

含转子不平衡的磁轴承建模与同频电流抑制*

缪存孝¹, 徐向波², 刘 强³

(1. 北京科技大学机械工程学院 北京, 100191) (2. 北京林业大学工学院 北京, 100191)

(3. 北京石油化工学院机械工程学院 北京, 102617)

摘要 为实现含转子不平衡的磁轴承系统动力学建模与同频电流抑制, 分析了同频电流、力和力矩的产生机理, 即转子不平衡(含静不平衡和动不平衡)经控制器、功放系统、感应电动势在磁轴承线圈中引起同频电流, 进而与电流刚度和位移刚度相互作用产生力和力矩, 完成了径向 4 自由度全主动磁轴承系统的建模。对该模型进行了数学求解和验证, 提出了一种基于相移通用陷波反馈控制的同频电流抑制方法, 可有效抑制控制器、功放系统和感应电动势产生的同频电流。仿真和实验验证了该方法的有效性, 与传统的控制器串联陷波器方法相比, 基于相移通用陷波反馈控制的同频电流抑制方法还可减少感应电动势引起的同频电流, 同频电流进一步衰减了 8.8 dB。

关键词 磁轴承; 转子不平衡; 建模分析; 同频电流抑制; 通用陷波反馈

中图分类号 TP273; V448; TH133

引 言

转子不平衡是指由于加工和材料的非理想特性引起的转子几何轴和惯性轴的不一致^[1]。尽管可通过动平衡的方法对其进行抑制, 但残余的转子不平衡引起的振动在高速旋转的情况下不可忽略^[2]。若采用机械轴承支承, 转子高速旋转时产生的剧烈同频振动将通过机械轴承刚性传递至基座, 引起机器产生振动和噪声, 是旋转机械的主要故障源之一^[3]。磁轴承(active magnetic bearing, 简称 AMB)由于具有无接触、高转速、弹性支承等优点, 在高速机械中得到了广泛应用^[4-6]。尤其磁轴承所具有的主动控制能力, 使其可以仅通过改进软件控制算法, 就可实现对转子不平衡引起的同频响应进行灵活而有效的控制^[7]。

转子不平衡随转子同频转动^[8], 在磁轴承系统中引起 3 种同频响应: 同频位移、同频电流和同频力(力矩)。因此, 从抑制的对象来看, 不平衡抑制方法可分为 3 类: 抑制同频位移法、抑制同频电流法和抑制同频力(力矩)法。抑制同频位移法采用磁力(力矩)提供转子绕几何轴旋转所需要的向心力(力矩),

适用于高速机床钻头等需要高定位精度的场合^[9]。然而, 抑制同频位移法产生的反作用力(力矩)将传递至设备基座, 尤其当转速很高时, 将会引起设备产生巨大的振动, 降低设备的使用寿命^[10]。抑制同频力(力矩)法使转子绕惯性轴旋转, 由于磁力(力矩)由电磁力(力矩)和永磁力(力矩)组成, 抑制同频力(力矩)法必须使电磁力(力矩)和永磁力(力矩)精确抵消^[11], 控制方法较为复杂, 且控制精度受被控对象和功放系统参数摄动的影响, 不具有结构稳定性^[12]。抑制同频电流法具有结构稳定性, 不需要被控对象和功放系统的精确数学模型, 具有很强的鲁棒性, 算法较为简单且功耗最小, 尤其可通过转速及系统参数准确计算出同频位移和力(力矩), 具有低速绕几何轴旋转、高速绕惯性轴旋转的优点, 广泛应用于磁轴承系统的不平衡振动控制中^[13]。

相比较重复控制^[14]、自适应控制^[10]等先进控制算法, 各种实现形式的陷波器由于易于设计、抑制效果好等优点, 在磁轴承系统的不平衡振动控制中得到了广泛应用^[2, 15-16]。但上述文献仅对位移传感器的输出信号进行滤波使控制器不输出同频控制量, 由于感应电动势的存在, 绕组仍然残留同频电流^[17], 无法实现高精度的同频电流抑制。笔者在文

* 博士后科学基金资助项目(2013M540857); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(BLX2014-2, FRF-TF-14-019A1)

收稿日期: 2014-01-24; 修回日期: 2014-05-27

献[17]的基础上,功放系统的建模考虑了感应电动势,并对磁轴承系统的数学模型求解解析解,与实验结果进行了对比验证。在此基础上,采用一种相移通用陷波反馈控制方法实现了对同频电流的精确抑制。

1 磁轴承系统建模与分析

1.1 磁轴承系统建模

磁轴承系统由径向磁铁、轴向磁铁、位移传感器、功放系统、控制器和磁悬浮转子组成,其结构如图1所示。磁悬浮转子在电机的控制下绕轴向 z 高速旋转,转速为 Ω 。4对径向磁铁和位移传感器(y 方向两对垂直纸面,未显示)对称分布于磁悬浮转子两端 a 和 b ,对应4个通道 ax, bx, ay 和 by 。首先以径向磁铁的中心 O 为坐标原点,定义磁轴承系统的3个位移坐标系:广义坐标系 $(x, \beta, y, -\alpha)$,其中 $x(\alpha), y(\beta)$ 分别为 x, y 方向的平动(转动)位移, $f_x(p_\alpha), f_y(p_\beta)$ 分别为 x, y 方向的磁力(力矩);磁铁坐标系 $(x_{ax}, x_{bx}, x_{ay}, x_{by})$,其中各元素分别对应转子在4个磁铁通道的位移, i_{ax}, i_{bx}, i_{ay} 和 i_{by} 为径向磁铁的绕组电流, f_{ax}, f_{bx}, f_{ay} 和 f_{by} 为径向磁铁的磁力;传感器坐标系 $(s_{ax}, s_{bx}, s_{ay}, s_{by})$,其中各元素分别对应转子在4个传感器通道的位移。 l_m 和 l_s 分别为径向磁铁中心和位移传感器中心到 O 的距离, C_G 和 C_I 分别为磁悬浮转子几何轴和惯性轴的中点。控制器根据位移传感器检测的转子几何轴位移通过计算得到控制电压脉冲,经功放系统放大后输出电

流至磁铁绕组,产生磁力控制转子悬浮。磁悬浮转子几何轴和惯性轴在广义坐标系下的位移可表示为

$$\mathbf{q}_G = [x_G, \beta_G, y_G, -\alpha_G]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{q}_I = [x_I, \beta_I, y_I, -\alpha_I]^T \quad (2)$$

由牛顿第二定律和陀螺技术方程,径向磁轴承系统的动力学模型^[17]可表示为

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}}_I + \mathbf{G}\dot{\mathbf{q}}_I = \mathbf{f} \quad (3)$$

其中: \mathbf{M} 为广义质量阵; \mathbf{G} 为陀螺矩阵, \mathbf{f} 为广义力矢量。

$$\mathbf{M} = \text{diag}(m, J_r, m, J_r)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_z\Omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -J_z\Omega & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f} = [f_x, p_\beta, f_y, -p_\alpha]^T$$

其中: m 为转子的质量; J_r, J_z 分别为转子的赤道和极转动惯量。

\mathbf{f} 可由磁力经坐标变换得到

$$\mathbf{f} = \mathbf{T}_f \mathbf{f}_m \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{T}_f = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ l_m & -l_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & l_m & -l_m \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}_m = [f_{ax}, f_{bx}, f_{ay}, f_{by}]^T$$

由Taylor公式,磁力可近似线性化^[10]为

$$\mathbf{f}_m = k_i \mathbf{i}_m + k_x \mathbf{q}_m \quad (5)$$

其中: k_i 为电流刚度; \mathbf{i}_m 为电流矢量; k_x 为位移刚度; \mathbf{q}_m 为转子几何轴在磁铁坐标系下的位移矢量。

$$\mathbf{i}_m = [i_{ax}, i_{bx}, i_{ay}, i_{by}]^T$$

$$\mathbf{q}_m = [x_{ax}, x_{bx}, x_{ay}, x_{by}]^T$$

由广义坐标系和磁铁坐标系的位移转化关系可知

$$\mathbf{q}_m = \mathbf{T}_f^T \mathbf{q}_G \quad (6)$$

磁悬浮转子的给定悬浮位移为 O , \mathbf{i}_m 可表示为

$$\mathbf{i}_m = \mathbf{G}_w(s) \mathbf{G}_c(s) (0 - \mathbf{q}_s) \quad (7)$$

其中: $\mathbf{G}_w(s)$ 为功放系统的传递函数矩阵; $\mathbf{G}_c(s)$ 为控制器的传递函数矩阵; $\mathbf{q}_s = [s_{ax}, s_{bx}, s_{ay}, s_{by}]^T$ 。

由广义坐标系和传感器坐标系的位移转化关系可知

$$\mathbf{q}_s = \mathbf{T}_s \mathbf{q}_G \quad (8)$$

其中

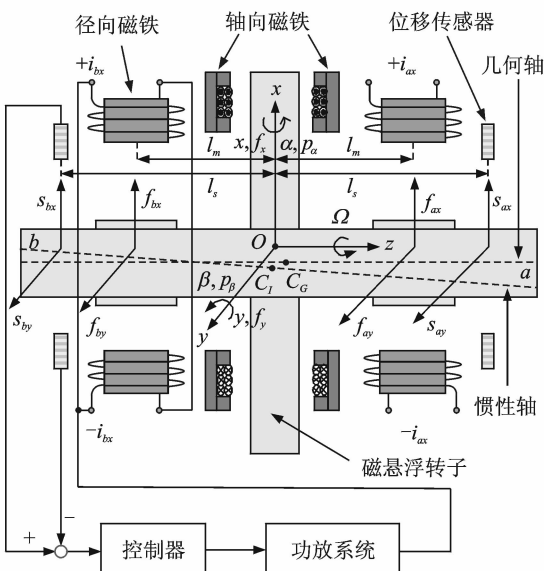


图1 磁轴承系统结构图

Fig.1 Diagram of AMB system

$$\mathbf{T}_s = k_s \begin{bmatrix} 1 & l_s & 0 & 0 \\ 1 & -l_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l_s \\ 0 & 0 & 1 & -l_s \end{bmatrix}$$

其中: k_s 为位移传感器的放大系数。

为方便控制器设计,控制器采用经典比例积分微分控制器,并将控制器设计在广义坐标系下,则

$$\mathbf{G}_c(s) = \mathbf{T}_s \mathbf{G}_s(s) \mathbf{T}_s^{-1} \quad (9)$$

$$\mathbf{G}_s(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} + k_D s \quad (10)$$

其中: k_p, k_i 和 k_D 分别为比例、积分和微分系数。

设控制器的输出矢量为 \mathbf{i}_r , 即功放系统的给定矢量,可表示为

$$\mathbf{i}_r(s) = \mathbf{G}_c(s) [-\mathbf{T}_f \mathbf{q}_G(s)] \quad (11)$$

$$\mathbf{i}_r = [i_{rx}, i_{rx}, i_{ry}, i_{ry}]^T \quad (12)$$

其中: i_{rx}, i_{rx}, i_{ry} 和 i_{ry} 为 4 通道的给定电流。

以 ax 通道为例,对功放系统进行建模。功放系统的结构如图 2 所示,由电流环控制器、H 桥逆变器、线圈和电流传感器组成。其中: k_{amp} 为电流环控制器的比例系数; k_{ico} 为反馈增益系数; k_u 为逆变器的电压增益系数; u_{ax} 为线圈的端电压; L 为线圈的电感; R 为线圈的电阻; e_{ax} 为感应电动势; k_e 为电

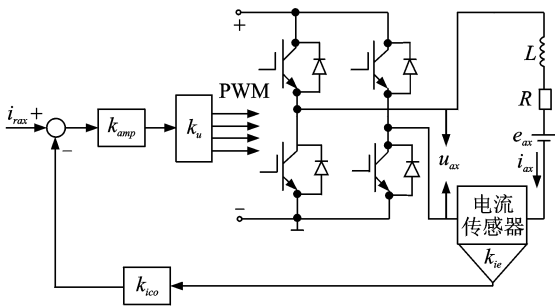


图 2 功放系统结构示意图

Fig. 2 Diagram of the power amplifier system

流传感器的放大系数。则

$$\begin{cases} (i_{rx} - k_{ico} k_e i_{ax}) k_{amp} k_u = u_{ax} \\ u_{ax} = L \frac{di_{ax}}{dt} + R i_{ax} + e_{ax} \\ e_{ax} = k_e \frac{dx_{ax}}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13), \mathbf{i}_m 可表示为

$$\mathbf{i}_m(s) = \mathbf{G}_{w1}(s) \mathbf{i}_r(s) - \mathbf{G}_{w2}(s) \mathbf{q}_m(s) \quad (14)$$

其中

$$\mathbf{G}_{w1}(s) = k_w \frac{\omega_w}{s + \omega_w}$$

$$\mathbf{G}_{w2}(s) = k_v k_w \frac{\omega_w}{s + \omega_w}$$

$$k_w = \frac{k_{amp} k_u}{R + k_{amp} k_u k_{ico} k_e}$$

$$\omega_w = (R + k_{amp} k_u k_{ico} k_e) / L$$

$$k_v = k_i / k_{amp} k_u$$

在广义坐标系下定义转子不平衡为

$$\Delta \mathbf{q} = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta \beta \\ \Delta y \\ -\Delta \alpha \end{bmatrix} = \mathbf{q}_I - \mathbf{q}_G = \begin{bmatrix} \epsilon \cos(\Omega t + \chi) \\ \sigma \sin(\Omega t + \delta) \\ \epsilon \sin(\Omega t + \chi) \\ -\sigma \cos(\Omega t + \delta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中: ϵ 和 χ 为转子静不平衡的幅值和初始相位; σ 和 δ 为转子动不平衡的幅值和初始相位。

综合式(1)~式(15),可得磁轴承系统的组成框图,如图 3 所示,其动力学方程可表示为

$$(\mathbf{M}s^2 + \mathbf{G}s) [\mathbf{q}_G(s) + \Delta \mathbf{q}(s)] = k_x \mathbf{T}_f \mathbf{q}_G(s) - k_i [\mathbf{G}_{w1}(s) \mathbf{T}_f \mathbf{G}_s(s) + \mathbf{G}_{w2}(s) \mathbf{T}_f] \mathbf{q}_G(s) \quad (16)$$

其中

$$\mathbf{T}_f s = \mathbf{T}_f \mathbf{T}_s = \text{diag}[2k_s, 2k_s l_m l_s, 2k_s, 2k_s l_m l_s]$$

$$\mathbf{T}_f^T = \mathbf{T}_f^T \mathbf{T}_f^T = \text{diag}[2, 2l_m^2, 2, 2l_m^2]$$

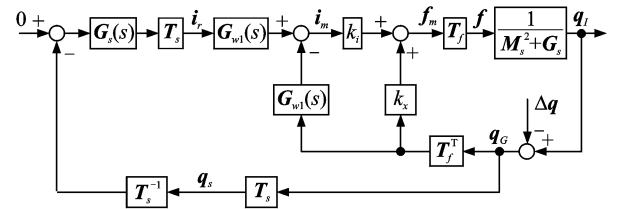


图 3 磁轴承系统组成框图

Fig. 3 Schematic diagram of AMB system

1.2 磁轴承系统模型验证

为验证磁轴承动力学模型的有效性,对式(16)进行求解,并令

$$\begin{cases} r_I = x_I + y_I j \\ o_I = \alpha_I + \beta_I j \end{cases} \quad (17)$$

将径向 4 自由度动力学方程(16)转化为平动和转动两个复数方程

$$\begin{aligned} m \ddot{r}_G - m \epsilon \Omega^2 e^{j(\Omega + \chi)} &= 2k_x r_G - \\ 2k_{ixs} \frac{\omega_w}{s + \omega_w} \left[k_p r_G + \left(k_D + \frac{k_v}{k_s} \right) \dot{r}_G + k_I \int r_G dt \right] & \quad (18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} J_z \ddot{o}_G - J_z \Omega \dot{o}_G j - (J_r - J_z) \sigma \Omega^2 e^{j(\Omega + \delta)} &= 2k_x l_m^2 o_G - \\ 2l_m l_s \frac{k_{ixs} \omega_w}{s + \omega_w} \left[k_p o_G + \left(k_D + \frac{k_v l_m}{k_s l_s} \right) \dot{o}_G + k_I \int o_G dt \right] & \quad (19) \end{aligned}$$

其中: $k_{ixs} = k_i k_w k_s$ 。

令 $r_G = r_A e^{j(\Omega + \chi_A)}$, $o_G = o_A e^{j(\Omega + \delta_A)}$, 求解式(18) 和式(19)可得

$$r_A = \frac{m\epsilon\Omega^2 \sqrt{\omega_w^2 + \Omega^2}}{\sqrt{(2k_{iws}\omega_w k_P - m\omega_w\Omega^2 - 2k_x\omega_w)^2 + \left[2k_{iws}\omega_w \left(k_D + \frac{k_v}{k_s}\right)\Omega - \frac{1}{\Omega}2k_{iws}\omega_w k_I - m\Omega^3 - 2k_x\Omega\right]^2}} \quad (20)$$

$$\chi_A = \chi + \arctan \frac{\Omega}{\omega_w} - \arctan \frac{2k_{iws}\omega_w \left(k_D + \frac{k_v}{k_s}\right)\Omega - \frac{1}{\Omega}2k_{iws}\omega_w k_I - m\Omega^3 - 2k_x\Omega}{2k_{iws}\omega_w k_P - m\omega_w\Omega^2 - 2k_x\omega_w}$$

$$o_A = \frac{\sqrt{(J_r\omega_w\sigma\Omega^2 - J_z\Omega^2\omega_w\sigma)^2 + (J_r\sigma\Omega^3 - J_z\sigma\Omega^3)^2}}{\sqrt{\left[(J_z - J_r)\omega_w\Omega^2 + 2\omega_w l_m (l_s k_{iws} k_P - k_x l_m)\right]^2 + \left\{2l_m l_s k_{iws}\omega_w \left[\left(k_D + \frac{k_v l_m}{k_s l_s}\right)\Omega - k_I \frac{1}{\Omega}\right] - 2\Omega k_x l_m^2 + (J_z - J_r)\Omega^3\right\}^2}}$$

$$\delta_A = \delta + \arctan \frac{(J_r - J_z)\Omega}{(J_r - J_z)\omega_w} - \arctan \frac{2l_m l_s k_{iws}\omega_w \left[\left(k_D + \frac{k_v l_m}{k_s l_s}\right)\Omega - k_I \frac{1}{\Omega}\right] - 2\Omega k_x l_m^2 + (J_z - J_r)\Omega^3}{(J_z - J_r)\omega_w\Omega^2 + 2\omega_w l_m (l_s k_{iws} k_P - k_x l_m)} \quad (21)$$

易于证明

$$\begin{cases} \lim_{\Omega \rightarrow 0} r_A = 0 \\ \lim_{\Omega \rightarrow 0} o_A = 0 \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} \lim_{\Omega \rightarrow \infty} r_A = \epsilon \\ \lim_{\Omega \rightarrow \infty} \chi_A = \pi + \chi \\ \lim_{\Omega \rightarrow \infty} o_A = \sigma \\ \lim_{\Omega \rightarrow \infty} \delta_A = \pi + \delta \end{cases} \quad (23)$$

转子几何轴位移在甚低速时倾向于0,在甚高速时为转子不平衡的负数,即转子惯性轴位移在甚高速时倾向于0。符合磁悬浮转子低速绕几何轴旋转、高速绕惯性轴旋转的常识和实验现象。

位移传感器输出信号可表示为

$$\mathbf{q}_s = \begin{bmatrix} s_{ax} \\ s_{bx} \\ s_{ay} \\ s_{by} \end{bmatrix} = k_s \begin{bmatrix} s_a \cos(\Omega t + \theta_a) \\ s_b \cos(\Omega t + \theta_b) \\ s_a \cos(\Omega t - \frac{\pi}{2} + \theta_a) \\ s_b \cos(\Omega t - \frac{\pi}{2} + \theta_b) \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中

$$\begin{cases} s_a = \sqrt{2r_A^2 + 2o_A^2 l_s^2 + 2r_A o_A l_s \sin(\delta_A - \chi_A)} \\ \theta_a = \arctan \frac{r_A \cos\chi_A + o_A l_s \sin\delta_A}{-r_A \sin\chi_A + o_A l_s \cos\delta_A} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} s_b = \sqrt{2r_A^2 + 2o_A^2 l_s^2 - 2r_A o_A l_s \sin(\delta_A - \chi_A)} \\ \theta_b = \arctan \frac{r_A \cos\chi_A - o_A l_s \sin\delta_A}{-r_A \sin\chi_A - o_A l_s \cos\delta_A} \end{cases} \quad (26)$$

由式(25)和式(26)可知: s_{ax} 和 s_{ay} 幅值相等,相位相差 $\pi/2$; s_{bx} 和 s_{by} 幅值相等,相位相差 $\pi/2$ 。示波器所采的位移传感器输出信号波形如图4所示,由于磁悬浮转子逆时针旋转,y通道信号的相位滞后x通道信号 $\pi/2$,式(24)符合实验中位移传感器输

出的实际位移波形。

综上所述,式(16)所表示的磁轴承动力学模型符合磁悬浮转子的动力学常识,且实验验证了该模型的有效性。

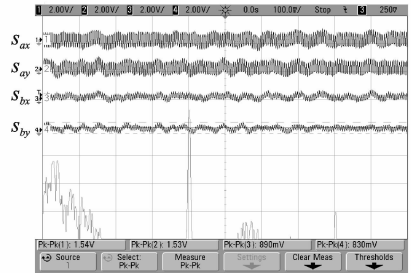


图4 位移传感器输出信号的实采示波器波形

Fig. 4 Oscillograph waveform of the output signals of the displacement sensors

2 磁轴承系统同频电流抑制

由式(18)和式(19)可知,含转子不平衡的磁轴承系统平动方程和转动方程解耦,静不平衡仅存在于平动方程中,动不平衡仅存在于转动方程中,且平动的 x 和 y 两自由度解耦,而由于陀螺效应,转动的 α 和 β 两自由度耦合。绕组电流由控制器和感应电动势共同引起,因此抑制同频电流不能仅仅抑制控制器产生的同频响应。

相比较经典陷波器,通用陷波器的转移矩阵可扩大磁轴承系统的稳定范围^[2]。相移通用陷波反馈模块简化了通用陷波器中转移矩阵的设计,且阻尼系数与陷波频率的相位近似解耦^[18]。笔者采用一种基于相移通用陷波反馈控制的同频电流抑制方法,可有效抑制控制器和感应电动势引起的同频电流。以 x 自由度为例,其控制系统结构如图5所示。

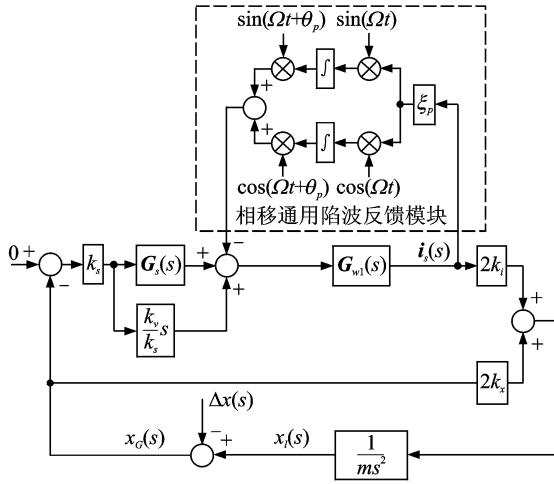


图 5 x 自由度的同频电流抑制系统结构图

Fig. 5 Schematic diagram of the clean synchronous current translation system in the x axis

其中, ξ_p 和 θ_p 分别为相移通用陷波反馈模块的阻尼系数和相移。

广义电流矢量定义为

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_x \\ i_\beta \\ i_y \\ -i_\alpha \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \mathbf{i}_m = \begin{bmatrix} \frac{(i_{ax} + i_{bx})}{2} \\ \frac{(i_{ax} - i_{bx})}{2} \\ \frac{(i_{ay} + i_{by})}{2} \\ \frac{(i_{ay} - i_{by})}{2} \end{bmatrix} \quad (27)$$

由图 5 可求得

$$i_x(s) = C_{ix}(s)\Delta x(s) \quad (28)$$

其中

$$C_{ix}(s) = \frac{ms^2 [k_v s + k_s G_s(s)] G_{w1}(s)}{(ms^2 - 2k_x) [1 + G_{w1}(s)N_f(s)] + 2k_i [k_v s + k_s G_s(s)] G_{w1}(s)}$$

$N_f(s)$ 为相移通用陷波反馈模块的传递函数^[18], 可表示为

$$N_f(s) = \xi_p \frac{s \cos \theta_p - \Omega \sin \theta_p}{s^2 + \Omega^2} \quad (29)$$

易于证明

$$C_{ix}(s) \Big|_{s=j\Omega} = \lim_{s \rightarrow j\Omega} C_{ix}(s) = 0 \quad (30)$$

只要 x 自由度同频电流抑制系统稳定, 理论上即可实现对同频电流的有效抑制。闭环系统的特征

方程为

$$(ms^2 - 2k_x) [1 + G_{w1}(s)N_f(s)] + 2k_i [k_v s + k_s G_s(s)] G_{w1}(s) = 0 \quad (31)$$

采用描点法画 ξ_p 和 θ_p 的根轨迹, 分别见图 6 和图 7。

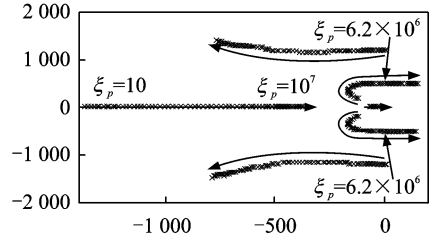


图 6 x 自由度闭环系统的 ξ_p 根轨迹 ($\theta_p = 0.3\pi$)

Fig. 6 Root locus of ξ_p in the x axis ($\theta_p = 0.3\pi$)

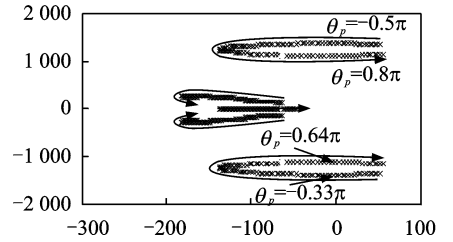


图 7 x 自由度闭环系统的 θ_p 根轨迹 ($\xi_p = 2 \times 10^6$)

Fig. 7 Root locus of θ_p in the x axis ($\xi_p = 2 \times 10^6$)

由图 6 和图 7 可知 ξ_p 和 θ_p 的稳定区间, 可根据极点的阻尼要求, 并结合仿真和实验的时域波形选取合适的值。

为抑制磁轴承系统转动方程的陀螺效应, 提高磁轴承系统在高速状态下的稳定度, 笔者在 PID 控制器的基础上, 采用一种经典的交叉反馈解耦的控制方法^[19]。由于转动的 α 和 β 两自由度耦合, 因此转动子系统需要设计两个相移通用陷波反馈模块, 其结构如图 8 所示。其中, 交叉反馈解耦控制器的传递函数可表示为

$$G_r(s) = \left(k_{rh} \frac{s}{s + \omega_{rh}} - k_{rl} \frac{\omega_{rl}}{s + \omega_{rl}} \right) \Omega \quad (32)$$

其中: k_{rh} 和 ω_{rh} 分别为高通滤波器的增益和截止频率, 实现对陀螺效应中章动的抑制; k_{rl} 和 ω_{rl} 分别为低通滤波器的增益和截止频率, 抑制陀螺效应中的进动。

3 仿真与实验验证

为分析本研究同频电流抑制方法的效果, 采用

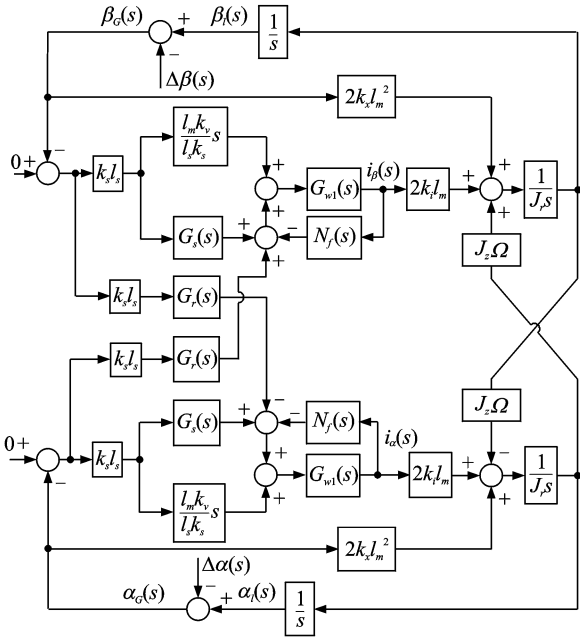


图 8 转动同频电流抑制子系统结构图
Fig. 8 Schematic diagram of the clean synchronous current rotation system

文献[17]的方法进行对比。实验设备和实验条件可参考文献[17],磁悬浮转子以恒速 200 Hz 转动,磁轴承控制系统的采样和控制频率均为 6.67 kHz,采用闭环霍尔电流传感器以实现磁轴承绕组电流的高精度检测。磁轴承的系统参数如表 1 所示。

表 1 磁轴承系统参数

Tab. 1 Parameters of the AMB system

参数名称	大小	参数名称	大小
m/kg	57	$k_s/(\text{V} \cdot \text{m}^{-1})$	1.5×10^7
$J_r/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.62	$J_z/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.82
l_m/m	0.113	l_s/m	0.178
$k_l/(\text{N} \cdot \text{A}^{-1})$	450	$k_x/(\text{N} \cdot \text{m}^{-1})$	2.5×10^6
k_{amp}	0.262 5	k_{ico}	15.2
k_u	0.056	$k_{ic}/(\text{V} \cdot \text{A}^{-1})$	523
$\Omega/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	1 256.6	k_p	5
k_l	40	k_D	0.01
k_n	0.01	k_{rl}	0.001
$\omega_n/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	1 256.6	$\omega_{rl}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	314.2
ϵ/m	5×10^{-6}	χ/rad	$\pi/3$
σ/rad	2.8×10^{-5}	δ/rad	$5\pi/3$
ξ_p	2×10^6	θ_p/rad	0.94

控制器串联陷波器的方法只能抑制控制器的同频输出,滤波器收敛后,感应电动势引起的同频电流

无法有效抑制,如图 9 所示,大约仍有 10% 的残余同频电流。笔者提出的同频电流方法直接对绕组电流进行抑制,理论上可实现对同频电流的有效抑制,如图 10 所示。

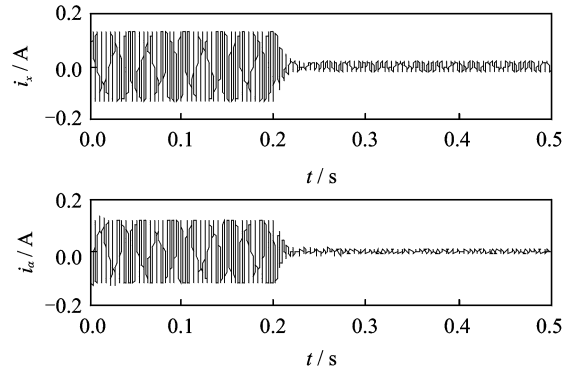


图 9 控制器串联陷波器的电流波形
Fig. 9 Current waveforms of the control system with the controller in series with a notch filter

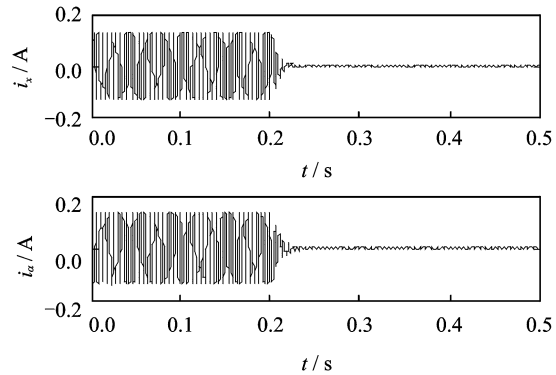


图 10 采用本研究方法的电流波形
Fig. 10 Current waveforms with the proposed method

不采用任何同频电流抑制方法时的绕组电流实测示波器图形如图 11 所示,同频分量约 -21.8 dB。控制器串联陷波器后,同频分量降低至 -37.1 dB,

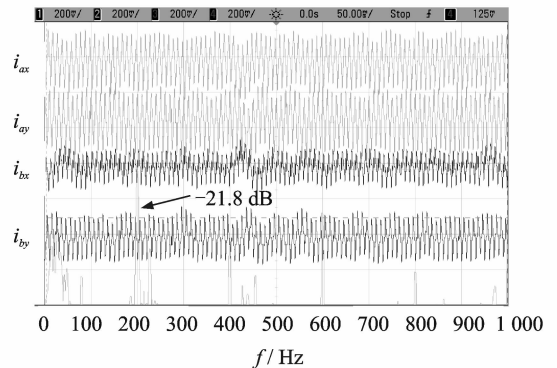


图 11 不采用任何同频电流抑制方法的实测电流波形
Fig. 11 The measured current waveforms without clean current methods

与仿真基本吻合。采用本研究方法后,同频分量降低至 -45.9 dB,在控制器串联陷波器方法的基础上进一步降低了 8.8 dB,体现了本方法的有效性,如图12,13所示。

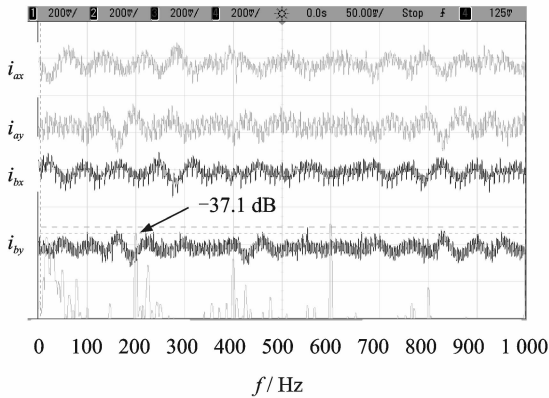


图12 控制器串联陷波器的实测电流波形

Fig. 12 The measured current waveforms with a clean current method of the controller in series with a notch filter

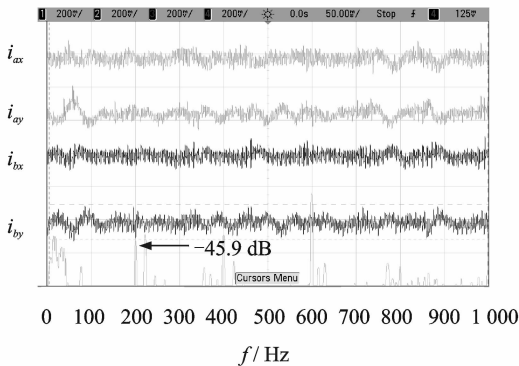


图13 采用本研究方法的实测电流波形

Fig. 13 The measured current waveforms with the proposed method

4 结束语

介绍了含转子不平衡的磁轴承系统建模和同频电流抑制方法。磁轴承模型充分考虑了转子静不平衡、动不平衡、功放系统和感应电动势。同频电流抑制算法易于设计,其中正弦函数可采用查表法提高芯片的运算速度,并通过仿真和实验验证了模型和抑制方法的有效性,可广泛应用于磁轴承系统的其他控制问题。实验中同频电流未能实现完全抑制,主要由于存在传感器谐波噪声、查表的截断误差等影响,下一步可研究多噪声源情况下的电流抑制方法。

参 考 文 献

- [1] Knospe C R, Fedigan S J, Hope R W, et al. A multi-tasking DSP implementation of adaptive magnetic bearing control [J]. IEEE Transactions on Control System Technology, 1997, 5(2): 230-238.
- [2] Herzog R, Bühler P, Gähler C, et al. Unbalance compensation using generalized notch filters in the multivariable feedback of magnetic bearings [J]. IEEE Transactions on Control System Technology, 1996, 4(5): 580-586.
- [3] 张凯, 张小章. 磁轴承不平衡控制技术的研究进展 [J]. 中国机械工程, 2010, 21(8): 897-903.
Zhang Kai, Zhang Xiaozhang. A review of unbalance technology of active magnetic bearings [J]. China Mechanical Engineering, 2010, 21(8): 897-903. (in Chinese)
- [4] Schweitzer G, Maslen E H. Magnetic bearings: theory, design, and application to rotating machinery [M]. Berlin: Springer Verlag, 2009: 31-33.
- [5] 刘强, 房建成, 韩邦成. 磁悬浮飞轮新型锁紧装置的振动测试与分析 [J]. 振动、测试与诊断, 2012, 32(6): 926-930.
Liu Qiang, Fang Jiancheng, Han Bancheng. Vibration test and analysis of novel locking device for magnetic bearing flywheel [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2012, 32(6): 926-930. (in Chinese)
- [6] 李晓牛, 周盛强, 姚志远, 等. 超声电机在磁悬浮飞轮锁紧装置中的应用 [J]. 振动、测试与诊断, 2013, 33(4): 555-559.
Li Xiaoni, Zhou Shenqiang, Yao Zhiyao, et al. Application of ultrasonic motor in locking device for magnetic bearing flywheel [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2013, 33(4): 555-559. (in Chinese)
- [7] Zhou Shiyu, Shi Jianjun. Active balancing and vibration control of rotating machinery: a survey [J]. The Shock and Vibration digest, 2001, 33(4): 361-371.
- [8] 王彤宇, 姜会林, 贾宏光, 等. 电磁轴承系统实现平稳过渡共振区的一种新方法 [J]. 兵工学报, 2004, 25(5): 646-648.
Wang Tongyu, Jiang Huilin, Jia Hongguang, et al. A new method for even transferring resonance range in active magnetic bearings [J]. Acta Armamentarii, 2004, 25(5): 646-648. (in Chinese)
- [9] Chiacchiarini H G, Mandolesi P S. Unbalance compensation for active magnetic bearings using ILC [C]//

- Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications. México City, México; IEEE, 2001.
- [10] Lum K Y, Coppola V T, Bernstein D S. Adaptive autocentering control for an active magnetic bearing supporting a rotor with unknown mass imbalance [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1996, 4(5): 587-597.
- [11] 刘彬, 房建成, 刘刚, 等. 磁悬浮飞轮不平衡振动控制方法与试验研究[J]. 机械工程学报, 2010, 46(12): 188-194.
- Liu Bin, Fang Jiancheng, Liu Gang, et al. Unbalance vibration control and experiment research of magnetically suspended flywheels[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(12): 188-194. (in Chinese)
- [12] Mizuno T. Analysis on the fundamental properties of active magnetic bearing control systems by a transfer function approach [J]. JSME International Journal: Series C, 2001, 44(2): 367-373.
- [13] Betschon F, Knospe C R. Reducing magnetic bearing currents via gain scheduled adaptive control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2001, 6(4): 437-443.
- [14] Bi Chao, Wu Dezheng, Jiang Quan, et al. Automatic learning control for unbalance compensation in active magnetic bearings[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(7): 2270-2280.
- [15] Chen Yide, Fuh C C, Tung P C. Application of voice coil motors in active dynamic vibration absorbers[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(3): 1149-1155.
- [16] Shi J, Zmood R, Qin L. Synchronous disturbance attenuation in magnetic bearing systems using adaptive compensating signal[J]. Control Engineering Practice, 2004, 12: 283-290.
- [17] Xu Xiangbo, Fang Jiancheng, Wei Tong. Stability analysis and imbalance compensation for active magnetic bearing with gyroscopic effects[C]//The 8th IEEE International Symposium on Instrumentation and Control Technology. London, UK; IEEE, 2012: 295-300.
- [18] Xu Xiangbo, Fang Jiancheng, Li Haitao, et al. Active suppression of imbalance vibration in the magnetically suspended control moment gyro[J]. Journal of Vibration and Control, DOI: 10.1177/1077546313494955.
- [19] 魏彤, 房建成. 磁悬浮高速转子系统双频 Bode 图稳定性分析方法研究[J]. 航空学报, 2007, 28(3): 641-646.
- Wei Tong, Fang Jiancheng. Stability analysis method of magnetically suspended high-speed rotor based on two-frequency bode diagram[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2007, 28(3): 641-646. (in Chinese)



第一作者简介: 缪存孝, 男, 1981 年 10 月生, 讲师。主要研究方向为磁轴承控制方法、运行器导航、制导与控制。曾发表《Adaptive three-dimensional nonlinear path following method for fix-wing micro aerial vehicle》(《International Journal of Advanced Robotic Systems》2012, Vol. 9) 等论文。

E-mail: miao_cunxiao@163.com