

# 基于磁链辨识的无轴承薄片电机轴向 振动抑制策略\*

赵玉亮, 朱焜秋, 赵祝恒, 李发宇

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

**摘要:** 为了进一步提高 BPMSM 的悬浮性能, 提出了一种基于磁链辨识的 BPMSM 轴向振动抑制策略, 通过转子磁链的变化来估测转子轴向偏移量, 然后将轴向偏移量转化为  $d$  轴电流分量参考值  $i_d^*$ , 通过对  $i_d^*$  的调节来改善薄片转子的轴向恢复力, 实现对轴向振动的有效抑制, 从而有效改善电机的悬浮性能。试验结果表明: 所提出的轴向振动抑制策略能够对薄片转子轴向振动进行有效抑制, 提高系统的抗干扰能力, 系统的运行性能得到了有效改善。

**关键词:** 无轴承永磁薄片电机; 轴向干扰; 磁链辨识; 振动抑制

**中图分类号:** TM 301.2    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1673-6540(2018)01-0051-06

## Axial Vibration Suppression Strategy of Bearingless Slice Motor Based on Flux Linkage Identification\*

ZHAO Yuliang, ZHU Huangqiu, ZHAO zhuheng, LI Fayu

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University,  
Zhenjiang 212013, China)

**Abstract:** The axial vibration suppression strategy of BPMSM based on flux linkage was put forward, the axial offset of the rotor could be evaluated by the calculate the flux linkage of the slice rotor, and based the offset, the reference value of d-axial current component ( $i_d^*$ ) was given to adjust the axial restoring force of the rotor. The experiment results showed that the proposed the control strategy could suppress the axial vibration of the motor, the system had fine anti-disturbance and dynamic permanence.

**Key words:** bearingless permanent magnet slice motor (BPMSM); disturb of axial; flux linkage identification; vibration suppression

## 0 引言

无轴承永磁薄片电机 (Bearingless Permanent Magnet Slice Motor, BPMSM) 是一种集磁悬浮技术、永磁同步电机技术、薄片转子技术于一体的新型高速、高性能特种电机。它既具备磁轴承无机械磨损、寿命长, 还具有永磁同步电机功率因数高、转矩脉动小等优点。传统无轴承电机要实现

五个自由度的主动控制才能实现真正意义上的悬浮, 而 BPMSM 由于其特殊的薄片转子结构, 可实现三个自由度的被动悬浮, 仅余下的两个自由度需要主动控制来实现悬浮, 因此其系统结构的复杂程度大大降低。由于 BPMSM 特殊的机械结构, 加装叶轮后的转子可以悬浮在一个密闭的泵体内高速旋转, 通过这种结构可以将泵体入口处的液体输送到出口, 具有高速、无摩擦、无污染、易维护等一系

\* 基金项目: 江苏省重点研发计划项目 (BE2016150); 江苏省优势学科资助计划 (2014); 江苏省“333 工程”资助项目 (2014); 江苏省“青蓝工程”资助项目 (2014)

作者简介: 赵玉亮 (1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为无轴承永磁薄片电机结构与控制系统。

朱焜秋 (1964—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为农业电气自动化、磁悬浮轴承支撑高速电机传动系统等。

列优点,对我国的航空航天、生物医疗、化工半导体、生物工程等领域的发展具有重要意义<sup>[1-5]</sup>。

现代电力电子以及控制技术的发展,推动了BPMSM控制策略的快速发展。文献[6]提出将增磁调速和电压调节相结合,对电机转速进行控制的策略,并对该调速策略进行了试验验证;文献[7]提出了基于永磁型无轴承电机空间凸极跟踪的转子位置估算自检测方法,并讨论了高频信号注入、外差法空间凸极信号提取和转子位置跟踪观测器设计等位置检测原理及跟踪技术;文献[8]采用转子磁场定向控制策略实现无轴承永磁同步电机的非线性解耦控制,并验证了该算法的有效性;文献[9]根据永磁同步电机直接转矩的控制方法,提出了基于空间矢量脉宽调制方法的直接悬浮力控制算法,并通过试验验证了该方法的正确性与有效性。由上述文献可以看出当前无轴承电机的悬浮力控制研究主要在径向两个自由度上。尽管BPMSM由于其特殊的薄片转子结构可以实现三个自由度的被动悬浮,但当有干扰力作用在薄片转子的轴向上时,传统控制轴向仅实现被动悬浮,因此薄片转子悬浮的稳定性不高。当干扰发生在临界转速时,薄片转子的振动将会加剧。

本文在介绍BPMSM悬浮原理的基础上,提出了一种基于磁链辨识的BPMSM轴向振动抑制策略。通过转子磁链的变化来估测转子轴向偏移量,将轴向偏移量转化为d轴电流分量的参考值 $i_d^*$ ,然后通过调节 $i_d^*$ 来改善薄片转子的轴向恢复力,实现对轴向振动的有效抑制。最后,将控制策略在1台4kW的BPMSM样机上进行了试验研究,试验结果表明:所提出的轴向振动抑制策略能够对薄片转子轴向振动进行有效抑制,可有效提高系统抗干扰能力,系统的运行性能得到了改善。

### 1 BPMSM 悬浮原理

将磁轴承中产生径向悬浮力的绕组安装在传统电机定子上就组成了无轴承电机。因此,BPMSM要实现薄片转子径向两自由度的稳定悬浮,需要在传统永磁电机转矩绕组的基础上引入另外一套绕组即悬浮力绕组,当两套绕组的极对数相差1时,利用两套集中绕组分别产生转矩磁

场和悬浮力磁场,即可实现对电机转子旋转和悬浮的稳定控制<sup>[10-11]</sup>。

本文以试验室爪极式定子结构的BPMSM为研究对象,转矩绕组和悬浮力绕组极对数分别为 $p_M=1, p_B=2$ ,由于在电机的定子上嵌有两套绕组且极对数相差1,这两个不同极对数的绕组产生的磁场相互作用将使气隙磁场不再对称平衡,从而产生使转子悬浮的径向悬浮力<sup>[12]</sup>。如图1所示:(a)中悬浮力绕组产生的磁场(虚线表示)与转矩绕组产生的气隙磁场(实线表示)叠加,增大了气隙右边的磁通,减小了气隙左边的磁通,因此产生沿 $\alpha$ 正方向的悬浮力;(b)中悬浮力绕组产生的磁通和转矩绕组产生的磁通相互叠加时,气隙上边的磁通增强,气隙下面的磁通减小,从而产生了沿着 $\beta$ 轴正方向的径向悬浮力,因此可根据转子偏心位移实时调整悬浮力绕组中电流的大小和相位就可以产生任意空间位置上的径向悬浮力,从而实现对薄片转子径向两自由度的主动悬浮控制。BPMSM转子完全悬浮需要对五个自由度进行控制,除了对径向两自由度悬浮力进行主动控制外,还需要对其余三个自由度进行控制。在BPMSM的被动悬浮系统中,由于薄片转子这一特殊结构,依据磁力线总沿着磁阻最小方向这一特性可知:永磁转子在轴向和扭转自由度上能够实现被动悬浮。如图2所示:(a)中当转子倾斜时,导致磁路中磁阻一边减小,一边增大,这将会产生一个与之相反的力矩以平衡转子;(b)中转子发生轴向偏移,将产生一个与偏移方向相反的磁拉力,使得转子被迫返回到原先的平稳位置<sup>[13-14]</sup>。

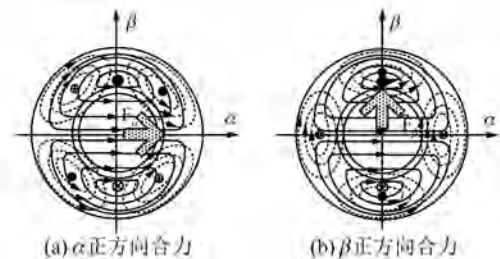


图1 BPMSM 径向主动悬浮力产生机理

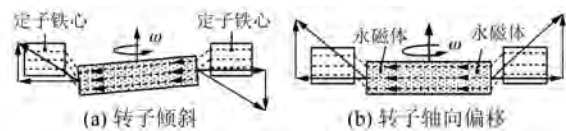


图2 BPMSM 被动悬浮力产生机理

## 2 BPMSM 轴向振动抑制策略

### 2.1 轴向振动抑制补偿原理

传统 BPMSM 转矩控制部分一般采用  $i_d^* = 0$  转子磁场定向矢量控制策略, 定义转子 N 极方向为  $d$  轴方向, 转矩绕组中通入的电流全部作为  $q$  轴电流分量, 因此这种控制策略具有控制简单、可靠和转矩特性好等优点。若将转矩绕组电流部分用以产生  $d$  轴电流分量, 则可以增强或削弱电机励磁磁链, 从而有效调整薄片转子轴向位移刚度系数, 进而控制轴向恢复力的大小。图 3 所示为转矩绕组  $d$  轴电流  $i_d$  对电机励磁磁链的影响示意图。

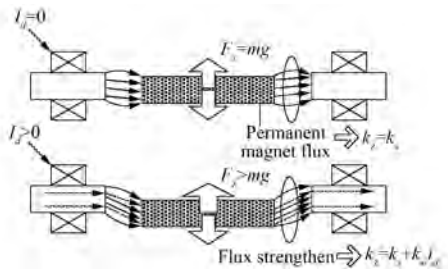


图 3 BPMSM 磁链电流关系图

薄片转子轴向运动方程可以表示为:

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} = -k_d \frac{dz}{dt} - k_z \cdot z - mg \quad (1)$$

式中:  $m$ ——转子质量;

$k_d$ ——阻尼系数;

$k_z$ ——轴向位移刚度;

$g$ ——重力加速度。

当薄片转子轴向发生扰动时, 为了产生需要的阻尼力抑制轴向振动,  $i_d$  需正比于转子轴向位置变化速率, 所以  $d$  轴电流分量参考值可以表示为:

$$i_d^* = -k_c \frac{dz}{dt} \quad (2)$$

式中:  $k_c$ —— $d$  轴电流分量  $i_d$  的比例系数。

在电机静止状态下通入大小不同的电流  $i_d$  可以得到  $i_d$  与  $k_z$  的关系近似为线性, 如图 4 所示, 用公式表示为:

$$k_z = k_s + k_z i_d \quad (3)$$

式中:  $k_s$ —— $i_d = 0$  时的被动悬浮力轴向位移刚度系数;

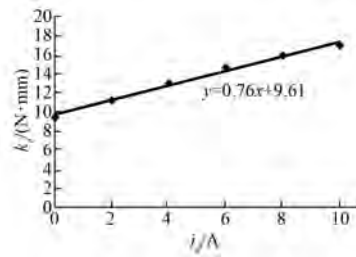


图 4  $d$  轴电流  $i_d$  和轴向位移刚度  $k_z$  关系图

$k_{zi}$ ——通入  $i_d$  时位移刚度系数的变化率。

将式(2)和式(3)代入式(1)可以得到

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} = -k_d \frac{dz}{dt} - k_z \cdot z - mg \quad (4)$$

因此可以通过对  $i_d$  的调节来改变薄片转子在振动时所受到的阻尼力, 从而有效抑制薄片转子在  $z$  轴方向的振动, 进而实现转子的稳定悬浮, 改善电机的运行性能。

### 2.2 基于磁链辨识的轴向偏移量估测

由上述分析可知, 需要对转子  $z$  轴偏移量进行检测, 从而确定  $d$  轴电流分量的给定值  $i_d^*$ 。传统方法是通过在轴向安装电涡流位移传感器来对其进行检测, 但这将增加电机机械结构的复杂性, 且成本会增加。本文通过薄片转子磁链检测来估算转子轴向位移偏移量, 从而解决上述问题。

由于 BPMSM 的转矩输出原理与永磁电机相同, 故依据电机统一原理, 转矩控制子模块的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_{m\alpha} \\ u_{m\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{m\alpha} \\ e_{m\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} e_{m\alpha} \\ e_{m\beta} \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中:  $R_m$ 、 $L_m$ ——电机转矩绕组的电阻和电感;

$u_{m\alpha}$ 、 $u_{m\beta}$ 、 $i_{m\alpha}$ 、 $i_{m\beta}$  和  $e_{m\alpha}$ 、 $e_{m\beta}$ ——电机转矩绕组在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的电压、电流和反电动势分量;

$\omega_e$ 、 $\psi_f$  和  $\theta$ ——电机电角速度、转子永磁体磁链和转子的电角位置。

将式(6)代入式(5)中, 得

$$\begin{bmatrix} u_{m\alpha} \\ u_{m\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m & 0 \\ 0 & R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} + \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

对式(6)右端进行积分得

$$\begin{cases} \int \omega_e \psi_f (-\sin \theta) dt = \psi_f \cos \theta = \psi_{f\alpha} \\ \int \omega_e \psi_f (\cos \theta) dt = \psi_f \sin \theta = \psi_{f\beta} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\psi_{f\alpha}$  和  $\psi_{f\beta}$  ——  $\psi_f$  在  $\alpha, \beta$  轴上的分量。

将式(5)进行积分得

$$\begin{bmatrix} \psi_{f\alpha} \\ \psi_{f\beta} \end{bmatrix} = \int \begin{bmatrix} u_{m\alpha} \\ u_{m\beta} \end{bmatrix} dt - \int \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} dt - \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

从式(9)可以看出  $\psi_f$  与转矩绕组的电流和电压存在关系, 可以通过绕组中的电流和电压计算出  $\psi_f$ 。

图5所示为轴向偏移量与转子磁链变化原理。从图5中可以看出薄片转子处于中心位置时  $\psi_f$  最大, 当转子偏离中心位置时, 转子上漏磁将会增大, 因此  $\psi_f$  会随着偏离量的增大而逐渐减小。通过试验可知  $\psi_f$  与转子轴向偏移量在一定范围内存在近似线性的关系, 如图6所示。则:  $\psi_f$  可以表示为

$$\psi_f = \psi_{fm}(kz + 1) \quad (10)$$

式中:  $k$  ——  $\psi_f$  在  $z$  轴上随位移变化的速率;

$\psi_{fm}$  —— 转子处于中心位置 ( $z=0$ ) 时转子磁链。

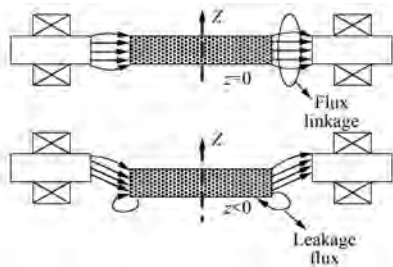


图5 轴向偏移量与转子磁链变化原理图

因此  $\psi_f$  在  $\alpha, \beta$  轴上的分量为

$$\begin{cases} \psi_{f\alpha} = \psi_{fm} \cos \theta \cdot (kz + 1) \\ \psi_{f\beta} = \psi_{fm} \sin \theta \cdot (kz + 1) \end{cases} \quad (11)$$

从式(11)可以得到

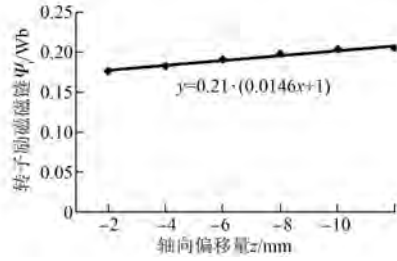


图6 轴向偏移量与转子磁链线性关系图

$$z = \frac{1}{k} \left( \frac{\psi_f}{\psi_{fm}} - 1 \right) \quad (12)$$

由式(12)可以估算出薄片转子在  $z$  轴上的偏移量, 将检测到的转子轴向偏移量代入式(2), 就可以得到转矩绕组  $d$  轴电流参考值  $i_d^*$ , 最终通过对  $i_d^*$  的实时调节即可实现对轴向振动的有效抑制。

### 3 BPMSM 控制系统设计

根据以上分析, 将 BPMSM 控制系统分成两个控制子系统, 即悬浮力控制子系统和转矩控制子系统。系统结构框图如图7所示。悬浮力控制子系统采用径向位移和径向悬浮力双闭环控制<sup>[15]</sup>, 在转子悬浮力控制双闭环中, 薄片转子在  $\alpha, \beta$  方向上的位移由位移传感器测得, 测得的位移值  $\alpha, \beta$  与位移参考值  $\alpha^*, \beta^*$  做差后输入 PID 控制器, 生成  $\alpha, \beta$  坐标系下的径向悬浮力命令值  $F_\alpha^*, F_\beta^*$ , 然后将其与悬浮力估算值  $F_\alpha, F_\beta$  作差比较后经力/磁链转换模块得到悬浮力绕组磁链变化量  $\Delta\psi_{s\alpha}$  和  $\Delta\psi_{s\beta}$ , 最后经过空间矢量脉宽调制算法生成智能功率模块需要的电压控制信号  $u_{sA}, u_{sB}$  和  $u_{sC}$ , 控制电机悬浮力绕组电流; 转矩控制子系统在传统转子磁场定向控制 ( $i_d^* = 0$ ) 上加以改变, 首先通过霍尔传感器获得转矩绕组电压分量  $u_{mA}, u_{mB}, u_{mC}$  和电流分量  $i_{mA}, i_{mB}, i_{mC}$ , 通过 clark 变换得到  $\alpha, \beta$  两相静止坐标系下的转矩绕组电流和电压分量  $i_{m\alpha}, i_{m\beta}, u_{m\alpha}, u_{m\beta}$ , 然后将其分别输入给  $z$  轴位置估算模块, 得到薄片转子  $z$  轴位置偏移量  $z$ , 将偏移量  $z$  经位移/电流转换模块, 依据  $i_d^* = -k_c \frac{dz}{dt}$  得到  $d$  轴电流参考值  $i_d^*$ , 将转速参考值  $\omega^*$  与转速计算模块输出的转速实际值  $\omega$  作差比较, 经过 PI 调节后得到  $q$  轴电流参考值  $i_q^*$ , 参考值  $i_d^*$  和  $i_q^*$  分别与实际测量值  $i_d$  和  $i_q$  作差比较,

经过 PI 得到  $d$ - $q$  旋转坐标系下的电压分量参考值  $u_{md}^*$  和  $u_{mq}^*$ , 然后通过 ipark 变换得到  $u_{m\alpha}^*$  和  $u_{m\beta}^*$ 。最后经过空间矢量脉宽调制算法, 生成智能功率模块需要的电压控制信号  $u_{mA}$ 、 $u_{mB}$  和  $u_{mC}$ , 控制电机转矩绕组电流, 从而在实现 BPMSM 稳定旋转的同时, 通过对  $d$  轴参考电流  $i_d^*$  的调节来有效抑制薄片转子轴向上的振动。

### 4 试验结果分析

根据图 7 所示控制系统框图, 将本文提出的轴向振动抑制策略应用于 1 台 4 kW 的 BPMSM 样机进行试验验证。本试验采用 Ti 公司的 TMS320F2812DSP 作为控制器构建数字控制系统, 试验样机参数见表 1。

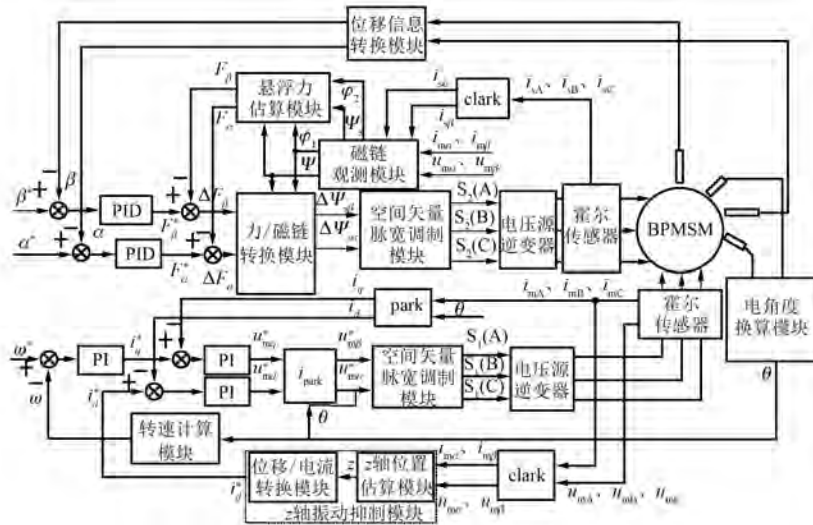


图 7 无轴承薄片电机控制系统原理图

表 1 样机参数

参数	数值	参数	数值
定子外径 $D_{s1}/\text{mm}$	200	薄片转子质量 $\text{m}/\text{kg}$	1
定子内径 $D_{s2}/\text{mm}$	84	气隙长度 $L_g/\text{mm}$	2
转子外径 $D_{r1}/\text{mm}$	80	转矩绕组极对数 $p_M$	1
转子内径 $D_{r2}/\text{mm}$	30	悬浮力绕组极对数 $p_B$	2
转子轴向长度 $l/\text{mm}$	20	初始位移刚度 $k_s/(\text{N}\cdot\text{mm}^{-1})$	9.61
位移刚度变化系数 $k_{zi}/(\text{N}\cdot\text{mm}/\text{A}^{-1})$	0.76	$z=0$ 时转子磁链 $\psi_{im}/\text{Wb}$	0.21
转子磁链变化系数 $k/\text{mm}^{-1}$	0.014 6	$i_d^*$ 比例系数 $k_G/(\text{A}\cdot\text{mm}/\text{s}^{-1})$	0.52



注: 1-电机本体 2-交流变压器 3-位移传感器 4-稳压电源 5-接口电路 6-功率模块 7-DSP 最小系统板

图 8 BPMSM 试验平台

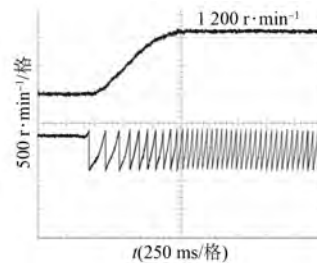


图 9 动态加速过程

图 8 所示为本试验所用试验平台, 试验过程中通过由 VB 6.0 开发的调试软件在线修改系统控制参数。图 9 所示为试验中动态加速过程, 从图 9 中可以看出 BPMSM 加速到 1 200 r/min 仅需约 0.75 s, 电机具有良好的动态加速特性。

图 10 所示为电机在 1 200 r/min 时给薄片转子施加相同大小的轴向干扰力时, 两种控制策略

对薄片转子轴向振动的抑制情况。从图 10 中可以看出由于施加干扰力, 使得转子在轴向上产生

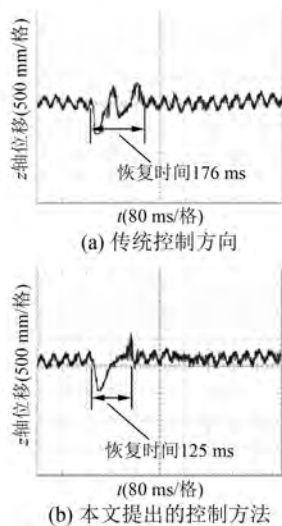
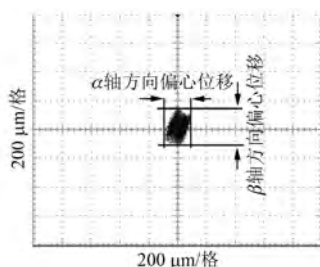


图 10 不同控制方法下轴向性能比较

约  $600 \mu\text{m}$  的轴向偏移量。由于传统悬浮力控制策略中并没有对轴向振动采取相关措施,因此经过  $176 \text{ ms}$  后薄片转子才趋于稳定,且振动幅度约在  $\pm 200 \mu\text{m}$ ,如图 10(a) 所示;本文提出的轴向振动抑制策略仅需  $125 \text{ ms}$  即可恢复稳定,且稳定后的振动幅度约在  $\pm 150 \mu\text{m}$ ,薄片转子重新恢复到稳定状态所用的时间更短,且转子轴向振动的幅度也得到了降低,如图 10(b) 所示。图 11 所示为电机转速在  $1200 \text{ r/min}$ ,采用本文控制策略时  $\alpha$ 、 $\beta$  轴径向位移图形,从图 11 中可以看出薄片转子径向位移波动约在  $\pm 120 \mu\text{m}$ ,因此转子径向悬浮性能稳定。以上试验结果表明:本文所提出的轴向振动抑制策略具有良好的动态加速性能,不仅可以实现薄片转子径向两自由度的稳定悬浮,而且可以对轴向干扰产生的振动进行有效抑制,因此系统具有较强的抗干扰能力和良好的动、静态性能。

图 11  $\alpha$ 、 $\beta$  轴径向位移

## 5 结 语

本文提出了一种基于磁链辨识的 BPMSM 轴

向振动抑制策略。当薄片转子轴向受到扰动时,利用转子磁链的变化来估测转子轴向偏移量,然后将估测的轴向偏移量转化为  $d$  轴电流分量参考值  $i_d^*$ ,通过对  $i_d^*$  的实时调节来改善薄片转子的轴向恢复力,实现对轴向振动的有效抑制,从而有效改善电机的悬浮性能。试验结果表明:所设计的轴向振动抑制控制策略,不仅可以满足 BPMSM 径向两自由度稳定悬浮的要求,而且可以对薄片转子受到的轴向干扰进行有效抑制,从而实现转子五自由度的稳定悬浮。

## 【参考文献】

- [1] MELFI M J, ROGERS S D, EVON S, et al. Permanent-magnet motors for energy savings in industrial applications [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2008, 44(5): 1360-1366.
- [2] WILLIAMS R D, KEITH F J, ALLAIE P E. Digital control of active magnetic bearings [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990, 37(1): 19-27.
- [3] SALAZAR A O, CHIBA A, FUKAO T. A review of developments in bearingless motors [C] // Proceedings of 7th International Symposium on Magnetic Bearings, ETH Zurich, Switzerland, 2000: 335-340.
- [4] BOSCH R. Development of a bearingless motor [C] // Proceedings of International Electric Machines Conference, 1988: 373-375.
- [5] ZHOU J, TSENG K J. A disk-type bearingless motor for use as satellite momentum-reaction wheel [C] // In: IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002: 1971-1975.
- [6] 成秋良,朱焜秋.无轴承永磁同步电机增磁调压转速控制策略[J].中国电机工程学报,2009,29(3): 91-95
- [7] 年珩,贺益康,秦峰,等.永磁型无轴承电机的无传感器运行研究[J].中国电机工程学报,2004,24(11): 101-105.
- [8] ZHU T, ZHU H Q, SUN Y B, et al. The design of experiment platform and driving system for bearingless permanent slice motors [C] // Proceeding of the 26th Chinese Control Conference. Hunan, China: Technical Committee on Control Theory, Chinese Association of Automation, 2007: 395-399.
- [9] 仇志坚,邓智泉,章跃进.交替极永磁无轴承电机的直接悬浮力控制[J].电工技术学报,2011,26(9): 94-99.

(下转第 68 页)

振动降噪提供了理论基础。

### 【参考文献】

- [ 1 ] 徐基泰.电抗器品种及其发展[J].变压器,2000,37(1): 17-20.
- [ 2 ] LINDNER A, HAHN I, BÖHM A. A simple method for the parameter identification of the Jiles-Atherton model using only symmetric hysteresis loops [ C ] // IECON Proceedings ( Industrial Electronics Conference ). Industrial Electronics Society, 2013: 2571-2577.
- [ 3 ] JILES D C, ATHERTON D L. Ferromagnetic hysteresis [ J ]. IEEE Trans. Magn, 1983, 19 ( 5 ): 2183-2184.
- [ 4 ] JILES D C, ATHERTON D L. Theory of ferromagnetic hysteresis [ J ]. J Appl Phys, 1984, 55 ( 6 ): 2115-2119.
- [ 5 ] JILES D C, ATHERTON D L. Theory of ferromagnetic hysteresis [ J ]. J Magn Mater, 1986, 61 ( 1/2 ): 48-60.
- [ 6 ] PREISACH F. Über die magnetische nachwirkung ( on magnetic lag ) [ J ]. Zeitschrift Für Physik A Hadrons & Nuclei, 1935, 94(5) : 277-302.
- [ 7 ] STONER E C, WOLHFARTH E P. A mechanism of magnetic hysteresis in heterogeneous alloys [ J ]. IEEE Transactions on Magnetism, 1991, 27(4) : 3475-3518.
- [ 8 ] GLOBUS A, DUPLEX P, GUYOT M. Determination of initial magnetization curve from crystallites size and effective anisotropy field [ J ]. IEEE Transactions on Magnetism, 1971, 7(3) : 617-622.
- [ 9 ] LEITE J V, AVILA S L, BATISTELA N J, et al. Real coded genetic algorithm for Jiles-Atherton model parameters identification [ J ]. IEEE Trans Magn, 2004, 40(2) : 888-891.
- [ 10 ] MARION R, SCORRETTI R, SIAUVE N, et al. Identification of Jiles-Atherton model parameters using particle swarm optimization [ J ]. IEEE Trans Magn, 2008, 44(6) : 894-897.
- [ 11 ] TOMAN M, STUMBERGER G, DOLINAR D. Parameter identification of the Jiles-Atherton hysteresis model using differential evolution [ J ]. IEEE Trans. Magn, 2008, 44(6) : 1098-1101.
- [ 12 ] TOMAN M, STUMBERGER G, DOLINAR D. Parameter identification of the Jiles-Atherton hysteresis model using differential evolution [ J ]. IEEE Trans Magn, 2008, 44(6) : 1098-1101.
- [ 13 ] 王洋,王昕.基于 J-A 模型磁滞回线仿真及有效性研究 [ J ].农业科技与装备, 2011, 4(1) : 18-31.
- [ 14 ] 袁中琛,刘连光.变压器铁芯磁滞回线模型参数识别 [ J ].电网与清洁能源, 2010, 26(9) : 17-19.

收稿日期: 2017 -06 -08

(上接第 56 页)

- [ 10 ] BARTHOLET M T, SILBER S, Nussbaumer T, et al. Performance investigation of two-phase, three-phase and four-phase bearingless slice motor configurations [ C ] // Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Florida, ETH Zurich, Zurich, 2007: 9-16.
- [ 11 ] HUTINER C. Regelungskonzepte magnetisch gelagerter Scheibenmotoren [ D ]. ETH Zürich, 2003.
- [ 12 ] 孙晓东,陈龙,杨泽斌,等.考虑偏心及绕组耦合的无轴承永磁同步电机建模 [ J ].电工技术学报, 2013, 28(3) : 63-70.
- [ 13 ] YAMAMOTO N, Takemato M, OGASAWARA S, et al. Experimental estimation of a 5-axis active control type bearingless canned motor pump [ C ] // Proceedings of International Electric Machines & Drives Conference, 2011: 148-153.
- [ 14 ] CHIBA A, FUKAO T, ICHIKAWA O, et al. Magnetic bearings and bearingless drives [ M ]. Tokyo: Newnes, 2005.
- [ 15 ] ZHANG T T, SUN X D. Direct suspension force control of bearingless permanent magnet synchronous motor [ C ] // Proceedings of 24th Chinese Control and Decision (CCDC), 2012: 3004-3008.

收稿日期: 2017 -06 -13