

考虑转子弹性动态特性的磁悬浮 鼓风机控制系统优化

衡治文¹, 蔡思捷², 沈志煌¹, 李立¹, 张潘潘¹, 黄俊峰³

(1. 集美大学海洋装备与机械工程学院, 福建 厦门 361021;

2. 厦门理工学院机械与汽车工程学院, 福建 厦门 360024; 3. 泉州市华德机电设备有限公司, 福建 泉州 362046)

[摘要] 在高转速工况下, 磁悬浮系统的转子受到陀螺效应和弹性形变的耦合影响。传统磁悬浮控制系统动态特性的表征通常采用刚体动力学模型, 并忽略状态矩阵中的非对角线项以实现模型解耦。本研究提出了一种磁悬浮系统的弹性动力学建模方法。方法考虑了磁悬浮轴承的时空相关非线性力学模型, 并结合泰勒级数展开, 探讨了磁力线性模型的建模方法, 分析了磁力模型参数随空间位置变化的规律。在此基础上, 结合弹性动力学模型, 建立了磁悬浮风机系统的状态方程, 揭示了空间位置对磁悬浮风机动态特性的影响。通过模态分析方法, 构建了磁轴承关键位置的解耦频响函数, 并设计了反馈控制系统中的PID (proportional-integral-derivative control) 控制器。仿真结果表明, 与未考虑耦合的PID模型相比, 在外界激励下, 系统的振动幅值减小。本方法在控制器搭建过程中引入了考虑陀螺效应和外部力作用下转子弹性形变的弹性动力学模型, 并通过模态分析实现了模型的解耦, 所设计的控制器更适用于高转速工况下的磁悬浮鼓风机。

[关键词] 磁悬浮轴承; 磁力线性模型; 转子弹性动力学模型; Levy法; PID参数优化

[中图分类号] TM 503

Optimization Research on Control System of Magnetic Levitation Blower Considering Rotor Elastic Dynamic Characteristic

HENG Zhiwen¹, CAI Sijie², SHEN Zhihuang¹, LI Li¹, ZHANG Panpan¹, HUANG Junfeng³

(1. School of Marine Equipment and Mechanical Engineering, Jimei University, Xiamen 361021, China;

2. School of Mechanical and Automotive Engineering, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China;

3. Quanzhou Huade Electromechanical Equipment Co., Ltd., Quanzhou 362046, China)

Abstract: Under the condition of high speed, the rotor of magnetic suspension system is affected by the coupling of gyroscopic effect and elastic deformation. Traditionally, the dynamic characteristics of a magnetic levitation control system are usually characterized by the rigid body dynamics model, and the off-diagonal terms in the state matrix are ignored for decoupling. An elastodynamic modeling method for magnetic levitation system is presented in this paper. Considering the nonlinear mechanical model of magnetic bearing in space-time and combining with Taylor series expansion, the modeling method of magnetic force linear model was discussed, and the law of magnetic force model parameters changing with space position was analyzed. On this basis, combined

[收稿日期] 2023-11-07

[基金项目] 福建省自然科学基金项目“细长圆柱螺旋面的超声—油膜界面辅助支撑机理研究”(2021J01853)

[作者简介] 通信作者: 沈志煌 (1988—), 副教授, 硕士生导师, 从事超精密加工研究。E-mail: shengzhihuang@jmu.edu.cn

with the elastic dynamic model, the state equation of the magnetic levitation fan system was established, and the influence of space position on the dynamic characteristics of the magnetic levitation fan was revealed. The decoupling frequency response function of the key position of the magnetic bearing was established by the modal analysis method, and the PID (proportional-integral-derivative control) controller in the feedback control system was designed. The simulation results show that, compared with the PID model without considering the coupling, the vibration amplitude of the system decreases under the external excitation. In this method, an elastic dynamic model of the rotor under the action of the gyroscopic effect and the external force is introduced in the build process of the controller, and the decoupling of the model is realized through modal analysis, it suggests that the designed controller is more suitable for the magnetic suspension blower under the working condition of high rotating speed.

Keywords: magnetic levitation bearing; magnetic linear model; rotary elastic dynamics model; levy method; PID parameter optimization

0 引言

磁悬浮鼓风机是将磁悬浮轴承、高速电机和变频器融入传统风机而形成的一种高效、节能、环保的新型鼓风机。在可持续发展和节能减排的推动下,磁悬浮鼓风机在航空航天、压缩机、鼓风机、高速机床、人工心脏泵血等方面均有研究和应用价值^[1-2]。

国内对磁悬浮轴承的研究起步较晚,其技术仍有提升空间^[3]。徐龙祥等^[4]设计了磁轴承数据采集系统,改变传统PID参数即可实现多种磁轴承的控制。随后,Guan等^[5]又提出了基于改进的全系数自适应控制算法的AMB系统扰动抑制方案,在仿真和实验中,系统的振动位移降低了43%左右,有效提高了控制性能。Wang等^[6]提出了一种基于BP神经网络的自抗扰控制(ADRC)策略,通过仿真和实验证明该策略在面对外界扰动时具有较强的鲁棒性,提升了磁悬浮轴承控制性能。宋荣荣^[7]设计了基于粒子群算法得到PID控制器,考虑了惯性权重、学习策略、最大速度对于悬浮控制器性能的影响,实现了对悬浮控制器的优化。冉少林^[8]基于辨识的加权函数设计了 μ 控制器,并进行性能试验验证,结果表明基于辨识权重函数设计的 μ 综合控制器对转子过临界振动具有良好的抑制能力。方圆等^[9]提出了一种基于自适应粒子群算法(APSO)优化模糊PID控制器隶属函数的方法以及基于模糊控制规则的权值来消减规则数目的参数优化方法。仿真实验表明,该方法相比传统方法能得到具有更快响应速度和更小的超调量的模糊PID控制器。国外学者主要集中在基于PID的优化算法及其控制器设计方面。Berner等^[10]比较了两种不同的PID自动调谐器,得出先进的工业PID自动调谐器性能有显著提高。Padula等^[11]提出了一套标准(整数阶)PID和分数阶PID控制器的调整规则,设计了调节规则以便在对最大灵敏度进行约束的情况下最小化积分绝对误差,得到分数阶积分作用并不是有利的。Mann等^[12]研究了不同的模糊PID控制器结构,定义了一种类线性模糊控制器,将模糊PID控制器的设计视为两级调谐问题。Huang等^[13]提出了一种实用的模糊比例积分微分(PID)控制系统设计方法,采用序列二次规划法整定编程算法。

上述学者在磁悬浮轴承控制机理、控制器设计等方面研究取得了一系列成果,但在高转速工况下,磁悬浮鼓风机的转子易受陀螺效应影响(即状态矩阵非对角线元素数量级较大),发生弹性形变,利用上述学者的建模及解耦方法对高转速工况下的磁悬浮系统进行表征不够精确。故本文建立了磁悬浮系统的弹性动力学模型,利用模态分析方法对其动力学模型进行解耦,考虑了非对角线的元素对动态特性影响,结合解耦频响函数,对PID反馈控制器进行设计。最后,利用仿真分析了磁力作用下转子弹性形变对磁悬浮系统动态特性的影响,验证了本文所提的考虑转子弹性动态特性的磁悬浮鼓风机控制系统优化理论的正确性。

1 磁悬浮鼓风机工作机理

1.1 鼓风机工作原理

磁悬浮鼓风机的核心部件包括高速离心叶轮、磁悬浮轴承、同步永磁电机和变频器 4 个部分。通过线圈电流产生磁场, 由磁场产生吸力进而实现转轴的悬浮。高速电机通过变频器产生的交变电流输入电机定子产生交变磁场, 磁场带动转轴进行高速旋转。与转轴一同旋转的叶轮带动空气从进气口进入, 空气在蜗壳的导向与增压作用下成为具有一定压力与流速的气体, 从蜗壳的出风口导出。磁悬浮轴承通过输入线圈的电流产生磁场使转轴稳定悬浮, 在高速旋转时无机械接触及磨损, 也无需润滑油。

1.2 磁悬浮轴承磁力空间分布数学模型

以单自由度磁悬浮轴承转子系统进行分析, 在忽略重力影响的前提下, 当转子处在平衡位置时, 左右的磁轴承线圈中有着相同的偏置电流 I_0 。如果转子受到外界的干扰向下偏移 y , 传感器将检测到的位移信号进行反馈, 与参考信号作偏差后传递到控制器中, 输出的控制信号分别送到两侧, 使得上下轴承的电流分别为 $I_0 + I_y$ 和 $I_0 - I_y$ 。此时, 上方的磁轴承产生的电磁力增大, 下方侧轴承产生的电磁力减小, 转子在合力的作用下往上偏移 y , 重回平衡位置。

忽略铁芯中的回路磁滞损耗及线圈绕组漏磁的影响, 并将转子当作单质点来处理, 电磁力 F 根据磁感应强度和转子与电磁铁之间的气隙面积 S 来计算, 其中电磁感应强度 B 根据电流 I 和转子与电磁铁之间的气隙 y 变化的。利用泰勒公式对电磁感应强度 B 进行展开, 并简化到一阶项, 电磁力 F 可表示为

$$F = \mu_0 S N_0^2 I_0^2 / (4y^2) \quad (1)$$

其中: μ_0 是真空磁导率; N_0 是线圈匝数。从式 (1) 可以看出, 电磁力 F 和 I_0^2 成正比, 是关于电流的二次函数, 为非线性力。

定义电流刚度系数 K_i 和位移刚度系数 K_y , 根据简化后的模型, 系数可表示为: $K_i = \partial F / \partial I_0 = \mu_0 S N_0^2 I_0 / (2y^2)$; $K_y = \partial F / \partial y = -(\mu_0 S N_0^2 I_0^2) / (2y^3)$ 。其中: K_i 描述了电磁力随控制电流的变化率; K_y 描述了电磁力随转子位移的变化率。

根据牛顿第二定律和转矩定理将运动系统的微分方程简化, 并表示为矩阵形式。如果考虑转子具有单一平动自由度, 系统的状态方程可以简化为
$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -(K_y/m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (K_i/m) \end{bmatrix} I。$$

2 磁悬浮控制机理

利用动力学模型提取系统动态特征参数, 并针对实际动态特征参数提取最优控制参数。首先需要建立磁悬浮轴承的电流与位移模型, 通过泰勒级数展开的方法, 提取位移刚度以及电流刚度; 然后将特定参数点的位移刚度结合转子动力学模型, 建立整体系统的动力学模型, 在系统动力学模型上通过模态分析方法研究磁悬浮轴承系统动态参数空间的特征基向量, 并且利用模态叠加法研究系统在轴承位置的动态频响函数。通过离散的动态特征点, 基于 Levy 法建立连续的动态参数数学模型。

在此基础上, 利用此反馈控制方法建立针对于磁悬浮系统的动态特征参数, 建立反馈控制系统; 通过优化反馈控制系统的 PID 参数, 实现最优控制。该方法与传统方法的区别在于, 传统方法是建立的是刚性体的动力学模型, 未考虑转子的变形; 而本文建立了弹性体动力学模型, 在此基础上求解系统的动态特征参数, 在进行控制的过程当中考虑了系统的运行过程当中的受力变形的对系统的动态特征的影响。

3 磁悬浮系统弹性动态特性

为研究磁悬浮系统的动态特性, 预测磁悬浮转子在不同载荷作用下的振动形式。在本研究中使用

模态实验获得转子的模态特性,并测得前几阶固有频率和模态阻尼比,再通过建模获得基础激励下转子的传递函数。通过对实体磁悬浮转轴的参数测量,按照其尺寸材料参数 1:1 建模,使模型和实际的误差减到最小。

3.1 磁悬浮系统弹性动力学模型

在 ANSYS 中, BEAM188 是 3 维线性(具有 2 节点)或 2 次梁单元,此单元适合线性、大角度转动和非线性大应变问题,因此选用其模拟磁悬浮轴承系统主轴转子。COMBIN14 具有 1 维、2 维或 3 维应用中的轴向或扭转的性能,故用其模拟轴承和主轴之间相互作用力。考虑弹簧-阻尼器选项中有 1 维拉伸或者压缩单元,故电磁线圈对转子的电磁力选用其进行模拟。在此次磁悬浮系统弹性动力学仿真中,添加 1 个 BEAM188 单元以模拟主轴转子的动力学特征、2 个 COMBIN14 单元以模拟轴承和主轴之间的相互作用力。磁悬浮鼓风机转子参数如表 1 所示。模型参数如下:材料为钢;弹性模量为 2.1×10^{11} ;泊松比为 0.27;密度为 7.85 g/cm^3 ;弹簧常数为 4.0×10^{11} 。

表 1 磁悬浮鼓风机转子参数

Tab.1 Rotor parameters of the magnetic suspension blower

单位: mm						
转子	1	2	3	4	5	6
半径	17.8	19.9	36.6	20.9	17.8	14.9
长度	35.5	32.2	360.0	33.6	19.4	21.6

3.2 基于模态分析的磁悬浮动力学模型解耦方法

为研究模态参数,建立模态振型组成的特征基向量,采用无阻尼的模态分析方法进行模态分析,模态数量设置为 6 个,阻尼比设置为 0.03,求解系统的固有频率及模态振型。系统固有频率如表 2 所示,模态振型如图 1 所示。

表 2 系统固有频率图

Tab.2 Natural frequency diagram of system

SET	TIME/FREQ	LOAD STEP	SUBSTEP	CUMULATIVE
1	0	1	1	1
2	$0.836\ 97 \times 10^{-4}$	1	2	2
3	161.180 00	1	3	3
4	161.180 00	1	4	4
5	194.020 00	1	5	5
6	194.020 00	1	6	6

图 1 所示的是转子的 6 阶模态振型图,可看出磁悬浮轴承转子的振动形式为在 X 轴、Y 轴、Z 轴方向上的平动和绕 Z 轴的转动。通过模态振型可了解转子系统振动的分布方式,在给定振动频率和振动幅度的情况下,可通过叠加模态振型,来计算出振动状态。6 阶模态振型作为解耦正交模型的基向量,通过建立模态振型构成的基空间,可对任意频率下的主轴系统模型进行仿真。

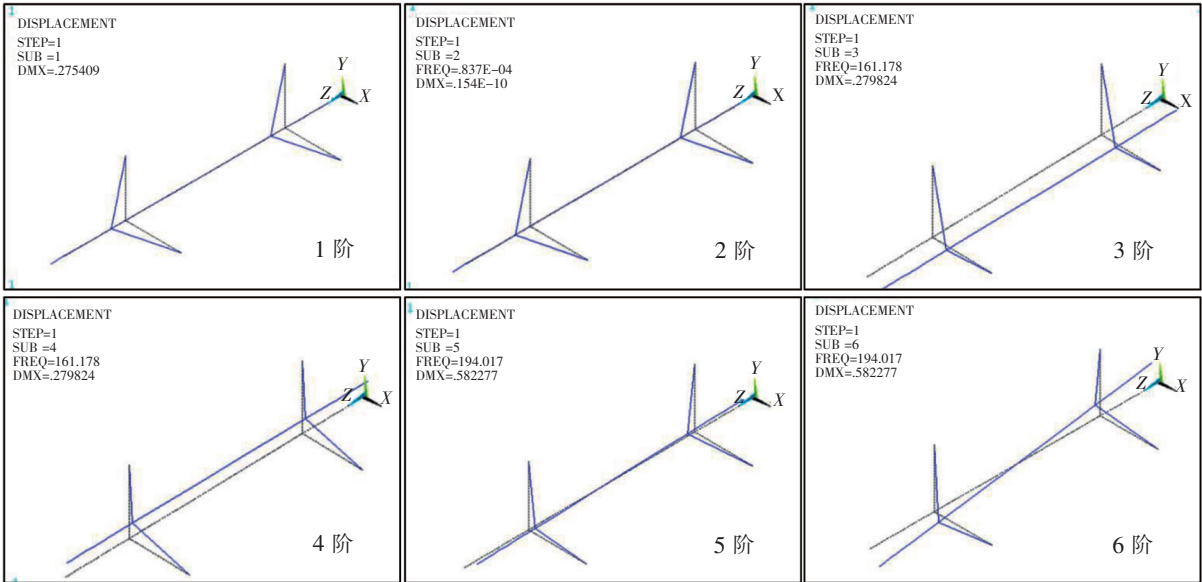


图 1 6 阶模态振型图
Fig.1 Shape diagram of six order modes

3.3 磁悬浮系统关键位置动态特性分析

在模态分析的基础上, 选用模态叠加法对系统上轴承安装部位 X 方向和 Y 方向的关键位置进行频响函数的模拟。对两个 COMBIN14 单元施加 X 方向和 Y 方向的约束, 然后对转轴安装轴承部位的轴处施加 X 方向和 Y 方向的简谐力 (X, Y 轴单独施加力单独分析), 根据模态分析结果设置谐响应对应参数并进行仿真计算。以模态分析中模拟出的模态振型为特征基, 叠加求取其他频段力作用情况下的转子系统振动频响函数或者振动幅值。在 TimeHist Postpro 中导入模态分析的结果, 可得到转轴在单个方向上的频响关系 (实部、虚部的数据) 如图 2 所示。

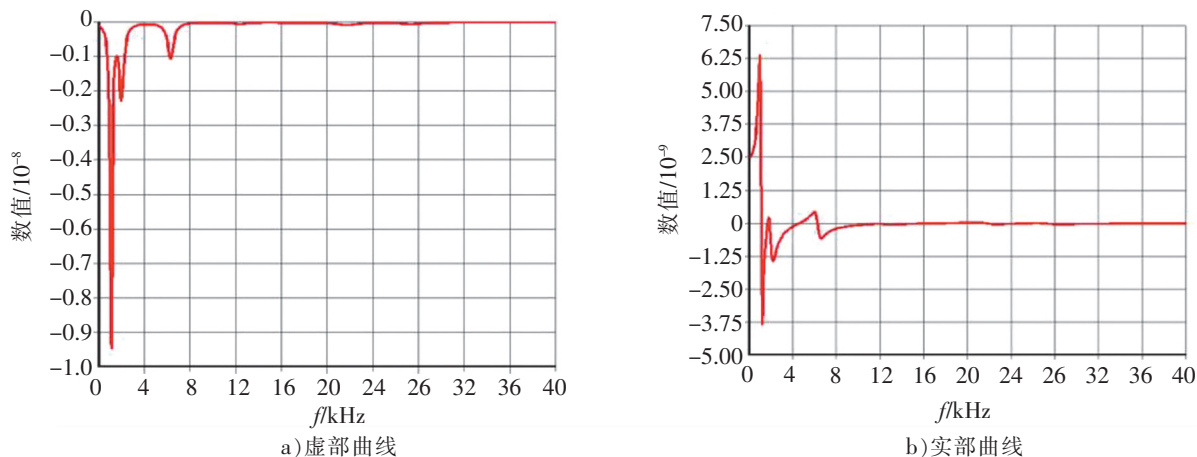


图 2 转轴在单方向上的频响关系

Fig.2 The frequency response of rotating shaft in one direction

4 基于转子动力学模型的磁悬浮控制器设计

模态分析得到的关键位置正交方向的频响函数为离散频响函数, 即各个频率的频响函数实部和虚部, 但缺少频响函数模型, 因此需要通过拟合方法连续频响函数, 方便对 PID 参数进行优化。本文选取 Levy 法, 将离散频响函数拟合成连续频响函数, 得到频响函数数学模型, 并且根据数学模型以及反馈系统对 PID 模型参数进行优化。

4.1 磁悬浮关键位置动态特性连续表征方法

当系统在 p 点激励, l 点测量时, 其传递函数可写成如下的有理分式

$$H_{lp}(s) = (a_0 + a_1s + a_2s^2 + \cdots + a_ms^m) / (1 + b_1s + \cdots + b_ns^n) = U(s)/D(s). \quad (2)$$

其中: a_i, b_i 为有理数; $s = j\omega$; $n = 2N$; $m \leq 2N - 2$; N 为系统的自由度数; U, D 分别为待识别参数 a 和 b 的线性函数。采用最小二乘法, 即可将式 (2) 归结为线性方程求解问题。在式 (2) 分子分母的系数被确定之后, 令分母为零, 即可求得极点、固有频率及阻尼因子, 进而利用部分分式展开式, 便可求得 $H_{lp}(\omega r)$ 在极点的留数以及模态系数 $\Phi_{lr}\Phi_{pr}$ 。

上述方法适合单点频响函数的逐态拟合以及总体逐阶模态拟合, 但仍存在易出现系数矩阵的病态问题等缺点, 相匹配的改进办法是利用正交多项式, 降低求解方程的阶次, 从而降低系数矩阵约条件数。由线性理论可知, 对于稳定的线性系统, 传递函数中各系数可用频响函数完全确定。因此只要实验中测得系统的各阶段频响函数, 就可求出式 (2) 的各系数。

为了测试得到的频响函数 $\tilde{H}_{lp}(\omega_j), j = 1, 2, \cdots, m$ 识别式 (2) 中的各系数 a_i, b_i , 试验时选取 m 个激振频率 $\omega_j, j = 1, 2, \cdots, m$ 测试出相应的频响函数及其实部和虚部, 分别记为 $\tilde{H}_j^R(\omega_j), \tilde{H}_j^I(\omega_j)$, 如果理论频响函数在 ω_j 时的值用 $H_{lp}(\omega_j)$ 表示, 则理论值与实际值之间的误差为

$$\varepsilon = H_{lp}(\omega_j) - \tilde{H}_{lp}(\omega_j) = N_j/D_j - \tilde{H}_{lp}(\omega_j). \quad (3)$$

为了方便数学处理, 将式 (3) 两端同时乘以 D_j , 则得到加权的误差函数 $E_j = D_j\varepsilon = N_j -$

$D_j \tilde{H}(\omega_j) = X_j + jY_j$ 。因为加权误差函数是参数 a_i, b_i 的线性函数, 所以 E_j 也是 a_i, b_i 的线性函数, 对所有的测试频率 $\omega_j, j = 1, 2, \dots, m$ 取误差函数 E_j 的总方差为目标函数, 即

$$J = \sum_{j=1}^m E_j E_j^* = \sum_{j=1}^m (X_j^2 + Y_j^2)。$$

(4)

ω_j 为激振频率, \tilde{H}_j^r 和 \tilde{H}_j^l 为测得的频响函数, 是已知量, 因此式 (4) 只是 $a_i、b_i$ 的函数。为了使总方差最小, 利用多元函数求极值的方法求解 J_{\min} 为

$$\partial J / \partial a_i = 0, i = 1, 2, \dots, m;$$

(5)

$$\partial J / \partial b_i = 0, i = 1, 2, \dots, m。$$

(6)

由式 (5) 和式 (6) 得出一组以 a_i, b_i 为未知量的线性方程组, 将其写成矩阵形式为

$$[\mathbf{A}]\{\mathbf{X}\} = \{\mathbf{B}\}。$$

(7)

其中: $\{\mathbf{X}\} = \{a_0, a_1, \dots, a_m, b_0, b_1, \dots, b_n\}^T$, $[\mathbf{A}]$ 和 $\{\mathbf{B}\}$ 中的元素均为由 ω_j, \tilde{H}_j^r 和 \tilde{H}_j^l 为确定的常数。求解式 (7) 可以得到传递函数中的各系数 $a_i、b_i$, 得到传递函数。将模态叠加法求得的实部虚部数据导入 Levy 法的程序中迭代求解, 忽略径向自由度间的惯性耦合和陀螺效应, 可求得传递函数为

$$H_{lp}(s) = \sum_{i=1}^5 2(U_r(i)s + U_r(i)\alpha(i) - V_r(i)\beta(i))/(s^2 + C_r(i)s + K_r(i))。$$

(8)

式 (8) 参数如表 3 所示。

表 3 传递函数参数

Tab.3 Transfer function parameters

参数	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$	$i = 5$
$\alpha(i)$	4.0985×10^3	-362.1369	-3.5701×10^3	-1.6695×10^4	-368.0397
$\beta(i)$	0	6.0006×10^3	6.5313×10^3	0	2.1228×10^4
$C_r(i)$	-8.1970×10^3	724.2739	7.1402×10^3	3.3390×10^4	736.0793
$U_r(i)$	-3.9352×10^{-3}	-8.3151×10^{-6}	-8.3046×10^{-7}	-2.6854×10^{-8}	-2.1795×10^{-8}
$V_r(i)$	0	9.8248×10^{-7}	-5.9443×10^{-5}	0	-3.5053×10^{-8}
$K_r(i)$	1.6798×10^7	3.6138×10^7	5.5404×10^7	2.7872×10^8	4.5075×10^8

4.2 磁悬浮系统控制器建模

PID 控制是目前应用最为广泛的控制策略。本文拟采用 PID 模型建立磁悬浮轴承控制器, 为优化 PID 参数, 首先通过 Levy 法根据数值模拟数据建立连续频响函数, 提取模态参数, 而后结合模态模型对 PID 参数进行优化。图 3 所示的是磁悬浮轴承闭环 PID 控制框图。

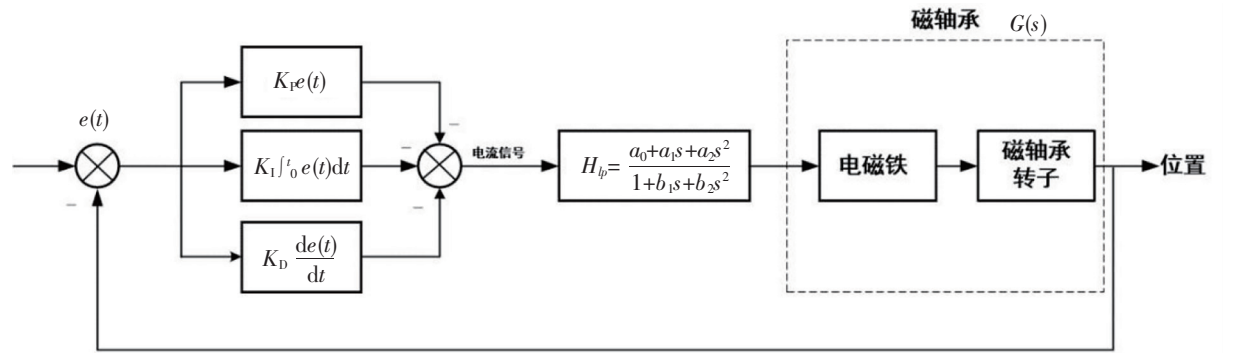


图 3 磁悬浮转子系统闭环 PID 控制框图

Fig.3 Closed-loop PID control block diagram of the magnetic suspension rotor system

将图 3 模型简化之后, 在 Simulink 中添加以下模块: “正弦信号” “反馈” “PID 控制” “传递函数” “示波器” 等模块, 如图 4 所示。通过预先设定 PID 参数值, 再将式 (8) 的传递函数输入到

Simulink 中，观察其对 PID 参数的修正作用，得到 $K_p=2.688\ 2$ 、 $K_R=0.001\ 1$ 、 $K_D=62.325\ 1$ 。

如图 5 所示，未加入传递函数时，磁悬浮系统单方向单位阶跃响应波形在刚开始时产生振荡，再渐渐趋于平稳。利用传递函数对 PID 参数的修正后，单位阶跃响应误差、超调量变小，在更短的时间内达到较为稳定的状态。

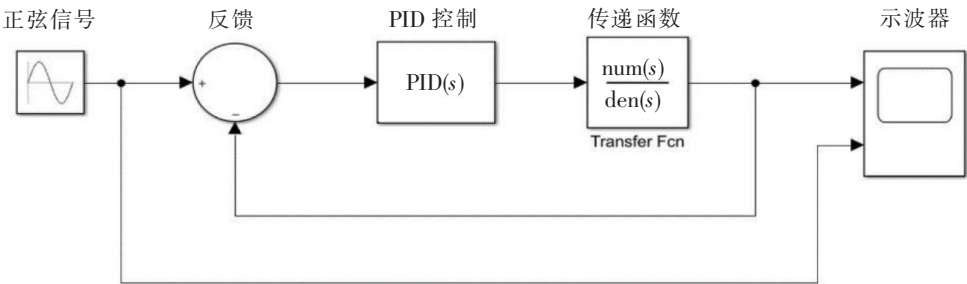


图 4 磁悬浮转子系统闭环 PID 控制简化模型
Fig.4 Simplified closed-loop PID control model of the magnetic suspension rotor system

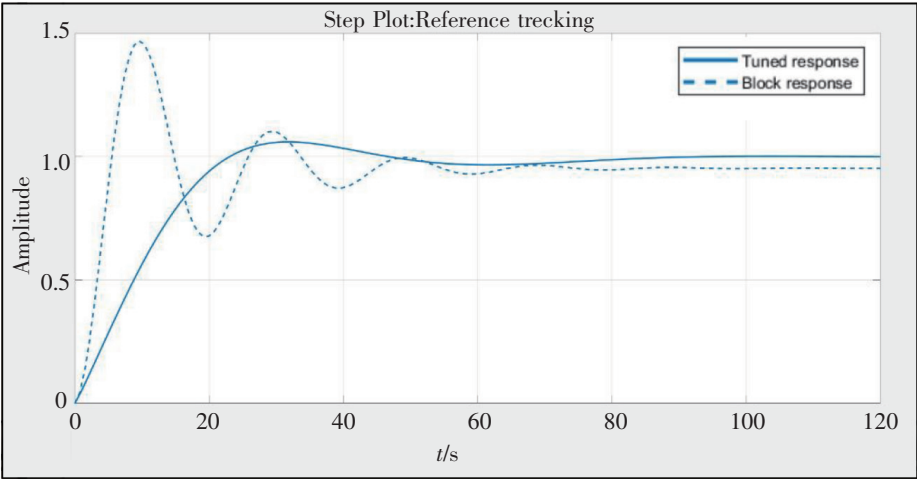


图 5 磁悬浮系统单方向单位阶跃响应
Fig.5 Unidirectional unit step response of the magnetic levitation system

4.3 磁悬浮系统控制器仿真及其有效性验证

在 Simulink 中对最优 PID 参数下波形和非最优 PID 参数下波形进行监测，得到如图 6 所示的波形监测图。从图 6 中可看出，在非最优 PID 参数下，PID 输出的波形与原波形相比具有明显的误差；在最优 PID 参数下，PID 输出的波形与原波形相比无明显误差。优化后的 PID 曲线误差较小，效果好，在最大超调量、稳态误差和调整时间等方面都优于其他参数。

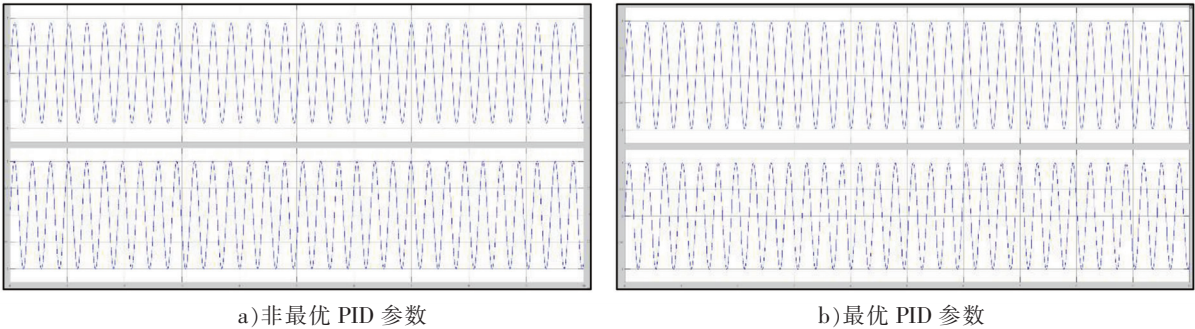


图 6 不同 PID 参数下波形监测图
Fig.6 Waveform monitoring diagram under different PID parameters

5 总结

为解决高转速离心力、电磁力耦合作用下的转子变形对磁悬浮鼓风机稳定性的影响问题,本文提出一种考虑转子弹性动态特性的磁悬浮鼓风机控制系统优化方法,探索了空间位置驱动下磁力模型参数的变化规律,建立了磁悬浮轴承关键位置解耦频响函数,并对反馈控制系统中的PID控制器进行了优化。利用有限元仿真对建立的磁悬浮系统PID控制方案进行验证,结果表明,本文所提优化方法提高了高转速离心力和电磁力耦合作用下磁悬浮鼓风机的稳定性,且最优PID参数下的控制器输出稳态误差比常规PID参数下的稳态误差更小,满足磁悬浮轴承控制要求。

[参考文献]

- [1]周金宇,朱焜秋.磁悬浮轴承发展及其研究综述[J].微电机,2022,55(6):93-98.
- [2]张维煜,朱焜秋,袁野.磁悬浮轴承应用发展及关键技术综述[J].电工技术学报,2015,30(12):12-20.
- [3]张德政.径向磁悬浮轴承的电磁场分析及优化设计[D].天津:天津大学,2018.
- [4]徐龙祥,朱焜秋,刘正坝.一种基于DSP的高速数据采集与处理系统[J].南京航空航天大学学报,2000,32(1):119-123.
- [5]GUAN X,ZHOU J,JIN C,et al. Disturbance suppression in active magnetic bearings with adaptive control and extended state observer[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2020,234(2):272-284.
- [6]WANG S,ZHU H,WU M,et al. Active disturbance rejection decoupling control for three-degree-of-freedom six-pole active magnetic bearing based on BP neural network[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity,2020,30(4):1-5.
- [7]宋荣荣.磁浮控制系统的分析、优化设计和模糊综合评价方法[D].成都:西南交通大学,2015.
- [8]冉少林.基于鲁棒控制的磁悬浮柔性转子建模及稳定性控制研究[D].武汉:武汉理工大学,2019.
- [9]方圆,陈水利,陈国龙.自适应粒子群算法的整定模糊PID控制器的参数优化[J].集美大学学报(自然科学版),2012,17(2):147-152.
- [10]BERNER J,SOLTESZ K,HÄGGLUND T,et al. An experimental comparison of PID autotuners[J]. Control Engineering Practice,2018,73:124-133.
- [11]PADUIA P,VISIOLI A. Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers[J]. Journal of Process Control, 2011,21:69-81.
- [12]MANN G K I,HU B G,GOSINE R G. Analysis of direct action fuzzy PID controller structures[J]. IEEE Transactions on Systems,Man and Cybernetics,Part B (Cybernetics),1999,29:371-388.
- [13]HUANG Y,YASUNOBU S. A general practical design method for fuzzy PID control from conventional PID control[C]//Ninth IEEE International Conference on Fuzzy Systems. Hawaii:IEEE,2000:969-972.

(责任编辑 彭海滨 英文审校 郑青榕)