DOI: 10.3901/JME.2014.03.071

高速磁悬浮电动机对拖试验中转子不平衡量 在线辨识与振动控制*

冯 锐^{1,2} 郑世强^{1,2} 房建成^{1,2}

(1. 北京航空航天大学惯性技术重点实验室 北京 100191;

2. 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: 针对高速磁悬浮电动机对拖试验中两台电动机转子轴不对中导致的转子不平衡振动加剧问题, 提出一种基于简化广义陷波器的转子不平衡量在线辨识与振动控制方法, 通过把联轴器之间的扰动力看作同频扰动, 对电动机转子轴建立数学模型, 采用简化广义陷波器对转子不平衡同频分量进行辨识作为位移补偿信号, 使转子轴绕其惯性轴旋转, 并使用广义根轨迹分析加入陷波补偿后磁轴承控制系统的稳定性和算法收敛性。电动机对拖试验结果表明: 该方法有效地抑制了电动机转子轴的不平衡振动, 保证了磁悬浮转子在对拖试验中高速稳定运行, 在转子额定转速 36 000 r/min 时, 转子位移跳动降低 80%, 控制电流峰值降低 65%, 同频振动减小为原来的 28.7%, 磁轴承系统的功耗也略有降低。

关键词: 高速磁悬浮电动机; 不平衡振动; 广义陷波器; 同频分量

中图分类号: TP273

Online Identification and Unbalanced Vibration Control of High-speed Magnetically Levitated Motor for Drag Test

FENG Rui^{1,2} ZHENG Shiqiang^{1,2} FANG Jiancheng^{1,2}

(1. Science and Technology on Inertial Laboratory, Beihang University, Beijing 100191;

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

Abstract: Because the two mass centers of motor rotors can hardly suspend along a straight line, unbalance vibration is intensified in the high-speed magnetically levitated motor drag experiment. The model of rotor shaft unbalance vibration is proposed by regarding the disturbing force between the couplings as the same-frequency disturbances. In order to make the rotor spin around its inertial axis, a generalized notch filter is used to identify the same-frequency component as displacement compensation signal. Experiment results demonstrate that the method has good inhibitory effect on the unbalance vibration of motor rotor, oscillations of rotor's position reduce by about 80% and control current peak-to-peak reduces by about 65%, synchronous vibration is reduced to the original 28.7% at the speed of 36 000 r/min. Power consumption is slightly lower and drag experiments can stable run at rated speed.

Key words: high-speed magnetically levitation motor; unbalance vibration; generalized notch filter; same-frequency component

0 前言

磁悬浮轴承具有无接触、无摩擦、无须润滑、高精度、长寿命且阻尼、刚度主动可控等优点, 现已广泛应用于工业、军事和航天等领域^[1-4]。由于机

械加工精度的原因, 不可能做到转子质量分布在几何上绝对均匀, 导致其几何轴与惯性轴不重合。而离心力的大小与转速平方成正比, 因此, 转子在高速旋转时即使很小的偏差也会产生很大的离心力, 引起振动, 进而影响系统运行的稳定性^[5]。在磁悬浮电动机性能测试试验中, 两台电动机通过联轴器采用柔性连接, 其中心线不完全重合, 引入干扰力和力矩, 使得电动机转子轴的动平衡性能进一步恶化, 导致振动加剧, 故采取主动控制就显得尤为

* 国家自然科学基金(61203203)、航空科学基金(2012ZB51019)和国家重大科学仪器设备开发专项(2012YQ040235)资助项目。20130227 收到初稿, 20130701 收到修改稿

重要。

磁轴承不平衡控制技术在 20 世纪 70 年代引起研究人员关注,近年来获得重要发展,国内外学者在相关的研究中取得了一系列成果,提出了 LMS 自适应补偿^[6-7]、Notch 陷波器滤除电流和位移中的同频分量^[8]、Kalman 滤波滤除传感器的高频噪声再加上 LQG 前馈抑制不平衡振动^[9]、变增益 H_∞ 控制器抑制不平衡振动^[10]等。这些方法中 LMS 自适应补偿、Kalman 滤波加 LQG 前馈和变增益 H_∞ 控制器有一个共同的缺点就是计算量大,在高速时由于处理器的运算能力有限,计算延迟较大,上述算法大多应用于磁悬浮转子在低速工况下;而 Notch 陷波器是直接插入控制器的前向通道中,由于控制器的带宽有限,在转子高速时稳定裕度小,故也只能应用于低速。

磁悬浮高速电动机对拖试验中两台电动机利用联轴器柔性连接,彼此间的耦合很弱,故可把联轴器间的作用力当作同频干扰力,从而达到简化模

型的目的,使两台电动机转子轴的对中问题转化为对一台电动机在外加同频扰动力作用下的不平衡振动的抑制问题。HERZOG 等^[11]提出的广义陷波器算法成功应用于磁悬浮透平膨胀机,但文献中缺乏对引入陷波器以后及陷波器带宽对系统稳定性的影响分析,而且在求解滤波矩阵时计算繁琐,不利于工程实现。本文对该算法进行简化和改进,对传感器中的同频分量进行辨识作为控制器的补偿信号,使转子轴绕惯性轴旋转,从而减小不平衡振动,同时磁轴承的功耗电流也得到降低,并且详细分析了引入简化广义陷波器后系统的稳定性。

1 动力学模型

图 1 为水平放置,采用两个径向、一个轴向磁力轴承的磁悬浮电动机转子系统。设转子为刚体,其质量为 m ,以其几何中心 O 为原点建立坐标系 $Oxyz$ 。

图 1 水平放置的磁悬浮转子主视图

设 x_A, y_A 分别为转子轴在径向磁轴承 A 处延 x, y 方向的位移; x_B, y_B 分别为转子轴在径向磁轴承 B 处延 x, y 方向的位移; δ_{Ax}, δ_{Ay} 分别为传感器 A 处测得 x, y 方向的位移; δ_{Bx}, δ_{By} 分别为传感器 B 处测得 x, y 方向的位移; 轴承 A 和轴承 B 到原点的距离分别为 a, b ; 传感器 A 和 B 到原点的距离分别为 c, d 。则各径向轴承处转子几何位移与测量位移间的关系为

$$\begin{pmatrix} x_A \\ y_A \\ x_B \\ y_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a/c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a/c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b/d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b/d \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \delta_{Ax} \\ \delta_{Ay} \\ \delta_{Bx} \\ \delta_{By} \end{pmatrix} \quad (1)$$

转子的不平衡振动主要是由磁轴承转子几何轴与惯性轴不重合引起的。假设转子的几何中心面与惯性中心面共面,以 N 为原点建立相对于惯性空间的固定坐标系 Nxy , 以转子几何中心 O 为原点的

旋转坐标系 $O\epsilon\eta$, 如图 2 所示。令 l_{Oc} 为转子几何中心到转子质心的位移矢量,其中 θ 为 OC 与 $O\epsilon$ 坐标轴的夹角, ζ 为 OC 的模长; 令惯性轴与磁轴承 A、B 平面的交点为 C_A 和 C_B , 几何轴与磁轴承 A、B 平面的交点为 O_A 和 O_B , 则可令 $\mathbf{O}_A\mathbf{C}_A$ 和 $\mathbf{O}_B\mathbf{C}_B$ 分别为 O_A 到 C_A 和 O_B 到 C_B 的矢量,其中 ϕ, φ 为 $\mathbf{O}_A\mathbf{C}_A$ 和 $\mathbf{O}_B\mathbf{C}_B$ 投影到质心平面后与 $O\epsilon$ 的夹角, ζ, ξ 为 $\mathbf{O}_A\mathbf{C}_A$ 和 $\mathbf{O}_B\mathbf{C}_B$ 的模。令 X_A, Y_A, X_B, Y_B 为转子的质心位移, Ω 为转子的角速度, 则各径向磁轴承处转子的质心与几何中心的关系为

$$\begin{pmatrix} x_A \\ y_A \\ x_B \\ y_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_A \\ Y_A \\ X_B \\ Y_B \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \zeta \cos(\Omega t + \theta) - \xi \cos(\Omega t + \phi) \\ \zeta \sin(\Omega t + \theta) + \xi \sin(\Omega t + \phi) \\ \zeta \cos(\Omega t + \theta) + \xi \cos(\Omega t + \varphi) \\ \zeta \sin(\Omega t + \theta) - \xi \sin(\Omega t + \varphi) \end{pmatrix} \quad (2)$$

电磁力可表示为

$$F = \frac{1}{4} \mu_0 n^2 A \frac{(i_0 + i_x)^2}{(s_0 - x)^2} \quad (3)$$

式中, n 为电磁线圈的匝数, A 为磁铁表面积, μ_0 为真空磁导率, i_0 为转子在平衡位置时的线圈电流, s_0 为转子在平衡位置时的位移。通常磁轴承采用差动结构, 当转子轴在平衡位置处作小位移运动时, 可把电磁力在平衡位置处 Taylor 展开, 忽略高次项线性化为 $F = k_h x + k_i i_x$, 其中 k_h 、 k_i 为位移刚度和电流刚度。设 F_{Ax} 、 F_{Ay} 分别为径向轴承 A 处延 x 、 y 方向的磁力分力, F_{Bx} 、 F_{By} 分别为径向轴承 B 处延 x 、 y 方向的磁力分力, 则

$$\begin{pmatrix} F_{Ax} \\ F_{Ay} \\ F_{Bx} \\ F_{By} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_h & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_h & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_h & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_h \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_A \\ y_A \\ x_B \\ y_B \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} k_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ax}(x_A) \\ i_{Ay}(y_A) \\ i_{Bx}(x_B) \\ i_{By}(y_B) \end{pmatrix} \quad (4)$$

图 2 旋转坐标系与固定坐标系的关系

由式(4)可见轴承力中位移刚度力分量与电流刚度力分量均含有不平衡振动信息, 且电流刚度力分量中的不平衡振动主要是由于位移中的不平衡振动引入的。

引入联轴器的干扰力 f_ε , 由牛顿第二定律, 可得含有不平衡扰动的磁轴承-转子系统的动力学方程为

$$\begin{pmatrix} \ddot{X}_A \\ \ddot{Y}_A \\ \ddot{X}_B \\ \ddot{Y}_B \end{pmatrix} = \frac{1}{m} \begin{pmatrix} k_h & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_h & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_h & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_h \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_A \\ y_A \\ x_B \\ y_B \end{pmatrix} +$$

$$\frac{1}{m} \begin{pmatrix} k_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Ax}(x_A) \\ i_{Ay}(y_A) \\ i_{Bx}(x_B) \\ i_{By}(y_B) \end{pmatrix} + \frac{1}{m} \begin{pmatrix} f_\varepsilon^1 \\ f_\varepsilon^2 \\ f_\varepsilon^3 \\ f_\varepsilon^4 \end{pmatrix} \quad (5)$$

2 转子不平衡同频分量辨识

由于磁悬浮高速电动机转子轴是细长形的, 其极转动惯量 J_z 远远大于赤道转动惯量 J_e ($J_z/J_e \gg 1$), 故可忽略陀螺效应, 磁轴承 x 向和 y 向完全解耦, 独立控制。下面以磁轴承 A 的 x 方向位移同频振动为例说明同频分量的辨识, 其原理框图如图 3 所示。

图 3 简化广义陷波器原理

设 $\omega(t)$ 为陷波滤波器的输入, $c(t)$ 为陷波滤波器的输出, 则有

$$c(t) = \begin{pmatrix} \sin(\Omega t) & \cos(\Omega t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \int \sin(\Omega t) \omega(t) dt \\ \int \cos(\Omega t) \omega(t) dt \end{pmatrix} \quad (6)$$

$c(t)$ 和 $\omega(t)$ 满足以下微分方程

$$\ddot{c}(t) + \Omega^2 c(t) = \dot{\omega}(t) \quad (7)$$

则陷波反馈环节 N_f 的传递函数为

$$N_f(s) = \frac{c(s)}{\omega(s)} = \frac{s}{s^2 + \Omega^2} \quad (8)$$

陷波器输入 x_A 至陷波反馈输出 $c(t)$ 的传递函数

$$N_0(s) = \frac{\varepsilon s}{s^2 + \varepsilon s + \Omega^2} \quad (9)$$

令 $s = j\omega$, 考虑 $N_0(s)$ 的频率特性, 由式(9)可知, 当 $\varepsilon \neq 0$ 时

$$N_0(j\omega) \approx 0 \quad [\omega \in (-\infty, \Omega - \Delta\omega) \cup (\Omega + \Delta\omega, +\infty)] \quad (10)$$

$$N_0(j\omega) \approx 1 \quad [\omega \in [\Omega - \Delta\omega, \Omega + \Delta\omega]] \quad (11)$$

式中, $\Delta\omega$ 为 $N_0(s)$ 的带宽。

当 $\varepsilon \neq 0$ 时, x_A 如式(2)所示, 则输入信号经过陷

陷反馈环节后输出信号 $c(t)=\zeta\cos(\Omega t+\theta)-\xi\times\cos(\Omega t+\phi)$, 即实现了对转速同频位移信号的辨识。

3 闭环系统稳定性分析

本文采用了广义陷波器对磁轴承转子位移信号进行了辨识与补偿, 该方法改变了闭环系统的反馈环节, 因此需要分析系统的稳定性。以下针对工程中常用的 PID 控制器, 在原控制闭环系统稳定的前提下, 利用广义根轨迹的方法对加入陷波补偿的磁轴承控制系统的稳定性进行分析, 加入广义陷波器后的磁轴承控制系统结构图如图 4 所示。

图 4 磁轴承控制系统结构图

图 4 中, r_{ef} 为参考位置, PID 为控制器, k_{AMP} 为功放放大系数, τ 为功放时常数, k_i 为电流刚度, k_h 为位移刚度, m 为转子的质量, k_s 为传感器放大系数, $\varepsilon N_f(s)$ 为陷波器传递函数。

由于纯微分环节对系统噪声有放大作用, 故本试验系统中的 PID 控制器中微分环节采用不完全微分, 即 PID 控制器的传递函数为

$$C(s) = k_p + \frac{k_d s}{1 + k_f s} + \frac{T_i}{s} \quad (12)$$

可得加入广义陷波器后, 系统的闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{k[(k_p k_f + k_d)s^2 + (k_p + T_i k_f)s + T_i](s^2 + \varepsilon s + \Omega^2)}{D(s)} \quad (13)$$

据此, 特征多项式

$$\begin{aligned} D(s) = & mk_f \tau s^7 + [m(k_f + \tau) + mk_f \tau \varepsilon] s^6 + [m + \\ & k_f \tau (m\Omega^2 + k_h) + \varepsilon m(\tau + k_f)] s^5 + [(k_p k_f + k_d)k + \\ & (k_f + \tau)(m\Omega^2 + k_h) + (m + k_h \tau k_f) \varepsilon] s^4 + [k_h + \\ & (k_p + k_f T_i)k + (\tau + k_f)k_h \varepsilon + (m + k_f k_h \tau)\Omega^2] s^3 + \\ & [(k_f + \tau)k_h \Omega^2 + k(T_i + (k_p k_f + k_d)\Omega^2) + k_h \varepsilon] s^2 + \\ & [k(T_i k_f + k_p) + k_h] \Omega^2 s + k T_i \Omega^2 \end{aligned} \quad (14)$$

式中, $k = k_{AMP} k_i k_s$ 。

系统的仿真参数见表 1, 取 $\varepsilon = 100$, 将表 1 与表 2 中的数据代入 $D(s)$ 做等效变换, 画出关于 Ω^2 变化

的主导根轨迹如图 5 所示。根据图 5 知, 系统在 $0 < \Omega < 321 \text{ rad/s}$ 和 $\Omega > 402 \text{ rad/s}$ 时稳定, 而本文中电动机运行在其额定转速 36000 r/min , 因此满足稳定性要求。

表 1 仿真控制器参数

参数	数值
比例系数 k_p	1.5
微分系数 k_d	0.012 31
微分时常数 k_f	0.000 282 61
积分系数 T_i	12.578 6
位移传感器放大系数 k_s	625 0
功放放大系数 k_{AMP}	0.1
功放时常数 τ/s	$1/(2\ 200\pi)$

图 5 PID 控制器时的主导根轨迹

图 6 给出了当 ε 变化对根轨迹分支的影响, 由图 6 可见, ε 决定了根轨迹分支的起始点及闭环系统极点与实轴的距离, ε 变化不影响虚轴穿越点, 故不影响临界稳定转速, 但 ε 越大, 算法的收敛速度越快。图 7 为频响是 600 Hz 时, ε 取不同的值时, 绘制 $N_0(s)$ 的幅频特性曲线, 由图 7 可知 ε 越大, 对非同频分量的衰减越小, 若 ε 过大的话, 就失去了补偿作用, 所以必须选择合适的 ε 既满足对算法收敛速度的要求又对非同频分量有一个良好的衰减。

图 6 ε 变化对主导根轨迹的影响

图 7 ε 变化对频率特性的影响

4 试验验证

利用北京航空航天大学研制的 4 kW 磁悬浮高速电动机(图 8)进行试验验证,主要技术参数如表 2 所示。磁轴承控制系统采用 TMS320F28335+FPGA 数字控制系统,根据转子位移信号,计算控制量,生成 PWM,驱动功放产生电流作用于磁轴承,实时控制磁悬浮高速转子。由于电动机在高速运行时不平衡振动较大,所以电动机必须通过压板固定在试验台上,利用加速度传感器很难准确的测量到电动机的振动。电动机的不平衡振动是由于高速旋转机械自对准效应引起,而传感器测量到的信号是几何轴偏离平衡位置时的值,所以控制器将输出控制信号迫使转子轴绕其几何轴旋转,从而对机壳产生反作用力,引起振动。由式 $F=k_hx+k_i\dot{x}$ 知磁轴承的振动主要是由磁轴承线圈的电流刚度力和永磁体(或偏置电流)的位移刚度力的合力反作用力引起,由表 2 知永磁体的位移刚度力远远小于线圈的电流刚度力,可忽略不计,所以可以通过对电流信号进行谱分解来近似的表征机壳在各个频率点处的振动强度。

图 8 高速磁悬浮电动机对拖试验平台

利用霍尔传感器获取转速信号,由 DSP 的 ECAP 模块捕获经过调理的霍尔信号,从而得到转

表 2 径向磁轴承技术参数

参数	数值
转子轴质量/kg	6.75
电流刚度/(N/A)	264
位移刚度/(N/ μm)	-0.70
单边保护间隙/mm	0.2
单边磁间隙/mm	0.4
磁轴承线圈电阻/ Ω	3.03
磁轴承线圈电感/mH	22.4

频。在满足陷波精度的条件下,使陷波器算法的收敛速度尽可能快,从而把引入陷波器对控制系统的影响降到最小,在本试验中选取 $\varepsilon=100$,当转频在 400 Hz 以上时,每隔 10 Hz 陷波器自动切换一次。

图 9 为当转频是 600 Hz 时采用常规 PID 控制和采用本文中提出的位移补偿与 PID 控制相结合后电动机转子轴在磁轴承 A、B 平面 x、y 方向的跳动量。从图中可以看到加入补偿信号后转子轴在磁

图 9 径向四通道转子轴位移跳动图

轴承 A 、 B 平面的 x 、 y 方向跳动明显减小, 其中轴承 A 平面减小约 80%, 轴承 B 平面减小约 70%。

图 10 为当转频是 600 Hz 时采用常规 PID 控制和采用本文中提出的位移补偿与 PID 相结合后磁轴承 A 、 B 的 x 、 y 通道控制电流变化曲线。从图 10 中可以看到加入补偿信号后磁轴承 A 、 B 的 x 、 y 通道控制电流显著减小, 其中轴承 A 的 x 、 y 通道减小约 65%, 轴承 B 的 x 、 y 通道减小约 50%。

图 10 径向四通道电流变化曲线

图 11 是当转频为 600 Hz 时采用常规 PID 控制和采用本文中提出的位移补偿与 PID 相结合后对磁轴承 A 的 x 通道电流分别进行谱分解后各个频率点处的峰峰值, 从图 11 中可以看出加入位移补偿信号后, 电流在转频处的振幅衰减为原来的 28.7%。

5 结论

(1) 针对磁悬浮电动机对拖平台中, 由于两

图 11 电流信号的频谱

电动机转子轴不完全对中, 导致不平衡振动加剧的问题, 本文将联轴器之间的耦合简化为干扰力, 建立了电动机转子轴的不平衡振动力学模型, 给出了磁悬浮转子不平衡振动抑制的策略, 有效地减小了磁悬浮对拖平台的振动, 提高了磁悬浮系统的稳定性。

(2) 采用简化的广义陷波器对磁轴承位移信号中的同频分量进行辨识, 以消除磁轴承控制回路中位移反馈通道中的同频分量, 通过广义根轨迹证明了引入陷波器后系统仍然稳定, 试验验证了所提方法的有效性。

(3) 在额定转速时, 磁悬浮转子补偿前后的位移跳动都受到一个很强的低频信号干扰, 这主要是由于磁力在高频时的非线性, 致使磁轴承系统的系统矩阵在高频时出现了右半平面的特征根, 而此特征根的表现形式为虚轴低频特性, 即在试验中看到的磁轴承转子位移跳动曲线看上去像是一个被转频调制的低频信号。关于这方面的具体研究还有待进一步的深化, 从而找到合理的解决办法消除低频干扰。

参考文献

- [1] 刘迎澍, 黄田. 磁悬浮轴承研究综述[J]. 机械工程学报, 2000, 36(11): 5-9.
LIU Yingshu, HUANG Tian. Survey of the research of magnetic bearings[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2000, 36(11): 5-9.
- [2] 郑世强, 房建成, 韩邦成. 提高双框架磁悬浮 CMG 动态响应能力的磁轴承补偿控制方法与试验研究[J]. 机械工程学报, 2010, 46(20): 22-28.
ZHENG Shiqiang, FANG Jiancheng, HAN Bangcheng. Compensation control method and experimental study of magnetic bearing to improve dynamic response ability of double gimbal magnetically suspended control moment

- gyroscope[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(20): 22-28.
- [3] HAN Bangcheng, ZHENG Shiqiang. Integral design and analysis of passive magnetic bearing and active radial magnetic bearing for agile satellite application[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(6): 1959-1966.
- [4] ZHENG Shiqiang, HAN Bancheng. Investigations of an integrated angular velocity measurement and attitude control system for spacecraft using magnetically suspended double-gimbal CMGs[J]. Advances in Space Research, 2013, 51(12): 2216-2228.
- [5] 施魏策尔, 特拉克斯勒, 布鲁勒. 主动磁轴承基础、性能及应用[M]. 虞烈, 袁崇军, 译. 北京: 新时代出版社, 1997.
- SCHWEITZER G, TRAXLER A, BLEULER H. Active Magnetic bearings-basics, properties and applications[M]. Translated by YU Lie, YUAN Chongjun. Beijing: New Age Press, 1997.
- [6] NA H S, PARK Y. An adaptive feedforward controller for rejection of periodic disturbances[J]. Journal of Sound and Vibration, 1997, 201(4): 427-435.
- [7] SHI J, ZMOOD R, QIN L. The indirect method for adaptive feed-forward vibration control of magnetic bearing systems[C]// Proceedings of the Eighth International Symposium on Magnetic Bearings. Mito, 2002: 223-228.
- [8] 刘彬, 房建成, 刘刚, 等. 磁悬浮飞轮不平衡振动控制方法与实验研究[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.
- [9] THOMAS C, WILFRIED H. Improving operational performance of active magnetic bearings using Kalman filter and state feedback control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 2(59): 821-829.
- [10] MATSUMURA F, NAMERIKAWA T, HAGIWARA K, et al. Application of gain scheduled H_{∞} robust controllers to a magnetic bearing[J]. IEEE Trans. on Control System Technology, 1996, 4(5): 484-492.
- [11] 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.
-
- 作者简介: 冯锐, 男, 1989 年出生。主要研究方向为磁悬浮电动机磁轴承控制。
E-mail: fengruifighting@gmail.com
- 郑世强(通信作者), 男, 1981 年出生, 博士, 讲师。主要研究方向为磁悬浮惯性执行机构与动力机械技术。
E-mail: zhengshiqiang@buaa.edu.cn
- 房建成, 男, 1965 年出生, 博士, 教授, 博士研究生导师。主要研究方向为航天飞行器姿态控制技术、自主定位导航技术以及航空航天飞行器 GNC 系统集成技术和信息集成技术。
E-mail: fangjiancheng@buaa.edu.cn