

文章编号 1004-924X(2015)01-0122-10

主被动磁悬浮转子的不平衡振动自适应控制

崔培玲^{1,2}, 盖玉欢^{1,2*}, 房建成, 李海涛^{1,2}

- (1. 北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191;
2. 北京航空航天大学 惯性技术国家级重点实验室, 北京 100191)

摘要:针对主被动磁悬浮控制力矩陀螺转子高速旋转时产生的不平衡振动,提出了基于滑模观测器和陷波器的主被动磁悬浮转子不平衡振动自适应控制方法。该方法采用滑模观测器使同频振动的控制不受磁轴承的刚度参数摄动和磁力耦合的影响,将滑模观测器与陷波器结合,无需区分电流刚度力和位移刚度力,无需设计算法补偿功率放大器的影响,可自适应消除不平衡振动。对该方法进行了仿真和实验验证。仿真结果显示该方法可使同频轴承力大幅减小;实验结果显示,虽然主被动磁悬浮转子的被动轴承不可控,同频振动仍由 0.053 g 减小为 0.012 g,减小了 77%。得到的结果表明,该方法不仅适用于主被动磁悬浮转子,也适用于全主动磁悬浮转子。

关键词:主被动磁悬浮转子;不平衡振动;自适应控制;滑模观测器;陷波器

中图分类号:V448.22;TP273.2 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20152301.0122

Adaptive control for unbalance vibration of active-passive hybrid magnetically suspended rotor

CUI Pei-ling^{1,2}, GE Yu-huan^{1,2*}, FANG Jian-cheng^{1,2}, LI Hai-tao^{1,2}

- (1. School of Instrumentation Science and Optoelectronics Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Science and Technology on Inertial Laboratory, Beihang University, Beijing 100191, China)

* Corresponding author, E-mail: geyuhuanhappy@163.com

Abstract: For the unbalance vibration of an active-passive hybrid magnetically suspended rotor caused by high speed rotation, an adaptive control method based on a sliding mode observer and a notch filter was proposed to improve the pointing accuracy and stability of attitude control for a spacecraft. The sliding mode observer was adapted to eliminate the effects of rigidity parameter perturbation and magnetic force coupling of the magnetic bearing on the synchronous vibrations and the sliding mode observer combining with the notch filter was used to eliminate adaptively the unbalance vibration of the rotor and to ensure the method without distinguishing the displacement stiffness force and the current stiffness force, and also not need to design an algorithm to compensate the influences caused by a power amplifier. The simulation and experiments were performed. Simulation results demonstrate that this method reduces the synchronous bearing force significantly; Experiment results demonstrate that this method reduces the synchronous vibrations from 0.053 g to 0.012 g, reduced by

收稿日期:2014-05-29;修订日期:2014-07-17.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61121003,61203112)

77% even if the passive magnetic bearings cannot be controlled. Moreover, the method is not only suitable for the active-passive hybrid magnetically suspended rotors but also for the all-active magnetically suspended rotors.

Key words: active-passive hybrid magnetically suspended rotor; unbalance vibration; adaptive control; sliding mode observer; notch filter

1 引 言

控制力矩陀螺 (Control Moment Gyro, CMG) 是航天器姿态控制的关键执行机构^[1-2]。磁悬浮 CMG 的高速转子由磁悬浮轴承支承, 具有无摩擦、长寿命及主动可控等特点^[3-5], 较机械轴承支承的 CMG 更具优势。根据支承转子的磁轴承不同, 磁悬浮 CMG 可分为全主动磁悬浮 CMG 和主被动磁悬浮 CMG。

近三十年来, 国内外学者针对磁轴承的不平衡振动控制提出了一系列方法^[6-19]。主要分为两类, 一类是直接去除同频量的方法, 另一类是通过估计不平衡量或惯性轴位置来改变控制量的方法。直接去除同频量的方法主要有广义陷波器法^[6-7]、LMS (Least Mean Square) 算法^[8]、迭代搜索法^[9], 但这些文献仅消除了电流中的同频量。文献^[10-11]采用陷波器结合前馈补偿的方法, 同时消除了电流和位移中的同频量。但在位移刚度力前馈补偿时并未考虑功率放大器的影响, 导致补偿不准确, 不能完全消除不平衡振动。文献^[12]在位移刚度力的前馈补偿中采用功率放大器的逆模型补偿功率放大器的影响, 但是需要离线测得功率放大器的模型。文献^[13-14]虽在前馈补偿中考虑了功率放大器的影响, 但需另外设计算法解决功率放大器参数摄动问题, 导致不平衡振动控制方法较繁琐。考虑主被动磁悬浮 CMG 的被动磁轴承在主动通道存在强耦合磁力^[15], 以及磁轴承系统的参数摄动、功率放大器的幅值衰减和相位滞后等因素, 该方法并不适用。

通过解算不平衡量或惯性轴位置来改变控制量的不平衡振动控制方法主要有自适应自对中

法^[16-17]、基于观测器的不平衡振动控制方法^[18-19]。文献^[16-17]通过解算不平衡质量, 在线获得惯性轴的位置, 控制转子绕惯性轴旋转, 但未考虑实际系统中存在功率放大器的情况。文献^[18]采用基于模型的观测器对不平衡量进行观测, 但其目的在于提高磁悬浮转子的旋转精度。文献^[19]采用滑模观测器观测不平衡力和力矩, 从而得到磁悬浮转子的惯性轴位置, 将其作为控制器的参考输入使转子绕惯性轴旋转。虽然该方法不受外界参数摄动等因素的影响, 但该方法不能无相差跟踪不平衡信号, 导致该方法精度不高。

本文针对主被动磁悬浮 CMG 的被动磁轴承在主动通道存在的强耦合磁力以及磁轴承刚度参数摄动等问题, 建立了主被动磁悬浮转子系统的模型, 提出了一种基于滑模观测器和陷波器的不平衡振动自适应控制方法, 文中仿真和实验验证了该方法的有效性。

2 主被动磁悬浮转子建模与分析

主被动磁悬浮 CMG 转子系统轴向截面如图 1 所示, 设转子质心所在的中心面为 I , 径向磁轴承定子中心线与面 I 交于点 N 。转子几何轴和惯性轴分别与面 I 交于 O 、 C 两点。该主被动磁悬浮 CMG 采用 3 自由度吸力型被动磁轴承控制转子的径向两扭转自由度和轴向平动自由度。转子轴向上下侧分别安装一对被动磁轴承, 其内环分别固定在底座和陀螺房上, 外环都固定在陀螺转子上。当被动磁轴承内外两环在任何一个自由度上有相对位移时, 磁环之间均会产生相互作用力或力矩。对于不平衡振动的控制, 只需考虑其在径向 2 平动自由度上产生的径向力。

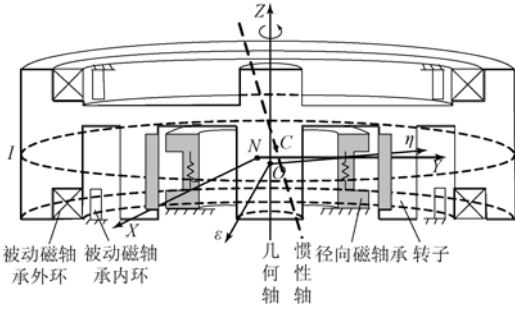


图 1 主被动磁悬浮转子系统轴向截面示意图

Fig. 1 Axial sectional schematic of active-passive hybrid magnetically suspended rotor system

在 I 内以 O 为原点建立以转子自转角速度 Ω 转动的旋转坐标系 $O\epsilon\eta$, 如图 2 所示。

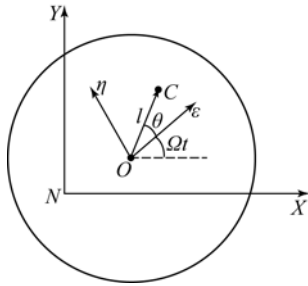


图 2 坐标系示意图

Fig. 2 Coordinate illustration

OC 的长度为 l , OC 与 $O\epsilon$ 坐标轴的夹角为 θ , O、C 在坐标系 NXY 中的坐标分别为 $(x(t), y(t))$ 、 $(x'(t), y'(t))$, 则有:

$$\begin{cases} x'(t) = x(t) + \Theta_x(t) \\ y'(t) = y(t) + \Theta_y(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$\begin{cases} \Theta_x(t) = l\cos(\Omega t + \theta) \\ \Theta_y(t) = l\sin(\Omega t + \theta) \end{cases} \quad (2)$$

令 $F_{pr.x}$ 、 $F_{pr.y}$ 分别表示被动磁轴承在径向平动自由度 X、Y 两通道的耦合磁力, $K_{pr.x}$ 、 $K_{pr.y}$ 分别为被动磁轴承在 X、Y 两通道耦合磁力的位移刚度, 有^[15]:

$$\begin{cases} F_{pr.x} = K_{pr.x}x \\ F_{pr.y} = K_{pr.y}y \end{cases} \quad (3)$$

$F_{pr.x}$ 、 $F_{pr.y}$ 的大小受转子径向扭转的影响。令 α 、 β 分别表示转子绕 X、Y 轴的扭转角度, 按磁荷积分法计算出 X 通道耦合磁力受 α 的影响结果如图 3 所示。由于主被动磁悬浮转子正常工作时的径向平动位移不会超过其径向保护间隙的 1/3, 所以 X 通道的耦合磁力受 α 的影响较小, 可不考虑。图 4 所示为 X 通道耦合磁力受 β 影响的结果, 可以看出, X 通道耦合磁力受 β 的影响较大。同样计算分析可得, Y 通道耦合磁力受 α 的影响也如此。

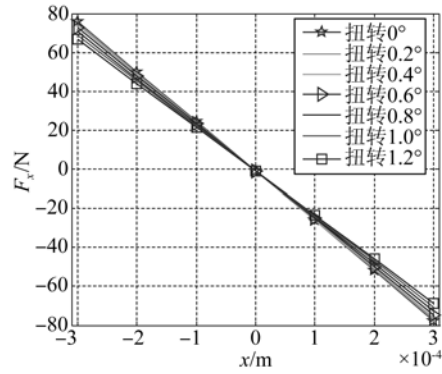


图 3 被动磁轴承 X 通道耦合磁力受 α 的影响
Fig. 3 Effect of coupling magnetic force by α

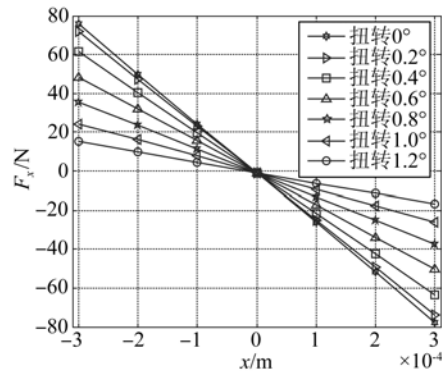


图 4 被动磁轴承 X 通道耦合磁力受 β 的影响
Fig. 4 Effect of coupling magnetic force by β

将 $F_{pr.x}$ 、 $F_{pr.y}$ 的大小受转子径向扭转的影响等效为被动磁轴承在 X、Y 通道的位移刚度 $K_{pr.x}$ 、 $K_{pr.y}$ 受转子径向扭转的影响, 由以上分析将式(3)写为:

$$\begin{cases} F_{pr.x} = K_{pr.x}(\beta)x \\ F_{pr.y} = K_{pr.y}(\alpha)y \end{cases} \quad (4)$$

以 F_x 、 F_y 分别表示 X、Y 通道主动磁轴承力,则 X 通道主动磁轴承力的平方差模型为:

$$F_x = K \left[\frac{(I_0 + i_x)^2}{(S_0 - x)} - \frac{(I_0 - i_x)^2}{(S_0 + x)} \right], \quad (5)$$

其中: $K = N^2 P \mu_0 / 4$ 。 I_0 为永磁偏置磁轴承永磁体的等效偏置电流, S_0 为磁轴承的单边间隙。 N 为线圈匝数, P 为磁极截面积, μ_0 为真空磁导率。

为了便于控制器设计,本文采用文献 [20] 中将式(5)小范围线性化的磁轴承力模型:

$$\begin{cases} F_x = K_h x + K_i i_x \\ F_y = K_h y + K_i i_y \end{cases}, \quad (6)$$

其中: K_h 、 K_i 分别为主动磁轴承的位移刚度和电流刚度, i_x 、 i_y 分别为 X、Y 两通道的磁轴承电流。

令 f_x 、 f_y 分别表示 X、Y 通道的不平衡力, m 为转子质量,有:

$$\begin{cases} f_x = ml\Omega^2 \cos(\Omega t + \theta) \\ f_y = ml\Omega^2 \sin(\Omega t + \theta) \end{cases}. \quad (7)$$

由于主被动磁悬浮转子的一阶弹性固有模态远高于转子的工作频率,可认为磁悬浮转子为刚性转子。针对主被动磁悬浮转子绕几何轴的旋转情况,磁悬浮转子所受的径向力由主动磁轴承力、被动磁轴承径向力及不平衡力三部分组成,则主被动磁悬浮转子含不平衡力的动力学模型为:

$$\begin{cases} m\ddot{x} = F_x + F_{prx} + f_x \\ m\ddot{y} = F_y + F_{pry} + f_y \end{cases}, \quad (8)$$

即:

$$\begin{cases} m\ddot{x} = K_h x + K_i i_x + K_{prx}(\beta) x + ml\Omega^2 \cos(\Omega t + \theta) \\ m\ddot{y} = K_h y + K_i i_y + K_{pry}(\alpha) y + ml\Omega^2 \sin(\Omega t + \theta) \end{cases}. \quad (9)$$

由式(5)分别对电流和位移求偏导可得主被动磁悬浮 CMG 主动磁轴承的电流刚度、位移刚度与位移和电流的关系,分别如图 5、图 6 所示。可见,电流刚度和位移刚度随磁轴承的电流和位移呈现非线性,为了简化系统模型和便于控制器的设计采用了线性化模型,在磁悬浮转子的不平衡振动控制时须考虑该刚度参数的影响。

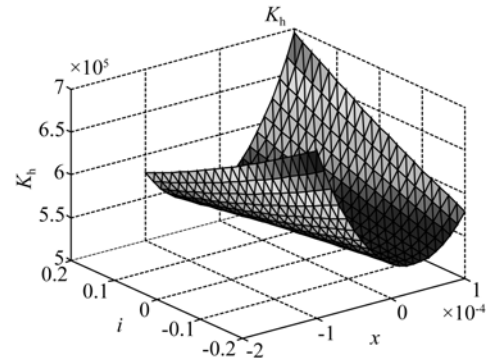


图 5 位移刚度 K_h 与位移和电流的关系

Fig. 5 Relationship of displacement stiffness with displacement and current

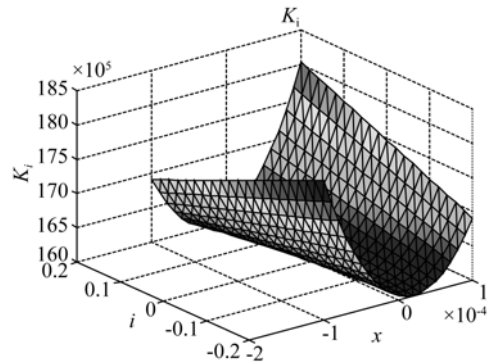


图 6 电流刚度 K_i 与位移和电流的关系

Fig. 6 Relationship of current stiffness with displacement and current

由式(9)可知,被动磁轴承径向位移刚度 $K_{prx}(\beta)$ 、 $K_{pry}(\alpha)$ 随转子扭转角变化,但该变化在实际系统中难以在线测得,在不平衡振动控制时须考虑该因素。

此外,考虑力矩交换装置通常需要长期在轨运行,且一般工作在大温度范围,电压源功率放大器的性能可能会随温度、时间和磁轴承线圈的电感等发生很大变化^[13],难以测量其精确模型。在主被动磁悬浮转子的不平衡振动控制时也需考虑功率放大器的影响。

3 主被动磁悬浮转子不平衡振动自适应控制方法

3.1 总体描述

考虑主被动磁悬浮 CMG 的主动磁轴承电流

刚度、位移刚度的参数摄动,被动磁轴承的径向耦合磁力、以及功率放大器的幅值衰减和相位滞后以及其本身参数摄动的影响,提出了基于滑模观测器

和陷波器的不平衡振动自适应控制方法,实现主被动磁悬浮转子的不平衡振动自适应消除。以 X 通道为例,控制方法如图 7 所示。

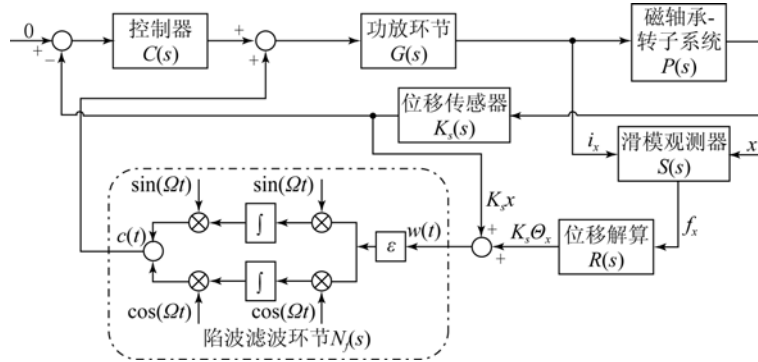


图 7 主被动磁悬浮转子 X 通道不平衡振动自适应控制框图

Fig. 7 Block diagram of unbalance vibration adaptive control for active-passive hybrid magnetically suspended rotor

控制系统由控制器 $C(s)$ 、功放环节 $G(s)$ 、磁轴承-转子系统 $P(s)$ 和位移传感器 $K_s(s)$ 组成,不平衡振动自适应控制部分主要由滑模观测器 $S(s)$,位移解算环节 $R(s)$ 以及陷波滤波环节 $N_f(s)$ 组成,其中,陷波滤波环节的输入为 $w(t)$,输出为 $c(t)$, ϵ 为陷波滤波环节的陷波深度参数。该陷波滤波环节与功放环节、磁轴承-转子系统及位移传感器形成的闭环系统一起可实现同频信号的陷波,即为陷波器。

首先采用滑模观测器对不平衡力进行观测。滑模观测器具有不受参数摄动、模型不确定性影响的特点,在主被动磁悬浮转子被动磁轴承径向磁力刚度参数以及主动磁轴承位移刚度、电流刚度等参数摄动的情况下,仍能较准确地观测出不平衡力。根据不平衡力的观测值进行位移解算,计算转子惯性轴相对于几何轴的位移 Θ_x ,并扩大 K_s 倍,即得到 $K_s \Theta_x$,与 $K_s x$ 相加得到 $K_s x'$,将其作为陷波滤波环节的输入。陷波滤波环节与功放环节、磁轴承-转子系统及位移传感器形成闭环可实现转子几何轴位移 x 自适应逼近反相同频量,使得 x' 趋于 0。并且,本方法将陷波滤波环节的输出叠加于控制器的输出,即将功放环节包含在振动控制算法所在的闭环内,在振动控制算法迭代收敛的过程中便可自适应消除功放环节的影响,无需再针对功放环节另外设计算法,最终实现转子绕惯性轴旋转。

3.2 滑模观测器的设计

定义系统的状态变量为:

$$\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5 \quad x_6]^T = [x \quad y \quad \dot{x} \quad \dot{y} \quad f_x \quad f_y]^T. \quad (10)$$

由式(7)、(9),有:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = x_4 \\ \dot{x}_3 = \frac{(K_h + K_{prx}(\beta))}{m} x_1 + \frac{1}{m} x_5 + \frac{K_i}{m} i_x \\ \dot{x}_4 = \frac{(K_h + K_{pry}(\alpha))}{m} x_2 + \frac{1}{m} x_6 + \frac{K_i}{m} i_y \\ \dot{x}_5 = -\Omega x_6 \\ \dot{x}_6 = \Omega x_5 \end{cases} \quad (11)$$

令 \mathbf{u} 、 \mathbf{z} 分别表示系统的电流输入、位移输出,系统的状态方程可写为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{z} = \mathbf{Cx} \end{cases} \quad (12)$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{(K_h + K_{prx}(\beta))}{m} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{m} & 0 \\ 0 & \frac{(K_h + K_{pry}(\alpha))}{m} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{m} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Omega & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K_i}{m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_i}{m} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{u} = [i_x \quad i_y]^T.$$

因系统的两输出量可直接由位移传感器测量,对系统设计降维观测器。引入非奇异线性变换:

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}\tilde{\mathbf{x}}, \quad (13)$$

其中:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

可将系统变为如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 &= \mathbf{A}_{11}\tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{A}_{12}\tilde{\mathbf{z}} + \mathbf{B}_1\mathbf{u} \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 &= \mathbf{A}_{21}\tilde{\mathbf{x}}_1 \end{aligned}, \quad (14)$$

其中:

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = [x_3 \quad x_4 \quad x_5 \quad x_6]^T, \tilde{\mathbf{x}}_2 = [x_1 \quad x_2]^T,$$

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{m} \\ 0 & 0 & 0 & -\Omega \\ 0 & 0 & \Omega & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{(K_h + K_{pr,x}(\beta))}{m} & 0 \\ 0 & \frac{(K_h + K_{pr,y}(\alpha))}{m} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{K_i}{m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_i}{m} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

变换后系统的滑模观测器为^[21]:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 &= \mathbf{A}_{11}\tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{A}_{12}\tilde{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{B}_1\mathbf{u} + \mathbf{L}_2\mathbf{L}_1\text{sign}(\tilde{\mathbf{x}}_2 - \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_2) \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 &= \mathbf{A}_{21}\tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{L}_1\text{sign}(\tilde{\mathbf{x}}_2 - \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_2) \end{aligned}, \quad (15)$$

其中: $\mathbf{L}_1 \in k\mathbf{I}_{2 \times 2}$, $\mathbf{L}_2 \in R^{4 \times 2}$, $\mathbf{I}_{2 \times 2}$ 为 2×2 的单位阵, k, L_2 为需要选取的参数。令 e_1, e_2 分别表示 $\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2$ 的观测误差,由式(14)和式(15)可得:

$$\dot{e}_1 = \mathbf{A}_{11}e_1 - \mathbf{L}_2\mathbf{L}_1\text{sign}(\tilde{\mathbf{x}}_2 - \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_2), \quad (16)$$

$$\dot{e}_2 = \mathbf{A}_{21}e_1 - \mathbf{L}_1\text{sign}(\tilde{\mathbf{x}}_2 - \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_2). \quad (17)$$

只要 k 值足够大,即可保证在有限时间内 $e_2 = 0, \dot{e}_2 = 0$,此时由式(17)可得:

$$\mathbf{A}_{21}e_1 = \mathbf{L}_1\text{sign}(\tilde{\mathbf{x}}_2 - \hat{\tilde{\mathbf{x}}}_2). \quad (18)$$

将式(18)代入式(16)可得:

$$\dot{e}_1 = (\mathbf{A}_{11} - \mathbf{L}_2\mathbf{A}_{21})e_1. \quad (19)$$

取合适的 L_2 值,使 $\mathbf{A}_{11} - \mathbf{L}_2\mathbf{A}_{21}$ 的特征根都具有负实部,即可保证滑模观测器收敛。

3.3 陷波器的设计

根据滑模观测器得主被动磁悬浮转子的不平衡力观测值 \hat{f}_x, \hat{f}_y ,由 \hat{f}_x, \hat{f}_y 分别代替 f_x, f_y ,即可解算出转子同频不平衡量。当转子几何轴按反相不平衡量运动时,即可实现转子绕惯性轴旋转,消除转子的不平衡振动。

磁悬浮转子质量 m 已知,转子转速可由霍尔传感器实时测得, f_x, f_y 由滑模观测器得到的观测值代替,由式(2)、(7)得到转子的同频不平衡量 $\Theta_x(t), \Theta_y(t)$ 。令式(1)转子惯性轴位移为 0,有:

$$\begin{cases} x(t) + \Theta_x(t) = 0 \\ y(t) + \Theta_y(t) = 0 \end{cases}. \quad (20)$$

当转子的几何轴位移 $x(t)$ 为反相不平衡量时,可使得转子的惯性轴位移为 0。

将解算出的惯性轴相对于几何轴的位移,即不平衡量 Θ_x 扩大 K_s 倍,并与 $K_s x$ 相加得到 $K_s x'$,将其作为陷波滤波环节的输入,由图 7 可得陷波滤波环节的输出为:

$$c(t) = [\sin(\Omega t) \quad \cos(\Omega t)] \begin{bmatrix} \int \sin(\Omega t) w(t) dt \\ \int \cos(\Omega t) w(t) dt \end{bmatrix}. \quad (21)$$

以 X 通道为例:

$$w(t) = K_s(t) [x(t) + \Theta_x(t)] = K_s(t) x'(t). \quad (22)$$

令 N_f 表示该陷波滤波环节的传递函数,有

$$N_f(s) = \frac{c(s)}{w(s)} = \frac{\epsilon s}{s^2 + \Omega^2}. \quad (23)$$

主被动磁悬浮转子不平衡振动自适应控制框图简化为图 8 所示。

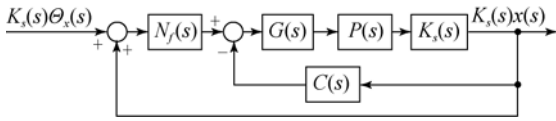


图 8 主被动磁悬浮转子不平衡振动的自适应控制简图
Fig. 8 Simplified adaptive control for unbalance vibration of active-passive hybrid magnetically suspended rotor

可得系统的闭环传递函数:

$$\frac{K_s(s)x(s)}{K_s(s)\Theta(s)} = \frac{G(s)K_s(s)P(s)N_f(s)}{1 + G(s)K_s(s)C(s)P(s) - G(s)P(s)K_s(s)N_f(s)}. \quad (24)$$

将式(23)代入(24),有:

$$\frac{K_s(s)x(s)}{K_s(s)\Theta(s)} = \frac{G(s)K_s(s)P(s)\epsilon s}{(1 + G(s)K_s(s)C(s)P(s))(s^2 + \Omega^2) - G(s)P(s)K_s(s)\epsilon s}. \quad (25)$$

令 $s \rightarrow j\Omega$, 可得:

$$x(s) = -\Theta(s), \quad (26)$$

即:

$$x'(s) = x(s) + \Theta(s) = 0. \quad (27)$$

因此,该闭环系统可实现主被动磁悬浮转子绕惯性轴旋转,自适应消除转子的不平衡振动。

4 仿真研究及实验验证

4.1 仿真研究

由于陷波器影响系统低频的稳定性,为保证强陀螺效应的磁轴承系统稳定,确定可加入算法

的最低频率至关重要。主被动磁悬浮转子不平衡振动自适应控制系统随转子转频从 0~200 Hz 的根轨迹如图 9 所示。虽有一条过虚轴的根轨迹,但其在 55 Hz(3 300 r/min)时进入负平面,在 200 Hz(12 000 r/min)时仍具有负实部。本文研究对象的最高转速为 10 000 r/min,额定转速为 8 000 r/min,且 CMG 工作在固定转速,因此本文的不平衡振动自适应控制方法可行。

此外,陷波器的陷波深度仅与其本身的参数 ϵ 有关,与转子转速无关,所以自适应控制方法只需在系统稳定的前提下,便可自适应消除转子的不平衡振动而不受转子转速的影响。选择在 5 000 r/min 时进行仿真和实验验证。

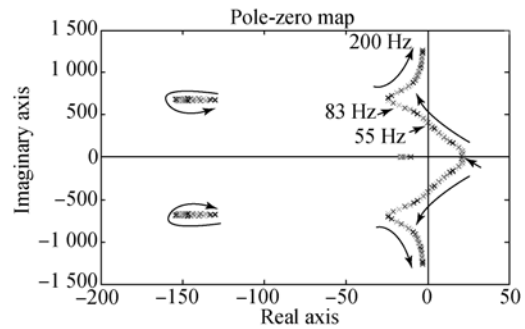


图 9 Ω 的根轨迹

Fig. 9 Root locus of Ω

采用自研的主被动双框架磁悬浮 CMG 样机的参数,如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Parameters for system simulation

系统参数	参数值
转子质量 m/kg	3
主动磁轴承电流刚度 $K_i/(\text{N} \cdot \text{A}^{-1})$	160
主动磁轴承位移刚度 $K_h/(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$	0.54
一对被动磁轴承径向位移刚度 $/(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$	0.38
功率放大器环节直流增益 $k_w/(\text{A} \cdot \text{V}^{-1})$	0.22
位移传感器增益 $K_s/(\text{V} \cdot \text{m}^{-1})$	20 000
转子转速 $/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	5 000

在陷波滤波环节中, 陷波深度参数 ϵ 太大则滤波带较宽, 精度下降, 太小则闭环系统收敛较慢^[20], 这里选取 $\epsilon=20$ 。取理论不平衡力为 50 N, 频率为 83.3 Hz(5 000 r/min)的正弦波, 并取:

$$L_1 = \begin{bmatrix} 0.001 & 0 \\ 0 & 0.001 \end{bmatrix},$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} 200 & 200 & 0 & 25600 \\ -30 & 30 & 0 & -25600 \end{bmatrix}^T.$$

图 10 所示为不平衡力理论值与观测值的对比图, 可以看出, 不平衡力的观测值最终收敛到理论值。

将文献[19]针对全主动磁悬浮 CMG 的不平衡振动控制方法应用于主被动磁悬浮 CMG 的主动通道, 与本文方法进行对比。图 11 给出了两种方法不平衡力控制效果对比。将惯性轴相对于几何轴的位移输入陷波滤波环节, 将陷波滤波环节的输出叠加于控制器的输出, 通过陷波滤波环节自适应消除转子不平衡振动。在 0.05 s 加入不平衡振动控制算法, 从图 11 可以看出, 不平衡力降为 5 N, 并最终可使不平衡振动近乎为 0。

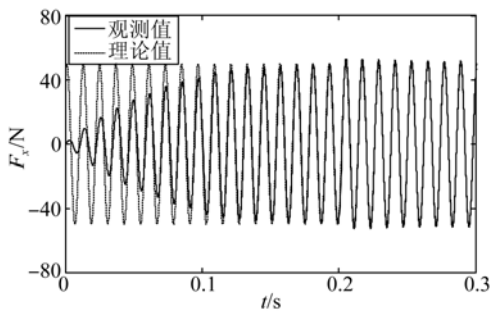


图 10 理论不平衡力与观测不平衡力

Fig. 10 Theoretic and observed unbalance forces

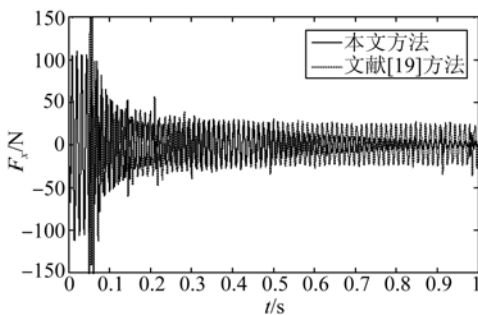


图 11 两种方法不平衡力控制效果对比

Fig. 11 Comparison of unbalance forces of two methods

4.2 实验验证

实验系统如图 12 所示。主动磁轴承采用 DSP+FPGA 为核心的数字控制系统控制。不平衡振动信号采用灵敏度为 992 mV/g 的加速度传感器进行测量, 将加速度计安装在陀螺房上。

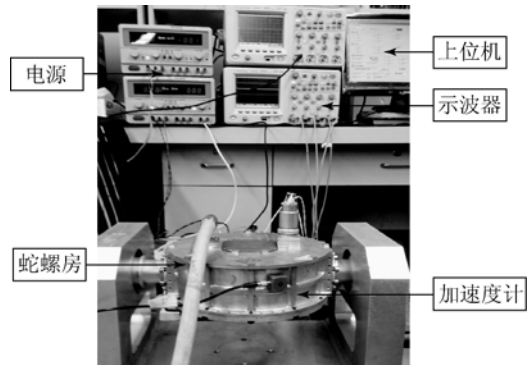
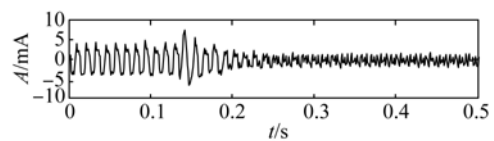


图 12 主被动磁悬浮 CMG 样机陀螺房系统

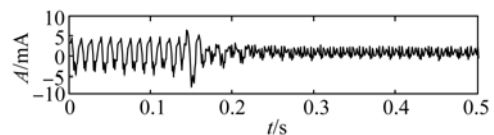
Fig. 12 System used in experiments

在转子 5 000 r/min 时加入的控制算法, 图 13 为加入算法的磁悬浮转子电流变化情况, 可以看出控制系统电流大幅减小, X 通道电流幅值减小为 2.5 mA, Y 通道电流幅值减小为 2 mA。本文的主被动磁悬浮 CMG 仅径向两平动自由度可控, 在采用不平衡振动自适应控制方法后, 振动频谱同频分量仍由 0.053 g 减小为 0.012 g, 消除了 77% 的不平衡振动(图 14(a)、14(b))。



(a) X 通道

(a) Currents in X channel

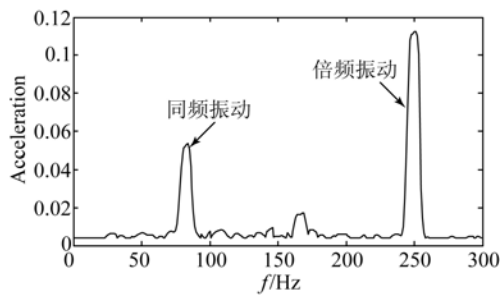


(b) Y 通道

(b) Currents in Y channel

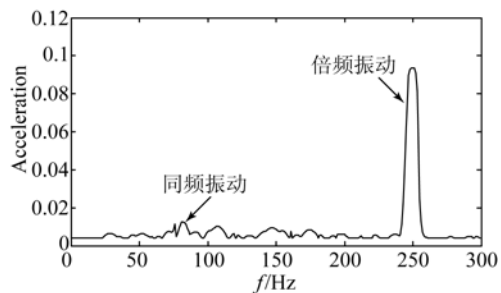
图 13 加入不平衡振动自适应控制算法后的控制电流

Fig. 13 Control currents with unbalance vibration adaptive control



(a) 未采用不平衡振动自适应控制方法

(a) Without adaptive unbalance vibration control



(b) 采用不平衡振动自适应控制方法

(b) With adaptive unbalance vibration control

图 14 采用不平衡振动控制方法前后的振动信号频谱

Fig. 14 Vibration signal spectra with and without adaptive unbalance vibration controls

参考文献:

- [1] 陈雪芹, 耿云海, 王峰, 等. 敏捷小卫星对地凝视姿态跟踪控制 [J]. 光学 精密工程, 2012, 20(5): 1031-1040.
CHEN X Q, GENG Y H, WANG F, *et al.*. Starting imaging attitude tracking control of agile small satellite [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(5): 1031-1040. (in Chinese)
- [2] WEI T, FANG J CH. A feedback linearization control for the nonlinear 5-DOF flywheel suspended by the permanent magnet biased hybrid magnetic bearings [J]. *Acta Astronaut.*, 2012, 79: 131-139.
- [3] 房建成, 陈萌, 李海涛. 磁悬浮控制力矩陀螺框架系统谐波减速器的迟滞建模 [J]. 光学 精密工程, 2014, 22(11): 2950-2958.
FANG J CH, CHEN M, LI H T. Hysteresis modeling for harmonic drive in DGMSCMG gimbal system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(11): 2950-2958. (in Chinese)
- [4] 崔培玲, 潘智平, 李海涛. 基于 α 阶逆系统的两自由度主被动磁悬浮转子解耦控制 [J]. 光学 精密工程, 2014, 22(10): 2747-2756.
CUI P L, PAN ZH P, LI H T. Decoupling control of 2-DOF passive and active hybrid magnetically suspended rotor based on α order inverse system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(10): 2747-2756. (in Chinese)
- [5] JIANG K J, ZHU CH SH, TANG M. A uniform control method for imbalance compensation and automation balancing in active magnetic bearing-rotor systems [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2012, 134: 021006-1-13.
- [6] HERZOG R, BUHLER P, GAHLER C, *et al.*. Unbalance compensation using generalized notch filters in the multivariable feedback of magnetic bearings [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1996, 4(5): 580-586.
- [7] OKUBO E, NAKAMURA K, WAKUI S. Unbalance vibration control for active magnetic bearing using automatic balancing system and peak-of-gain control [C]. 2013 *IEEE International Conference on Mechatronics, Vicenza*, 2013: 105-110.
- [8] 汤亮, 陈义庆. 不平衡振动自适应滤波控制研究 [J]. 宇航学报, 2007, 28(6): 1569-1574.
TANG L, CHENG Y Q. Research on adaptive filter

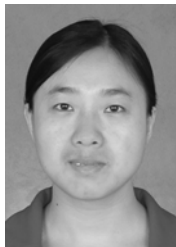
5 结 论

本文提出了基于滑模观测器和陷波器的主被动磁悬浮转子不平衡振动自适应控制方法。不需区分电流刚度力、位移刚度力, 该方法可以实现可控自由度的不平衡振动自适应控制而不受被控对象参数摄动以及被动磁轴承径向磁力的影响, 同时该振动控制算法可自适应消除功放环节的影响, 避免了对功率放大器的补偿而另外设计算法, 最终实现了转子近似绕惯性轴旋转。实验结果表明, 在主被动磁悬浮 CMG 仅径向两平动自由度可控的情况下, 同频振动仍由 0.053g 减小为 0.012g, 减小了 77%, 验证了本方法的有效性。此外, 本方法不仅适用于主被动磁悬浮转子, 也适用于全主动磁悬浮转子。

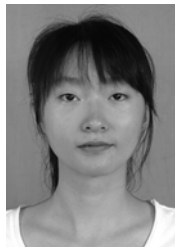
然而, 从本文的实验结果可见磁悬浮转子仍存在残余的不平衡振动, 且倍频振动较突出。这些残余的振动主要来自于被动磁轴承产生的不可控同频振动以及传感器输出误差中的倍频成分。下一步将针对此问题进行研究。

- control of imbalance vibration [J]. *Journal of Astronautics*, 2007, 28(6): 1569-1574. (in Chinese)
- [9] MARKERT R, SKRICKA N, ZHANG X T. Unbalance compensation on flexible rotors by magnetic bearings using transfer functions [C]. *Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings*. Mito, 2002: 417-442.
- [10] 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 B, FANG J CH, LIU G, *et al.*. Unbalance vibration control and experiment research of magnetically suspended flywheels [J]. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2010, 46(12): 188-194. (in Chinese)
- [11] TANG J Q, LIU B, FANG J CH, *et al.*. Suppression of vibration caused by residual unbalance of rotor for magnetically suspended flywheel [J]. *Journal of Vibration and Control*, 2013, 19(13): 1963-1979.
- [12] 魏彤,向岷.磁悬浮高速转子基于位移刚度力超前前馈补偿的高精度自动平衡方法 [J]. *机械工程学报*, 2012, 48(16): 184-191.
WEI T, XIANG M. Autobalancing for magnetically suspended high-speed rotors based on lead feedforward compensation for displacement stiffness force [J]. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2012, 48(16): 184-191. (in Chinese)
- [13] FANG J CH, XU X B, TANG J Q, *et al.*. Adaptive complete suppression of imbalance vibration in AMB systems using gain phase modifier [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2013, 332(24): 6203-6215.
- [14] XU X B, FANG J CH, LI H T, *et al.*. Active suppression of imbalance vibration in the magnetically suspended control moment gyro [J]. *Journal of Vibration and Control*, 2013, DOI: 10.1177/1077546313494955.
- [15] 文通.主被动磁悬浮反作用飞轮永磁偏置混合磁轴承控制方法研究 [D].北京:北京航空航天大学,2012.
WEN T. *Study on control of the permanent magnet biased magnetic bearing used in the active-passive hybrid magnetic suspension reaction flywheel* [D]. Beijing: Beihang University, 2012. (in Chinese)
- [16] 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.
- [17] TANG L, CHEN Y Q. Model development and adaptive imbalance vibration control of magnetic suspended system [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2007, 20: 434-442.
- [18] TUNG P C, TSAI M T, CHEN K Y, *et al.*. Design of model-based unbalance compensator with fuzzy gain tuning mechanism for an active magnetic bearing system [J]. *Expert Systems with Applications*, 2011, 38: 12861-12868.
- [19] 韩邦成,崔华,汤恩琼.基于滑模扰动观测器的磁轴承主动振动控制 [J]. *光学精密工程*, 2012, 20(3): 563-570.
HAN B CH, CUI H, TANG E Q. Vibration suppression of magnetic bearing based on sliding mode disturbance observer [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(3): 563-570. (in Chinese)
- [20] 房建成,孙津济,樊亚洪.磁悬浮惯性动量轮技术 [M].北京:国防工业出版社,2012.
FANG J CH, SUN J J, FAN Y H. *Magnetically Suspended Inertial Momentum Wheel Technology* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012. (in Chinese)
- [21] YI X, MEHRDAD S. Sliding-mode observer for uncertain systems part I: linear systems case [C]. *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, Sydney, 2000: 316-321.

作者简介:



崔培玲(1975—),女,河南巩义人,博士,副教授,硕士生导师,1998年、2001年、2004年于西北工业大学分别获得学士、硕士和博士学位,主要从事磁悬浮转子振动控制方面的研究。E-mail: peilingcui@buaa.edu.cn



盖玉欢(1988—),女,河北石家庄人,硕士研究生,2012年于合肥工业大学获得学士学位,研究方向为磁悬浮控制力矩陀螺转子系统不平衡振动控制。E-mail: geyuanyuanhappy@163.com

(版权所有 未经许可 不得转载)