

文章编号 1004-924X(2012)03-0563-08

## 基于滑模扰动观测器的磁轴承主动振动控制

韩邦成, 崔 华\*, 汤恩琼

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

**摘要:** 由于磁悬浮控制力矩陀螺转子的不平衡振动会造成控制力矩陀螺系统的同频扰动, 影响卫星姿态控制精度与卫星载荷精度, 本文提出了基于滑模变结构扰动观测器的磁轴承主动振动控制方法。首先, 对不平衡扰动力和力矩作用下的磁轴承-转子系统进行建模; 接着, 设计了滑模变结构扰动观测器观测不平衡扰动力和力矩; 然后, 利用跟踪微分器估计位移传感器输出信号的微分获取速度信号, 降低观测器的阶数; 最后, 将滑模扰动观测器的输出引入磁轴承控制器, 对观测得到的同频不平衡扰动力和力矩进行补偿。仿真和试验结果均表明, 设计的滑模变结构扰动观测器实现了对不平衡扰动的观测, 通过控制器有效地实现了对不平衡扰动的补偿, 减少了 72% 的同频振动。

**关键词:** 磁轴承; 振动控制; 扰动观测器; 变结构控制; 微分跟踪器

**中图分类号:** V448.22      **文献标识码:** A      **doi:** 10.3788/OPE.20122003.0563

## Vibration suppression of magnetic bearing based on sliding mode disturbance observer

HAN Bang-cheng, CUI Hua\*, TANG En-qiong

(State Key Laboratory of Inertial Technology, School of Instrument Science and Opto-electronics Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

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

**Abstract:** As rotor imbalance can lead to the synchronous disturbances of Magnetically Suspended Control Moment Gyroscopes (MSCMG), and can reduce the attitude control accuracy and the load accuracy of spacecrafts, A general control strategy based on a sliding mode disturbance observer was proposed to minimize the synchronous vibration caused by unbalance on a rotor. First, a dynamics model of the magnetic bearing-rotor system was set up and the sliding mode observer used for disturbance observation was designed. Then, a Tracking Differentiator (TD) was used to estimate the differential signals from a displacement sensor to obtain the velocity signals and to reduce orders of the observer. Finally, according to the synchronous force estimated by the disturbance observer, a controller was designed to compensate the vibration caused by unbalance of the rotor. Simulation and experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed approach and the vibration has been decreased by 72%.

收稿日期: 2011-08-03; 修订日期: 2011-09-06.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61174134); 国家 973 重点基础研究发展计划资助项目 (No. 2009CB72400103); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (No. YWF-11-02-255)

**Key words:** magnetic bearing; vibration suppression; disturbance observer; variable structure control; tracking-differentiator

## 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<sup>[1]</sup>。CMG 的高速转子支撑方式是影响其振动噪声、寿命和可靠性等性能的重要因素之一。与机械轴承相比,磁轴承具有无机械磨损、无需润滑、电磁力可控等优点<sup>[1-2]</sup>,采用磁轴承支撑高速转子的磁悬浮控制力矩陀螺 (MSCMG) 具有高精度、高稳定性和长寿命的突出优点,是 CMG 研制的重要方向之一。同其它高速旋转机械轴承一样,磁轴承支撑的转子在运转过程中也存在振动问题,最主要的是同频不平衡振动。该振动不仅会通过基座直接传递到航天器引起航天器的同频振动,而且会影响 MSCMG 的系统稳定性进而降低航天器姿态控制精度和寿命<sup>[3-4]</sup>,所以抑制磁轴承转子的同频振动有着重要意义。

近些年许多学者在磁轴承的不平衡振动抑制方面作了很多工作。文献[5]中提出了一种使用偏置电流激励对不平衡量振动进行补偿的方法,但不能适用于所有转速范围。文献[6]中采用的  $H^\infty$  鲁棒控制可以在很大转速范围内对不平衡量进行抑制,但由于控制器阶次较高难于实现。文献[7]与文献[8]分别使用了自动学习控制的方法和自适应陷波器基础上插入 T 矩阵的方法对磁轴承转子不平衡量进行补偿,算法简单,易于实现,但他们都是以衰减控制电流中的同频分量为控制目标,而非抑制转子不平衡振动力。文献[9]提出了双闭环补偿的方法对转子的不平衡量进行补偿,但该方法复杂且仅针对平面转子。北京工业大学黄晓蔚等<sup>[10]</sup>提出了一种功放补偿的方法,该方法通过提取转子位置信号的幅值和相位并在功放输入端加入与提取信号同频同相的电压旋转矢量来抵消转子不平衡的控制量,但控制效果不显著。

MSCMG 磁轴承系统是一个多通道相互耦合的多输入多输出系统,大惯量扁平转子又决定了系统具有强陀螺效应<sup>[2]</sup>,所以要求磁轴承系统具

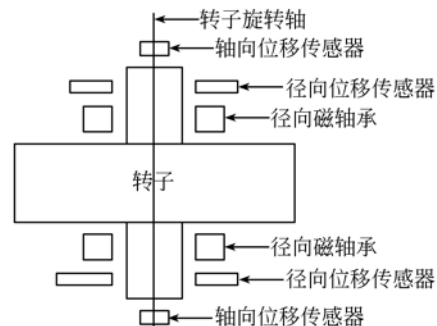
有良好的鲁棒性。在磁轴承系统中实时测量由不平衡量引起的扰动力难度很大,但是可以证明不平衡量引起的扰动力是可观测的。因此设计观测器对不平衡量引起的扰动力进行观测并在控制器中改变转子控制目标位置,使得转子旋转轴更加靠近惯性轴,可以达到降低同频振动的目的。由于滑模变结构观测器具有不随外界参数摄动、系统的不确定模态以及模型不确定性等变化的特征,即鲁棒性,因此适用于磁轴承控制系统对不平衡扰动力的观测<sup>[11]</sup>。非线性跟踪微分器 (TD) 能够合理提取微分信号,且相对于纯微分器具有较强的噪声抑制能力<sup>[12]</sup>。利用非线性跟踪微分器提取位移传感器输出信号的微分,代替实际速度信号,可以降低滑模扰动观测器阶数,减小滑模观测器的设计难度。

本文基于文献[13]中建立的磁轴承-转子系统动力学模型,设计了滑模变结构扰动观测器对转子不平衡引起的扰动力(力矩)进行观测,采用将非线性跟踪微分器的输出替代实际位移信号微分的方法使滑模观测器降阶,在磁轴承控制器中对扰动力(力矩)进行补偿。仿真和试验结果证明了该方法的有效性,实现了对转子的不平衡振动控制。

## 2 磁轴承系统动力学模型

以单框架 5 自由度 MSCMG 样机为建模对象,采用文献[13]中建立坐标系的方法,建立基于磁轴承转子系统坐标系。磁轴承系统转子结构和坐标如图 1 所示。

做如下假设:



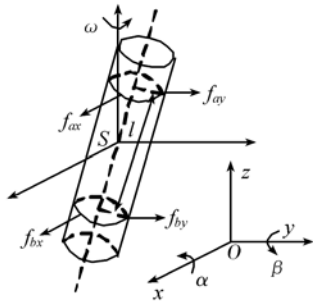


图 1 磁轴承-转子系统及坐标定义

Fig. 1 System of magnetic bearing-rotor and relevant coordinate definition

(1)由于转子的一阶弹性固有振动频率远高于转子的工作频率,因此转子可近似为刚性转子<sup>[1]</sup>; (2)转子轴向对称,绕与转子旋转轴垂直两个方向的  $x$  轴和  $y$  轴的转动惯量相等; (3)小范围线性化,即在平衡位置附近,轴承力-电流特性和轴承力-位移特性的线性化。

在图 1 所示坐标系下转子的运动方程(不考虑轴向运动)为:

$$\begin{cases} m \ddot{x}_S - K_x x_S = K_i (i_{ax} + i_{bx}) + m\omega^2 (\epsilon \cos(\omega t + \xi) + x_S) \\ m \ddot{y}_S - K_x y_S = K_i (i_{ay} + i_{by}) + m\omega^2 (\epsilon \sin(\omega t + \xi) + y_S) \\ J_r \ddot{\alpha} + J_a \omega \dot{\beta} - K_x l^2 \alpha \\ = -K_i (i_{ay} - i_{by}) l + (J_r - J_a) \omega^2 (\tau \cos(\omega t + \varphi) + \alpha) \\ J_r \ddot{\beta} + J_a \omega \dot{\alpha} - K_x l^2 \beta \\ = K_i (i_{ax} - i_{bx}) l + (J_r - J_a) \omega^2 (\tau \sin(\omega t + \varphi) + \beta) \end{cases}, \quad (1)$$

其中:  $m$  为转子质量;  $J_r$  为赤道转动惯量;  $J_a$  为极转动惯量;  $\omega$  为转子旋转角速度;  $l$  为磁轴承间距;  $\epsilon$  为离心率(静不平衡);  $\tau$  为旋转轴与坐标轴夹角;  $\xi, \varphi$  分别为静不平衡和动不平衡的角位置;  $K_x$  为磁轴承的位移刚度;  $K_i$  为磁轴承的电流刚度。

从式(1)中可以看出转子的运动方程可以分解为平动和转动两个解耦的子系统。每个子系统的状态空间表达式具有如下形式:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{x}(t) = [x_1 \quad \dot{x}_1 \quad x_2 \quad \dot{x}_2 \quad \tau_1 \quad \tau_2]^T, \mathbf{u}(t) = [u_1 \quad u_2]^T,$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & -c\omega & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & c\omega & a & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

在平动子系统状态空间表达式中:

$$x_1 = x_S, x_2 = y_S, u_1 = i_{ax} + i_{bx}, u_2 = i_{ay} + i_{by},$$

$$\tau_1 = \omega^2 (\epsilon \cos(\omega t + \xi) + x_S), \tau_2 = \omega^2 (\epsilon \sin(\omega t + \xi) + y_S),$$

$$a = 2K_x/m, b = K_i/m, c = 0.$$

在转动子系统状态空间表达式中:

$$x_1 = \alpha, x_2 = \beta, u_1 = -i_{ax} + i_{bx}, u_2 = i_{ay} - i_{by},$$

$$\tau_1 = \omega^2 (1 - c) (\tau \cos(\omega t + \varphi) + \alpha),$$

$$\tau_2 = \omega^2 (1 - c) (\tau \sin(\omega t + \varphi) + \beta),$$

$$a = K_x l^2 / (2J_r), b = K_x l / (2J_r), c = J_a / J_r.$$

### 3 磁轴承控制器设计

#### 3.1 基于滑模扰动观测器的磁轴承主动振动控制

基于滑模扰动观测器构建如图 2 所示的磁轴承控制系统。观测器的输出通过惯性主轴校正环节得到参考位置的补偿量  $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_S \quad \hat{y}_S \quad \hat{\alpha} \quad \hat{\beta}]^T$ , 参考位置初始值为  $\mathbf{x}_0 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$ , 传感器测得的当前转子位移信号为  $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_S \quad \tilde{y}_S \quad \tilde{\alpha} \quad \tilde{\beta}]^T$ , 磁轴承控制律的输入位移信号为新参考位置与当前转子位移的差值  $\mathbf{x}_0' = \mathbf{x}_0 + \hat{\mathbf{x}} - \tilde{\mathbf{x}}$ , 输出的控制量为  $\mathbf{u} = [u_{ax} \quad u_{ay} \quad u_{bx} \quad u_{by}]^T$ , 功率放大器根据  $\mathbf{u}$  产生相应的控制电流  $i$ , 通过磁轴承产生相应的电磁力, 使得转子围绕惯性轴旋转。对于大惯量、扁平转子, 高转速下的陀螺效应是造成磁轴承系统失稳的主要原因<sup>[14]</sup>, 磁轴承控制律的作用是抑制高转速下的陀螺效应, 保证系统的稳定性。

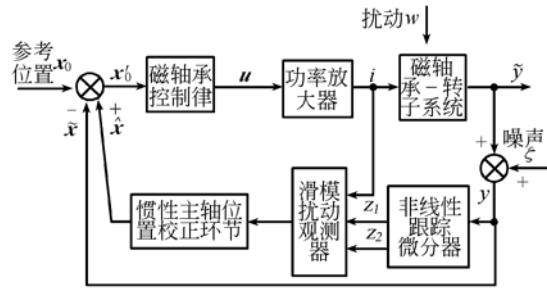


图 2 磁轴承控制系统框图

Fig. 2 Diagram of magnetic bearing control system

#### 3.2 二阶离散跟踪微分器(TD)方程

跟踪微分器的输入为转子位移信号  $y$ , 输出

为位移信号  $y$  的跟踪输出  $z_1$  及其跟踪微分  $z_2$ , 主要功能是: 获取  $z_1$  和  $z_2$ , 利用  $z_1, z_2$  分别替代实际的  $y$  和  $\dot{y}$  (相当于位移信号的微分已知), 降低扰动观测器的维数。

利用“等时区概念”构造出能快速无超调地跟踪输入信号并能给出较好微分信号的二阶离散形式跟踪-微分器<sup>[15]</sup>:

$$\begin{cases} v_1(t+h) = v_1(t) + hv_2(t) \\ v_2(t+h) = v_2(t) + hfst(v_1(t) - y(t), v_2(t), r, h) \end{cases}, \quad (3)$$

其中,  $v(t)$  为输入信号,  $h$  为积分步长,  $r$  为速度因子,  $fst(r_1, r_2, r, h)$  为如下方式定义的非线性函数:

$$d = rh, d_0 = dh, y = v_1 - v + hv_2,$$

$$a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|},$$

$$a = \begin{cases} v_1 + \frac{y}{h}, & |y| < d_0 \\ v_2 + \frac{\text{sgn}(y)(a_0 - d)}{2}, & |y| \geq d_0 \end{cases},$$

$$fst = \begin{cases} -r \frac{a}{d}, & |a| \leq d \\ -r \text{sgn}(a), & |a| > d \end{cases}.$$

### 3.3 滑模扰动观测器设计

由于不平衡量引起的扰动力是可观测的, 因此可以根据实际系统的输入  $u(t)$  和输出  $y(t)$  构建观测器观测扰动  $w(t)$ 。用跟踪微分器的两个输出代替转子位置信号和位置信号的微分, 磁轴承动力学方程中平动和转动两个子系统的动态方程可写为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \\ \mathbf{z}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases}, \quad (4)$$

其中: 矩阵  $\mathbf{A}$  和  $\mathbf{B}$  的定义同式(1)。

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

$$\mathbf{x}(t) = [x_1 \quad \dot{x}_1 \quad x_2 \quad \dot{x}_2 \quad \omega_1 \quad \omega_2]^T,$$

$$\mathbf{z}(t) = [z_1 \quad \dot{z}_1 \quad z_2 \quad \dot{z}_2]^T.$$

根据降维状态观测器理论, 引入非奇异线性变换, 即令

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{T}\mathbf{x}, \quad (5)$$

式中非奇异矩阵

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

系统(4)可变换为如下形式<sup>[16-17]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{w}}}(t) = \mathbf{A}_{11}\hat{\mathbf{w}}(t) + \mathbf{A}_{12}\mathbf{z}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}(t) \\ \dot{\hat{\mathbf{z}}}(t) = \mathbf{A}_{21}\hat{\mathbf{w}}(t) + \mathbf{A}_{22}\hat{\mathbf{z}}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t) \end{cases}, \quad (6)$$

相应的滑模观测器方程形式如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{w}}}(t) = \mathbf{A}_{11}\hat{\mathbf{w}}(t) + \mathbf{A}_{12}\mathbf{z}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}_2\mathbf{L}_1(\mathbf{e}_z) \\ \dot{\hat{\mathbf{z}}}(t) = \mathbf{A}_{21}\hat{\mathbf{w}}(t) + \mathbf{A}_{22}\hat{\mathbf{z}}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}_1(\mathbf{e}_z) \end{cases}, \quad (7)$$

其中:  $\mathbf{e}_z = \mathbf{z}(t) - \hat{\mathbf{z}}(t)$ 。

误差系统动态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_w = \mathbf{A}_{11}\mathbf{e}_w - \mathbf{L}_2\mathbf{L}_1(\mathbf{e}_z) \\ \dot{\mathbf{e}}_z = \mathbf{A}_{21}\mathbf{e}_w + \mathbf{A}_{22}\mathbf{e}_z - \mathbf{L}_1(\mathbf{e}_z) \end{cases}, \quad (8)$$

其中:  $\mathbf{e}_w = \mathbf{w}(t) - \hat{\mathbf{w}}(t)$ 。

当系统产生滑模运动时, 有  $\mathbf{e}_z = \dot{\mathbf{e}}_z = 0$ , 由等价控制原理, 系统在滑模平面上的误差运动方程为:

$$\dot{\mathbf{e}}_w = (\mathbf{A}_{11} - \mathbf{L}_2\mathbf{A}_{21})\mathbf{e}_w. \quad (9)$$

因为磁轴承系统动态方程满足可观测条件, 因此  $(\mathbf{A}_{11}, \mathbf{A}_{21})$  仍是可观测对, 通过合理选择反馈矩阵  $\mathbf{L}_2$  可以保证  $\mathbf{e}_w \rightarrow 0$ 。

选择如下形式的矩阵可以保证观测器收敛<sup>[16]</sup>:

$$\mathbf{L}_1(\mathbf{e}_z) = \mathbf{H}\mathbf{e}_z + \mathbf{K}\text{sgn}(\mathbf{e}_z),$$

$$\mathbf{L}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 2\omega & 0 & \omega \\ 0 & -\omega & 0 & 2\omega \end{bmatrix},$$

其中:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -c\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c\omega & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{21} & k_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{43} & k_{44} \end{bmatrix},$$

$\omega$  为转子转动角速度,  $c$  的定义同式(1)。

### 3.4 控制律设计

抑制陀螺效应的方法主要有两种: 一种是采用鲁棒控制技术<sup>[18]</sup>; 另一种是采用交叉反馈控制技术<sup>[14]</sup>, 即在分散控制的基础上再附加额外的反馈通道以补偿陀螺效应。与前者相比, 交叉反馈控制要更为简单直接。本文采用交叉反馈控制律

作为磁轴承控制律,如图 3 所示。

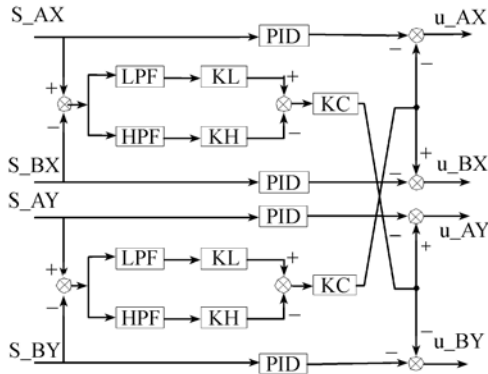


图 3 磁轴承交叉反馈控制

Fig. 3 Magnetic bearing system with cross feedback control

控制律中使用的是基于分散 PID 控制的交叉反馈控制算法,LPF 与 HPF 分别为低通滤波器和高通滤波器,分散 PID 传递函数为:

$$G(s) = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_f s + 1} \right],$$

交叉反馈系数  $KC = c \times \omega_0$ 。

### 3.5 惯性主轴位置校正环节设计

本文提出的补偿方法基于自动平衡控制方法,控制转子绕惯性轴旋转,从而减小不平衡质量引起的扰动力。

观测器观测到的平动扰动:

$$\begin{bmatrix} \hat{w}_{p1} \\ \hat{w}_{p2} \end{bmatrix} = \omega^2 \left\{ \epsilon \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \xi) \\ \sin(\omega t + \xi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_s \\ y_s \end{bmatrix} \right\}, \quad (10)$$

观测器观测到的转动扰动:

$$\begin{bmatrix} \hat{w}_{z1} \\ \hat{w}_{z2} \end{bmatrix} = \omega^2 (1 - c) \left\{ \tau \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) \\ \sin(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \right\}. \quad (11)$$

为了减小扰动,变控制目标位置为:

$$\hat{x} = [\hat{x}_s \quad \hat{y}_s \quad \hat{\alpha} \quad \hat{\beta}]^T$$

使得平动扰动和转动扰动为最小:

$$\begin{bmatrix} \hat{w}_{p1} \\ \hat{w}_{p2} \end{bmatrix} = \omega^2 \left\{ \epsilon \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \xi) \\ \sin(\omega t + \xi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{x}_s \\ \hat{y}_s \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{w}_{z1} \\ \hat{w}_{z2} \end{bmatrix} = \omega^2 (1 - c) \left\{ \tau \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi) \\ \sin(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\alpha} \\ \hat{\beta} \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

由式(10)~(13)得出参考位置补偿量为:

$$\hat{x} = [x_s \quad y_s \quad \alpha \quad \beta]^T - \frac{1}{\omega^2} \begin{bmatrix} w_{p1} & w_{p2} & \frac{w_{z1}}{1-c} & \frac{w_{z2}}{1-c} \end{bmatrix}^T$$

## 4 仿真分析

为了验证本文所提出控制方法的有效性,在 MATLAB 的 Simulink 环境下,建立了磁轴承-转子系统的仿真模型。系统仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数  
Tab. 1 Parameters for system simulation

磁轴承-转子系统参数	数值
转子质量 $m/\text{kg}$	3.2
转子赤道转动惯量 $J_r/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	$4.444 \times 10^{-3}$
转子极转动惯量 $J_a/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	$6.569 \times 10^{-3}$
径向磁轴承跨距 $l/\text{m}$	0.087
径向传感器跨距 $l_s/\text{m}$	0.131
径向磁轴承电流刚度 $K_i/\text{N/A}$	153
径向磁轴承位移刚度 $K_x/\text{N/m}$	$5.8 \times 10^5$
静不平衡的离心率 $\epsilon/\text{m}$	$1.3 \times 10^{-5}$
动不平衡位置夹角 $\tau/\text{rad}$	$4.6 \times 10^{-5}$
比例系数 $K_p$	$4.4 \times 10^3$
积分系数 $T_i$	37.72
微分系数 $T_d$	32.414
微分系数 $T_f$	$1.0 \times 10^{-4}$
交叉反馈控制参数 $c$	1
功率放大器增益 $K_{amp}$	0.27
低通滤波器放大倍数 $K_L$	0.3
高通滤波器放大倍数 $K_H$	2.4

以上控制参数可以保证  $\omega \in [0, 1884.96]$  范围内稳定。本文在转频为  $\omega = 534 \text{ rad/s}$  时进行仿真,相应的跟踪微分器与滑模观测器参数设置如下:

跟踪微分器参数:  $h = 0.0001, r = 80000$ ,

滑模观测器参数:滑模观测器方程式(7)中的矩阵  $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}$  及  $B_1, B_2$  根据动态方程(4)和非奇异线性变换(5)确定。其它参数设置如下:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 10 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{L}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1068 & 0 & 534 \\ 0 & -534 & 0 & 1068 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -789.34 \\ 0 & 789.34 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{H}_p, \mathbf{H}_z$  分别为平动和转动子系统观测器参数。

将相应的参数值与矩阵带入到 Simulink 建立的磁轴承控制系统的仿真框图中,在 0.05 s 时开始加入惯性主轴校正补偿。仿真结果如图 4~5 所示。

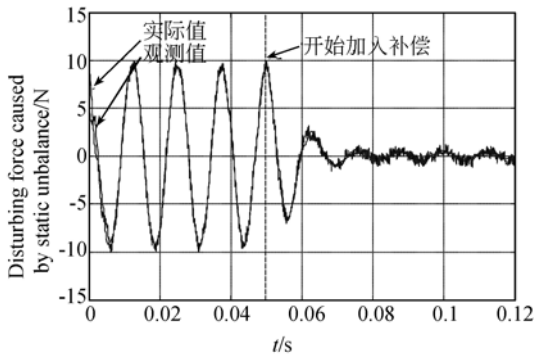


图 4 静不平衡扰动力实际值与观测值补偿前后对比

Fig. 4 Comparison of actual value with observed value before and after compensation for disturbing force

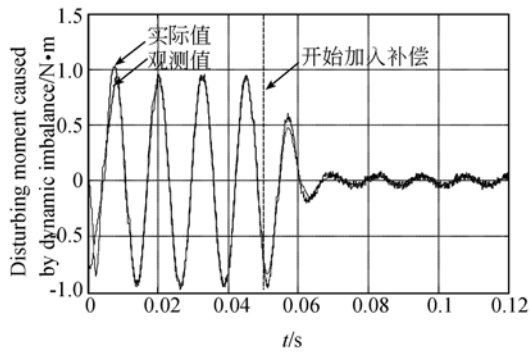


图 5 动不平衡扰动力矩实际值与观测值补偿前后对比

Fig. 5 Comparison of actual value with observed value before and after compensation for disturbing moment

由图 4 和图 5 可知,本文设计的滑模扰动观测器能够保证观测值迅速趋近实际扰动值,而且稳定度较高。滑模观测器的输出在实际值附近抖动变化,由于跟踪微分器的输出中含有高频抖动

分量,该高频分量使滑模观测器的输出抖动加剧,但量值较小。当 0~0.05 s 未加入惯性主轴位置校正补偿时,系统通过交叉反馈控制律对磁轴承转子系统进行控制,不平衡扰动力和力矩跳变量比较大;0.05 s 开始加入惯性主轴位置校正补偿后,将扰动观测器观测得到的扰动力和力矩引入控制器进行补偿,转子旋转轴将靠近转子的惯性轴,静不平衡引起的扰动力峰峰值从 18.36 N 减小到 0.94 N,动不平衡引起的扰动力矩峰峰值从 1.84 N·m 减小到 0.09 N·m,振动抑制效果显著。

## 5 试验验证

为了验证本实现方案对磁悬浮轴承主动振动控制的效果,采用 TMS320C32 + FPGA 数字控制器,以单框架 5 自由度磁悬浮控制力矩陀螺为试验对象,在转子转速 85 Hz 时对径向的 4 个通道进行主动振动控制验证,磁悬浮控制力矩陀螺试验系统如图 6 所示。为了测试对转子所受同频力的抑制效果,采用安装于控制力矩陀螺球形框架上的振动加速度传感器对振动信号进行测量。

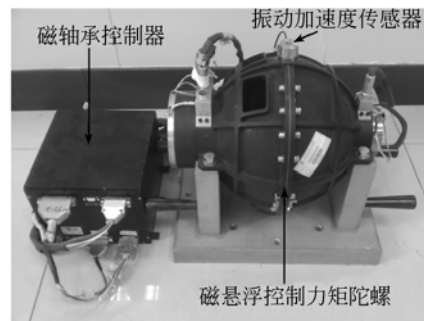


图 6 磁悬浮控制力矩陀螺试验系统

Fig. 6 Experimental system of MSCMG

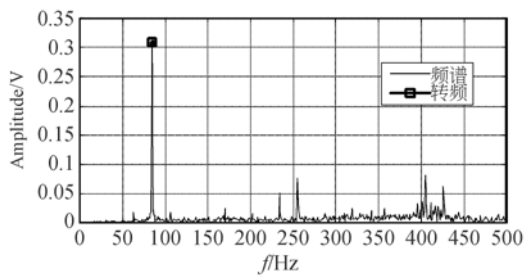


图 7 未采用主动振动控制的振动信号频谱

Fig. 7 Vibration signal without active vibration control

图7和图8分别为本次试验对转子进行振动抑制前后的振动信号频谱对比。加入振动抑制方法之前,振动信号频谱中转频(85 Hz)处有较大的振动分量,达到了0.309 V;采用本方法之后,该振动分量降低至0.088 07 V,与振动抑制之前相比同频分量降低了72%,本方法对轴承力中与转速同频的振动分量的抑制效果显著。

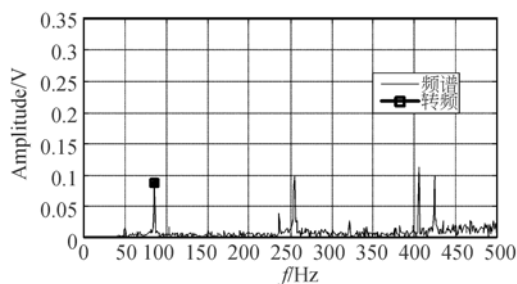


图8 采用主动振动控制的振动信号频谱

Fig.8 Vibration signal with active vibration control

## 参考文献:

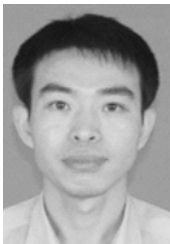
- [1] 韩邦成, 虎刚, 房建成, 等. 磁悬浮控制力矩陀螺高速转子的优化设计[J]. 光学精密工程, 2006, 14(4): 662-666.  
HAN B CH, HU G, FANG J CH, *et al.*. Optimization design of magnetic suspended gyroscope rotor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(4): 662-666. (in Chinese)
- [2] 宋文荣, 陈阳, 宋晓东, 等. 磁悬浮进给机构的磁力耦合[J]. 光学精密工程, 2004, 12(4): 411-414.  
SONG W R, CHEN Y, SONG X D, *et al.*. Magnetic force coupling in maglev feeding mechanism [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2004, 12(4): 411-414. (in Chinese)
- [3] 刘彬, 房建成, 刘刚, 等. 基于TMS320C6713+FPGA数字控制器实现磁悬浮飞轮主动振动控制[J]. 光学精密工程, 2009, 17(1): 151-157.  
LIU B, FANG J CH, LIU G, *et al.*. Implementation of active vibration control for magnetically suspended flywheels based on TMS320C6713B+FPGA digital controller [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(1): 151-157. (in Chinese)
- [4] 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)
- [5] SETIAWAN D, MUKHERJEE R, MASLEN H. Synchronous disturbance compensation in active magnetic bearings using bias current excitation [C]. *Proceedings of the IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Como, Italy, 2001*: 707-712.
- [6] NEZAMABADI R, POSHTAN J, JAHED MOTLAGH M R. Robust control design to imbalance compensation and automatic balancing of magnetic bearings [C]. *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, Mumbai, India, 2006*: 1093-1098.
- [7] BI C, WU D Z, JIANG Q, *et al.*. Automatic learning control for unbalance compensation in active magnetic bearings [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, 41(7): 2270-2280.
- [8] 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.
- [9] LI L, SHINSHI T, LIJIMA C, *et al.*. Compensa-

## 6 结论

本文针对磁轴承-转子系统由于转子不平衡引起的振动问题,设计了滑模变结构扰动观测器对不平衡引起的扰动进行观测并进行惯性主轴位置校正补偿。滑模观测器设计中利用非线性跟踪微分方法提取位移信号的微分,实现了对观测器的进一步降阶。仿真和试验结果表明,滑模扰动观测器实现了扰动力和扰动力矩的准确观测,通过控制器对不平衡扰动进行补偿后有效地减小了72%的同频振动,降低了磁悬浮控制力矩陀螺对航天器的扰动,提高了航天器的姿态控制精度。对航天器高精度姿态控制和长寿命有着重要意义。

- tion of rotor imbalance for precision rotation of a planar magnetic bearing rotor [J]. *Precision Engineering*, 2003, 27: 140-150.
- [10] 黄晓蔚, 唐钟麟. 电磁轴承系统实现自动平衡的一种新方法[J]. *机械工程学报*, 2001, 37(7): 96-99.
- HUANG X W, TANG ZH L. New method for autobalancing with active magnetic bearings [J]. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2001, 37(7): 96-99. (in Chinese)
- [11] CHEN X, KOMADA S, FUKUDA T. Design of a nonlinear disturbance observer [J]. *IEEE Transaction on Industry Electronics*, 2000, 47(2): 429-437.
- [12] HAN J Q. From PID technique to active disturbances rejection control technique [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900-906.
- [13] MIZUNO T, HIGUCHI T. Design of magnetic bearing controllers based on disturbance estimation [C]. *The 2nd International Symposium on Magnetic Bearings, Tokyo, Nissei Eblo*, 1990: 281-288.
- [14] 沈钺, 孙岩桦, 王世琰, 等. 磁悬浮飞轮系统陀螺效应的抑制[J]. *西安交通大学学报*, 2003, 37(11): 1105-1109.
- SHEN Y, SUN Y H, WANG SH H, *et al.*. Reduction of gyroscopic effect of a magnetic bearing-supported flywheel system [J]. *Academic Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2003, 37(11): 1105-1109. (in Chinese)
- [15] 韩京清, 袁露林. 跟踪微分器的离散形式[J]. *系统科学与数学*, 1999, 19(3): 268-273.
- HAN J Q, YUAN L L. The discrete form of tracking-differentiator [J]. *J. Sys. Sci. and Math. Scis.*, 1999, 19(3): 268-273. (in Chinese).
- [16] YI X, MEHRDAD S. Sliding-mode observer for uncertain system part I: linear sytem case [C]. *Proceeding of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sydney*, 2000: 316-321.
- [17] 田宏奇. 滑模控制理论及其应用[M]. 武汉: 武汉出版社, 1995.
- TIAN H Q. *Theory and Application of Sliding-mode control* [M]. Wuhan: Wuhan Press, 1995. (in Chinese)
- [18] SIVRIOGLU S. Gain-scheduled  $H^\infty$  control of active magnetic bearing systems with gyroscopic effect [J]. *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers*, 1997, 63(610): 1940-1947.

#### 作者简介:



韩邦成(1974—),男,辽宁灯塔人,博士,副教授,2004年于中国科学院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,主要从事磁悬浮技术及应用、磁悬浮电机、磁悬浮飞轮及磁悬浮控制力矩陀螺技术等机电一体化技术的研究。E-mail: hanbangcheng@buaa.edu.cn



汤恩琼(1985—),男,河南平顶山人,博士研究生,2008年于华北科技学院获得学士学位,主要研究方向为磁悬浮控制力矩陀螺磁轴承高精度控制。E-mail: tang\_forever@163.com



崔华(1987—),男,辽宁大连人,硕士研究生,2009年于北京林业大学获得学士学位,研究方向为磁悬浮控制力矩陀螺磁轴承-高速转子系统及其控制方法。E-mail: cuihuabjfu@163.com