S_{2m}=0.5ah$ ,  $S_{1f}=0.4ah$ ,  $S_{2f}=0.4ah$ 。

(3)位置c。此时,  $t=0.50T$ ,悬浮系统磁通面积由两部分组成,分别为  $S_{2m}=ah$ ,  $S_{1f}=0.4ah$ 。

(4)位置d。此时,  $t=0.75T$ ,悬浮系统磁通面积由两部分组成,分别为  $S_{2m}=ah$ ,  $S_{2f}=0.8ah$ 。

(5)  $t=T$ ,此时,一个新周期开始,铰链情况与典型位置a相同,悬浮系统磁通面积由两部分组成,分别为  $S_{2m}=ah$ ,  $S_{3f}=0.4ah$ 。

综上,由边缘磁通面积  $S_{jf}$ 得到铰链宽度,如表2所示。其中,  $a_{jf}$  ( $j=1,2,3$ )为定子边缘磁通与转子铰链的宽度,  $a_f = \sum_{j=1}^3 a_{jf}$ 。

表2 边缘磁通铰链宽度

Tab.2 Edge magnetic flux hinge width

$t$	$a_{1f}$	$a_{2f}$	$a_{3f}$	$a_f$
0	0	0.4a	0	0.4a
0.25T	0.4a	0.4a	0	0.8a
0.50T	0.4a	0	0	0.4a
0.75T	0	0.8a	0	0.8a
1.00T	0	0	0.4a	0.4a

根据表2,由各时刻边缘磁通宽度  $a_f$ 绘制出边缘磁通的变化趋势,如图5a所示。由图5a可知,悬浮力含有类正弦分量,故对  $a_f$ 变化趋势进行傅里叶分析,得到如图5b所示基波波形。

综上,12/12 BSRM  $y$ 自由度时变悬浮力模型表示为

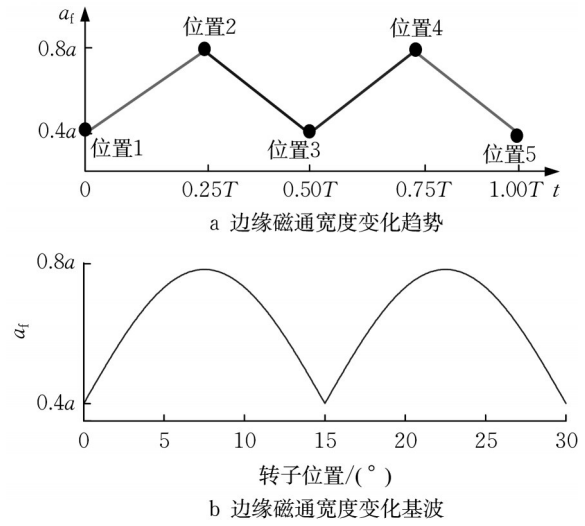


图5 边缘磁通宽度波形

Fig.5 Edge magnetic flux width waveform

$$F_y = \frac{(B_{pm} + B_{my})^2 - (B_{pm} - B_{my})^2}{2\mu_0} ah + \frac{(B_{pm} + B_{fy})^2 - (B_{pm} - B_{fy})^2}{2\mu_0} A_f h \quad (7)$$

式中,  $A_f$ 为  $a_f$ 的基波分量。  $A_f$ 解析模型为:

$$\begin{cases} A_f = b_0 + b_1 \sin(\omega\theta), \theta \in (n\pi/6, n\pi/12) \\ n = 0, 1, \dots, 11; n_1 = 1, 3, \dots, 23 \\ A_f = b_0 + b_1 \sin(\omega\theta - \pi), \theta \in (n_1\pi/12, n_2\pi/6) \\ n_1 = 1, 3, \dots, 23; n_2 = 1, 2, \dots, 12 \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $b_0=0.4a$ ,  $b_1=0.4a$ ;  $\omega$ 为  $A_f$ 的脉动角频率。

此外,由图2可知,悬浮力磁通在一个转子极距周期内的变化周期为  $\pi/6$ ,因此  $\omega$ 取值为12。

### 2.3 悬浮力名义定常反馈模型

控制系统的内环采用悬浮力名义定常反馈模型,该模型由如式(7)所示的时变模型在  $0 \sim 2\pi$ 机械角内求取电流刚度系数  $k_{iy}(\theta)$ 与位移刚度系数  $k_y(\theta)$ 的平均值所得,计算式为

$$F_y' = \int_0^{2\pi} (k_{iy}(\theta) i_y + k_y(\theta) y) / 2\pi = k_{iy}' i_y + k_y' y \quad (9)$$

$$k_y(\theta) = \frac{-k_m B_r^2 h_{pm}^2 S_m S_1^2}{2g_0 \mu_0 (2h_{pm} S_m + g_0 S_1)^2} + \frac{-B_r^2 h_{pm}^2 S_f^2 S_f(\theta)}{2g_1 \mu_0 (2h_{pm} S_f(\theta) + g_1 S_1)^2} \quad (10)$$

$$k_{iy}(\theta) = \frac{k_m B_r h_{pm} N S_m S_1}{g_0 (2h_{pm} S_m + g_0 S_1)} + \frac{B_r h_{pm} N S_f S_f(\theta)}{g_1^2 S_1 + 2g_1 h_{pm} S_f(\theta)} \quad (11)$$

$$k'_y = \frac{-k_m B_r^2 h_{pm}^2 S_m S_1^2}{2g_0 \mu_0 (2h_{pm} S_m + g_0 S_1)^2} + \frac{-0.65 B_r^2 h_{pm}^2 S_1^2 S_m}{2g_1 \mu_0 (1.3h_{pm} S_m + g_1 S_1)^2} \quad (12)$$

$$k'_{iy} = \frac{k_m B_r h_{pm} N S_m S_1}{g_0 (2h_{pm} S_m + g_0 S_1)} + \frac{0.65 B_r h_{pm} N S_1 S_m}{g_1^2 S_1 + 1.3g_1 h_{pm} S_m} \quad (13)$$

式(9)~(12)中: $k'_y$ 为名义定常反馈模型的电流刚度系数; $k'_y$ 为名义定常反馈模型的位移刚度系数; $B_r$ 为永磁体剩磁; $h_{pm}$ 为永磁体磁化厚度; $S_1$ 为永磁体面积。

### 2.4 时变悬浮力分量补偿器

采用如式(9)所示悬浮力名义定常反馈模型实现悬浮控制,忽略该模型与悬浮力时变模型之间的误差。引入实时性高、收敛速度快的卡尔曼滤波算法,并基于悬浮力名义定常反馈模型设计卡尔曼滤波器,用于观测悬浮力名义定常反馈模型与时变模型,并前馈补偿至控制系统。

定义2个状态变量 $x_{r1}$ 和 $x_{r2}$ , $x_{r1}$ 为位移状态变量, $x_{r2}$ 为位移的微分,状态空间方程为

$$\dot{x} = Ax + Bu + Cf \quad (14)$$

式中: $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \frac{k'_y}{m} & 0 \end{pmatrix}$ ,其中 $m$ 为转子质量; $B = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{k'_{iy}}{m} \end{pmatrix}$ ;

$C = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ ; $x = \begin{pmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \end{pmatrix}^T$ ; $u$ 为输入电流; $f$ 为外部扰动。

对状态变量 $x$ 进行扩张,取 $x = (x_{r1}, x_{r2}, x_{r3})^T$ , $x_{r3} = f$ ,并对扩张后的状态方程进行离散化,结果如下:

$$\begin{cases} X_k = MX_{k-1} + NU_{k-1} + W_{k-1} \\ Z_k = HX_k + V_{k-1} \end{cases} \quad (15)$$

式中: $M = \begin{pmatrix} 1 & T & 0 \\ \frac{Tk'_y}{m} & 1 & \frac{T}{m} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ ,其中 $T$ 为采样周期; $N = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{Tk'_{iy}}{m} \\ 0 \end{pmatrix}$ ; $H = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}^T$ ; $U_{k-1}$ 为系统输入; $W_{k-1}$ 为系统噪声; $V_{k-1}$ 为系统测量噪声。

卡尔曼观测器可以表示为:

$$\begin{cases} \hat{X}_{k/k-1} = M\hat{X}_{k-1} + NI_{k-1} \\ P_{k/k-1} = MP_{k-1}M^T + Q \\ K_k = \frac{P_{k/k-1}H^T}{HP_{k/k-1}H^T + R} \\ \hat{X}_k = \hat{X}_{k/k-1} + K_k H (X_k - \hat{X}_{k/k-1}) \\ P_k = (E - K_k H)P_{k/k-1} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $I$ 为悬浮电流; $P$ 为观测误差的方差矩阵; $K$ 为卡尔曼增益系数矩阵; $Q$ 和 $R$ 分别为过程噪声与测量噪声的协方差矩阵; $E$ 为单位矩阵。

## 3 时变悬浮系统控制策略验证

### 3.1 时变悬浮力模型验证

基于有限元模型,设置悬浮电流 $i_c = 0.2、0.6、1.0$  A。仿真结果与式(7)理论结果对比如图6所示。悬浮电流 $i_c = 0.2、0.6、1.0$  A时,悬浮力最大误差分别约为0.5、1.0、2.0 N,均为1.5%左右,理论值与仿真值基本一致,验证了时变悬浮力模型的准确性。

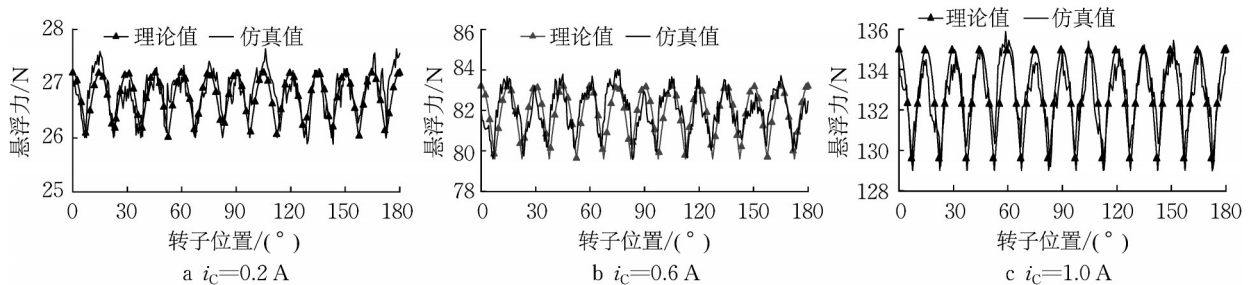


图6 悬浮力模型有限元验证

Fig.6 Finite element verification of suspension force model

### 3.2 时变悬浮力分量补偿器性能验证

基于Matlab/Simulink验证时变悬浮力分量补偿器性能。在0.1、0.2 s处分别加入30、50 N的扰

动,得到如图7所示的卡尔曼观测器观测性能。由图7a可知,在给定30、50 N扰动下,卡尔曼观测器能够观测出时变悬浮力分量。由图7b可知,系统受到

扰动后能够快速收敛,且最大观测误差仅0.3 N。图7c所示为时变悬浮力分量补偿器将时变悬浮力分量前馈补偿至悬浮力控制系统后的输出曲线,转子悬浮在平衡位置附近,因此名义定常反馈模型的反馈

悬浮力不断变化,以确保转子悬浮。当外部扰动从0 N增加到30 N和50 N时,输出曲线的调整较小,这表明基于名义定常反馈模型和时变悬浮力分量补偿器的悬浮控制系统能够准确有效地运行。

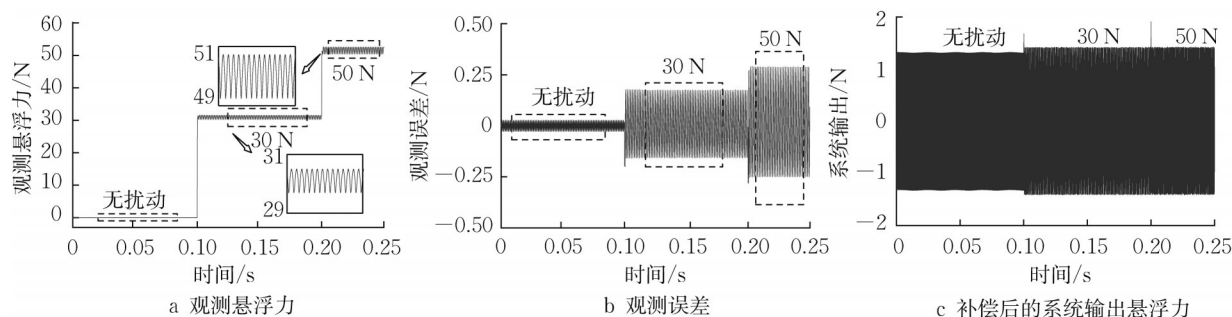


图7 时变悬浮力分量补偿器性能

Fig.7 Performance of time-varying suspension force component compensator

### 3.3 控制系统性能验证

基于所提出的时变悬浮系统控制策略,开展实验研究。如图8所示,转子动态起浮时间约为40

ms,稳定悬浮后,位移幅值保持在 $\pm 60 \mu\text{m}$ 以内,远小于定子与转子之间的气隙,验证了控制系统的可行性。

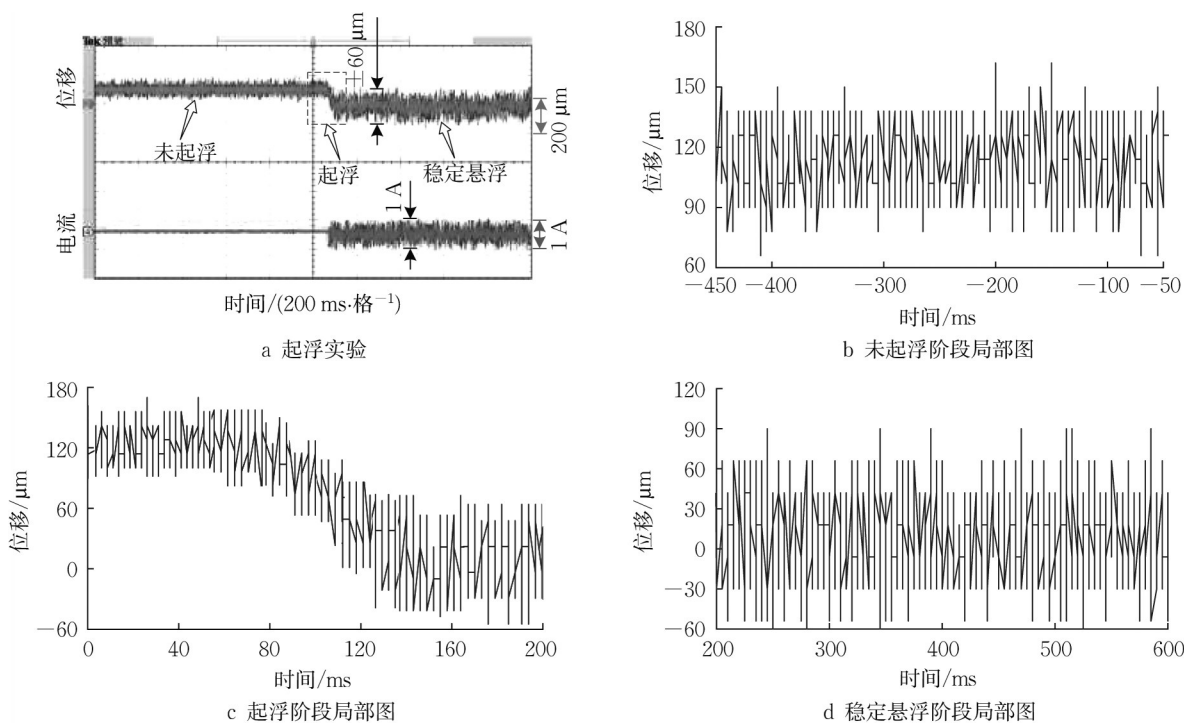


图8 起浮实验结果

Fig.8 Floating experiment results

进一步开展转子偏心位移和抗扰性能对比实验,结果分别如图9、10所示。所对比的控制系统采用传统悬浮力模型进行反馈,该类悬浮力模型将凸极转子等效为柱面转子,具体形式可由式(7)的第1项表示。

由图9可知,对于本文提出的悬浮力控制系统

转子偏心位移为 $40 \mu\text{m}$ ,而对于传统悬浮力控制系统转子偏心位移为 $80 \mu\text{m}$ 。由图10可知,面对扰动,基于本文悬浮力控制系统约75 ms恢复至稳态,位移偏移约为 $150 \mu\text{m}$ ,而基于传统悬浮力控制系统,约125 ms恢复至稳态,位移偏移约为 $200 \mu\text{m}$ 。因此,本文悬浮力控制系统具有更高的悬浮精度与更

强的抗扰性能。

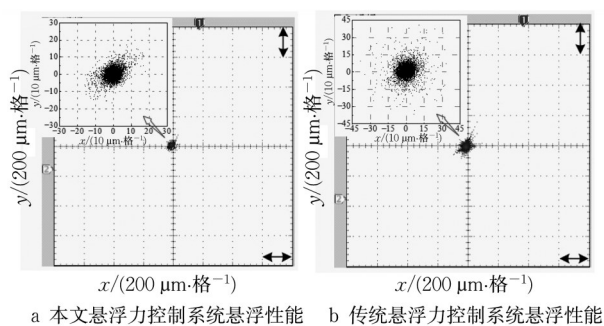


图9 转子悬浮性能

Fig.9 Rotor suspension performance

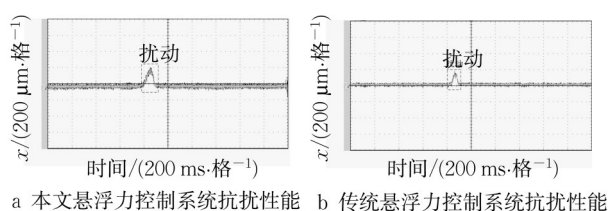


图10 抗扰性能实验结果

Fig.10 Immunity performance experiment results

图11所示为电动机升速过程中悬浮位移波形。设置电动机转速从 $2000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 增长到 $3000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。由于电动机在升速过程中转矩增大,对悬浮系统的扰动增大,因此单边悬浮位移相比于转速稳定时从 $40\text{ }\mu\text{m}$ 增大到 $80\text{ }\mu\text{m}$ ,虽然转子位移增大,但是悬浮依旧稳定。当电动机完成加速后以 $3000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 稳定旋转时,悬浮位移恢复到 $40\text{ }\mu\text{m}$ ,本文所提时变悬浮系统控制策略在电动机转速变化时依旧可以保持稳定悬浮。

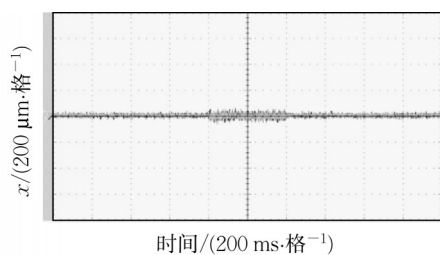


图11 转速变化时的悬浮性能实验结果

Fig.11 Suspension performance experiment results under different rotational speeds

## 4 结论

(1)时变悬浮力模型能够准确表征12/12BSRM悬浮力随转子位置的变化规律,为构建高性能时变悬浮系统控制策略奠定基础。

(2)基于名义定常反馈模型所设计的卡尔曼观测器,能够准确观测出名义定常反馈模型与时变悬浮力模型之间的时变悬浮力分量。

(3)名义定常反馈模型和时变悬浮力分量补偿器可以有效地将时变悬浮力控制系统转换为定常悬浮力控制系统,从而提升了悬浮精度和抗扰能力。

### 作者贡献声明:

袁野:研究概念生成,研究方法设计,论文审阅与修订,研究资金获取。

周寅清:数据处理与分析,论文初稿撰写。

徐俊起:实验结果可视化,论文审阅与修订,研究课题监管与指导。

孙友刚:数据处理与分析,论文修订。

郭旋:数据处理与分析,论文修订。

杨帆:实验研究方案指导,论文审阅。

### 参考文献:

- [1] LI Xiaojun, ANVARI B, PALAZZOLO A, *et al.* A utility-scale flywheel energy storage system with a shaftless, hubless, high-strength steel rotor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2018, 65(8): 6667.
- [2] GHOSH S, KAMALASADAN S. An energy function-based optimal control strategy for output stabilization of integrated DFIG-flywheel energy storage system [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(4): 1922.
- [3] 张维煜,朱焜秋. 飞轮储能关键技术及其发展现状[J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 141.  
ZHANG Weiyu, ZHU Huangqiu. Key technologies and development status of flywheel energy storage system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(7): 141.
- [4] 张维煜,杨恒坤,朱焜秋. 电动汽车用飞轮电池关键技术和技术瓶颈分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 5568.  
ZHANG Weiyu, YANG Hengkun, ZHU Huangqiu. Key technologies and technical bottleneck analysis of flywheel battery systems for electric vehicle [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18): 5568.
- [5] 周天豪,杨智,祝长生,等. 电磁轴承高速电机转子系统的内模-PID控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(16): 3414.  
ZHOU Tianhao, YANG Zhi, ZHU Changsheng, *et al.* Internal model control-PID control of an active magnetic bearing high-speed motor rotor system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(16): 3414.
- [6] 黄威,邓智泉,李克翔,等. 一种磁悬浮轴承支撑刚性转子现场动平衡方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4636.  
HUANG Wei, DENG Zhiquan, LI Kexiang, *et al.* A field dynamic balancing method for rigid rotor supported by magnetic bearings [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,



- 2020,35(22):4636.
- [7] 禹春敏,邓智泉,梅磊,等.基于精确磁路的新混合型轴向-径向磁悬浮轴承研究[J].电工技术学报,2021,36(6):1219.  
YU Chunmin, DENG Zhiqian, MEI Lei, *et al.* Research of new hybrid axial-radial magnetic bearing based on accurate magnetic circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(6):1219.
- [8] 袁野,孙玉坤,丁世宏,等.混合单绕组磁悬浮开关磁阻电机悬浮特性分析[J].中国电机工程学报,2023,43(2):789.  
YUAN Ye, SUN Yukun, DING Shihong, *et al.* Suspension characteristic analysis of hybrid single winding bearingless switched reluctance motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2):789.
- [9] 黄永红,石姗姗,袁野,等.磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制[J].控制与决策,2021,36(6):1449.  
HUANG Yonghong, SHI Shanshan, YUAN Ye, *et al.* Adaptive terminal sliding mode control of bearingless switched reluctance motor [J]. Control and Decision, 2021, 36(6):1449.
- [10] TAKEMOTO M, SUZUKI H, CHIBA A, *et al.* Improved analysis of a bearingless switched reluctance motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(1):26.
- [11] GUAN Zhongyu, ZHANG Fengge, AHN J W. High speed direct current compensation control for 8/10 bearingless SRM [C]//Proceedings of 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Piscataway: IEEE, 2012:1934-1939.
- [12] XU Z Y, LEE D H, AHN J W. Suspending force control of a novel 12/14 hybrid stator pole type bearingless SRM [C]// Proceedings of 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Piscataway: IEEE, 2013:1-5.
- [13] XU Z Y, LEE D H, AHN J W. Control characteristics of 8/10 and 12/14 bearingless switched reluctance motor [C]// Proceedings of 2014 International Power Electronics Conference. Piscataway: IEEE, 2014:994-999.
- [14] LIU J, WANG H, BAO J F, *et al.* A novel permanent magnet biased bearingless switched reluctance motor [C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Piscataway: IEEE, 2013:4342-4347.
- [15] LI F, WANG H, ZHANG F, *et al.* Comprehensive analysis of suspending force for improved bearingless switched reluctance motor with permanent magnets in stator yoke [J]. China Electrotechnical Society Transactions on Electrical Machines and Systems, 2019, 2(4):348.
- [16] WANG H, XUE B, TANG S. New type 12/14 bearingless switched reluctance motor with double windings [J]. IET Electric Power Applications, 2015, 9(7):478.
- [17] WANG H, BAO J, XUE B, *et al.* Control of suspending force in novel permanent-magnet-biased bearingless switched reluctance motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7):4298.
- [18] 朱志莹,郭旋,姜永将,等.轴向分相永磁式磁悬浮飞轮电机解耦设计与性能分析[J].中国电机工程学报,2019,39(24):7366.  
ZHU Zhiying, GUO Xuan, JIANG Yongjiang, *et al.* Decoupling design and analysis of an axial split phase permanent magnet bearingless flywheel machine [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(24):7366.
- [19] ZHU Z, ZHU J, ZHU H, *et al.* Optimization design of an axial split-phase bearingless flywheel machine with magnetic sleeve and pole-shoe tooth by RSM and DE algorithm [J]. Energies, 2020, 13(5):1256.
- [20] ZHU Z, WANG J, CHENG M. A novel axial split phase bearingless flywheel machine with hybrid-inner-stator permanent magnet-based structure [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3):1873.
- [21] WANG Z, CAO X, DENG Z. Modeling and axial reluctance force analysis of bearingless switched reluctance motor [C]// 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM). Piscataway: IEEE, 2020:2433-2438.
- [22] XU Z, FAN J, WANG H, *et al.* Mathematical model of a novel 12/14 conical bearingless switched reluctance motor [J]. Energy Reports, 2022, 8(13):1020.
- [23] YUAN Y, HUANG Y, SUN Y. Mathematical modeling and control for a single winding bearingless flywheel motor in electric/suspension mode [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2018, 13(5):1935.