

文章编号 1004-924X(2015)03-0714-09

主被动磁悬浮高速转子系统的自动平衡控制

刘超^{1,2,3*}, 刘刚^{1,2,3}, 赵光再^{1,2,3}

(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 惯性技术重点实验室, 北京 100191;

3. 北京航空航天大学 新型惯性仪表与导航系统技术国防重点学科实验室, 北京 100191)

摘要:针对主被动磁悬浮转子高速旋转时质量不平衡和被动磁轴承磁中心的偏移导致的同频振动力问题,提出了一种基于位移陷波加前馈补偿的自动平衡控制方法。首先,在转子为零位移控制状态下提取控制电流的同频成分,计算获得与被动磁轴承磁中心偏移相关的参变量;然后,在额定转速下设计通用陷波器以消除同频电流,前馈补偿主动磁轴承、被动磁轴承位移负刚度力和被动磁轴承磁中心偏移力,使主被动磁轴承的同频输出力为零,实现了转子绕惯性中心旋转。对提出的方法进行了仿真和实验验证并与仅补偿质量不平衡的算法进行了对比。仿真结果显示:提出的方法的同频磁轴承力减小到了只进行质量不平衡补偿算法的6%;实验结果显示:同频振动加速度减小到只进行质量不平衡补偿算法的23.3%。仿真和实验验证了该方法的有效性,表明该方法对同频振动抑制效果显著,实现了转子的自动平衡控制。

关键词:主被动磁悬浮转子;磁中心偏移;自动平衡控制;通用陷波器

中图分类号:V448.22;TP273 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20152303.0714

Autobalancing control of high-speed rotor suspended by active-passive hybrid magnetic bearings

LIU Chao^{1,2,3*}, LIU Gang^{1,2,3}, ZHAO Guang-zai^{1,2,3}

(1. School of Instrument Science and Opto-electronics Engineering,
Beihang University, Beijing 100191, China;

2. Science and Technology on Inertial Laboratory, Beihang University, Beijing 100191, China;

3. Fundamental Science on Novel Inertial Instrument & Navigation System Technology Laboratory,
Beihang University, Beijing 100191, China)

* Corresponding author, E-mail: zjhbliu@sina.com

Abstract: As synchronous periodic vibration forces are induced by both uneven distributed mass and magnetic center offset when the active-passive hybrid magnetically suspended rotor rotates at high speed, this paper proposes an autobalancing method to remove the vibration forces. Firstly, the offset parameters of the passive magnetic bearing were calculated from the synchronous periodic control currents extracted in the zero-displacement control condition. Then a general notch filter was designed to inhibit the synchronous current and to obtain the synchronous displacement at the same time. After carrying out the feedforward compensations of active-passive magnetic bearing displacement stiffness

收稿日期:2014-09-25;修订日期:2014-10-28.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61374029)

force and the offset of the passive magnetic center, the synchronous period force component of the active-passive magnetic bearings was removed entirely. The method was verified by simulations and experiments, and compared with an algorithm without passive magnetic center offset compensation. The simulations indicate that the synchronous force has reduced to 6% of the algorithm without passive magnetic center offset compensation. Experimental results indicate that the synchronous vibration acceleration has reduced to 23.3% of that without passive magnetic center offset compensation. Simulation and experiment results demonstrate the effectiveness of the proposed method and show that the method is effective for elimination of synchronous vibration force and realizes the automatic balance control for rotors.

Key words: active-passive magnetically suspended rotor; magnetic center offset; autobalancing control; general notch filter

1 引言

磁悬浮轴承作为一种新型高性能支承结构,具有无接触、不需要润滑等优点,在控制力矩陀螺、姿控飞轮、微框架飞轮、分子泵等精密仪器设备中得到了广泛应用^[1-4]。根据悬浮力是否主动可控,磁悬浮轴承可分为主动磁轴承和被动磁轴承。其中,主动磁轴承磁力可控,控制精度高,但需要一套完整的闭环控制系统,导致其体积大,结构复杂;被动磁轴承结构简单、体积小,不需要闭环控制系统,但悬浮精度比主动磁轴承差。因此,有人提出了在精度要求高对系统稳定性影响大的自由度采用主动磁轴承控制,在精度要求不高的自由度采用被动磁轴承控制的主被动磁轴承结合的支承方式。

目前对于磁悬浮转子系统同频振动控制的研究,主要针对全主动磁轴承转子系统由转子质心(惯性主轴)与几何中心(几何轴)不重合引起的不平衡振动,而对于主被动磁轴承转子系统由被动磁轴承磁中心相对于几何中心的偏移导致的同频振动还鲜有报导。针对转子质量不平衡引起同频振动的问题,主要包括两种解决途径:在线动平衡精确补偿不平衡质量和通过自动平衡控制使转子绕惯性主轴旋转。在线动平衡方法可使几何轴和惯性主轴重合,能够同时实现零位移、零振动力和零电流^[5-7];但其需要额外的相角确定装置和配重平面,应用场合受到一定限制。自动平衡控制可以实现转子绕惯性主轴旋转,不但可以消除转子质量不平衡导致的振动,同时为消除其他原因导致的振动提供了可能^[8]。

为了实现自动平衡控制,国内外学者提出了很多方法。文献[9]采用滑模扰动观测器实现了由质量不平衡导致的同频振动力的观测与补偿;文献[10-11]采用陷波器消除同频控制电流,使旋转轴位于几何轴和惯性主轴之间,降低了不平衡振动力,但位移负刚度力依然存在,没有完全消除不平衡振动力;文献[12]在消除同频电流的同时,开环补偿位移负刚度力,消除了质量不平衡导致的同频振动力。针对功放特性对位移负刚度力补偿精度的影响,文献[13]采用离线测试的方法,求出功放简化逆模型,对功放低通特性进行超前校正,使位移负刚度力补偿更加精确。文献[14-15]采用自适应的方法对功放环节进行补偿校正,进一步提高了位移负刚度力补偿精度。虽然以上方法对转子质量不平衡引起的同频振动力的消除取得了较好的结果,但是对于同时具有转子质量不平衡和磁偏心的主被动磁悬浮转子系统,以上方法的同频振动力消除效果并不理想。

本文针对主被动磁悬浮转子高速旋转时质量不平衡和被动磁轴承磁中心的偏移导致的同频振动力问题,提出了采用位移陷波加前馈补偿的控制方法,在消除转子质量不平衡导致的同频振动力的同时,进一步补偿被动磁轴承磁中心偏移导致的同频振动力,使转子绕惯性中心旋转,来实现转子自动平衡控制。

2 系统动力学建模

图1所示为主被动悬浮转子结构示意图。系统采用被动磁轴承和主动磁轴承结合的支承形

式,实现转子 5 自由度的悬浮。其中被动磁轴承定子永磁环和转子永磁环沿轴向反向充磁,靠两个永磁环之间的相互作用力实现轴向平动和径向扭转 3 个自由度的无源稳定悬浮;主动磁轴承提供径向平动 2 个自由度的控制力。仅考虑主动可控的径向平动 2 个自由度的自动平衡控制问题。被动磁轴承径向磁力的大小与定子永磁环磁中心和转子永磁环磁中心之间的距离成比例,比例系数称为被动磁轴承的径向位移刚度。由于充磁不均匀、机械变形及装配误差等原因,永磁环磁中心与其几何中心存在相对偏移。此外,由于转子质量分布不均匀,转子质心与几何中心也不重合。

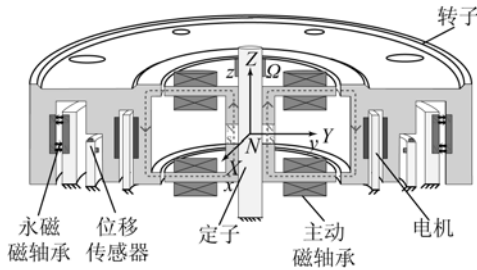


图 1 磁悬浮转子结构示意图

Fig. 1 Framework of magnetic bearing and rotor system

设 N 为主动磁轴承和被动磁轴承定子几何中心, N_1 为被动磁轴承定子永磁环磁中心, O 为转子几何中心, O_1 为被动磁轴承转子永磁环磁中心, C 为转子质心。在定子垂直于 Z 轴的中心面, 建立以 N 为原点的惯性空间坐标系 NXY 和以 O 为原点随转子转动的旋转坐标系 $O\zeta\eta$, 如图 2 所示。定义 OO_1 、 NN_1 和 OC 的长度分别为 a 、 b 和 e , 初始相角分别为 γ 、 θ 和 φ , 转子的转速为 Ω , 逆时针为正。

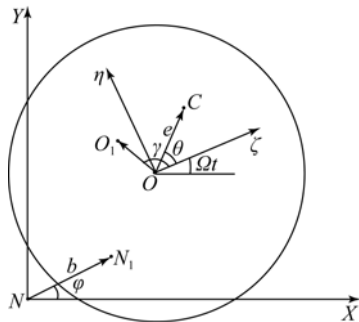


图 2 旋转坐标系与固定坐标系的关系

Fig. 2 Relationship of rotating coordinate and static coordinate

在坐标系 NXY 中, 定义转子几何中心的坐标为 $O(X, Y)$, 则转子质心坐标 $C(x, y)$ 可表示为:

$$\begin{cases} x = X + e \cos(\Omega t + \theta) \\ y = Y + e \sin(\Omega t + \theta) \end{cases} \quad (1)$$

主动磁轴承磁力 $F_{e,x}$ 、 $F_{e,y}$ 可表示为:

$$\begin{cases} F_{e,x} = k_i i_x + k_e X + o(i_x^2, X^2) \\ F_{e,y} = k_i i_y + k_e Y + o(i_y^2, Y^2) \end{cases} \quad (2)$$

其中: k_i 、 k_e 为电流刚度和位移刚度, $o(i_x^2, X^2)$ 、 $o(i_y^2, Y^2)$ 为磁力线性化后的高阶小项部分, 本文将将其忽略。

被动磁轴承定子永磁环磁中心 N_1 和转子永磁环磁中心 O_1 的坐标可分别表示为 $N_1(b \cos \varphi, b \sin \varphi)$, $O_1(X + a \cos(\Omega t + \gamma), Y + a \sin(\Omega t + \gamma))$, 则被动磁轴承径向磁力 $F_{p,x}$ 、 $F_{p,y}$ 可表示为:

$$\begin{cases} F_{p,x} = k_p (X + a \cos(\Omega t + \gamma) - b \cos \varphi) \\ F_{p,y} = k_p (Y + a \sin(\Omega t + \gamma) - b \sin \varphi) \end{cases} \quad (3)$$

其中: k_p 为被动磁轴承的径向位移刚度。

应用牛顿第二定律, 可得系统动力学模型为:

$$\begin{cases} mX'' = F_{e,x} + F_{p,x} + F_{m,x} \\ mY'' = F_{e,y} + F_{p,y} + F_{m,y} \end{cases} \quad (4)$$

其中: m 为转子质量, $F_{m,x}$ 、 $F_{m,y}$ 为不平衡力, 具体为:

$$\begin{cases} F_{m,x} = me\Omega^2 \cos(\Omega t + \theta) \\ F_{m,y} = me\Omega^2 \sin(\Omega t + \theta) \end{cases} \quad (5)$$

被动磁轴承磁力 $F_{p,x}$ 、 $F_{p,y}$ 中 $k_p b \cos(\varphi)$ 和 $k_p b \sin(\varphi)$ 是常量, 不含有同频成分, 可由控制器提供偏置电流抵消。由式(4)可知, 通过消除主动磁轴承磁力 $F_{e,x}$ 、 $F_{e,y}$ 和被动磁轴承磁力 $F_{p,x}$ 、 $F_{p,y}$ 中的同频成分, 就可以消除转子的同频振动, 实现转子的自动平衡。

以 X 通道为例, 磁悬浮转子闭环控制系统如图 3 所示。其中, $C(s)$ 为控制器传递函数, $G_w(s)$ 为功放模型传递函数, $P(s)$ 为控制对象传递函数, k_s 为位移传感器放大倍数。设 $C(s)$ 能保证系统的稳定悬浮, 系统的开环传递函数和灵敏度函数分别为:

$$H(s) = \frac{C(s)G_w(s)k_i P(s)k_s}{1 - P(s)(k_e + k_p)} \quad (6)$$

$$S(s) = \frac{1}{1 + C(s)G_w(s)k_i P(s)k_s - P(s)(k_e + k_p)} \quad (7)$$

由图 3 可知,闭环系统除了转子质量不平衡引入同频量外,还包括磁中心偏移引入的同频量。

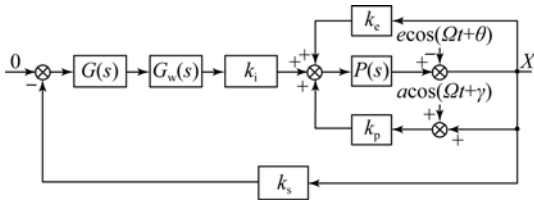


图 3 磁悬浮转子系统框图

Fig. 3 Block diagram of magnetically suspended rotor system

3 自动平衡算法设计

3.1 总体描述

采用位移陷波加前馈补偿的方法,在用陷波器去除同频位移直接反馈的基础上,同时补偿主被动磁轴承位移负刚度力和因被动磁轴承磁中心偏移导致的同频磁力,实现同频振动力完全消除。

令主被动磁轴承输出同频磁力为 0,可得:

$$k_i i(j\Omega) - k_h e\cos(\Omega t + \theta) + k_p a\cos(\Omega t + \gamma) = 0, \quad (8)$$

其中: $k_h = k_e + k_p$ 。可解出需要进行前馈补偿的同频电流,即:

$$i(j\Omega) = \frac{k_h e\cos(\Omega t + \theta)}{k_i} - \frac{k_p}{k_i} (a\cos\gamma\cos(\Omega t) + a\sin\gamma\sin(\Omega t)). \quad (9)$$

同频电流由两部分组成,第一部分为与位移负刚度力补偿相关的量,其中的参变量 $e\cos(\Omega t + \theta)$ 由陷波器提供;第二部分为与磁偏心力补偿相关的量,其中的参变量 $a\cos\gamma$ 和 $a\sin\gamma$ 需要事先进行识别。

图 4 所示为系统的自动平衡控制框图。首先,对系统进行零电流控制,即用同频陷波器 $N(s)$ 对进入控制器 $C(s)$ 的位移反馈信号陷波,滤除控制器 $C(s)$ 对同频位移量的响应;然后,在控制器 $C(s)$ 的输出上加入式(9)所示的同频电流,形成对位移负刚度和磁偏心力的前馈补偿。

控制器的输出与实际电流之间存在功放环节,在前馈补偿量输出之前需要预先乘以功放的逆,进行超前校正。将功放环节近似为一阶低通环节,即:

$$G_w(s) = \frac{k_w}{\tau s + 1}, \quad (10)$$

其中: k_w 为功放环节的直流增益, τ 为功放环节的时间常数,可通过离线测试获得。

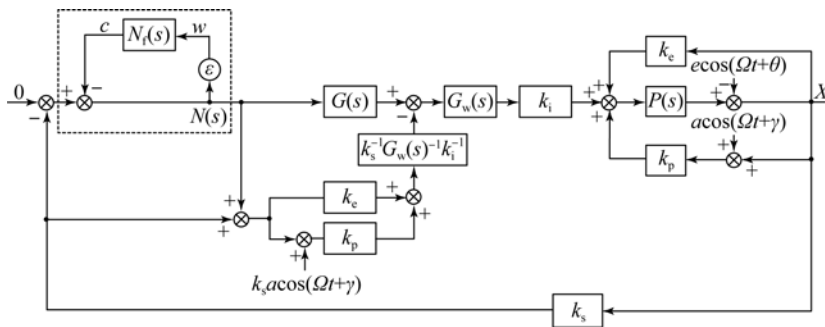


图 4 自动平衡控制框图

Fig. 4 Block diagram of autobalancing control

3.2 磁中心偏移识别算法

对转子进行零位移控制,由式(4)可得:

$$k_i i_x + k_p a\cos(\Omega t + \gamma) + m e \Omega^2 \cos(\Omega t + \theta) = 0. \quad (11)$$

控制电流中含有与转子质量不平衡量和磁中心偏移量相关的同频成分,其中转子质量不平衡量与转速的平方成正比。因此,可以在转速 Ω_1 测得电流同频量后,继续改变到转速 Ω_2 再次测

得电流的同频量,由 2 次得到的电流同频量,解算磁中心偏移的大小和相位。2 次测量得到方程组如式(12)所示,其中测量得到的电流同频量如式(13)所示:

$$\begin{cases} k_i i_1 + k_p a\cos(\Omega_1 t + \gamma) + m e \Omega_1^2 \cos(\Omega_1 t + \theta) = 0 \\ k_i i_2 + k_p a\cos(\Omega_2 t + \gamma) + m e \Omega_2^2 \cos(\Omega_2 t + \theta) = 0 \end{cases}, \quad (12)$$

$$\begin{cases} i_1 = \lambda_1 \cos(\Omega_1 t) - \lambda_2 \sin(\Omega_1 t) \\ i_2 = \lambda_3 \cos(\Omega_2 t) - \lambda_4 \sin(\Omega_2 t) \end{cases}, \quad (13)$$

其中: λ_1, λ_2 表示第一次测得电流同频量中正弦分量幅值和余弦分量幅值; λ_3, λ_4 表示第二次测得电流同频量中正弦分量幅值和余弦分量幅值。

为表示方便, 将上述方程组写为矩阵方程的形式:

$$\mathbf{V} = \mathbf{W}, \quad (14)$$

其中: \mathbf{V}, \mathbf{W} 和 \mathbf{U} 的定义为:

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= [\cos \gamma, \sin \gamma, \cos \theta, \sin \theta]^T, \\ \mathbf{W} &= [-k_i \lambda_1 \quad -k_i \lambda_2 \quad -k_i \lambda_3 \quad -k_i \lambda_4]^T, \\ \mathbf{U} &= \begin{bmatrix} k_p & 0 & m\Omega_1^2 & 0 \\ 0 & k_p & 0 & m\Omega_1^2 \\ k_p & 0 & m\Omega_2^2 & 0 \\ 0 & k_p & 0 & m\Omega_2^2 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

因为矩阵 \mathbf{U} 满秩, 式(14)两边同乘 \mathbf{U}^{-1} 得:

$$\mathbf{V} = \mathbf{U}^{-1} \mathbf{W}, \quad (15)$$

则:

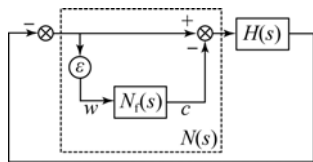
$$\begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_i & \frac{\lambda_3 \Omega_1^2 - \lambda_1 \Omega_2^2}{k_p} \\ k_p & \frac{\Omega_2^2 - \Omega_1^2}{k_p} \\ k_i & \frac{\lambda_4 \Omega_1^2 - \lambda_2 \Omega_2^2}{k_p} \\ k_p & \frac{\Omega_2^2 - \Omega_1^2}{k_p} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

磁中心偏移的大小和相位在振动补偿算法中是以 $\cos \gamma, \sin \gamma$ 的形式出现的, 可以不必进一步解算出 a 和 γ 。

当 $\frac{m\Omega^2 e}{k_p a} \ll 1$ 时, 可以预见 $\lambda_1 \approx \lambda_3, \lambda_2 \approx \lambda_4$, 此

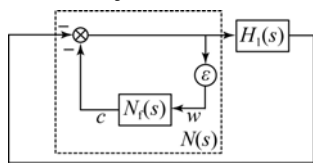
$$c(t) = [\sin(\Omega t) \quad \cos(\Omega t)] \begin{bmatrix} T_R & -T_J \\ T_J & T_R \end{bmatrix} \int \begin{bmatrix} \sin(\Omega t) \omega(t) \\ \cos(\Omega t) \omega(t) \end{bmatrix} dt, \quad (19)$$

其中: T_R, T_J 的选取决定系统稳定性。



(a) 零位移陷波

(a) Zero-displacement notch filter



(b) 零电流陷波

(b) Zero-current notch filter

图 5 陷波器设计框图

Fig. 5 Block diagrams of notch filter design

时可以得到方程(14)的近似解为:

$$\begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -\frac{k_i \lambda_1}{k_p} \\ -\frac{k_i \lambda_2}{k_p} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

对于质量不平衡小, 但磁中心偏移大的磁轴承转子系统, 可以在低速下简化计算。

3.3 通用陷波算法实现

在磁中心偏移识别算法和高速自动平衡算法中用到零位移控制和零电流控制, 常用的实现方法有陷波器法^[12]、LMS 自适应法^[16]和通用陷波器法^[17]等。其中, 通用陷波器法实现简便, 可以通过设置 \mathbf{T} 矩阵保证任意转速下系统的稳定性, 采用通用陷波器的方法来实现。

图 5 所示为应用通用陷波器来实现零位移控制和零电流控制的系统框图, 其中 $H(s)$ 是如图 3 所示的原控制系统的开环传递函数, 已经由式(6)给出; $H_1(s)$ 是如图 4 所示的加入自动平衡控制算法后的系统的“开环传递函数”(不包含陷波器环节), 可表示为:

$$H_1(s) = C(s) G_w(s) k_i P(s) k_s - k_h P(s). \quad (18)$$

通用陷波器 $N(s)$ 由一个选频器 $N_f(s)$ 和陷波深度参数 ϵ 构成。令 $\omega(t)$ 表示选频器的输入, $c(t)$ 表示选频器的输出, 则选频器 N_f 可以表示为:

$$S_1(s) = \frac{-C(s) G_w(s) k_i P(s) k_s}{1 + C(s) G_w(s) k_i P(s) k_s - k_h P(s)}. \quad (20)$$

对于零电流陷波(图 5b), $S_2(s)$ 为:

$$S_2(s) = \frac{1}{1 + C(s) G_w(s) k_i P(s) k_s - k_h P(s)}. \quad (21)$$

可见 $S_1(s)$ 和 $S_2(s)$ 与式(7)所示的原系统灵敏度函数具有相同的极点, 因为未采用陷波器的原控制系统是稳定的, 所以 $S_1(s)$ 和 $S_2(s)$ 都具有负实部特征根。

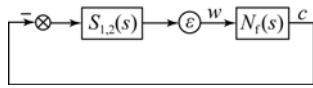


图 6 灵敏度函数与陷波器闭环

Fig 6 Close loop of sensitivity $S(s)$ and notch filter

图 6 所示的系统闭环特征方程为:

$$s^2 + \Omega^2 + j\epsilon\Omega \left[\frac{s}{j\Omega} T_R + jT_j \right] S_{1,2}(s) = 0. \quad (22)$$

当 $\epsilon=0$ 时,有 $s_{1,2} = \pm j\Omega$ 。定义 $T = T_R + jT_j$,对式(22)在 $s=j\Omega, \epsilon=0$ 处求偏导得:

$$\left. \frac{\partial s}{\partial \epsilon} \right|_{\epsilon=0} = -\frac{1}{2} T S_{1,2}(j\Omega). \quad (23)$$

由于系统根轨迹关于 ϵ 是连续的,同时 $S_{1,2}(s)$ 具有负实部特征根,因此,只要 $\text{Re} \left\{ \left. \frac{\partial s}{\partial \epsilon} \right|_{\epsilon=0} \right\} < 0$,则总可以找到一个 $\epsilon > 0$,使系统特征根都有负实部。取 $T = S_{1,2}^{-1}(j\Omega)$,即可保证系统的稳定性。

4 仿真分析

为了验证自动平衡方法的有效性,在 MATLAB 的 Simulink 环境下建模进行仿真分析。仿真采用北京航空航天大学研制的主被动磁悬浮控制力矩陀螺 (Magnetically Suspended Control Moment Gyro, MSCMG) 样机的参数,其主要技术指标如表 1 所示。

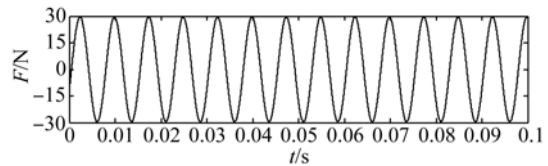
表 1 系统仿真参数

Tab.1 Parameters for system simulation

主被动磁悬浮转子系统参数	数值
转子质量 m/kg	2.146
主动磁轴承电流刚度 $k_i/(\text{N} \cdot \text{A}^{-1})$	167
主动磁轴承位移刚度 $k_e/(\text{N} \cdot \text{m}^{-1})$	5.3×10^5
被动磁轴承位移刚度 $k_p/(\text{N} \cdot \text{m}^{-1})$	3.95×10^5
不平衡离心率 e/m	1.2×10^{-5}
转子磁中心偏移 a/m	1.5×10^{-5}
位移传感器放大倍数 $k_s/(\text{V} \cdot \text{m}^{-1})$	2×10^4
功放环节直流增益 $k_w/(\text{A} \cdot \text{V}^{-1})$	0.272
功放环节时间常数 τ/s	5.4×10^{-5}

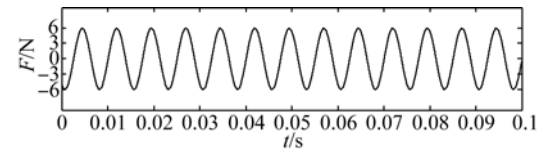
初始相位 θ 和 γ 与计时时刻转子所处的位置有关,设 $\theta=0.5, \gamma=0.8$; 转子分别在 200 Hz 和 300 Hz 处进行零位移控制,提取同频电流系数为: $\lambda_1 = -0.0323, \lambda_2 = -0.0291, \lambda_3 = -0.0399, \lambda_4 = -0.0323$; 解算出磁中心偏移参变量为: $[\text{acos } \gamma, \text{asin } \gamma] = [1.04, 1.08] \times 10^{-5}$ 。

根据磁中心偏移识别算法得到的参数,在转子额定转速 8 000 r/min 时进行自动平衡控制,结果如图 7 所示。未加自动平衡控制算法时,同频轴承力达 30 N(图 7a); 加入仅对转子质量不平衡同频抑制算法后,同频轴承力减小到 6 N(图 7b); 采用同时补偿转子质量不平衡和磁中心偏移算法后,同频轴承力减小到 0.4 N(图 7c),仅为只抑制转子质量不平衡算法的 6%,是未加自动平衡算法的 1.3%,同频振动抑制效果显著。



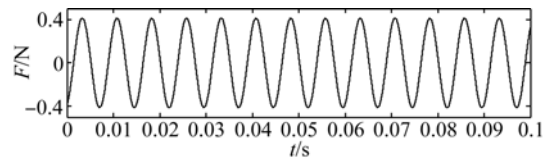
(a) 未进行自动平衡

(a) Without autobalancing control



(b) 仅补偿不平衡力

(b) Only compensation with unbalance force



(c) 不平衡力和磁中心偏移同时补偿

(c) Compensation with unbalance force and magnetic offset

图 7 同频磁轴承力仿真对比

Fig. 7 Simulation comparison of synchronous magnetic force simulation

5 实验验证

实验对象是北京航空航天大学研制的主被动 MSCMG,如图 8 所示。磁轴承控制系统采用

TMS320C6701+FPGA 为核心的数字控制系统, 采样周期为 $150 \mu\text{s}$, 功放 PWM 调制载波频率为 20 kHz 。在转子额定转速 $8\,000 \text{ r/min}$ 下进行实验。为测试对转子同频振动的抑制效果, 采用安装于主被动 MSCMG 陀螺房上的振动加速度传感器对振动信号进行测量。

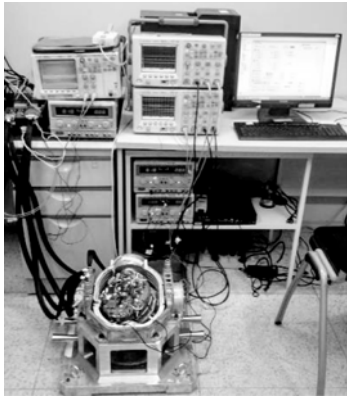
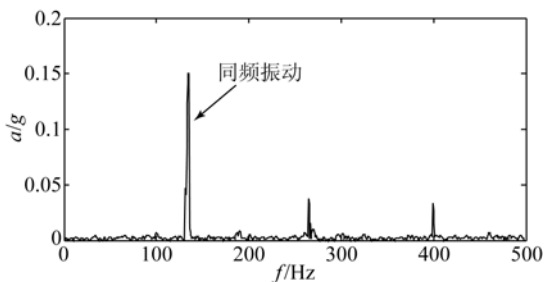
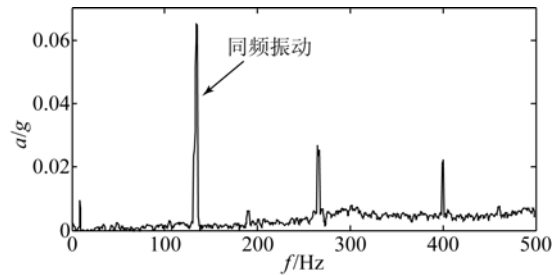


图 8 磁悬浮控制力矩陀螺实验系统
Fig. 8 Experiment system of MSCMG

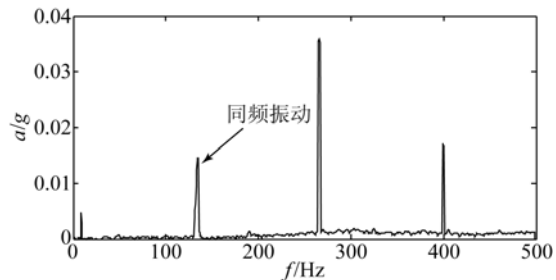
图 9 所示为 3 种情况下的振动加速度信号频谱图。加入自动平衡控制算法前的振动加速度的同频分量达到 0.15 g (图 9a); 仅对转子质量不平衡进行振动补偿时, 振动加速度的同频分量减小到 0.06 g (图 9b); 对转子不平衡和磁中心偏移同时进行振动补偿时, 振动加速度的同频分量进一步降低至 0.014 g (图 9c), 仅为未加自动平衡算法的 9.3% , 为仅对转子质量不平衡补偿控制的 23.3% 。由于实际控制系统中难免存在建模误差、系统噪声及加速度传感器测量噪声, 实验结果与仿真结果的振动抑制效果有所差别, 但是其振动抑制效果的趋势是相同的。对比加入算法前后的实验结果可知, 本方法可以显著降低磁悬浮转子的同频振动, 验证了方法的有效性。



(a) 未进行自动平衡时的频谱图
(a) Spectrum graph without autobalancing control



(b) 仅补偿不平衡力时频谱图
(b) Spectrum graph only compensation with unbalance force



(c) 不平衡力和磁中心偏移同时补偿时频谱图
(c) Spectrum graph with compensations with unbalance force and magnetic center offset

图 9 振动加速度信号频谱图

Fig. 9 Spectrum graphs of vibration acceleration signal

6 结 论

本文针对主被动磁悬浮转子系统由于转子质量不平衡和被动磁轴承磁中心的偏移引起的同频振动问题, 采用位移陷波加前馈补偿的方法对同频振动力全补偿。首先采用通用陷波器实现零位移控制, 并从控制电流同频量中解算出与磁中心偏移相关的参变量。然后在零电流控制的同时, 开环补偿位移负刚度力和磁中心偏移同频力。仿真结果显示, 本文提出的同频振动力全补偿的方法相对于仅补偿质量不平衡, 同频磁轴承力降低为原来的 6% , 相对于未采用自动平衡, 同频磁轴承力降低为原来的 1.3% ; 实验结果显示同频振动加速度降低为不进行自动平衡控制的 9.3% , 为仅补偿质量不平衡的 23.3% 。同频振动抑制效果显著, 降低了对航天器载体的振动影响, 对提高航天器姿态控制精度和实现超静平台具有指导意义。

参考文献:

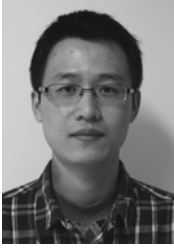
- [1] 刘强,房建成.磁悬浮飞轮用可重复锁紧装置[J].光学精密工程,2012,20(8):1802-1810.
LIU Q, FANG J CH. Repeated clamping locking device for magnetic bearing flywheel [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(8): 1802-1810. (in Chinese)
- [2] FANG J CH, REN Y. Decoupling control of magnetically suspended rotor in control moment gyros based on an inverse system method [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2012, 17(6): 1333-1344.
- [3] 汤继强,韩雪飞,刘强.微框架效应磁悬浮飞轮轮缘优化设计[J].光学精密工程,2012,20(9):1991-1998.
TANG J Q, HAN X F, LIU Q. Optimal design of rotor rim for magnetically suspended flywheel with vernier gimbaling capacity [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(9): 1991-1998. (in Chinese)
- [4] WANG Y G, FANG J CH, ZHENG S Q. Optimal phase compensation control and experimental study of flexible rotor supported by magnetic bearing [C]. *Proceedings of the 8th IEEE International Symposium on Instrumentation and Control Technology, London*, 2012: 314-319.
- [5] 王英广,房建成,郑世强,等.磁悬浮电机的高效高精度在线动平衡[J].光学精密工程,2013,21(11):2884-2892.
WANG Y G, FANG J CH, ZHENG SH Q, et al.. Field balancing of magnetically levitated motor in high-efficiency and high-accuracy [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(11): 2884-2892. (in Chinese)
- [6] CHEN X Q, JIA Y J, CHENG G Z. Research on field balancing of rotor [J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2012, 201(202): 83-86.
- [7] 韩辅君,房建成.磁悬浮飞轮转子系统的现场平衡方法[J].航空学报,2010,31(1):184-190.
HAN F J, FANG J CH. Field balancing method for rotor system of a magnetic suspending flywheel [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2010, 31(1): 184-190. (in Chinese)
- [8] XU X B, FANG J CH, LIU G, et al.. Model development and harmonic current reduction in AMB systems with rotor imbalance and sensor runout [J]. *Journal of Vibration and Control*, 2013, DOI: 10.1177/1077546313513624.
- [9] 韩邦成,崔华,汤恩琼.基于滑膜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)
- [10] 彭晓军,高钟毓,王永樑.磁电轴承中抑制不平衡振动的陷波滤波器设计方法[J].机械工程学报,2006,42(6):120-123.
PENG X J, GAO ZH Y, WANG Y L. Design of notch filter to eliminate unbalance vibration in magnetic and electrostatics bearings [J]. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2006, 42(6): 120-123. (in Chinese)
- [11] LUM K Y, COPPOLA V, BERNSTEIN D. Adaptive autocentering control for an active magnetic bearing supporting a rotor with unknown mass imbalance [J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 1996, 4(5): 587-597.
- [12] 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]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2010, 46(12): 188-194. (in Chinese)
- [13] 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]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2012, 48(16): 184-191. (in Chinese)
- [14] XIANG M, WEI T. Autobalancing of high-speed rotors suspended by magnetic bearings using LMS adaptive feedforward compensation [J]. *Journal of Vibration and Control*, 2014, 20(9): 1428-1436.
- [15] FANG J CH, XU X B. Active vibration control of rotor imbalance in active magnetic bearing systems [J]. *Journal of Vibration and Control*, 2015, 21(4):684-700.
- [16] 高辉,徐龙祥.基于LMS算法的磁悬浮轴承系统振动补偿[J].振动工程学报,2009,22(6):

583-588.

GAO H, XU L X. Real-time vibration compensation for active magnetic bearing systems based on LMS algorithm [J]. *Journal of Vibration Engineering*, 2009, 22(6): 583-588. (in Chinese)

[17] HERZOG R, PHILIPP B, GAHLER C, *et al.*. Unbalance compensation using generalized notch filters in the multivariable feedback of magnetic bearing [J]. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, 1996, 4(5): 580-586.

作者简介:



刘 超(1987—),男,山东德州人,博士研究生,2010年于山东大学获得学士学位,主要从事磁悬浮惯性执行机构磁轴承控制方面的研究。E-mail: zjhbliu@sina.com

导师简介:



刘 刚(1970—),男,山东济南人,博士,教授,博士生导师,1992年、1998年于山东大学分别获得学士、硕士学位,2001年于大连理工大学获得博士学位,主要从事航天器姿态控制和永磁电机设计及控制技术等方面的研究。E-mail: lgang@sina.com

(版权所有 未经许可 不得转载)