

文章编号 1004-924X(2024)08-1164-11

基于惯性运动自适应前馈的磁轴承基座扰动抑制

黄雨杰, 徐向波*, 郑领博, 李 林
(北京林业大学 工学院, 北京 100000)

摘要: 为抑制主动磁轴承中基座的运动造成转子的振动增大, 设计并实现了一种基于惯性运动的前馈控制方法。首先, 针对基座运动状态下的磁轴承系统, 建立了基座运动的五自由度磁轴承转子动力学模型, 然后, 分析了在基座进行小幅度复杂运动时转子受扰动力的动力学, 提出了一种基于自适应算法的惯性前馈方法。最后, 采用搭建的实验平台对不同扰动下开启前馈控制前后转子的响应进行了实验研究。实验结果表明: 自适应前馈控制器使能后, 磁轴承转子的位移减少了 80% 以上。设计的自适应前馈控制方法能够有效抑制磁悬浮系统基座扰动对转子振动的影响, 大幅提高了磁轴承转子的运行精度, 且设计的系统仅需增加一个小体积的惯性微机电测量单元, 满足实际工程应用需求。

关键词: 主动磁轴承; 动基座补偿; 自适应算法; 前馈控制器; 惯性运动; 振动抑制

中图分类号: TP273; TH133 **文献标识码:** A **doi:** 10.37188/OPE.20243208.1164

Inertial motion adaptive feedforward based base perturbation suppression for magnetic bearings

HUANG Yujie, XU Xiangbo*, ZHENG Lingbo, LI Lin

(School of Technology, Beijing Forestry University, Beijing 100000, China)

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

Abstract: The rotor vibrations can be induced by the base motion in the active magnetic bearing systems. To solve this problem, a feedforward control approach based on inertial motion compensation was devised and implemented. First, a comprehensive five degrees of freedom dynamic model was formulated to describe the dynamics of a magnetically suspended rotor in the active magnetic bearing system with the base movement. Then, the rotor dynamics with various disturbance forces during small-amplitude complex base motions were analyzed. Subsequently, an innovative inertial feedforward method employing an adaptive algorithm was proposed. Finally, to verify the effectiveness of the proposed control method, an experiment platform was built, and then experimental investigations were carried out to compare the rotor's response to various disturbances both before and after activating the feedforward controller. The experimental results show that the implementation of the proposed feedforward control method led to an about 80% reduction of the vibration displacement of the magnetically suspended rotor when it is subjected to base motion perturbations. This marked reduction in displacement significantly enhanced the operational precision of the magnetically suspended rotor. Furthermore, the hardware implementation of the feedforward control method only need the addition of a compact inertial micro-electromechanical measurement unit. This

收稿日期: 2023-11-27; 修订日期: 2024-01-19.

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 32371868)

small hardware addition meets some requirements for engineering applications, especially where there is very small space for the mechanical structure. In conclusion, the proposed inertial motion feedforward control method demonstrates promising ability in effectively reducing the vibration displacements of the magnetically suspended rotor disturbed by the base motion, and this can improve the operational stability and precision of active magnetic bearing systems while only a very small inertial measurement unit is added.

Key words: active magnetic bearing; moving base compensation; adaptive algorithm; feedforward controller; inertial motion; vibration suppression

1 引言

主动磁轴承(Active Magnetic Bearing, AMB)广泛应用于工业领域。相较于机械轴承,其转轴与定子间无接触,故不易磨损,维护成本较低,且减少了摩擦造成的功率损失,具有机械磨损小、无需润滑、能源利用效率高、能耗低、寿命长等优点。

由于加工工艺以及材料的限制,磁悬浮轴承在运行过程中存在扰动,例如内部同频和倍频振动、外部振动^[1-2]。随着磁轴承在应用领域的逐渐拓广,除基座静止的平台外,船舶、车辆等运动基座场景中也需要高性能的磁轴承来提升运作效率。安装于运动平台中的磁轴承转子位移振动会随平台以及基座运动而增大,同时高速运动的转子的陀螺效应也会影响磁轴承的稳定性,甚至引发转子碰撞磁轴承的失稳。

针对转子不平衡等等内部扰动的抑制主要采用陷波器^[3-6]、重复控制器^[7-9]、前馈补偿^[10-12]等方法。另外,系统受到外部扰动,如基座运动,需要在不降低系统其它性能的前提下设计控制算法,抑制基座运动对磁轴承的干扰。文献^[13]建立了基座运动状态下的磁轴承系统动态模型,分析了基座受外部扰动对系统动态特性的影响,但并未提出控制方法。文献^[14-15]提出了通过检测磁轴承基座加速度实现的加速度前馈控制方法,抑制了基座的平动运动对AMB系统的干扰响应。上述文献仅针对平动造成的扰动进行约束,未考虑转动造成的影响。文献^[16-20]通过测量控制力矩陀螺框架转动的角速率,设计了磁悬浮转子前馈量补偿算法,但需要在框架中安装高精度的角速度传感器,比如旋转变压器,增加了基座机械和电气的复杂度。以上文献均

实现了外部扰动的前馈补偿,但主要针对特定运动或扰动的抑制。

本研究综合考虑小幅度的随机运动平台中磁轴承基座的平动与转动工况,以五自由度磁悬浮电机为控制对象建立模型,通过惯性测量单元实时解算磁轴承电机质心的加速度、角速度与角加速度,描述复杂状态下系统的运动状态,提出了一种基于基座惯性运动的自适应前馈控制算法,并进行了实验验证。所设计系统只需增加一个微机电惯性测量单位,体积和安装方式均利于实际工程应用。

2 磁轴承系统模型

磁轴承系统的运动模型如图1所示。图中建立了固联于转子的转子坐标系 $o-xyz$ 以及固联于转子参考位置的惯性坐标系 $O-XYZ$,在转子静平衡状态时,两个坐标系重合,转子的运动状态可以由转子坐标系与惯性坐标系的相对位置来

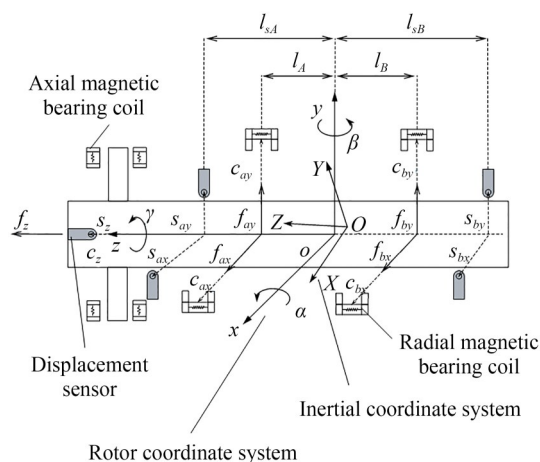


图1 磁轴承系统坐标图

Fig. 1 System Coordinate of the AMB system

描述。

$$\mathbf{c} = [c_{ax} \ c_{ay} \ c_{bx} \ c_{by} \ c_z]^T. \quad (1)$$

$s_j (j = ax, ay, bx, by, z)$ 为位移传感器检测的转子位移, 即传感器坐标 \mathbf{s} :

$$\mathbf{s} = [s_{ax} \ s_{ay} \ s_{bx} \ s_{by} \ s_z]^T. \quad (2)$$

图 1 中 l_A, l_B 为径向磁轴承线圈相对于质心的位置, l_{sA}, l_{sB} 则为径向位移传感器相对于质心的位置。转子的位置通过转子坐标系与惯性坐标系的相对位置来表示, 其小幅度的运动可以通过转子质心在惯性坐标系中的平移 x, y, z 以及三个关于坐标轴的旋转角度卡尔丹角 α, β, γ 来描述^[19], 旋转角度的定义如图 1 所示, 由于转子的旋转角速度为常数 Ω , 故转子在惯性坐标系的位置可用以下变量 \mathbf{z} 来表示^[21]:

$$\mathbf{z} = [\beta \ x \ -\alpha \ y \ z]^T. \quad (3)$$

磁轴承坐标 \mathbf{c} 、传感器坐标 \mathbf{s} 与转子坐标 \mathbf{z} 的转换关系如下:

$$\mathbf{z} = \Phi_c \mathbf{c}, \quad (4)$$

$$\mathbf{z} = \Phi_s \mathbf{s}, \quad (5)$$

其中: Φ_c 为磁轴承坐标到转子坐标的转换矩阵, Φ_s 为传感器坐标到转子坐标的转换矩阵, 且:

$$\Phi_c = \frac{1}{l_A - l_B} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -l_B & l_A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -l_B & l_A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_A - l_B \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \cos \beta \cos \gamma & \cos \alpha \sin \gamma + \sin \alpha \sin \beta \cos \gamma & \sin \alpha \sin \gamma - \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma \\ -\cos \beta \sin \gamma & \cos \alpha \cos \gamma - \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma & \sin \alpha \cos \gamma + \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma \\ \sin \beta & -\sin \alpha \cos \beta & \cos \alpha \cos \beta \end{bmatrix}. \quad (8)$$

由于本文中假设转子运动幅度较小, α 与 β 均为较小量, 故取方向余弦矩阵中 $\cos \beta$ 与 $\cos \alpha$ 为 1, 且取 $\sin \alpha$ 与 $\sin \beta$ 为较小量, 故将 \mathbf{A} 中含 α 及 β 正弦值的二阶及以上项假设为相对较小量而忽略。简化后的方向余弦矩阵 \mathbf{A} 表达式如下:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \cos \Omega t & \sin \Omega t & 0 \\ -\sin \Omega t & \cos \Omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

则式(7)可表示为:

$$\Phi_s = \frac{1}{l_{sA} - l_{sB}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -l_{sB} & l_{sA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -l_{sB} & l_{sA} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{sA} - l_{sB} \end{bmatrix}.$$

本文基于以下三点前提建立系统模型:

(1) 基座以及定转子均为密度均匀的刚性结构, 且转子五自由度悬浮;

(2) 转子及基座运动的位移以及角度的变化幅度较小, 即假设在运动范围内运动方程可线性化, 如此假设也有利于磁轴承轴向与径向运动的解耦;

(3) 磁轴承转子始终匀速旋转, 即 $\dot{\gamma} = \Omega$ 。

通过动能推导转子的广义力, 建立拉格朗日方程如下:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{z}_i} \right) - \frac{\partial T}{\partial z_i} = Z_i (i = 1, 2, 3, 4, 5), \quad (6)$$

其中: T 为动能, $Z_i (i = 1, 2, 3, 4, 5)$ 表示各自由度广义力。

定义转子在转子坐标系中的角速度为 $\boldsymbol{\omega}$, 用欧拉角解析刚性转子的运动, 可得:

$$\boldsymbol{\omega} = \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\beta} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

其中, \mathbf{A} 为刚体在任意方位的方向余弦矩阵:

$$\boldsymbol{\omega} = \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\alpha} \cos \Omega t + \dot{\beta} \sin \Omega t \\ -\dot{\alpha} \sin \Omega t + \dot{\beta} \cos \Omega t \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

动能与转子坐标以及角速度的关系用下式表示:

$$T = \frac{1}{2} m \sum_{n=x,y,z} \dot{z}_n^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=x,y,z} I_{n0} \omega_n^2, \quad (11)$$

其中: I_{x0}, I_{y0}, I_{z0} 为转子在转子坐标系下的各轴转动惯量, I_{x0} 与 I_{y0} 相等。结合式(6)、式(10)以及式(11)易推导得各个自由度广义力与转子位置的关系^[22]:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \\ Z_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{x0}\ddot{\beta} - I_{z0}\dot{\Omega}\dot{\alpha} \\ m\ddot{x} \\ -I_{x0}\ddot{\alpha} - I_{z0}\dot{\Omega}\dot{\beta} \\ m\ddot{y} \\ m\ddot{z} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

其中, m 为转子的质量, 将式(12)表示为矩阵形式:

$$M\ddot{z} + G\dot{z} = Z, \quad (13)$$

其中: M 为质量矩阵, G 为反对称陀螺矩阵:

$$M = \begin{bmatrix} I_{x0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{x0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m \end{bmatrix},$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & I_{z0}\dot{\Omega} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_{z0}\dot{\Omega} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

广义力 Z 与轴承力 f 的转换关系为:

$$Z = \Phi_c^T f, \quad (14)$$

$$f = [f_{ax} \ f_{ay} \ f_{bx} \ f_{by} \ f_z]^T, \quad (15)$$

其中, f_j ($j = ax, ay, bx, by, z$) 为沿 j 方向的磁轴承控制力。

结合式(14)和(15)可得:

$$Z = \begin{bmatrix} l_A f_{ax} + l_B f_{bx} \\ f_{ax} + f_{bx} \\ l_A f_{ay} + l_B f_{by} \\ f_{ay} + f_{by} \\ f_z \end{bmatrix}. \quad (16)$$

以 Ax 方向为例, 联立式(12)和式(16)可得:

$$\begin{cases} l_A f_{ax} + l_B f_{bx} = I_{x0}\ddot{\beta} - I_{z0}\dot{\Omega}\dot{\alpha} \\ f_{ax} + f_{bx} = m\ddot{x} \end{cases}, \quad (17)$$

$$f_{ax} = -\frac{I_{x0}}{l_B - l_A}\ddot{\beta} + \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}\dot{\alpha} + \frac{l_B m}{l_B - l_A}\ddot{x}. \quad (18)$$

当磁轴承基座运动时, 定义基座的广义坐标为 z_0 :

$$z_0 = [\beta_0, x_0, -\alpha_0, y_0, z_0]^T. \quad (19)$$

考虑基座运动对转子带来的扰动, 根据转子轴承控制力微分方程, 有:

$$f_{ax} = -\frac{I_{x0}}{l_B - l_A}(\ddot{\beta} + \ddot{\beta}_0) + \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}(\dot{\alpha} + \dot{\alpha}_0) + \frac{l_B m}{l_B - l_A}(\ddot{x} + \ddot{x}_0). \quad (20)$$

变换式(20)为:

$$f_{ax} + f_{rax} = -\frac{I_{x0}}{l_B - l_A}\ddot{\beta} + \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}\dot{\alpha} + \frac{l_B m}{l_B - l_A}\ddot{x}, \quad (21)$$

其中:

$$f_{rax} = \frac{I_{x0}}{l_B - l_A}\ddot{\beta}_0 - \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}\dot{\alpha}_0 - \frac{l_B m}{l_B - l_A}\ddot{x}_0. \quad (22)$$

f_{rax} 为转子受到的扰动力^[13], 扰动力大小受基座运动的影响。同理磁轴承转子在基座运动时受到的扰动力 f_r 可表示为:

$$f_r = [f_{rax} \ f_{ray} \ f_{rbx} \ f_{rby} \ f_{rz}]^T, \quad (23)$$

$$f_r = \begin{bmatrix} \frac{I_{x0}}{l_B - l_A}\ddot{\beta}_0 - \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}\dot{\alpha}_0 - \frac{l_B m}{l_B - l_A}\ddot{x}_0 \\ -\frac{I_{x0}}{l_B - l_A}\ddot{\alpha}_0 - \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}\dot{\beta}_0 - \frac{l_B m}{l_B - l_A}\ddot{y}_0 \\ -\frac{I_{x0}}{l_B - l_A}\ddot{\beta}_0 + \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}\dot{\alpha}_0 + \frac{l_A m}{l_B - l_A}\ddot{x}_0 \\ \frac{I_{x0}}{l_B - l_A}\ddot{\alpha}_0 + \frac{I_{z0}\dot{\Omega}}{l_B - l_A}\dot{\beta}_0 + \frac{l_A m}{l_B - l_A}\ddot{y}_0 \\ -m\ddot{z}_0 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

以基座运动参数 r 作为扰动输入, 由于扰动力取决于基座运动的平动加速度以及转动角速度、角加速度, r 的定义如下:

$$r = [\ddot{x}_0 \ \ddot{y}_0 \ \ddot{z}_0 \ \dot{\alpha}_0 \ \dot{\alpha}_0 \ \dot{\beta}_0 \ \dot{\beta}_0]^T. \quad (25)$$

式(25)中各变量表示惯性传感器实时测量并解算后得到的基座在惯性坐标系 $O-XYZ$ 下的运动加速度以及角速度。

定义 $G_r(s)$ 为以扰动 r 为输入, 扰动力向量 f_r 为输出的传递函数, $G_r(s)$ 应为 5×7 矩阵, 由式(24)~(25)得 $G_r(s)$ 表达式为:

$$G_r(s) = \begin{bmatrix} -\frac{l_B m}{l_B - l_A} & 0 & 0 & -\frac{I_{z0} \Omega}{l_B - l_A} & 0 & 0 & \frac{I_{x0}}{l_B - l_A} \\ 0 & -\frac{l_B m}{l_B - l_A} & 0 & 0 & -\frac{I_{x0}}{l_B - l_A} & -\frac{I_{z0} \Omega}{l_B - l_A} & 0 \\ \frac{l_A m}{l_B - l_A} & 0 & 0 & \frac{I_{z0} \Omega}{l_B - l_A} & 0 & 0 & -\frac{I_{x0}}{l_B - l_A} \\ 0 & \frac{l_A m}{l_B - l_A} & 0 & 0 & \frac{I_{x0}}{l_B - l_A} & \frac{I_{z0} \Omega}{l_B - l_A} & 0 \\ 0 & 0 & -m & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (26)$$

$$V = E[e^T(n)e(n)], \quad (31)$$

其中, E 表示数学期望。在磁轴承-转子系统中, 位移给定为0, 即 $e(n) = s(n)$, 式(30)可写作:

$$s(n) = G(z)[G_{r1}(z)r(n) - Lk_s r(n)]. \quad (32)$$

由图3可得:

$$s(n) = G(z)[G_{r1}(z)r(n) - Lk_s r(n)], \quad (33)$$

其中, $G(z)$ 和 $G_{r1}(z)$ 为 $G(s)$ 和 $G_{r1}(s)$ 的离散形式。可见 $s(n)$ 与 V 均为关于 L 的函数。

由于 $G(z)$ 形式复杂, 在实际应用中为减低运算量, 用 5×5 的对象滤波器 $G_1(z)$ 代替 $G(z)$, 式(33)可简化为:

$$s(n) = G_1(z)[G_{r1}(z)r(n) - Lk_s r(n)]. \quad (34)$$

L 在 $s(n)$ 与 $r(n)$ 的影响下持续迭代更新, 趋近于最优值。由最速下降法得到权值矩阵的迭代公式为:

$$L(n+1) = L(n) - \rho F(L), \quad (35)$$

其中: ρ 为收敛系数, 即迭代的步长, F 为方差 V 关于 L 梯度的估计值:

$$F(L) = -2k_s G_1^T(z) s(n) r^T(n). \quad (36)$$

基于自适应控制算法的前馈系统如图4所示。

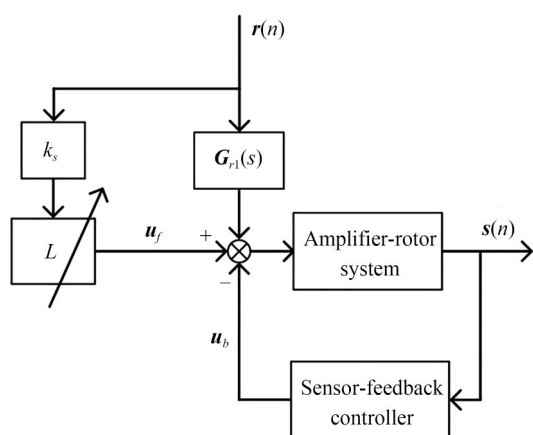


图4 基于自适应算法的惯性前馈系统

Fig. 4 Inertial feedforward system based on adaptive algorithm

为使自适应算法收敛, 式(35)中迭代步长的取值范围应满足条件^[20]:

$$0 < \rho < \frac{1}{\lambda_i}, \quad (37)$$

其中, $\lambda_i (i = 1, 2, 3, 4, 5)$ 为系统模型 $G_1(z)$ 输出信号自相关矩阵的特征根。

4 实验验证

为验证本文设计的前馈控制方法有效性, 搭建实验平台进行实验研究。实验设备如图5所示, 包括磁悬浮电机、电源、磁轴承控制器、上位机、示波器、惯性测量电路以及运动平台, 磁悬浮电机固定于运动平台上, 微机电惯性测量单元固联于磁悬浮电机基座的正上方, 认为磁悬浮电机基座、惯性传感器、运动平台间不存在相对运动。本文选用的惯性传感器型号为 ICM42688P, 具有体积小、成本低等优点, 惯性测量单元原理如图6所示。惯性传感器将惯性数据采集后传输至单片机, 单片机则通过 CAN 通信将处理后的惯性数据传输至 AMB 控制器。惯性测量单元易于安装于磁悬浮电机基座上, 方便实现实际工程应用。

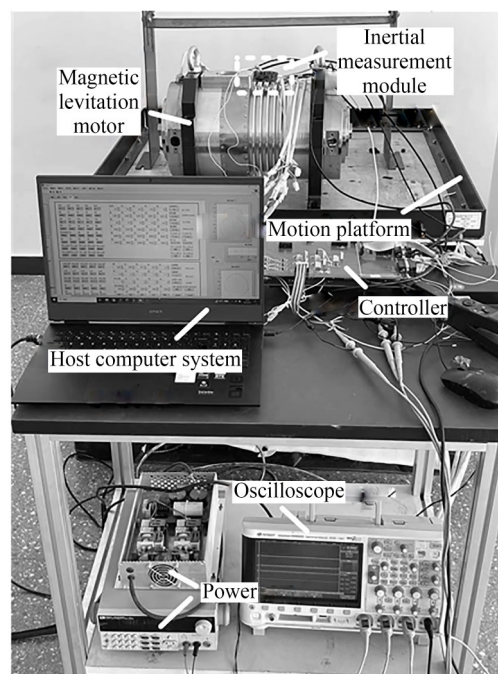


图5 磁悬浮电机及实验平台

Fig. 5 Magnetic levitation motor and experimental

实验初始条件为磁轴承已到达稳态, 转子转速设定为 200 Hz, 取自适应算法的迭代步长 ρ 为 1.4×10^{-3} 。本文将基座的平动扰动与转动扰动

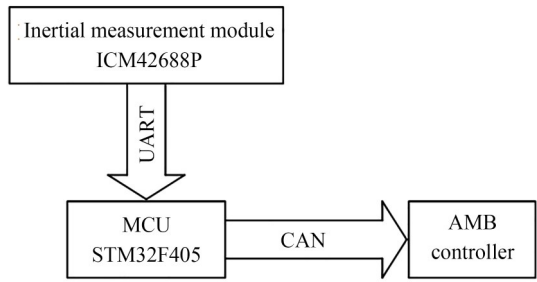


图 6 惯性测量电路原理图

Fig. 6 Schematic diagram of inertial measurement circuit

分解进行分析。磁悬浮电机参数如表 1 所示。为验证本文设计算法的有效性,以 Ax 方向转子位移为参考,分别分析两种扰动情况下加入前馈控制方法前后转子的位移的变化。

表 1 实验对象参数

Tab. 1 Experimental object parameters

参数	数值
转子质量 m/kg	35.9
额定功率/ kW	100
磁轴承到转子质心距离(A端) l_A/m	0.233
磁轴承到转子质心距离(B端) l_B/m	-0.157
传感器到转子质心距离(A端) l_{sA}/m	0.312
传感器到转子质心距离(B端) l_{sB}/m	-0.220
转子径向转动惯量 $I_{x0}/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.420 0
转子轴向转动惯量 $I_{z0}/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.003 1
径向电流刚度 $K_{ia}/(\text{N}\cdot\text{A})$	967
轴向电流刚度 $K_{ir}/(\text{N}\cdot\text{A})$	469
径向位移刚度 $K_{ha}/(\text{N}\cdot\text{m})$	2.17×10^6
轴向位移刚度 $K_{hr}/(\text{N}\cdot\text{m})$	1.63×10^6

由于本文研究的控制系统的主要应用于船舶运动基座的场景,横摇和纵摇频率范围为 $0.05\sim 1\text{ Hz}$,故实验以 1 Hz 模拟基座扰动。

4.1 转动扰动

以运动平台的转动模拟转动扰动对系统的影响,设定摇摆平台以 1 Hz 的频率, $20(^{\circ})/\text{s}$ 的峰值的正弦规律角速率沿 x 方向进行运动。未开启前馈控制前系统仅由 PID 反馈控制, Ax 端子的位移 s_{ax} 如图 7 所示,可见在未加入前馈控制时,

在基座摇摆下偏移平衡位置,且位移峰峰值已到达了 $29.75\text{ }\mu\text{m}$ 。

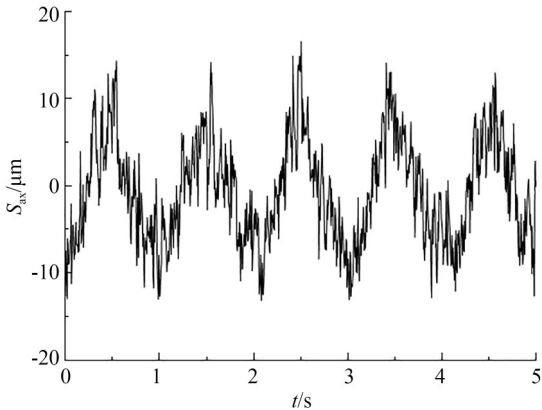


图 7 无前馈时转动扰动下的 Ax 端转子位移

Fig. 7 s_{ax} under rotational perturbation without feedforward control

系统在加入前馈控制并达到收敛状态后, Ax 端子的转子位移如图 8 所示,可见系统收敛后,转子位移的峰峰值减小到了 $4.55\text{ }\mu\text{m}$,为原来的 15.29% ,可见前馈控制抑制了基座摇摆引起的系统位移波动。

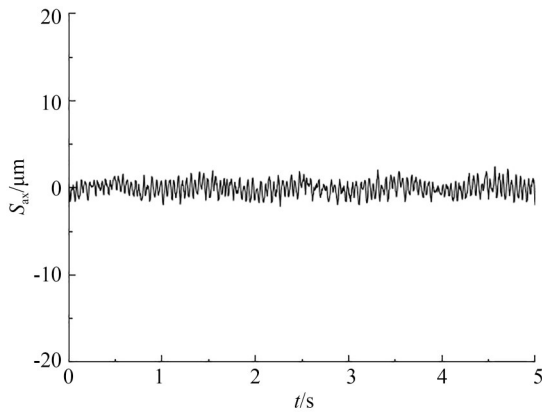


图 8 开启前馈时转动扰动下的 Ax 端转子位移

Fig. 8 s_{ax} under rotational perturbation with feedforward control

图 9 则展示了前馈控制启动的动态过程,在运动平台的转动扰动下,从时间 $t=1\text{ s}$ 的时刻使能前馈控制,在开启前馈控制约 2.6 s 后,系统达到收敛状态,且此后自适应算法的权值矩阵 L 的各元素也完成收敛,到达稳态值。

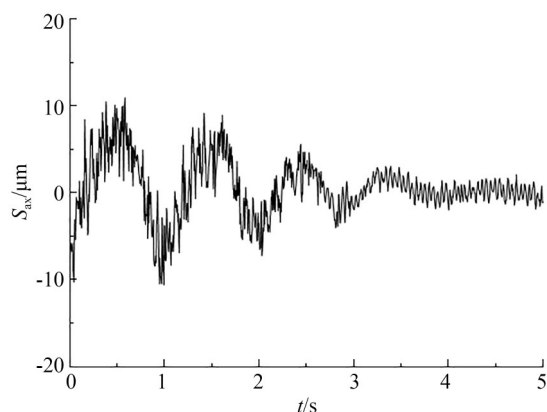
图9 转动扰动下开启前馈前后的 Ax 端转子位移

Fig. 9 s_{ax} under rotational perturbation with and without feedforward control

4.2 平动扰动

以运动平台的振动模拟平动扰动对系统的影响。设定平台以 1 Hz 的频率, 255 mm 的峰值以正弦规律沿 x 方向进行振动。在未开启前馈控制时, Ax 方向转子位移如图 10 所示。在系统加入前馈控制并收敛后, Ax 端转子位移则如图 11 所示, 前馈控制算法将加速度扰动下的转子位移峰峰值由 $22.81 \mu\text{m}$ 降低为 $3.98 \mu\text{m}$, 降低到了原来的 17.45%。可见本文设计的前馈控制方法在平动扰动下同样能有效限制转子的位移。

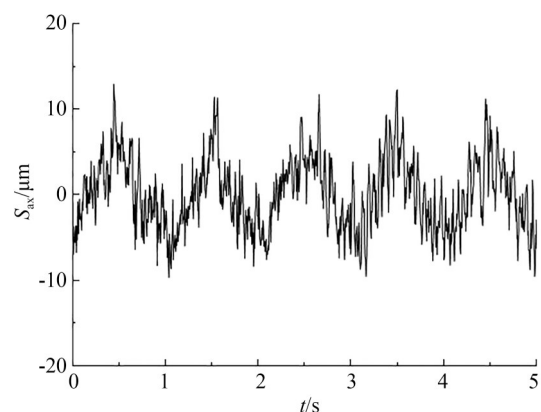
图10 无前馈时平动扰动下的 Ax 端转子位移

Fig. 10 s_{ax} under translational perturbation without feedforward control

图 12 展示了平动扰动下前馈控制的动态过程, 在平动扰动的前提下, 系统同样从时间 $t=1 \text{ s}$ 的时刻使能前馈控制, 在开启前馈控制约 2.4 s 后, 系统达到收敛状态, 自适应算法完成收敛。

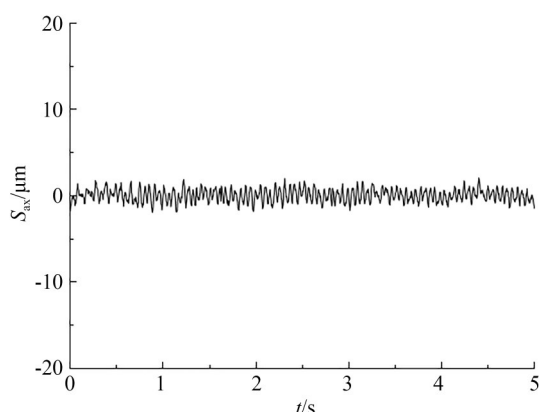
图11 开启前馈时平动扰动下的 Ax 端转子位移

Fig. 11 s_{ax} under translational perturbation with feedforward control

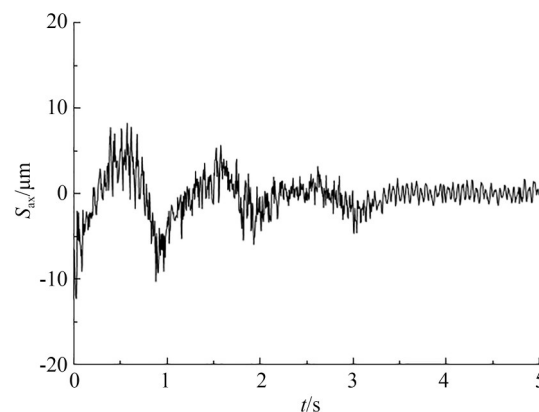
图12 平动扰动下开启前馈前后的 Ax 端转子位移

Fig. 12 s_{ax} under translational perturbation with and without feedforward control

4.3 复杂扰动

以运动平台小幅度转动模拟复合扰动对系统的影响, 设定平台以 1 Hz 的频率, $30(^{\circ})/\text{s}$ 的峰值的正弦规律角速率沿与坐标轴不重合的任一方向进行运动, 以模拟转子各自由度均受到基座运动扰动影响的情况。在未开启前馈控制时, Ax 方向转子位移如图 13 所示。在系统加入前馈控制并收敛后, Ax 端转子位移如图 14 所示, 由图可见, 在复合情况的扰动下, 前馈控制算法仍能将转子位移峰峰值由 $22.72 \mu\text{m}$ 降低为 $4.26 \mu\text{m}$, 降低到了原来的 18.75%。各实验条件下前馈控制算法对转子振动的抑制效果见表 2 所示, 由转子位移的变化可见, 本文设计的前馈控制算法在复杂扰动的情况下仍能有效限制转子的振动范围, 实验结果体现了该设计在实际工程应用上的可行性与有效性。

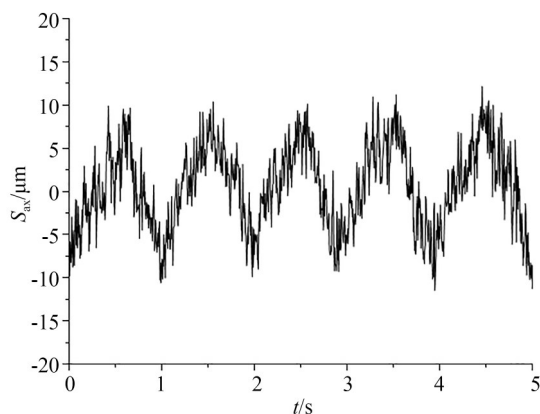


图 13 无前馈时复杂扰动下的 \$Ax\$ 端转子位移

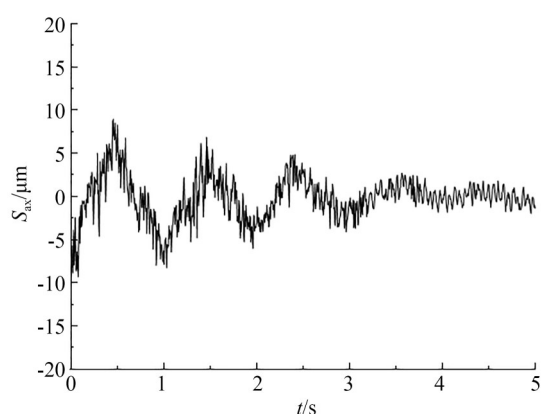
Fig. 13 s_{ax} under complex perturbation without feedforward control

图 15 复杂扰动下开启前馈前后的 \$Ax\$ 端转子位移

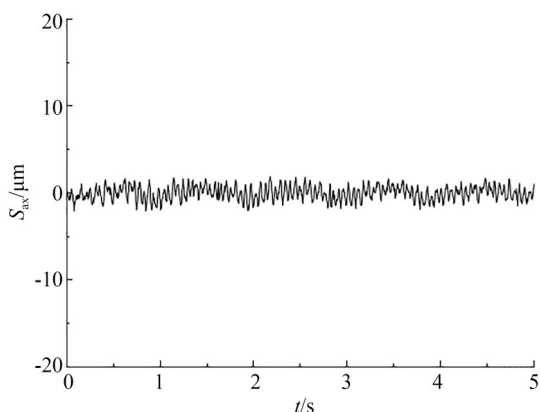
Fig. 15 s_{ax} under complex perturbation with and without feedforward control

图 14 开启前馈时复杂扰动下的 \$Ax\$ 端转子位移

Fig. 14 s_{ax} under complex perturbation with feedforward control

复杂扰动下前馈控制的动态过程如图 15 所示,时间 $t=1$ s 时使能前馈控制,在开启前馈控制约 2.5 s 后,系统收敛,自适应算法也到达收敛状态。

实验证实了设计的自适应前馈控制算法有效地减小了各种情况的基座运动扰动下转子的振动,且系统到达收敛大约需要 2.5 s 的时间,系统在该时间范围内完成收敛,同时权值矩阵也在该时间内快速到达收敛状态,自适应算法收敛,说明了设计并实现的自适应前馈算法的稳定性。

前馈控制算法对除 Ax 外的其余四个通道转子位移具有类似的抑制效果。由实验结果可见,在单一与复杂情况的小幅度基座运动状态下,本文设计的前馈控制算法均可有效抑制磁轴承系

表 2 前馈控制前后的转子位移

Tab. 2 Rotor displacement before and after feedforward control

实验情形	PID/ μm	PID+FF/ μm	优化效果/%
转动扰动	29.75	4.55	84.71
平动扰动	22.81	3.98	82.55
复杂扰动	22.72	4.26	81.25

统所受外部扰动产生的力矩对系统产生的干扰,结合本文设计的前馈设计方法后,转子位移峰值可减小到约原来的 20%,将转子位置限制在更安全的范围内,适用于实际工程应用。

5 结 论

磁轴承系统的基座的扰动会增大转子的振动,影响系统运行的精度。本文以五自由度磁悬浮电机为控制目标,分析了基座运动扰动下的转子动力学,并采用惯性测量单元对基座扰动进行监测,引入前馈控制,设计了一种基于惯性运动的自适应前馈控制系统。经实验验证,本文设计的前馈控制方法能够有效抑制小幅度基座运动带来的扰动,将转子位移减小了 80% 以上,且收敛速度较快,有利于保证系统的平稳运行。同时,本文的设计仅需在五自由度磁悬浮电机上安装一个小体积的微机电惯性测量单元,便于安装,满足实际工程应用需要。

由于考虑应用场景的限制,综合惯性传感器的成本、体积及安装便利性,选用的 MEMS 惯性

测量单元的精度相对较低,扰动抑制效果及前馈控制的精度仍有一定提升空间。对于更高振动

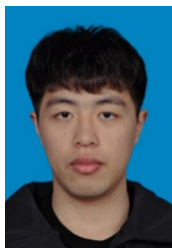
抑制精度要求的工程应用场景,可考虑通过使用更高精度的惯性测量模块提高前馈控制精度。

参考文献:

- [1] 韩邦成,崔华,汤恩琼. 基于滑模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 C, 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)
- [2] 吕奇超,周一恒,吕东元,等. 基于自适应滤波器的磁悬浮控制力矩陀螺内转子振动抑制[J]. 导航与控制, 2021, 20(1): 70-77, 91.
LYU Q C, ZHOU Y H, LYU D Y, *et al.* Vibration suppression of the inner rotor of a small-sized magnetically suspended control moment gyroscope based on adaptive filter [J]. *Navigation and Control*, 2021, 20(1): 70-77, 91. (in Chinese)
- [3] 徐向波,陈劲,张亚楠. 基于复数相移陷波的磁悬浮转子系统自平衡控制[J]. 光学精密工程, 2016, 24(4): 764-770.
XU X B, CHEN S, ZHANG Y N. Autobalancing control of magnetically suspended motor systems based on plural phase-shift Notch filter [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24(4): 764-770. (in Chinese)
- [4] BORQUE GALLEGO G, ROSSINI L, ACHTNICH T, *et al.* Novel generalized Notch filter for harmonic vibration suppression in magnetic bearing systems[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, 57(6): 6977-6987.
- [5] HU H J, WEI J B, WANG H Z, *et al.* Analysis of the Notch filter insertion position for natural frequency vibration suppression in a magnetic suspended fly-wheel energy storage system[J]. *Actuators*, 2023, 12(1): 22.
- [6] 巩磊,祝长生. 基于变角度搜索算法的磁悬浮高速电机刚性转子系统的不平衡补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(19): 6769-6778.
GONG L, ZHU C S. Unbalance compensation method of an active magnetic bearings-rigid rotor system for high-speed motors based on variable angle seeking algorithm [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(19): 6769-6778. (in Chinese)
- [7] CUI P L, DU L, ZHOU X X, *et al.* Harmonic vibration moment suppression using hybrid repetitive control for active magnetic bearing system[J]. *Journal of Vibration and Control*, 2022, 28(17/18): 2421-2434.
- [8] ZHANG Y, ZHOU J, HAN X M, *et al.* Adaptive odd repetitive control for magnetically suspended rotor harmonic currents suppression[J]. *Journal of Vibration and Control*, 2023, 29(9/10): 2077-2085.
- [9] 徐向波,陈劲,刘晋浩. 重复控制与积分正反馈组合的磁轴承低功耗控制[J]. 光学精密工程, 2017, 25(8): 2149-2154.
XU X B, CHEN S, LIU J H. Low power control of magnetic bearing combined by repetitive control and positive integral feedback [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(8): 2149-2154. (in Chinese)
- [10] SAKET F Y, KEOGH P S. Force-based feedforward control of persistent synchronous rotor/touch-down bearing contact in active magnetic bearing systems[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2023, 201: 110657.
- [11] 刘奇,苏振中,姜豪,等. 基于Bang-Bang+前馈策略的磁轴承执行器失效故障容错控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 177-189.
LIU Q, SU Z Z, JIANG H, *et al.* Fault tolerant control of magnetic bearing actuator failure based on Bang-Bang + feedforward strategy [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(1): 177-189. (in Chinese)
- [12] REN G P, ZHANG H T, WU Y, *et al.* A general double-input synchronous signal processor for imbalanced vibration mitigation in AMB-rotor systems [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2023, 53(6): 3823-3832.
- [13] ZHANG W W. Coupled dynamic analysis of magnetic bearing-rotor system under the influences of base motion [J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2011, 109: 199-203.
- [14] MATSUSHITA O, IMASHIMA T, HISANAGA Y, *et al.* Aseismic vibration control of flexible rotors using active magnetic bearing [J]. *Journal of Vibration and Acoustics*, 2002, 124(1): 49-57.
- [15] KANG M S, YOON W H. Acceleration feedforward control in active magnetic bearing system sub-

- ject to base motion by filtered-X LMS algorithm [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2006, 14(1): 134-140.
- [16] SUN J J, ZHAO J Y, BAI J C. Gimbal angular velocity feedforward method for magnetically suspended control moment gyro with hybrid magnetic bearing[J]. *Mechatronics*, 2022, 84: 102804.
- [17] 魏彤, 房建成. 磁悬浮控制力矩陀螺的动框架效应及其角速率前馈控制方法研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(1): 19-23, 38.
WEI T, FANG J C. Moving-gimbal effects and angular rate feedforward control in magnetically suspended rotor system of CMG[J]. *Journal of Astronautics*, 2005, 26(1): 19-23, 38. (in Chinese)
- [18] 魏彤, 房建成. 磁悬浮控制力矩陀螺动框架效应的 FXLMS 自适应精确补偿控制方法仿真研究[J]. 宇航学报, 2006, 27(6): 1205-1210.
WEI T, FANG J C. Accurate compensation of moving-gimbal effects based on FXLMS algorithm in magnetically suspended control moment gyroscope[J]. *Journal of Astronautics*, 2006, 27(6): 1205-1210. (in Chinese)
- [19] SUN J J, ZHAO J Y. Low power control for magnetically suspended control moment gyro based on current adaptive adjustment-gimbal angular velocity feedforward method[J]. *IET Electric Power Applications*, 2022, 16(11): 1317-1329.
- [20] 王舒, 郑世强. 基于复合控制的磁悬浮 CMG 动框架效应抑制[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(12): 2339-2347.
WANG S, ZHENG S Q. Composite control method for gimbal excitation effect suppression of magnetically suspended CMGs[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2020, 46(12): 2339-2347. (in Chinese)
- [21] BLANKE M, SCHRÖDER J. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control* [M]. Berlin: Springer, 2006.
- [22] LIU Q, LI H, PENG C, *et al.* Vibration feedforward compensation for magnetically suspended control and sensitive gyroscope with spherical rotor [J]. *Shock and Vibration*, 2020, 2020: 5780567.

作者简介:



黄雨杰(1999—),男,浙江舟山人,硕士研究生,主要研究方向为磁悬浮与智能机电。E-mail: 939631231@qq.com

通讯作者:



徐向波(1982—),男,山东烟台人,博士,博士生导师,2009年,2013年于北京航空航天大学分别获得硕士,博士学位,现为北京林业大学工学院教授,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