

文章编号 1004-924X(2016)04-0764-07

基于复数相移陷波的磁悬浮转子系统自平衡控制

徐向波*, 陈 劭, 张亚楠

(北京林业大学 工学院, 北京 100083)

摘要:为抑制磁悬浮转子系统的不平衡振动力,提出了一种基于复数相移陷波器和前馈控制的自平衡控制算法。介绍了磁悬浮转子的结构和工作原理,给出了含转子不平衡的磁悬浮转子系统动力学模型,分析了不平衡振动力的电气特性。推导了不平衡振动力的抑制条件,指出功率放大器引起的幅值和相位误差是影响不平衡振动抑制效果的主要因素。将磁悬浮转子两自由度平动方程转换为单自由度复数方程,设计了复数相移陷波器,建立数学方程并讨论了中心频率的幅值和相位特性。最后以磁悬浮控制力矩陀螺为测试平台,对提出的控制算法进行了实验验证。结果表明:采用该算法后不平衡振动力减小了94.1%,验证了该算法的有效性。此外本算法还具有动态过程平滑、计算量少等优点。

关键词:磁悬浮转子;转子不平衡;自平衡控制;复数相移陷波器

中图分类号:V448.22;TP273.2 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20162404.0764

Autobalancing control of magnetically suspended motor systems based on plural phase-shift notch filter

XU Xiang-bo*, CHEN Shao, ZHANG Ya-nan

(School of Technology, Beijing Forestry University, Beijing 100083, China)

* Corresponding author, E-mail: xuxiangbo@bjfu.edu.cn

Abstract: To suppress the imbalance force in magnetically suspended rotor systems, an autobalancing control strategy based on a plural phase-shift notch filter and feedforward control method was proposed. The structure and working principle of a suspended rotor system were introduced, and a model of the magnetically suspended rotor system with rotor imbalance was described. The electrical characteristic of the imbalance force was analyzed. Then, the condition to suppress the imbalance force was calculated and the result shows that the suppression errors are mainly caused by the amplitude error and phase error from power amplifiers. By transforming the two degrees-of-freedom translational motions into a single degree-of-freedom plural equation, a plural phase-shift notch filter was proposed. Its math equations were formulated, and the notch features of the amplitude and phase were discussed. Finally, the proposed strategy was tested and verified on a magnetically suspended control moment gyro test platform. The experimental results indicate that the imbalance force has been suppressed by 94.2% with the proposed strategy, which verifies the effectiveness of the proposed control strategy. Moreover, the proposed control strategy is characterized by smooth dynamic processing and

收稿日期:2015-10-11;修订日期:2015-11-20.

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(No. BLX2014-02)

a light computational load.

Key words: magnetically suspended rotor; rotor imbalance; autobalancing control; plural phase-shift notch filter

1 引言

控制力矩陀螺是空间实验室、空间站等大型航天器的主要姿态控制机构^[1]。其内部高速旋转的转子产生的不平衡振动是影响航天器敏感载荷性能的重要因素^[2]。高速转子主要有机械轴承和磁悬浮轴承两种支承方式。若采用机械轴承,高速转子的不平衡振动将直接传递到航天器平台上;而磁轴承具有刚度和阻尼可调、主动振动控制、无需润滑等优点,使得磁悬浮控制力矩陀螺成为超静航天器平台的理想执行机构^[3]。

转子静不平衡表现为转子几何中心和质心不一致。转子高速旋转时会产生与转子同频的振动,具体表现为位移、电流和力等形式。虽然动平衡可有效减小不平衡量^[4],但无法完全消除。针对残余不平衡振动的抑制可分为同频位移抑制和同频力抑制。前者控制转子绕几何中心旋转,可提高定位精度,但高速旋转产生的离心力将引起基座强烈振动;后者控制转子绕质心旋转,既可消除同频力,又可抑制基座振动,称为自平衡控制^[5]。

为实现自平衡控制,文献[6]采用通用陷波器抑制同频电流,可抑制大部分同频力,但由于位移刚度的存在,不平衡振动力无法完全消除。前馈控制可很好地补偿位移刚度引起的不平衡振动力^[7],然而由于功率放大器参数误差和变化,前馈控制电压和实际磁铁线圈电流之间存在较大的幅值误差和相位滞后^[8],实际补偿精度随转速的升高而逐渐变差^[9]。此外,不平衡振动的抑制需要2个平动自由度同时进行,因此常需要设计2套相似的控制算法,增加了程序量和运算时间^[10]。实际上,磁悬浮转子在2个平动方向的参数基本相等,除存在90°的恒定相位差外,幅值 and 变化趋势一致,可采用复数域来简化分析和设计^[11]。

本文针对磁悬浮转子系统的不平衡振动力抑制问题,将2自由度的平动控制系统转换为单自由度的复数方程,提出一种复数域的相移陷波器,

通过设置陷波频率的相位超前角度来补偿功率放大器的相位延迟,使转子绕质心旋转,实现自平衡控制,并通过磁悬浮控制力矩陀螺平台实验验证了控制方法的有效性。

2 磁悬浮转子系统建模与分析

磁轴承系统结构如图1所示,磁悬浮转子系统包含 x 和 y 2个自由度,定子在 x 和 y 方向各有一对差动形式的定子线圈。其中, o 为定子中

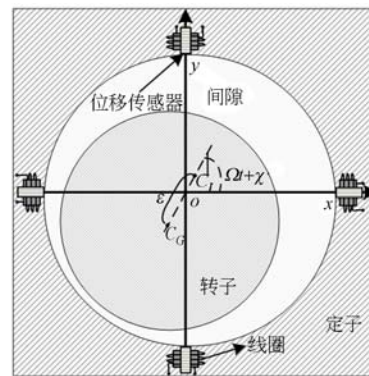


图1 磁轴承系统结构图

Fig. 1 Diagram of magnetic bearing system

心,同时也是坐标系原点; C_1 为转子的质心,且设 C_1 坐标为 (x_1, y_1) ; C_G 为转子的几何中心,且设 C_G 坐标为 (x_G, y_G) ; ϵ 为 C_1 与 C_G 之间的距离。静不平衡为转子质心与几何中心的不一致,其幅值为 ϵ ,初始相角为 χ ,与转子以 Ω 的转速同步旋转,则其可表示为^[2]:

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_G \\ y_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon \cos(\Omega t + \chi) \\ \epsilon \sin(\Omega t + \chi) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中: Δx 和 Δy 分别为静不平衡在 x 轴和 y 轴的坐标,且 Δx 和 Δy 的幅值相等,但 Δx 比 Δy 相位超前90°。

磁悬浮转子系统在 x 和 y 轴各有1对差动形式的位移传感器,用于测量转子几何中心的位移。磁轴承系统控制器根据位移传感器所测的 C_G 坐标进行运算输出电压脉冲,经功率放大器转换后,在磁轴承定子线圈中产生电流,引起变化的磁力,控制转子的悬浮状态。基于前期研究^[12],磁悬浮

转子动力学方程可表示为:

$$f_x(s) = m s^2 x_1(s) = 2 \left[k_x - k_i k_s \frac{k_w \omega_w}{s + \omega_w} \left(k_p + \frac{k_1}{s} + k_D s \right) \right] (x_1(s) - \Delta x(s)), \quad (2)$$

$$f_y(s) = m s^2 y_1(s) = 2 \left[k_x - k_i k_s \frac{k_w \omega_w}{s + \omega_w} \left(k_p + \frac{k_1}{s} + k_D s \right) \right] (y_1(s) - \Delta y(s)), \quad (3)$$

其中: f_x 和 f_y 分别为磁轴承在 x 轴和 y 轴的定子与转子之间的磁力, 磁力与转子质心的加速度成正比, m 为转子质量; 磁力分为两部分, 分别与 k_x 和 k_i 有关, k_x 和 k_i 分别为磁轴承的位移刚度和电流刚度; k_s 为位移传感器增益, $k_w \omega_w / (s + \omega_w)$ 为功率放大器简化的一阶低通滤波器模型, k_w 和 ω_w 分别为其幅值和截止频率; $k_p + k_1/s + k_D s$ 为主控制器, 且 k_p 、 k_1 和 k_D 为对应的比例、积分和微分系数。

由式(2)和(3)可知, x 和 y 两方向的运动学

$$f_c(s) = m s^2 c_1(s) = 2 \left[k_x - k_i k_s \frac{k_w \omega_w}{s + \omega_w} \left(k_p + \frac{k_1}{s} + k_D s \right) \right] (x_1(s) - \Delta x(s)), \quad (5)$$

其中:

$$\Delta c(s) = \frac{\epsilon e^{j\lambda}}{s - \Omega j}$$

由式(5)可知: 转子不平衡引起同频振动力, 且同频振动力可分为与 k_x 和 k_i 相关的两部分。消除同频振动力, 必须使这两部分力之和为 0, 此时 $c_1 = 0$, 即质心与坐标原点 o 重合, 实现绕质心旋转, 即自平衡控制。

3 自平衡控制算法研究

3.1 自平衡条件分析

为抑制不平衡振动力, 设计陷波器辨识同频

方程相同。当转子逆时针旋转时, 除 x 轴变量比 y 轴的相应变量在相位上恒定超前 90° 外, 幅值 and 变化趋势完全相同。令:

$$\begin{cases} f_c = f_x + j f_y \\ c_1 = x_1 + j y_1 \\ c_G = x_G + j y_G \\ \Delta c = \Delta x_G + j \Delta y \end{cases}, \quad (4)$$

其中: j 为虚部因子。式(3)乘上 j 加式(2), 则磁悬浮转子系统动力学模型可简化为:

位移, 并构建前馈控制器, 使前馈控制产生与 k_i 相关的电磁力和与 k_x 相关的永磁力之和为零。其控制系统结构如图 2 所示, 其中, $C_{nf}(s)$ 为经典陷波器, $C_f(s)$ 为前馈控制器, $C_1(s)$ 为主控制器, $G_w(s)$ 为功率放大器, $G(s)$ 为被控对象, 且:

$$C_{nf}(s) = \frac{s^2 + \Omega^2}{s^2 + 2\xi\Omega s + \Omega^2}$$

$$C_1(s) = k_p + k_1 \frac{1}{s} + k_D s$$

$$G_w(s) = k_w \frac{\omega_w}{s + \omega_w}$$

$$G(s) = \frac{1}{m s^2}$$

其中: ξ 为陷波器阻尼因子。

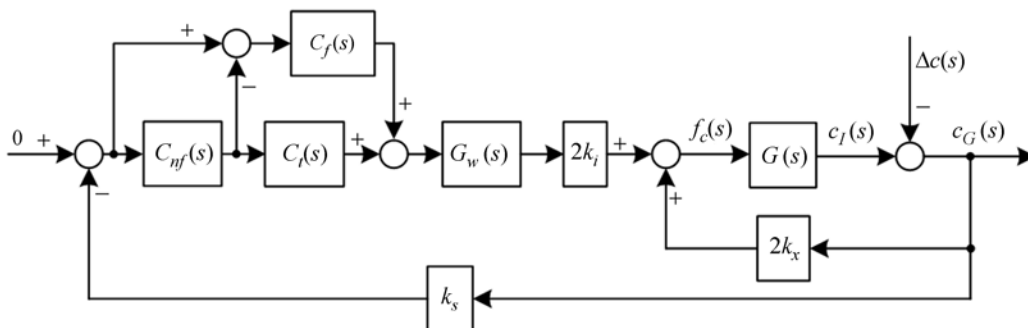


图 2 采用陷波器和前馈补偿的自平衡控制原理图

Fig. 2 Schematic diagram of autobalancing control with notch filter and feedforward compensation

由图 2 可求得:

$$f_c(s) = \frac{C_{\Delta c}(s)}{C_{\Delta c}(s)G(s) - 1} \Delta c(s), \quad (6)$$

其中:

$$C_{\Delta c}(s) = 2k_x - 2k_i k_s G_w(s) \{C_{nf}(s)C_t(s) + [1 - C_{nf}(s)]C_t(s)\}$$

抑制同频不平衡振动力,令 $f_c(s)|_{s=j\Omega} = 0$, 可得:

$$C_t(s) = \frac{k_x}{k_i k_s G_w(s)}. \quad (7)$$

由式(7)可知: $C_t(s)$ 包含 $G_w(s)$ 的逆函数。然而微分作用在物理上是不存在的,采用差分代替微分易引入高频噪声。由于 $C_t(s)$ 仅补偿同频量,因此可设计为:

$$C_t(s)|_{s=j\Omega} = k_f e^{j\theta_f}, \quad (8)$$

其中:

$$\begin{cases} k_f = \frac{k_x}{k_i k_s k_w \omega_w} \sqrt{\omega_w^2 + \Omega^2} \\ \theta_f = \arctan(\Omega / \omega_w) \end{cases}$$

则自平衡控制算法的核心即陷波器和超前角 θ_f 的实现。此外,经典陷波器和相位超前均需要在 x 轴和 y 轴分别设计。为减少运算量、简化控制器结构,提出了复数域的相移陷波器,可同时实现 x 、 y 两轴的控制。

3.2 复数相移陷波器设计

内部陷波单元的结构如图 3 所示,内部陷波单元具有 2 个自由度,且 2 自由度耦合。其中, x_{in} 和 y_{in} 为输入信号, x_{out} 和 y_{out} 为输出信号, x_s 、 x_c 、 y_s 和 y_c 为内部信号。

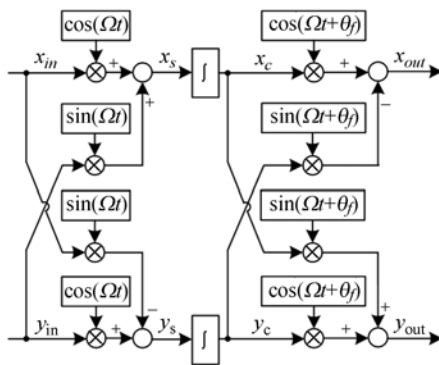


图 3 内部陷波单元结构图

Fig. 3 Diagram of internal notch block

令 $c_{in} = x_{in} + j y_{in}$ 、 $c_s = x_s + j y_s$ 、 $c_c = x_c + j y_c$ 、 $c_{out} = x_{out} + j y_{out}$, 则由图 3 可得:

$$c_s = c_{in} e^{-j\Omega t}, \quad (9)$$

$$c_c = \int c_s dt, \quad (10)$$

$$c_{out} = c_c e^{j(\Omega t + \theta_f)}, \quad (11)$$

对式(11)进行拉氏变换,并联立求解,可得:

$$N_{nf}(s) = \frac{c_{out}(s)}{c_{in}(s)} = \frac{1}{s - j\Omega} e^{j\theta_f}, \quad (12)$$

显然, $N_{nf}(s)$ 中心频率处的幅值为无穷大,相位超前 θ_f 。以 $N_{nf}(s)$ 为反馈,可获得陷波特性和 $N_{nf}(s)$ 的输出即为相位超前 θ_f 的同频信号。

基于复数相移陷波的自平衡控制系统如图 4 所示,其中 $N_{nf}(s)$ 组成闭环控制系统,前向通路为单位 1,可同时对 x 和 y 轴两路位移反馈信号进行陷波,则闭环形式陷波器的传递函数可表示为:

$$C_{nf}(s) = \frac{1}{1 + \xi N_{nf}(s)} = \frac{s - j\Omega}{s - j\Omega + \xi e^{j\theta_f}}, \quad (13)$$

得:

$$|C_{nf}(s)|_{s=j\Omega} = \frac{s - j\Omega}{s - j\Omega + \xi e^{j\theta_f}} \Big|_{s=j\Omega} = 0. \quad (14)$$

显然, $C_{nf}(s)$ 具有陷波特性和陷波频率为 Ω ; x_{out} 和 y_{out} 为反馈位移的同频分量。当陷波器收敛后,由式(12)可知, x_{out} 和 y_{out} 的相位分别超前 $k_s x_G$ 和 $k_s y_G$ 恒定 θ_f 的角度。

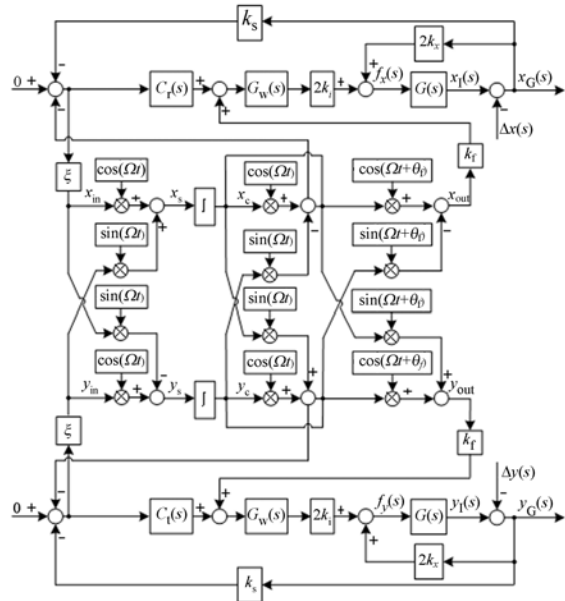


图 4 基于复数相移陷波的自平衡控制原理图

Fig. 4 Schematic diagram of autobalancing control based on plural phase-shift notch filter

4 实验研究

为验证所提算法的有效性,采用磁悬浮控制力矩陀螺测试系统进行实验研究,如图 5 所示。

该系统由真空泵、电源、示波器、磁悬浮控制力矩陀螺和压力传感器等组成。磁悬浮控制力矩陀螺分为框架伺服系统和陀螺房,其中陀螺房由磁悬浮转子与定子组件组成。真空泵将陀螺房抽成真空状态,以减小转子高速旋转时的风阻损耗。磁悬浮高速转子系统采用基于 DSP+FPGA 的数字控制系统,采样时间为 $150 \mu\text{s}$ 。位移和电流信号分别采用涡流传感器和霍尔电流传感器测量,利用压力传感器测量磁悬浮控制力矩陀螺传递至基座的振动力,并通过示波器对以上传感器的输出信号进行显示、分析和保存。磁悬浮转子系统参数如表 1 所示。



图 5 磁悬浮控制力矩陀螺测试平台

Fig. 5 Setup of magnetically suspended control moment gyro

表 1 磁悬浮转子系统参数

Tab. 1 Parameters of magnetically suspended rotor

系统参数	参数值
转子质量 m/kg	57
电流刚度 $k_i/\text{N/A}$	450
位移刚度 $k_x/\text{N/m}$	2.5×10^6
位移传感器增益 $k_s/\text{V/m}$	1.5×10^6
转速 Ω/Hz	200
运算放大器增益 $k_w/\text{A/V}$	1.23×10^{-4}
运算放大器截止频率 $\omega_w/\text{rad/s}$	1 683
转子静不平衡 ϵ/m	5×10^{-6}
转子不平衡初始相位 χ/rad	1.04
比例系数	5
积分系数	40
微分系数	0.01
陷波器阻尼因子 ξ	100

当磁悬浮转子逆时针旋转时,不平衡振动力也随转子逆时针旋转。除 90° 的固定相位差外,

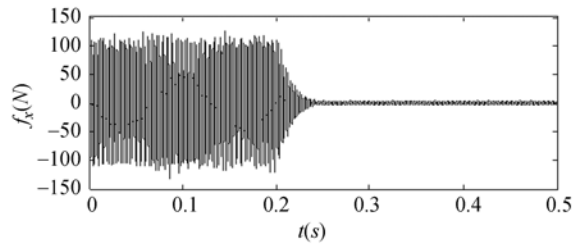


图 6 采用本文算法的 f_x 变化过程

Fig. 6 f_x during the use of proposed control method

f_x 和 f_y 的幅值及变化趋势完全一致,因此实验研究仅以 f_x 为例进行说明。

采用本文算法的 f_x 变化过程如图 6 所示。初始时刻,未使能自平衡控制算法时的不平衡振动力约为 104 N ;在 $t=0.2 \text{ s}$ 时,使能所提控制算法, f_x 迅速减小,约 0.05 s 后趋于稳定,残余的不平衡振动力约为 6.1 N ;在 f_x 的动态变化过程中,没有超调量或任何不理想瞬态产生,且 f_x 的值单调减小,说明该控制算法的动态过渡过程平滑。

同如图 3 所示的复数相移陷波器的内部单元相似,通用陷波器的内部陷波单元结构^[5]如图 7 所示,也主要由三角函数、乘法和加减法运算组成。其中,三角函数可采用查表法实现,运算量较小。乘法的运算量明显高于加减法,所以可采用乘法的次数来对比两种陷波器的计算量。两者均含有 10 次乘法运算(积分含 1 次,矩阵相乘含 4 次),但通用陷波器仅适用于单自由度,对本文的 2 自由度磁悬浮转子系统,必须设计 2 个通用陷波器;而本文提出的复数相移陷波器可同时用于两个自由度,因此对于 2 自由度磁悬浮转子系统,复数相移陷波器的计算量减少了约 50%。此外,较于通用陷波器,复数相移陷波器可直接设置中心频率处的相位变量 θ_f ,设计更为灵活。

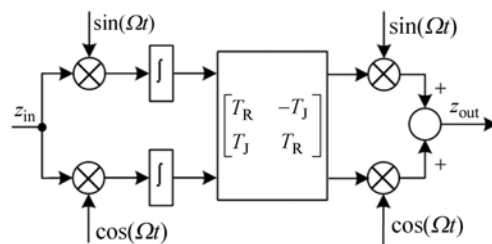


图 7 通用陷波器的内部陷波单元

Fig. 7 Diagram of internal generalized notch filter block

5 结 论

本文根据超静航天器平台对磁悬浮控制力矩陀螺低振动的要求,提出了基于复数相移陷波器和前馈控制的磁悬浮转子系统自平衡控制算法。介绍了磁悬浮转子的结构和工作原理,分析

了自平衡控制器的设计要求,重点研究了复数相移陷波器的数学方程及特性。最后,采用磁悬浮控制力矩陀螺测试系统对所提控制算法进行了实验验证。实验结果表明:采用该算法后,不平衡振动力减小了94.1%,动态过渡过程平滑;此外,较于通用陷波器,复数相移陷波器具有计算量少等优点。

参考文献:

- [1] 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 system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(10): 2747-2756. (in Chinese)
- [2] 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.
- [3] 谢进进,刘刚,文通. 双框架磁悬浮控制力矩陀螺磁轴承负载力矩符合补偿的控制[J]. 光学精密工程, 2015, 23(8): 2211-2219.
- XIE J J, LIU G, WEN T. Composite compensation for load torque of active magnetic bearing in DGM-SCMG [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(8): 2211-2219. (in Chinese)
- [4] 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)
- [5] 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.
- [6] RAOUL H, PHILIPP B, CONRAD G, *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] 刘超,刘刚,赵光再. 主被动磁悬浮高速转子系统的自动平衡控制[J]. 光学精密工程, 2015, 23(3): 714-722.
- LIU CH, LIU G, ZHAO G Z. Autobalancing control of high-speed suspended by active-passive magnetic bearings [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(3): 714-722. (in Chinese)
- [8] CHEN Q, LIU G, ZHENG SH Q. Suppression of imbalance vibration for AMBs controlled driveline system using double-loop structure [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2015, 337: 1-13.
- [9] 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.
- [10] 崔培玲,盖玉欢,房建成,等. 主被动磁悬浮高速转子的不平衡振动自适应控制[J]. 光学精密工程, 2015, 23(1): 122-131.
- CUI P L, GE Y H, FANG J CH, *et al.*. Adaptive control for unbalance vibration of active-passive hybrid magnetically suspended rotor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(1): 122-131. (in Chinese)

- [11] ZENG SH Q, HAN B CH, FENG R, *et al.*. Vibration suppression control for AMB-supported motor driveline system using synchronous rotating frame transformation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(9): 5700-5708.
- [12] 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*, 2015, 21(5): 989-1003.

作者简介:



徐向波(1982—),男,山东烟台人,博士,讲师,2006年于山东大学获得学士学位,2009年、2013年于北京航空航天大学分别获得硕士、博士学位,主要从事磁悬浮执行机构、精密机电控制系统技术等方面的研究。E-mail: xuxiangbo@bjfu.edu.cn



陈 劭(1963—),男,北京人,副教授,硕士生导师,2007年于北京林业大学获得博士学位,主要从事振动分析与抑制、水泵动力学分析等方面的研究。E-mail: chenshao921@126.com