

基于特征模型的主动磁轴承交叉反馈控制研究

江绪鑫,徐龙祥

(南京航空航天大学 机电学院,江苏 南京 210016)

摘要:设计了一种主动磁悬浮轴承转子系统的解耦控制方法——基于特征模型的交叉反馈控制。使用特征模型控制算法替代PID算法,加入交叉反馈解耦项,将自适应功能的特征模型控制与解耦功能的交叉反馈控制相结合。建立转子系统的数学模型,用Simulink软件对控制系统进行仿真分析,证明控制算法可行。通过实验观察在不同衰减因子下转子高速旋转时的轴心摆振幅度,可确定最佳补偿量。

关键词:特征模型;交叉反馈控制;衰减因子;磁悬浮轴承

中图分类号:TH133.3; TP273 **文献标志码:**B **文章编号:**1671-5276(2020)02-0212-04

Study of Characteristic Model Based Cross-feedback Control of Active Magnetic Bearing

JIANG Xuxin, XU Longxiang

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: A decoupling control method for active magnetic bearing rotor system, characteristic model based cross-feedback control is designed. The characteristic model control algorithm is used to replace the PID algorithm, and the cross-feedback decoupling term is added, then, the feature model control with adaptive function is used with the cross-feedback control with decoupling function to establish, the mathematical model of the rotor system and then, simulate and analyze the control system by Simulink software. It is proved that the control algorithm is feasible. In the experiment, the amplitude of the axial swing of the rotor at high speed rotation under different attenuation factors is observed, which is used to determine the optimal compensation amount.

Keywords: characteristic model; cross-feedback control; attenuation factor; magnetic bearing

0 引言

理论上,在磁悬浮产品的设计中传统工业所采用的分散PID控制能够保持磁悬浮转子的基本稳定,而在实际应用中,由于转子转速的提高,陀螺力矩的不断加强仍然会对系统的动态性能产生不利影响^[1-2]。常用的抑制陀螺效应的方法有两种,一是采用交叉反馈控制技术,二是采用鲁棒控制技术。交叉反馈控制通常是在传统分散PID控制的基础上加入交叉反馈环节^[3],以达到抑制陀螺效应的目的。为了进一步延伸交叉反馈控制的应用领域,本文提出了基于特征模型的磁悬浮轴承交叉反馈控制。从部分工业控制对象的物理机理、动力学特性和环境特征出发,结合控制目标与性能要求,建立其对象的特征模型。

1 磁悬浮轴承的数学模型

图1为四自由度转子试验台的刚性支撑力学模型,其中起径向支撑作用的是分布在左、右两端的径向磁悬浮轴承a和径向磁悬浮轴承b。当铁芯转子处在起浮或旋转过程中时,由传感器a和传感器b检测a、b两端转子轴心处的位移,并反馈给以DSP28335为核心的主控制器^[4],

随后控制器根据位移量的变化输出对应的电压控制率,再由功率放大器依据控制率的变化改变两端磁悬浮轴承的线圈电流大小,进而改变轴承的控制力 F_x 、 F_y 。

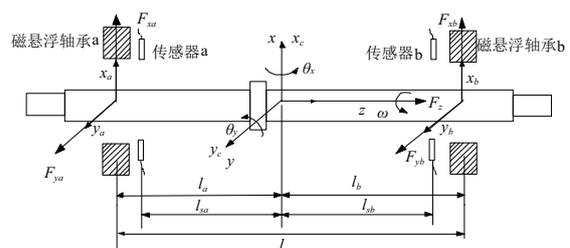


图1 转子试验台的刚性力学模型

根据图1可列出磁悬浮转子径向四自由度的动力学方程如式(1)所示。为了避免传感器安装位置差别带来的误差,通过一系列位移矩阵变换,得到了由传感器处输出的位移、位微分、控制电流向量所组成的转子系统状态空间方程式(2)。

$$\begin{cases} m\ddot{x}_c = F_{xa} + F_{xb} \\ m\ddot{y}_c = F_{ya} + F_{yb} \\ J_x \ddot{\theta}_x = F_{ya} l_a - F_{yb} l_b - J_z \omega \dot{\theta}_y \\ J_y \ddot{\theta}_y = -F_{xa} l_a + F_{xb} l_b + J_z \omega \dot{\theta}_x \end{cases} \quad (1)$$

第一作者简介:江绪鑫(1994—),男,四川德阳人,硕士研究生,研究方向为机电一体化。

$$\begin{aligned} \dot{X}s &= AsXs + BsUs \\ Ys &= CsXs \end{aligned} \quad (2)$$

2 基于特征模型的交叉反馈控制理论

2.1 特征模型及辨识方法

所谓特征模型就是根据对象的动力学特性、控制性能要求和环境特性相结合来建模^[5]。对于高阶复杂对象,为了满足控制性能要求,特征模型可以将系统的高阶分量压入4个慢时变的系数中,从而简化被控对象,利于低阶控制器的设计。一般的高阶线性定常系统表示为:

$$G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{s_n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}$$

在满足一定采样周期 Δt 时,线性定常 n 阶对象 $G(s)$ 可以表达为: $y(k+1) = f_1(k)y(k) + f_2(k)y(k-1) + g_0(k)u(k) + g_1(k)u(k-1)$ 。

特征参量 $f_1(k)$ 、 $f_2(k)$ 、 $g_0(k)$ 、 $g_1(k)$ 均有慢时变性质,在动态过程中,同等的输入情况下,特征模型的输出与实际对象的输出等价;当静态增益 $D=1$ 时,在稳态情况下系数之和=1,即有: $f_1(k) + f_2(k) + g_0(k) + g_1(k) = 1$ 。

系统特征参量的辨识通常有两种方法,一是最小二乘递推参数估计方法,二是类似于随机逼近的梯度下降法。由于最小二乘递推算法包含复杂的矩阵运算,计算量过大不利于控制器实现,本文采用梯度下降法。梯度下降法的估计表达式为:

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \frac{\lambda_1 \phi(k)}{\phi^T(k)\phi(k) + \lambda_2} [y(k) - \phi^T(k)\theta(k-1)] \quad (3)$$

其中: $\phi^T(k) = [y(k-1) \quad y(k-2) \quad u(k-1) \quad u(k-2)]$; $\theta^T(k) = [f_1(k) \quad f_2(k) \quad g_0(k) \quad g_1(k)]$ 。 λ_1 与 λ_2 影响了辨识算法的收敛速度,经过调试,将其取为 $\lambda_1 = 1.5$, $\lambda_2 = 3.5$ 时控制效果最佳。

2.2 基于特征模型的交叉反馈控制

基于特征模型的交叉反馈控制的主控制算法为特征模型算法,而特征模型算法只是辨识出了系统的特征参量,实际输出控制率是以全系数自适应算法为载体而进行输出的,全系数自适应的控制量 $u(k)$ 总共包含了4个部分的控制量:微分控制量 $u_d(k)$ 、积分控制量 $u_i(k)$ 、维持给定控制量 $u_0(k)$ 、黄金分割比控制量 $u_g(k)$,4个控制量的表达式分别如下:

1) 微分控制量

与PID控制器相同,微分控制量 $u_d(k)$ 的参入是为了改善系统的动态性能,其描述为:

$$u_d(k) = k_d (e(k) - e(k-1)) \quad (4)$$

2) 积分控制量

$$u_i(k) = u_i(k-1) + k_i (y_r(k) - y(k)) \quad (5)$$

同样与PID类似,积分控制量 $u_i(k)$ 的作用是消除系统稳态误差。

3) 维持给定控制量

维持系统稳定的标准就是为了使系统的输出位移

$y(k)$ 能够与要求的恒定值 $y_r(k)$ 相同,设计系统的维持给定控制量 $u_0(k)$ 为:

$$u_0(k) = \frac{y_r(k) - f_1 y(k) - f_2 y(k-1) - g_1 u(k-1)}{g_0 + \lambda} \quad (6)$$

4) 黄金分割比控制量

对于被控对象数学模型不精确的情况,在系统启动阶段,可以采用黄金分割比控制来维持系统的稳定。可以取黄金分割比控制器的控制率为:

$$u_g(k) = \frac{y_r(k+1)}{g_0 + \lambda} - \frac{l_1 f_1 y(k) + l_2 f_2 y(k-1) - g_1 u(k-1)}{g_0 + \lambda} \quad (7)$$

为了将基于特征模型的全系数自适应算法与PID算法联系起来,将维持给定控制量与黄金分割比控制量相加得到下式:

$$u_{g+0}(k) = \frac{(f_1 + l_1 f_1 + f_2 + l_2 f_2) e(k)}{g_0 + \lambda} - \frac{(1 + l_2) f_2 [e(k) - e(k-1)]}{g_0 + \lambda} + \varepsilon \quad (8)$$

式中 ε 是一个慢时变微量,其值是一个范围在0~1之间慢时变变化的正数与给定位移值的乘积。

可将维持给定控制量 $u_0(k)$ 、黄金分割比控制量 $u_g(k)$ 、微分控制量 $u_d(k)$ 写为以下形式:

$$u_{g+0}(k) + u_d(k) = P(k) + D(k) \quad (9)$$

那么可以将特征模型算法的控制量写为以下形式:

$$u(k) = P(k) + D(k) + u_i(k) \quad (10)$$

式中 $P(k)$ 、 $D(k)$ 可以看做具有慢时变性质的比例、微分系数。借此可得基于特征模型的交叉反馈控制下的电磁力^[6]的输出表达式:

$$\begin{cases} F_{xa} = k_{xr} \cdot x_a + k_{ir} \cdot \dot{x}_a = k_{xr} \cdot x_a + k_{ir} [-P(k)x_a - D(k)\dot{x}_a - k_{vc}(\dot{y}_b - \dot{y}_a)] \\ F_{xb} = k_{xr} \cdot x_b + k_{ir} \cdot \dot{x}_b = k_{xr} \cdot x_b + k_{ir} [-P(k)x_b - D(k)\dot{x}_b + k_{vc}(\dot{y}_b - \dot{y}_a)] \\ F_{ya} = k_{yr} \cdot y_a + k_{ir} \cdot \dot{y}_a = k_{yr} \cdot y_a + k_{ir} [-P(k)y_a - D(k)\dot{y}_a - k_{vc}(x_a - x_b)] \\ F_{yb} = k_{yr} \cdot y_b + k_{ir} \cdot \dot{y}_b = k_{yr} \cdot y_b + k_{ir} [-P(k)y_b - D(k)\dot{y}_b + k_{vc}(x_a - x_b)] \end{cases}$$

带入式(1)可得:

$$\begin{cases} J_x \ddot{\theta}_x = -J_z \omega \dot{\theta}_y + P_1(k) (l_a y_a - l_b y_b) + D_1(k) (l_{ay} \dot{y}_a - l_{by} \dot{y}_b) + (l_a + l_b)^2 k_{xi} k_{vc} \dot{\theta}_y \\ J_y \ddot{\theta}_y = J_z \omega \dot{\theta}_x + P_1(k) (-l_a x_a + l_b x_b) + D_1(k) (-l_{ax} \dot{x}_a + l_{bx} \dot{x}_b) - (l_a + l_b)^2 k_{xi} k_{vc} \dot{\theta}_x \end{cases}$$

求得交叉反馈系数表达式为:

$$k_{vc} = \frac{J_z \omega}{k_{xi} (l_a + l_b)^2} \quad (11)$$

Ahrens 指出在实际工程应用中,由于系统相位滞后等原因,完全补偿难以实现,令 $k_{vc} = C_{eff} J_z \omega / k_{xi} (l_a + l_b)^2$ 作为补偿后的交叉反馈系数。

3 仿真分析

首先将系统的特征辨识模块(RLS)与全系数自适应模块(ACAC)组成一个特征模型算法综合模块^[7](ACAC+RLS),结合式(2)的系统状态空间方程以及交叉反馈控制理论原理在 Matlab/Simulink 仿真软件中搭建了基于特征模型的交叉反馈控制(ACAC+CFC)系统仿真平台,其具体结构如图2所示。

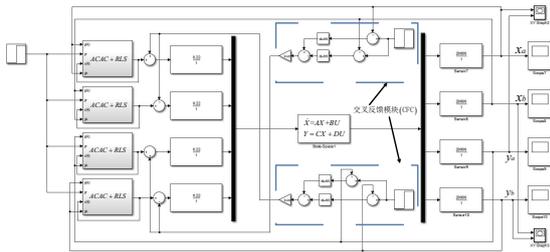


图2 基于特征模型的交叉反馈仿真模型

分别取的衰减因子 C_{eff} 为 1、0.75、0.5、0,得到不同的转子左右平面运动轨迹图如图3-图6所示。

由图3-图6可知,当衰减因子为1,即完全补偿的时候,转子左右平面的摆振幅度也十分明显,而当不加入交叉反馈项即衰减因子为0时,转子的热套部分在摆动过程中就碰到了保护轴承,说明其摆振幅度较大难以稳定,控

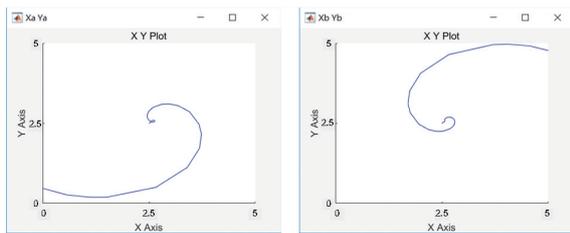


图3 C_{eff} 为 1 时转子接近临界转速的左右平面轨迹图

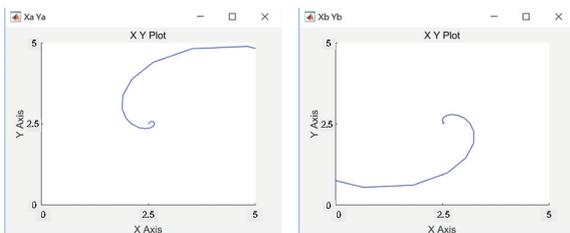


图4 C_{eff} 为 0.75 时转子接近临界转速的左右平面轨迹图

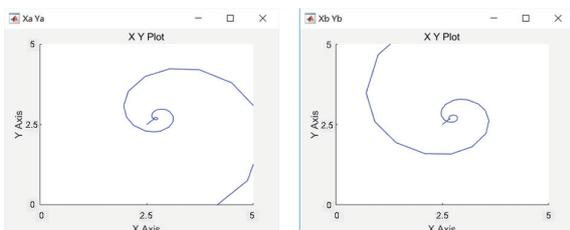


图5 C_{eff} 为 0.5 时转子接近临界转速的左右平面轨迹图

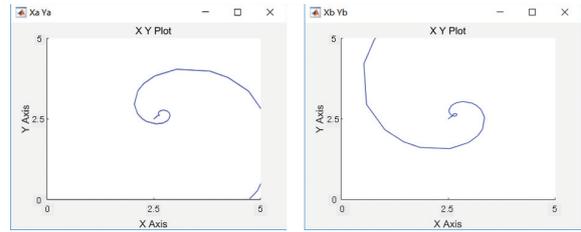


图6 C_{eff} 为 0 时转子接近临界转速的左右平面轨迹图

制效果较差,同样的现象还可以在衰减因子为 0.5 时看到。当衰减因子为 0.75 时控制效果最好,此时转子的摆振幅度较小。由于现实存在的各种干扰误差,并不能确定最佳的补偿量,还需要进一步在实验中观察转子的控制效果。

4 实验分析

为了验证基于特征模型的交叉反馈控制效果,分别在衰减因子为 1、0.75、0.5、0 时做了转子转速上升到 470 Hz 旋转实验,接近一阶弯曲临界转速。转子在中心位置时的位移信号是 2.5 V,保护间隙为 0.125 mm,故 1 V 代表 50 μ m,轴心轨迹如图7-图10所示。

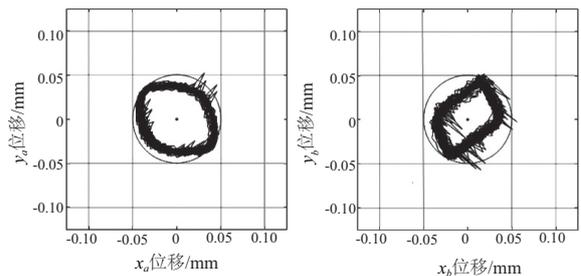


图7 C_{eff} = 1 时转子临界转速附近轴心轨迹

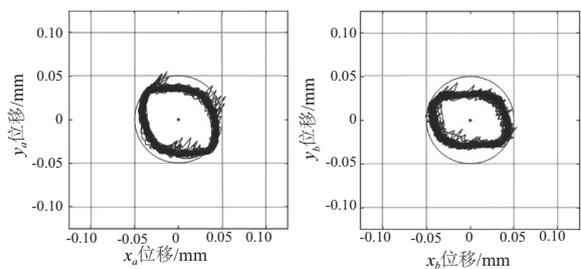


图8 C_{eff} = 0.75 时转子临界转速附近轴心轨迹

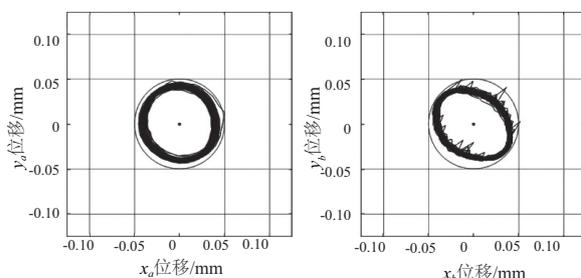
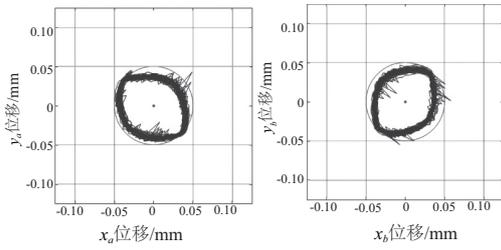


图9 C_{eff} = 0.5 时转子临界转速附近轴心轨迹

图 10 $C_{\text{eff}}=0$ 时转子临界转速附近轴心轨迹

从实验的结果来看,当衰减因子为 0.5 时控制效果最佳,故以衰减因子为 0.5 时的交叉反馈系数实验数据,做出不含交叉反馈项的 ACAC 控制与衰减因子为 0.5 的 ACAC+CFC 控制的磁悬浮转子 0~470 Hz 的振动位移峰值如图 11 所示。

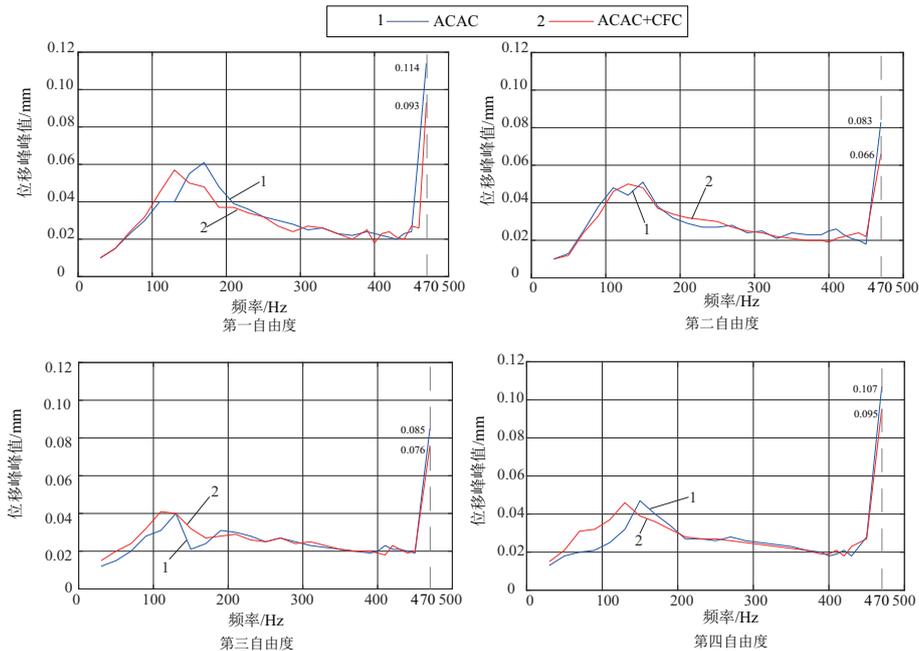


图 11 径向自由度转子各转速的位移峰值

5 结语

转子在 ACAC 控制下一到四自由度的振动位移峰值分别为 0.114、0.083、0.085、0.107,而在 ACAC+CFC 控制下的振动位移峰值分别为 0.093、0.066、0.076、0.095,径向各自由度的振动幅度分别减少了约 18.4%、20.5%、10.5%、11.3%,此外 ACAC+CFC 在低频刚性模态频率中也同样有着较好的控制效果。

参考文献:

- [1] 沈钺,孙岩桦. 磁悬浮飞轮系统陀螺效应的抑制[J]. 西安交通大学学报, 2003, 37(11):1105-1109.
- [2] MIZUNO T, HIGUCHI T, AIKAWA N. Control system design for totally active DC-type magnetic bearings[J]. Transactions of the Society of Instrument & Control Engineers, 2009, 19(12):1004-1010.

- [3] 汪希平,陈学军. 陀螺效应对电磁轴承系统设计的影响[J]. 机械工程学报, 2001, 37(4):48-52.
- [4] 郭凯旋,徐龙祥. 基于 TMS320F28335DSP 的磁悬浮轴承数字控制器的研究与设计[J]. 机械制造与自动化, 2018, 47(4):179-182.
- [5] 吴宏鑫,胡军,谢永春,著. 基于特征模型的智能自适应控制[M]. 北京:中国科学技术出版社, 2009.
- [6] 章琦. 主动电磁轴承飞轮储能系统陀螺效应抑制研究[D]. 杭州:浙江大学, 2012.
- [7] LONG Di, LIN Z. Control of a flexible rotor active magnetic bearing test rig: a characteristic model based all-coefficient adaptive control approach[J]. Control Theory and Technology, 2014, 12(1):1-12.

收稿日期:2019-01-17