

基于变偏置电流控制方式的磁悬浮轴承 系统控制策略

龙亚文^{1,2}, 谢振宇^{1,2}, 徐 欣^{1,2}, 王 晓¹, 周红凯¹

(1. 南京航空航天大学 设计工程系, 南京 210016;

2. 南京航空航天大学 机电学院 江苏省精密与细微制造技术重点实验室, 南京 210016)

摘 要: 建立了五自由度磁悬浮轴承试验系统,介绍了变偏置电流控制方式的工作原理,采用 H_∞ 控制策略设计数字控制器,根据系统固有频率处转子的振幅选择加权函数,将转速信号引入数字控制器,研究了变偏置电流控制时系统的动态性能,并与恒定偏置电流控制时系统的动态性能进行比较.研究表明,变偏置电流控制不会恶化系统的动态性能,同时能减少磁悬浮轴承 25% 以上的总电流消耗.

关 键 词: 磁悬浮轴承; 变偏置电流; H_∞ 控制; 加权函数; 性能试验

中图分类号: V229.2

文献标志码: A

Control strategy of active magnetic bearing system based on variable bias current control

LONG Ya-wen^{1,2}, XIE Zhen-yu^{1,2}, XU Xin^{1,2},
WANG Xiao¹, ZHOU Hong-kai¹

(1. Department of Design Engineering,

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. Jiangsu Key Laboratory of Precision and Micro-Manufacturing Technology,
College of Mechanical and Electrical Engineering,

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: The experiment setup of five degree-of-freedom active magnetic bearing (AMB) system was built up. The working principle of variable bias current control was presented. H_∞ control strategy was adopted for the digital controller design. Weight functions were selected according to the vibration amplitudes of the rotor operating at the natural frequency of the system. The signal of the rotation speed was introduced into the digital controller. The dynamic performance of the system with variable bias current was investigated, and also compared with the result of the system with fixed bias current. The results show the variable bias current control will not deteriorate dynamic performance of the system and it reduces the total currents of AMBs more than 25%.

Key words: active magnetic bearing; variable bias current; H_∞ control;
weight function; performance experiment

磁悬浮轴承是一种利用可控电磁力使转子无接触运行的新型支撑装置. 与传统轴承相比,磁悬

浮轴承在超高速、超洁净、真空等工况具有很大优势. 但由于存在铜损和铁损,系统长时间运行时功

耗较大,特别是在高速重载和大功率工况(如航空发动机、空气压缩机、燃气轮机等),磁悬浮轴承和转子会产生大量的热,影响系统安全稳定运行,因此低损耗磁悬浮轴承技术显得尤为关键^[1-2]。

从国内外公开的文献看,降低磁悬浮轴承系统损耗的方式一般有 3 种:一是采用永磁偏置结构,即采用永磁体代替偏置电流产生偏置磁场;二是采用同极型结构代替异极型结构,减小系统磁滞和涡流损耗;三是采用变偏置电流或者零偏置电流控制,在保证系统动态性能的同时降低系统的功耗。

对于采用永磁偏置结构的磁悬浮轴承,其研究文献比较多,但永磁体存在退磁、加工难度大等问题^[3]。在同极型磁悬浮轴承方面,国外的 Kasarda 和 Allaire 较早对同极型磁悬浮轴承转子系统进行了研究并发表了数篇学术论文^[4-5],国内的石庆才等人设计了同极型磁悬浮轴承,并对比分析了系统的功耗^[6-7]。在变偏置电流控制方面,美国 NASA 的 Johnson 等人在磁悬浮轴承系统中采用自适应变偏置电流比例微分(PD)控制,其控制参数是时变的,与偏置电流相关,仿真与试验结果表明此方法能减少系统功耗的同时不恶化系统的动态性能^[8];美国 Virginia 大学的 Tsiontras 等人对单自由度磁悬浮轴承采用零偏置电流和低偏置电流控制,能使系统全局渐进稳定并能减少功率损耗^[9];日本的 Sivrioglu 等人在磁悬浮储能飞轮系统中实现了零偏置电流 H_∞ 补偿控制,结果表明零偏置电流控制能减少系统损耗^[10]。

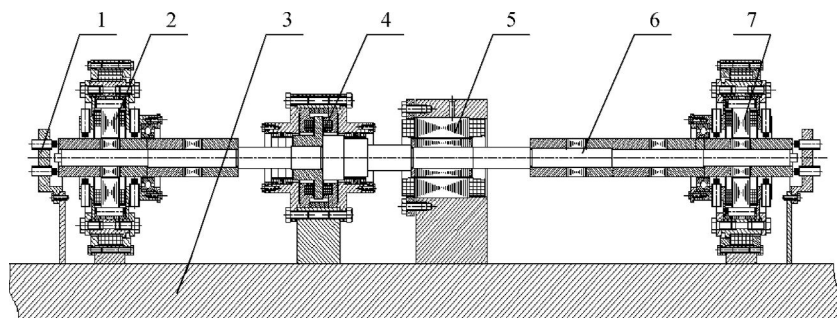
国内对于变偏置电流或零偏置电流控制研究较少,清华大学的张凯等人对单自由度磁悬浮轴承采用零偏置电流控制,仿真结果表明该方式能使系统稳定^[11];南京航空航天大学的吴凯峰实现了轴向零偏置电流控制和基于振幅的径向变偏置电流控制^[12];北京航空航天大学的郭树星等人实现了磁悬浮轴承自适应变偏置电流控制,结果表明在保证系统稳定的同时能减小系统功耗^[13]。

考虑到系统的动态性能随着转速的变化而变化,本文将转速信号引入数字控制器,采用 H_∞ 控制策略,实现了基于转速的五自由度磁悬浮轴承系统变偏置电流控制,分析了变偏置电流控制方式时系统的动态性能,并与恒定偏置电流控制方式进行比较。

1 试验装置及数学模型

系统机械结构如图 1 所示,磁悬浮轴承在各自由度上为差动结构,即两边电磁铁所产生的磁场为偏置磁场与控制磁场的叠加,其中偏置磁场由偏置电流 I_0 产生,控制磁场由控制电流产生。转子各自由度的位移由一对差动安装的电涡流传感器检测。

图 1 中的结构参数说明如下:左右径向轴承单边气隙为 X_0 ,线圈匝数为 N_1 ,磁路横截面积为 S_1 ;轴向轴承单边气隙为 Z_0 ,线圈匝数为 N_2 ,磁路横截面积为 S_2 ;转子总长为 L ;两径向轴承中心距为 a ;偏置电流设计值为 I_0 ,具体数值如表 1 所示。



1 轴向传感器; 2 左径向磁悬浮轴承; 3 基座; 4 轴向磁悬浮轴承;
5 高频电动机; 6 转子; 7 右径向磁悬浮轴承

图 1 系统机械结构

Fig. 1 Mechanical structure of system

表 1 系统的结构参数

Table 1 Structure parameters of system

X_0/mm	$N_1/\text{匝}$	S_1/mm^2	Z_0/mm	$N_2/\text{匝}$	S_2/mm^2	L/mm	a/mm	I_0/A
0.25	38	110	0.25	24	419	828	703	2.5

图 2 为转子受力示意图. 图中 $F_{x1}, F_{y1}, F_{x2}, F_{y2}$ 和 F_z 表示各坐标方向上的电磁力, O_1, O_2, O_3 分别为左、右径向和轴向轴承中心, O_c 代表质心. 由拉格朗日方程可得转子质心运动微分方程为

$$\ddot{\mathbf{M}}\mathbf{X}_{O_c} + \dot{\mathbf{C}}\mathbf{X}_{O_c} = \mathbf{F} + \mathbf{f} \quad (1)$$

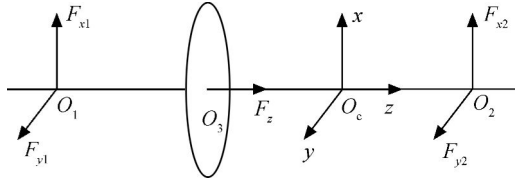


图 2 转子受力示意图

Fig. 2 Schematic of force to rotor

式(1)中

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_z \omega & 0 \\ 0 & 0 & -J_z \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_{x1} + F_{x2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{y1} + F_{y2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{y1}l_1 - F_{y2}l_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -F_{x1}l_1 + F_{x2}l_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_z \end{bmatrix}$$

$\mathbf{f} = [f_x, f_y, 0, 0, f_z]$, 转子质量 $m = 7.53 \text{ kg}$, 直径转动惯量 $J_x = J_y = 0.464 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 极转动惯量 $J_z = 0.0032 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, ω 为转子转速, l_1 表示 $O_1 O_c$ 的长度, l_2 表示 $O_2 O_c$ 的长度, f_x, f_y, f_z 为 x, y, z 方向外干扰力. 由质心运动方程就可以分别求得各自由度离散的传递函数.

2 变偏置电流控制器设计

2.1 变偏置电流控制原理

本文根据转子的不同转速, 选取不同的偏置电流, 以达到优化系统动态性能和减少能量损耗的目的. 其控制原理见图 3 (F_1 和 F_2 表示两端电

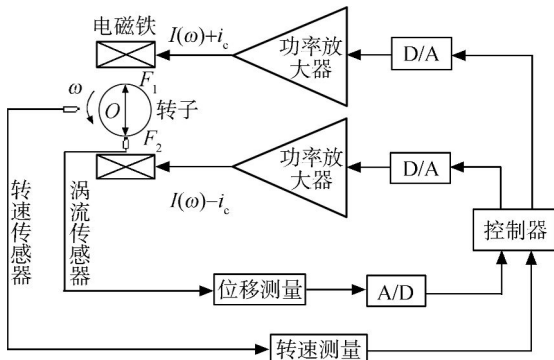


图 3 变偏置电流控制原理

Fig. 3 Principle of variable bias current control

磁铁的吸力, D/A 为数字/模拟转换, A/D 为模拟/数字转换).

其控制原理为: 在转子的各自由度, 电涡流传感器检测转子实时振动信号, 转速传感器检测转子转速, 两种信号都输入到控制器中, 控制器根据设定的判断条件和控制算法决定输出的偏置电流和控制电流的大小, 并经 D/A 转换、功率放大后输入到电磁铁线圈中实施控制, 其中偏置电流值是依赖转速变化的. 本文主要讨论 2.5 A 和 1.25 A 两种偏置电流以及变偏置电流条件下系统的动态性能.

2.2 H_∞ 控制器设计

本文根据混合灵敏度 H_∞ 控制策略设计控制器, 其相关工作原理如图 4 所示.

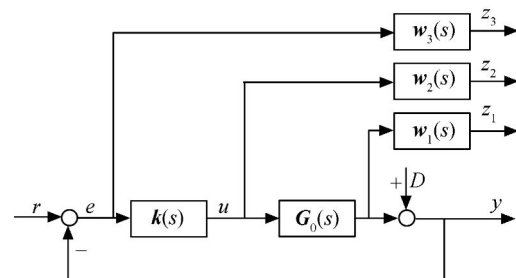


图 4 混合灵敏度 H_∞ 控制原理

Fig. 4 Principal of mix-sensitivity H_∞ control

图 4 中 r 为参考输入, e 为跟踪误差, u 为控制输出, D 为干扰输入, y 为系统输出, z_1, z_2, z_3 为期望输出, s 为传递函数算子, $k(s)$ 为控制器, $G_0(s)$ 为标称受控对象, 则灵敏度函数 $S(s)$, 补灵敏度函数 $T(s)$ 和函数 $R(s)$ 定义分别为

$$\begin{aligned} S(s) &= \frac{1}{I + G_0(s)k(s)} \\ T(s) &= \frac{G_0(s)k(s)}{I + G_0(s)k(s)} = I - S(s) \quad (2) \\ R(s) &= \frac{k(s)}{I + G_0(s)k(s)} = k(s)S(s) \end{aligned}$$

式中 I 为单位矩阵. 由 H_∞ 稳定性理论可知, 图 5 所示的系统能保证稳定的充分必要条件是下式成立:

$$\left\| \begin{matrix} w_1(s)S(s) \\ w_2(s)S(s) \\ w_3(s)S(s) \end{matrix} \right\|_\infty < 1 \quad (3)$$

式中 $w_1(s), w_2(s), w_3(s)$ 分别为 $S(s), T(s), R(s)$ 的加权函数, 是对系统标称模型存在的不确定性的度量, 具有滤波的效果.

本文中采用 H_∞ 分散控制, 需对每一自由度都单独设计控制器, 当系统近似为线性系统时, 转子各自由度的振动相似, 故可通过分析其中某个自由度的振动获得转子的整体振动情况^[14]. 本文主要以径向第 1 自由度为例进行 H_∞ 控制设计, 其余自由度类似.

1) 当偏置电流 $I_0 = 2.5 \text{ A}$ 时, 系统静态位移刚度系数 $K_x = -3.2 \times 10^5 \text{ N/m}$, 电流刚度系数 $K_i = 32 \text{ N/A}$, 此时各自由度线性化电磁力为^[15]

$$F = K_x \cdot x + K_i \cdot i \quad (4)$$

式中 x 表示位移, i 表示电流. 将式(4)代入上面的式(1)中, 经变换后得到第 1 自由度的标称传递函数为

$$G_1(s) = \frac{13}{s^2 - 1.299 \times 10^5} \quad (5)$$

上述标称模型存在刚度摄动、惯性耦合和陀螺耦合等不确定因素, 经理论计算可得到由上述 3 种耦合引起的系统不确定性分别为 $\Delta_1(s), \Delta_2(s), \Delta_3(s)$, 其奇异值曲线见图 5.

$$\begin{aligned} \Delta_1(s) &= \frac{9s^2 - 1.2675 \times 10^5}{13s^2 - 3.43005 \times 10^6} \\ \Delta_2(s) &= \frac{0.5s^2 - 5.2987 \times 10^5}{s^2 - 2.5651 \times 10^6} \\ \Delta_3(s) &= \frac{0.5s^2 - 5.2987 \times 10^5}{s^2 - 5.1293 \times 10^6} \end{aligned}$$

由加权函数选择原则^[16]可知, $w_3(s)$ 的奇异值曲

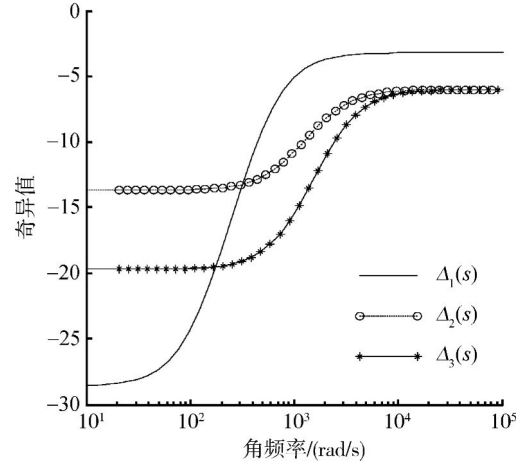


图 5 不确定性奇异值曲线(2.5 A)

Fig. 5 Curves of singular value of uncertainty (2.5 A)

线应在 $\Delta_1(s), \Delta_2(s), \Delta_3(s)$ 上方, 并具有高通特性, 同时为了降低控制器阶数, 其结构应尽量简单. 因此 $w_3(s)$ 选择 1 阶传递函数形式为

$$w_3(s) = \frac{s}{1.2s + 2500}$$

转子存在的主要干扰为质量偏心引起的不平衡力干扰, 其表达式为 $F_d = m\epsilon\omega^2 \cos \omega t$, 其中转子质量 $m = 7.53 \text{ kg}$, 质量偏心 $\epsilon = 0.01 \text{ mm}$, ω 为转子转速. 由不平衡力干扰引起的转子位移幅值为

$$|d| = \left| \frac{F_d}{[m(j\omega)^2 + k_x]} \right| \quad (6)$$

当转子在各阶临界转速附近运行时, 其不平衡振动幅值较大, 为了能抑制此振动, 本文利用加速度传感器、力锤和 HP35670A 动态信号分析仪等对转子进行锤击试验, 得到转子第 1 阶固有频率 $f_1 = 57 \text{ Hz}$, 第 2 阶固有频率 $f_2 = 221 \text{ Hz}$. 在固有频率 f_1, f_2 处转子对应的振动幅值分别为 d_1 和 d_2

$$|d_1| = 7.51 \times 10^{-6} |\cos(358t)|$$

$$|d_2| = 9.78 \times 10^{-6} |\cos(1387.8t)|$$

为保证 d_1 和 d_2 不超过平衡气隙长度 ($X_0 = 0.25 \text{ mm}$) 的十分之一, 即不大于 $25 \mu\text{m}$, 灵敏度函数 $S(s)$ 在 $\omega_1 = 2\pi f_1$ 和 $\omega_2 = 2\pi f_2$ 处的期望幅值应满足

$$|S(j\omega_1)| = 20 \lg \left(\frac{25}{|d_1|_{\max}} \right) \approx 10.5$$

$$|S(j\omega_2)| = 20 \lg \left(\frac{25}{|d_2|_{\max}} \right) \approx 8.15$$

根据加权函数选择原则, $w_1(s)$ 在角频率 ω_1, ω_2 处应满足

$$|w_1(j\omega_1)| \geq \frac{1}{|S(j\omega_1)|}$$

$$|w_1(j\omega_2)| \geq \frac{1}{|S(j\omega_2)|}$$

在上述约束条件下, $w_1(s)$ 选择 1 阶传递函数形式为

$$w_1(s) = \frac{800}{s+10}$$

加权函数 $w_2(s)$ 的作用是防止控制器输出过大而损坏电路元器件, 一般取较小常数, 这里取 $w_2(s) = 2.5 \times 10^{-7}$.

由上述 $G_1(s)$, $w_1(s)$, $w_2(s)$ 和 $w_3(s)$, 利用软件 Matlab 中 LMI(线性矩阵不等式) 工具箱求取满足式(3)的控制器 $k_1(s)$ 为

$$k_1(s) = \frac{33.4s^3 + 8.98 \times 10^4 + 4.36 \times 10^7 + 5.6 \times 10^9}{s^3 + 6336s^2 + 1.1 \times 10^7 + 9.4 \times 10^7}$$

2) 当偏置电流 $I_0 = 1.25 \text{ A}$ 时, $K_x = -0.8 \times 10^5 \text{ N/m}$, $K_i = 16 \text{ N/A}$, 此时第 1 自由度的标称传递函数为

$$\bar{G}_1(s) = \frac{6.5}{s^2 - 3.2474 \times 10^4} \quad (7)$$

由刚度摄动、惯性耦合和陀螺耦合引起的系统不确定性分别为 $\gamma_1(s)$, $\gamma_2(s)$, $\gamma_3(s)$, 它们的奇异值曲线见图 6.

$$\gamma_1(s) = \frac{6.2s^2 - 5.73 \times 10^4}{8.5s^2 - 6.327 \times 10^5}$$

$$\gamma_2(s) = \frac{5s^2 - 6.09 \times 10^4}{6.5s^2 - 4.164 \times 10^5}$$

$$\gamma_3(s) = \frac{5s^2 - 2.109 \times 10^5}{6.5s^2 - 8.329 \times 10^5}$$

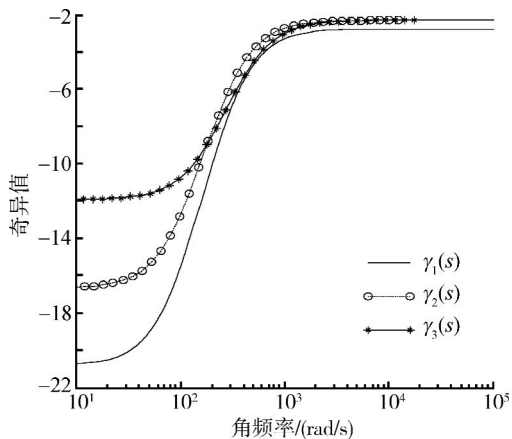


图 6 不确定性奇异值曲线(1.25 A)

Fig. 6 Curves of singular value of uncertainty (1.25 A)

同理, 其加权函数 $\bar{w}_3(s)$ 选择为 1 阶形式

$$\bar{w}_3(s) = \frac{1.2s}{1.2s + 2000}$$

偏置电流为 1.25 A 时, 转子在固有频率处的不平衡振动幅值与 2.5 A 偏置时大小相同, 所以加权函数 $\bar{w}_1(s)$ 与上述 $w_1(s)$ 相同, 即有

$$\bar{w}_1(s) = \frac{800}{s+10}$$

同样取加权函数 $\bar{w}_2(s) = 2.5 \times 10^{-7}$, 由 $\bar{G}_1(s)$, $\bar{w}_1(s)$, $\bar{w}_2(s)$ 和 $\bar{w}_3(s)$ 可求得 1.25 A 偏置时 H_∞ 控制器为 $\bar{k}_1(s)$

$$\bar{k}_1(s) = \frac{30.2s^3 + 6.1 \times 10^4 + 1.7 \times 10^7 + 1.2 \times 10^9}{s^3 + 4514s^2 + 5.6 \times 10^6 + 5.2 \times 10^7}$$

综上, 分别求得 2.5 A 和 1.25 A 偏置电流时 H_∞ 控制器, 用于试验系统的高速旋转试验.

3 系统高速旋转试验

试验系统主要包括电源箱、传感器、控制器、计算机、功率放大器和机械受控装置, 其中控制器以 TI(德州仪器)公司的 TMS320F28335DSP 处理器为核心. 该 DSP(数字信号处理器)具有高精度的浮点运算功能, 与计算机之间通过 JTAG(joint test action group)仿真器连接通信, 利用 CCS(code composer studio)软件编写控制程序, 进而实现系统的主动控制. 试验系统如图 7 所示.



图 7 试验系统照片

Fig. 7 Photo of experiment system

将第 2 节求得的两种控制器进行离散化编程, 经调试可将转子稳定悬浮, 并通过高频电动机稳定运行至 12000 r/min. 转子第 1 自由度对应的电涡流传感器所测得的转子振动曲线如图 8 所示, 转子第 1 自由度对应的磁悬浮轴承的电流如图 9 所示.

由图 8 可知, 在转速达到 3800 r/min 之前, 1.25 A 偏置电流控制的振动曲线略低于 2.5 A 偏置电流控制的振动曲线, 在 3800 r/min 以后,

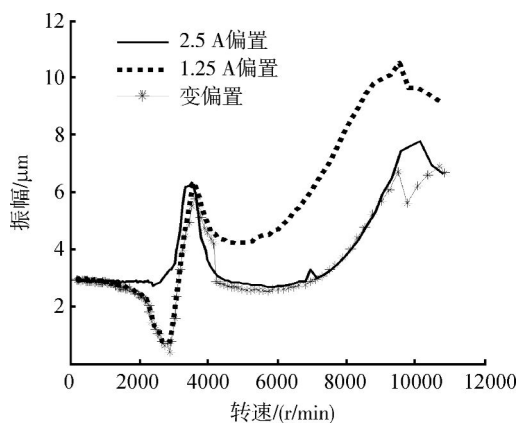


图8 转子振动曲线

Fig. 8 Vibration curves of rotor

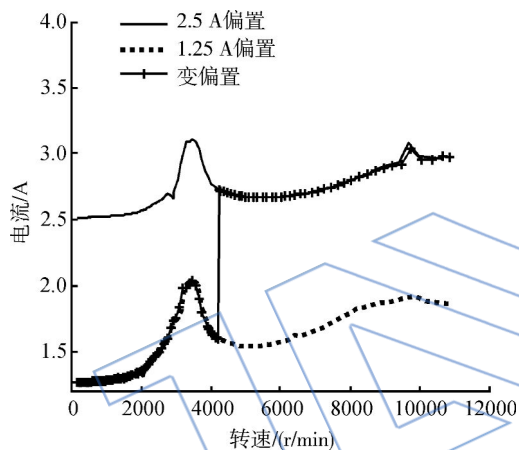


图9 磁悬浮轴承的电流

Fig. 9 Current of AMB

1.25 A偏置电流控制的振动曲线明显高于2.5 A偏置电流控制的振动曲线。由图9可知,2.5 A偏置电流控制时,最大电流为3.11 A,最小电流为2.52 A,平均电流为2.66 A;1.25 A偏置电流控制时,最大电流为2.04 A,最小电流为1.27 A,平均电流为1.48 A。

当采用变偏置电流控制时,控制器拾取转速传感器信号。当转子转速低于3800 r/min,选择1.25 A偏置电流控制,当转子转速高于3800 r/min,选择2.5 A偏置电流控制。

由图8可以看出,当采用变偏置电流控制时,转子第1自由度振动曲线基本与2条恒定偏置电流控制下的振动曲线最低部分重合,说明变偏置电流控制不会恶化系统动态性能。由图9可以看出,当采用变偏置电流控制时,转子第1自由度对应的单边电磁铁中的最大电流为2.94 A,最小电流为1.27 A,平均电流为1.78 A。变偏置电流控

制的平均电流相对于2.5 A偏置电流控制时减少25.8%,说明变偏置电流控制能降低系统电流消耗,因此系统的损耗(铜损和铁损)较低。

综上所述,对于本试验装置,变偏置电流控制相比2.5 A偏置电流控制,系统在不恶化动态性能的基础上减少25%以上的电流消耗,具有更好的综合性能。

4 结 论

1) 采用混合灵敏度 H_∞ 控制策略设计的变偏置电流控制器,能够保证磁悬浮轴承系统安全稳定运行,根据系统固有频率处的振幅选择加权函数是可行的。

2) 1.25 A偏置电流控制与2.5 A偏置电流控制相比,在低转速段动态性能相近,但在高转速段动态性能变差,当转子转速较高时容易与磁悬浮轴承碰撞。

3) 相对于恒定偏置电流控制,变偏置电流控制能保证系统的动态性能,并明显减少磁悬浮轴承所需的电流消耗,具有较好的综合性能。

参考文献:

- [1] 胡业发,周祖德,江征风. 磁力轴承的基础理论及应用[M]. 北京:机械工业出版社,2006.
- [2] 徐龙祥,周波. 磁浮多电航空发动机的研究现状及关键技术[J]. 航空动力学报,2003,18(1):51-59.
XU Longxiang, ZHOU Bo. The current situation and development trend for more-electric gas turbine engines[J]. Journal of Aerospace Power, 2003, 18(1): 51-59. (in Chinese)
- [3] 杨志铁. 飞轮电池储能关键技术研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2002.
YANG Zhitie. Research on key techniques of energy storage of flywheel battery[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2002. (in Chinese)
- [4] Kasarda M E, Allaire P E. Comparison of predicted and measured rotor losses in planar radial magnetic bearings[J]. Tribology Transactions, 1997, 40(2): 219-226.
- [5] Allaire P E, Kasarda M E. Rotor power losses in planar radial magnetic bearings; effects of number of stator poles, air gap thickness and magnetic flux density[J]. Turbines Power, 1999, 121(2): 691-696.
- [6] 石庆才. 同极型磁轴承转子系统的磁场和动态性能分析[D]. 南京:南京航空航天大学,2011.
SHI Qingcai. Analysis on magnetic field and dynamic performance of homopolar active magnetic bearing[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011. (in Chinese)
- [7] 谢振宇,吴凯峰,石庆才,等. 同极型结构和零偏置电流控

- 制对磁悬浮轴承损耗影响的试验分析[J]. 航空动力学报, 2011, 26(2): 404-408.
- XIE Zhenyu, WU Kaifeng, SHI Qingcai, et al. Investigation on power loss of homopolar active magnetic bearing with zero-bias current control[J]. Journal of Aerospace Power, 2011, 26(2): 404-408. (in Chinese)
- [8] Johnson D, Brown G V. Adaptive variable bias current magnetic bearing control[R]. Philadelphia, US; the 1998 American Control Conference, 1998.
- [9] Tsiotras P, Wilson B C. Zero and low bias control designs for active magnetic bearings[J]. Control Systems Technology, 2003, 11(6): 889-904.
- [10] Sivrioglu S, Nonami K, Saigo M. Low consumption nonlinear control with H_∞ compensator for zero-bias flywheel AMB system[J]. Journal of Vibration and Control, 2004, 10(8): 1151-1156.
- [11] 张凯, 赵雷, 赵鸿宾. 磁悬浮飞轮低功耗控制方法仿真研究[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2004, 44(3): 301-303.
- ZHANG Kai, ZHAO Lei, ZHAO Hongbin. Zero-power control method for a flywheel suspended by active magnetic bearings[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2004, 44(3): 301-303. (in Chinese)
- [12] 吴凯峰. 可调偏置电流磁悬浮系统的数字控制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
- WU Kaifeng. Digital control of active magnetic bearing system with variable bias current[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011. (in Chinese)
- [13] 郭树星, 韩邦成, 李红, 等. 纯电磁轴承自适应偏置电流功耗控制[J]. 轴承, 2012(11): 1-4.
- GUO Shuxing, HAN Bangcheng, LI Hong, et al. Adaptive variable bias current in active magnetic bearing for low power consumption [J]. Bearing, 2012 (11): 1-4. (in Chinese)
- [14] 谢振宇, 王彤, 张景亭, 等. 磁悬浮轴承金属橡胶环组合支撑转子系统的动态性能[J]. 航空动力学报, 2009, 24(2): 378-384.
- XIE Zhenyu, WANG Tong, ZHANG Jingting, et al. Dynamic characteristics of active magnetic bearing system with metal rubber annuluses [J]. Journal of Aerospace Power, 2009, 24(2): 378-384. (in Chinese)
- [15] 赵雷, 丛华. 可控磁悬浮轴承刚度与阻尼特性研究[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 1999, 39(4): 96-99.
- ZHAO Lei, CONG Hua. Investigation of controllable magnetic levitation bearing stiffness and damping characteristics[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 1999, 39(4): 96-99. (in Chinese)
- [16] 吴旭东, 解学书. H_∞ 鲁棒控制中的加权阵选择[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 1997, 37(1): 27-30.
- WU Xudong, XIE Xueshu. The selection of weighting function robust control[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 1997, 37 (1): 27-30. (in Chinese)