

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2022.02.010

基于 LQG 与 LMS 的电磁轴承 系统振动控制研究*

张生光, 张学宁, 胡文颖
(中国航空发动机研究院, 北京 101304)

摘要:电磁轴承传统的 PID 控制器鲁棒性不足,对不平衡振动难以有效抑制,针对这一问题,开展了基于线性二次型高斯(LQG)控制与最小均方(LMS)算法的电磁轴承-转子系统振动控制研究。首先,基于有限元方法建立了转子系统模型,并对模型进行了降阶;随后,考虑传感器与功率放大器模型及参数的影响,与转子系统模型耦合,建立了系统的综合模型,并基于线性二次型的方法设计了状态观测器及状态反馈控制器,构建了 LQG 控制器;最后,在模型中添加了 LMS 算法,建立了综合 LQG 控制与 LMS 算法的电磁轴承-转子系统振动抑制模型,并且对模型进行了求解。研究表明:所建立的状态观测器能够有效跟随系统位移变化,在 0.1 s 内实现跟随系统的位移输出;不考虑 LMS 算法时,增加矩阵 Q 的位移项元素数值,可使系统振动幅值降低 16.6%;考虑 LMS 算法后,转子系统不平衡振动得到有效抑制,当 Q 矩阵位移项元素为 10^6 时,在一阶弯曲临界转速工况下,振幅在 1.8 s 内降低 90%。

关键词:电磁轴承系统;振动控制;线性二次型高斯(LQG)控制;最小均方(LMS)算法

中图分类号:TH133.3;TH113

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2022)02-0210-07

Vibration control of active magnetic bearing system based on LQG and LMS

ZHANG Sheng-guang, ZHANG Xue-ning, HU Wen-ying
(Aero Engine Academy of China, Beijing 101304, China)

Abstract: Robustness of traditional PID controller of active magnetic bearings (AMB) was insufficient, and the unbalanced vibration was difficult to be suppressed efficiently. Aiming at these problems, vibration control of AMB-rotor system was executed based on LQG (linear quadratic Gaussian) controller and LMS (least mean square) algorithm. Firstly, the rotor system mode was built by finite element method, and the order of the model was reduced. Secondly, considering the influence of sensor and power amplifier model and parameters, coupled with the rotor system model, the comprehensive model of the system was established. The state observer and state feedback controller were designed by linear quadratic method, and then the LQG controller was finished to build. Finally, after the LMS algorithm was added to the model, the vibration suppression mode of ABM-rotor system was built and solved combined the LQG controller and LMS algorithm. The results indicate that the established state observer can effectively follow the displacement change of the system and realize the displacement output of the following system in 0.1 s. The vibration amplitude of the system is reduced by 16.6% after increasing the displacement element of matrix Q without considering LMS algorithm. The unbalanced vibration can be suppressed efficiently after the LMS algorithm is considered, and when the displacement element of matrix Q is 10^6 , the vibration amplitude is reduced by 90% in 1.8 s at first order bending critical speed.

Key words: active magnetic bearing system; vibration control; linear quadratic Gaussian (LQG) controller; least mean square (LMS) algorithm

0 引 言

随着高速机床、航空航天等工程技术的迅速发展,

对转子系统高速化要求越来越高。由于非接触支撑,摩擦系数大大减小,电磁轴承成为实现转子系统高速化发展的途径之一,而控制器设计是电磁轴承的核心技术。

收稿日期:2021-09-08

基金项目:国防技术基础科研计划资助项目(JSZL2019213B001);先进航空动力创新工作站项目(WDZC-19-15)

作者简介:张生光(1988-),男,河北廊坊人,博士,主要从事电磁轴承振动控制方面的研究。E-mail:zsgzjz@163.com

目前,电磁轴承控制器多以PID或基于PID控制的控制器为主。汤恩琼等人^[1]基于PID控制与相位补偿方法设计了控制器,使转子系统稳定通过一阶弯曲临界转速。李鹏飞^[2]基于内模控制的PID控制器设计方法,将3个参数的调节减小至1个,便于试验调试。

PID控制器在刚性转子系统中应用广泛,且控制效果较好。但是对于柔性转子系统,由于参数的不确定性,导致该控制器鲁棒性较差,难以满足更高的控制要求,因此基于 H_∞ 、 μ 综合、滑模控制、神经网络控制、LQG控制等的电磁轴承控制器得到了业界的广泛关注。

徐龙祥等人^[3]用C语言设计了 H_∞ 控制器的软件,成功实现了五自由度磁悬浮轴承系统的稳定悬浮,在最高转速30 000 r/min时转子的振动峰峰值小于60 μm 。SCHWEITZER G等人^[4]研究了 μ 综合控制器在电磁轴承系统中的应用,给出了控制器设计方法。RUNDELL E等人^[5]开发了滑模控制器与状态观测器,用于估计系统状态,并实现了电磁轴承-转子系统的稳定运转。JANG M J等人^[6]研究了柔性转子系统中的滑模控制方法,其研究表明,转子系统在滑模控制下具有较高的精度和鲁棒性。赵宏凯等人^[7]研究了基于RBF神经网络的电磁轴承基础激励主动控制技术,提出了一种基于RBF神经网络的PID控制算法,并分析了该方法在非随机基础激励和随机基础激励下轴承转子的振动特性。BARUT M等人^[8]采用LQG方法构建了卡尔曼滤波器,实现了线性磁轴承的高精度运动控制。DARBANDI S M等人^[9]研究了不同的线性输出反馈控制方法,证明LQG控制器具有较

好的控制性能。

上述研究针对电磁轴承系统控制方法做了大量工作,取得了丰富成果,但是各控制方法尚存在不足,PID或基于PID控制的控制器鲁棒性不足,对不平衡振动难以有效抑制;而 H_∞ 控制器与 μ 综合控制器结构复杂,对于复杂的柔性转子系统难以精确控制,滑模控制鲁棒性较好,但是其控制性能相比于LQG控制稍差。因此,该研究对LQG控制器进行着重分析。

上述基于LQG控制器控制的电磁轴承系统中,往往通过修改加权矩阵来进行振动抑制,无法对不平衡振动进行消除。而目前在电磁轴承不平衡振动控制研究中,LMS算法已经得到广泛应用,并且取得了较好的不平衡抑制效果,例如高辉等人^[10-11]、宋腾等人^[12]均研究了LMS算法在电磁轴承系统中的使用,有效抑制了不平衡振动的影响,但是在研究中将LMS算法应用于PID控制之中,仍然存在鲁棒性不足的问题。

综上所述,为搭建鲁棒性较好的控制器,同时解决不平衡振动问题,笔者开展基于LQG控制与LMS算法的电磁轴承-转子系统振动控制研究,设计电磁轴承控制器,建立电磁轴承-转子系统耦合动力学模型,完成系统稳定控制与不平衡振动有效抑制。

1 电磁轴承-转子系统建模

1.1 转子系统动力学建模

转子系统结构模型如图1所示。

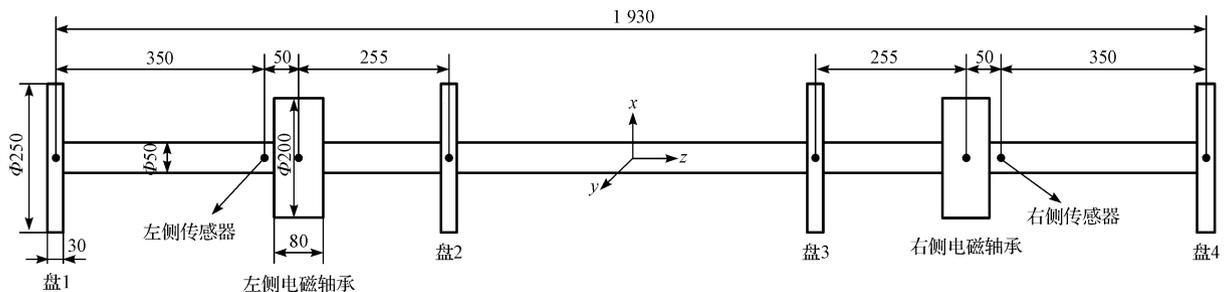


图1 转子系统结构示意图

x, y, z —坐标轴方向

模型结构尺寸参照英国Bath大学Keogh教授实验室的电磁轴承-转子系统实验平台^[13]。转子系统动力学模型采用有限元法建立,每个节点处考虑4个自由度(2个平动,2个转动),共有 n 个节点, r 个自由度。笔者采用Euler梁单元对柔性转子进行有限元建模,由于转子为细长转子,建模时不考虑转子系统的陀螺效应影响。

通过对弹性轴段单元、刚性盘单元、电磁轴承单元建模,可得转子系统动力学模型为:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{f}_u + \mathbf{f}_{\text{AMB}} \quad (1)$$

式中: \mathbf{M} —转子系统的质量矩阵; \mathbf{K} —转子系统的刚度矩阵; \mathbf{D} —转子系统的阻尼矩阵; \mathbf{f}_u —不平衡力向量; \mathbf{f}_{AMB} —电磁轴承的支承力向量; \mathbf{q} —广义位移矢量; $\dot{\mathbf{q}}$ —广义位移矢量的一阶导数; $\ddot{\mathbf{q}}$ —广义位移矢量的二阶导数。

其中,广义位移矢量 \mathbf{q} 定义为:

$$\mathbf{q} = [x_1, \theta_{y1}, x_2, \theta_{y2}, \dots, x_n, \theta_{yn}, y_1, -\theta_{x1}, y_2, -\theta_{x2}, \dots, y_n, -\theta_{xn}]^T \quad (2)$$

式中: x_1, x_2, x_n —第1、2、 n 个节点处 x 方向的平动位

移; y_1, y_2, y_n —第 1、2、 n 个节点处 y 方向的平动位移; $\theta_{x1}, \theta_{x2}, \theta_{xn}$ —第 1、2、 n 个节点处绕 x 轴的偏转角; $\theta_{y1}, \theta_{y2}, \theta_{yn}$ —第 1、2、 n 个节点处绕 y 轴的偏转角。

电磁轴承支撑力 f_{AMB} 为控制电流与振动位移的非线性函数, 可采用线性化的形式表示:

$$f_{AMB} = K_i i + K_x q \quad (3)$$

式中: K_i —电流刚度系数矩阵; i —控制电流向量; K_x —位移刚度系数矩阵。

由于原始系统自由度较多, 计算复杂, 影响控制效果, 可通过降阶来减小系统维度, 实现快速控制。柔性转子系统降阶可通过主振型叠加法将相互耦合的多自由度运动方程进行解耦, 解耦后忽略高阶模态振型对系统的影响, 从而实现转子系统降阶。

当针对无约束自由支撑的转子系统进行模态分析时, 有限元方法由于节点与自由度数量较多导致各结构参数矩阵复杂, 并导致矩阵求逆及求解特征值时产生数值误差, 该误差将导致矩阵模态求解不准确, 从而无法有效降阶。

因此, 为实现有效降阶, 对于此处的电磁轴承-转子系统, 公式(1)可改写为:

$$M\ddot{q} + D\dot{q} + (K - K_x)q = f_u + K_i i \quad (4)$$

通过将位移刚度矩阵移动至方程左侧, 相当于添加了虚拟支撑, 因此能够有效减小数值误差。对该系统降阶时, 首先求解模态矩阵 T_m , 其由系统矩阵 $M^{-1}(K - K_x)$ 的特征向量组成。

笔者利用模态矩阵对系统作模态变换:

$$q = T_m q_m \quad (5)$$

式中: q_m —模态坐标。

则系统在模态坐标中可表示为:

$$M_m \ddot{q}_m + D_m \dot{q}_m + K_{em} q_m = T_m^T f_u + K_{im} i \quad (6)$$

式中: M_m —模态质量矩阵; K_{em} —模态刚度矩阵; D_m —模态阻尼矩阵; K_{im} —模态电流刚度系数矩阵; \dot{q}_m —模态坐标的一阶导数; \ddot{q}_m —模态坐标的二阶导数。

为实现系统降阶, 笔者通过减小模态矩阵 T_m 阶数来实现, 全阶模态矩阵 T_m 是 r 列特征向量组成的 $r \times r$ 阶矩阵, 通常转子系统中高阶模态对系统影响较小, 可以忽略, 因此忽略模态矩阵 T_m 中对应的高阶模态, 使得矩阵变为 $r \times s$ 阶矩阵 ($s < r$), 随后将降阶后的 T_m 代入到系统模态方程, 即完成了系统模态由 r 阶降低至 s 阶。

降阶后, 对转子系统进行响应求解。定义模态方程状态变量:

$$x_m = [q_m \quad \dot{q}_m]^T \quad (7)$$

式中: x_m —模态方程状态变量。

利用状态空间方法, 转子系统状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + B_m f_u + B_{m2} i \\ y_s = C_m x_m \end{cases} \quad (8)$$

式中: A_m —系统矩阵; B_m, B_{m2} —输入矩阵; y_s —传感器位置的转子位移输出向量; C_m —输出矩阵; \dot{x}_m —模态方程状态变量的一阶导数。

各矩阵表达如下:

$$\begin{cases} A_m = \begin{bmatrix} O & I \\ -M_m^{-1} K_{em} & -M_m^{-1} D_m \end{bmatrix} \\ B_{m1} = \begin{bmatrix} O \\ M_m^{-1} T_m^T \end{bmatrix} \\ B_{m2} = \begin{bmatrix} O \\ M_m^{-1} K_{im} \end{bmatrix} \\ C_m = [C_{sensor} T_m \quad O] \end{cases} \quad (9)$$

式中: C_{sensor} —传感器位置矩阵; O —零矩阵; I —单位矩阵。

1.2 LQG 控制器设计

1.2.1 综合模型设计

控制器设计时, 为更准确对系统进行控制, 笔者考虑了传感器与功率放大器参数的影响。

电磁轴承系统通常采用 PWM 开关功率放大器, 可通过一节惯性环节与低通滤波器表示, 模型如下:

$$G_a(s) = \frac{k_a}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2^2 s^2 + \varepsilon \tau_2 s + 1)} \quad (10)$$

式中: G_a —功率放大器传递函数; k_a —功率放大器增益; τ_1 —功放拟合系数; τ_2, ε —低通滤波器参数。

此处共设置 4 组功率放大器, 各功放参数相同, 功率放大器输入为控制器输出的控制信号:

$$i_c = [i_{c1} \quad i_{c2} \quad i_{c3} \quad i_{c4}]^T \quad (11)$$

式中: i_c —控制信号向量; $i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}, i_{c4}$ —4 个控制器输出的控制信号。

功率放大器输出为线圈控制电流:

$$i_a = [i_{a1} \quad i_{a2} \quad i_{a3} \quad i_{a4}]^T \quad (12)$$

式中: i_a —线圈控制电流向量; $i_{a1}, i_{a2}, i_{a3}, i_{a4}$ —4 组功率放大器输出的线圈控制电流分量。

设置功率放大器的状态变量:

$$q_a = [q_{1a}, \dot{q}_{1a}, \ddot{q}_{1a}, q_{2a}, \dot{q}_{2a}, \ddot{q}_{2a}, q_{3a}, \dot{q}_{3a}, \ddot{q}_{3a}, q_{4a}, \dot{q}_{4a}, \ddot{q}_{4a}]^T \quad (13)$$

式中: q_a —功率放大器的状态变量; $q_{1a}, q_{2a}, q_{3a}, q_{4a}$ —4 个功率放大器广义坐标分量; $\dot{q}_{1a}, \dot{q}_{2a}, \dot{q}_{3a}, \dot{q}_{4a}$ —4 个功率放大器广义坐标分量的一阶导数; $\ddot{q}_{1a}, \ddot{q}_{2a}, \ddot{q}_{3a}, \ddot{q}_{4a}$ —4 个功率放大器广义坐标分量的二阶导数。

则状态空间表示为:

$$\begin{cases} \dot{q}_a = A_a q_a + B_a i_c \\ i_a = C_a q_a + D_a i_c \end{cases} \quad (14)$$

式中: A_a, B_a, C_a, D_a —功率放大器状态方程的各状态矩阵; \dot{q}_a —功率放大器状态变量的一阶导数。

位移传感器可以为电涡流型或电感型,在采用数字控制器的系统中,通常与抗混叠滤波器串联使用。

传感器与抗混叠滤波器的模型如下:

$$G_s(s) = \frac{k_s}{(\tau_s s + 1)(\tau_L^2 s^2 + 2\varepsilon_L \tau_L s + 1)} \quad (15)$$

式中: G_s —传感器传递函数; k_s —传感器增益; τ_s —传感器带宽系数; τ_L, ε_L —抗混叠滤波器参数。

同样,针对4组传感器,输入为位移向量:

$$y_s = [y_{s1} \ y_{s2} \ y_{s3} \ y_{s4}]^T \quad (16)$$

式中: y_s —传感器输入向量; $y_{s1}, y_{s2}, y_{s3}, y_{s4}$ —传感器输入向量的4个分量。

传感器输出为电压向量:

$$V_s = [V_{s1} \ V_{s2} \ V_{s3} \ V_{s4}]^T \quad (17)$$

式中: V_s —传感器输出向量; $V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}, V_{s4}$ —传感器输出向量的4个分量。

设置传感器的状态变量:

$$q_s = [q_{1s}, \dot{q}_{1s}, \ddot{q}_{1s}, q_{2s}, \dot{q}_{2s}, \ddot{q}_{2s}, q_{3s}, \dot{q}_{3s}, \ddot{q}_{3s}, q_{4s}, \dot{q}_{4s}, \ddot{q}_{4s}]^T \quad (18)$$

式中: q_s —传感器的状态变量; $q_{1s}, q_{2s}, q_{3s}, q_{4s}$ —4个传感器广义坐标分量; $\dot{q}_{1s}, \dot{q}_{2s}, \dot{q}_{3s}, \dot{q}_{4s}$ —4个传感器广义坐标分量一阶导数; $\ddot{q}_{1s}, \ddot{q}_{2s}, \ddot{q}_{3s}, \ddot{q}_{4s}$ —4个传感器广义坐标分量的二阶导数。

则状态空间表示为:

$$\begin{cases} \dot{q}_s = A_s q_s + B_s y_s \\ V_s = C_s q_s + D_s y_s \end{cases} \quad (19)$$

式中: A_s, B_s, C_s, D_s —传感器状态方程的各状态矩阵。

综合转子系统模态降阶的状态方程、传感器与功率放大器的状态方程,定义系统状态变量:

$$x = [q_a \ x_m \ q_s]^T \quad (20)$$

式中: x —系统状态变量。

随后,可以得到系统的状态空间表示为:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + [B_1 \ B_2] \begin{bmatrix} i_c \\ f_u \end{bmatrix} \\ V_s = Cx \end{cases} \quad (21)$$

式中: A, B_1, B_2, C —系统状态方程的各状态矩阵; \dot{x} —系统状态变量的一阶导数。

各状态矩阵表示为:

$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} A_a & O & O \\ B_{m2} C_a & A_m & O \\ O & B_s C_m & A_s \end{bmatrix} \\ B_1 = [B_a \ O \ O]^T \\ B_2 = [O \ B_{m1} \ O]^T \\ C = [O \ O \ C_s] \end{cases} \quad (22)$$

1.2.2 LQG 控制器构建

首先,依据公式(21)设计系统状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B_1 i_c + L(V_s - \hat{V}_s) \\ \begin{bmatrix} \hat{V}_s \\ \hat{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ I \end{bmatrix} \hat{x} \end{cases} \quad (23)$$

式中: \hat{x} — x 的状态观测; $\dot{\hat{x}}$ —状态观测的一阶导数; \hat{V}_s — V_s 的状态观测; L —状态观测器增益矩阵。

其中,增益矩阵 L 可通过基于线性二次型的方法进行求解^{[14]112501}。

随后,笔者建立状态反馈控制器,将状态量调节至零,使闭环系统保持稳定。

设计状态反馈控制器为:

$$u = -Kx \quad (24)$$

式中: K —状态反馈矩阵; u —系统输入。

为使状态量 x 快速趋近于稳定值,笔者引入线性二次型最优控制目标函数:

$$J = \int_0^{\infty} [x^T Q x + u^T R u] dt \quad (25)$$

式中: J —性能指标函数; Q, R —加权矩阵。

加权矩阵 Q 是半正定对称常数阵,加权矩阵 R 为正定对称常数阵。最优控制的目标就是求取 x , 使性能指标 J 达到最小值。利用变分法求解,最终可求得状态反馈矩阵 K 。

设计 LQG 控制器的关键是选择合适的加权矩阵 Q 和 R , 为简便起见,可定义权值矩阵 R 为单位矩阵 $I_{4 \times 4}$, 然后调节 Q 矩阵元素值,完成加权矩阵的选取。此处, Q 为对角矩阵,笔者参考文献[14]112501对 Q 矩阵进行取值。

引入积分环节的 LQG 控制器结构如图2所示。

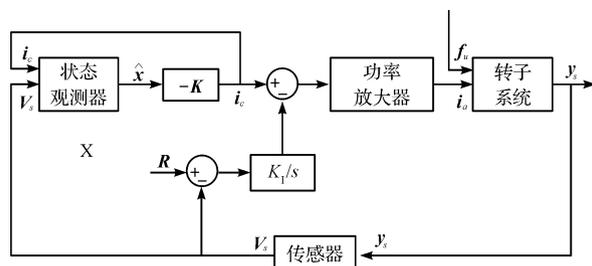


图2 引入积分环节的LQG控制器结构示意图

R —参考输入信号; K_i —积分增益系数; y_s —转子位移向量; V_s —传感器输出电压向量; i_c —控制信号向量; i_a —线圈电流向量; K —状态反馈矩阵; \hat{x} —系统状态变量的状态观测; f_u —不平衡力向量

参考输入信号 R 为转子在轴承节点处期望的悬浮位置,一般为轴承中心位置,此处,积分增益系数 K_i 取10。

2 LMS 算法不平衡振动控制

在电磁轴承-转子系统中,由于转子质量不平衡,会产生与转速同频的不平衡力,使系统产生不平衡振动。为了降低不平衡力对系统的影响,LMS 算法已经被成功运用于电磁轴承-转子系统之中。

LMS 算法的原理是利用梯度随机下降法实现目标函数的最小化,即保证均方误差输出在性能表面上下降^[15]。

LMS 算法的结构框图如图 3 所示。

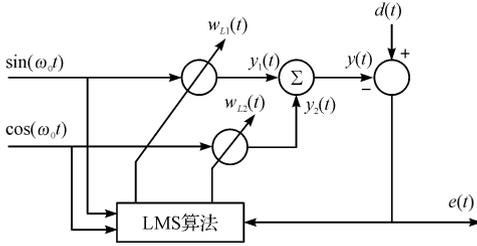


图 3 LMS 算法结构框图

ω_0 —算法滤波角频率; t —时间; $w_{11}(t)$ —正弦信号权值; $w_{12}(t)$ —余弦信号权值; $y_1(t)$ —输入信号 1; $y_2(t)$ —输入信号 2; $d(t)$ —算法期望信号,即需要滤除的信号; $y(t)$ —算法输入信号; $e(t)$ —算法输出的误差信号

通过将 LMS 系统离散化,并进行 z 变换后,可推导出脉冲传递函数如下^[16]:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \mu \frac{z \cos(\omega_0 T_s) - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_0 T_s) + 1} \quad (26)$$

式中: $H(z)$ —传递函数; $Y(z)$ —输入信号; $E(z)$ —误差信号; μ —LMS 算法步长因子; T_s —时间步长。

考虑 LMS 算法后,笔者建立基于 LQG 控制器的电磁轴承-转子系统耦合模型,如图 4 所示。

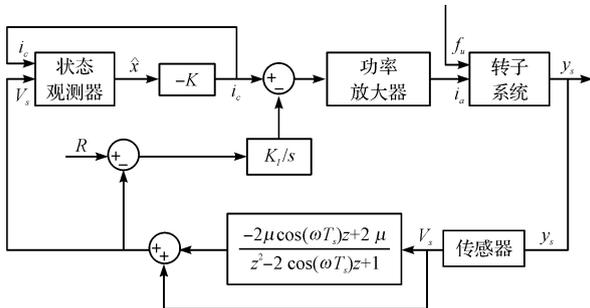


图 4 考虑 LMS 算法的电磁轴承-转子系统耦合模型

图 4 中,在传感器后增加 LMS 算法模块,抑制转子系统不平衡振动。

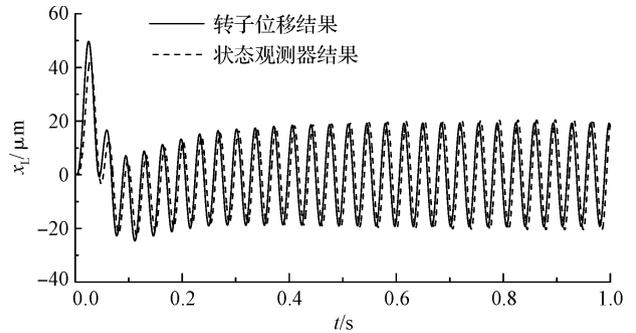
3 电磁轴承-转子系统仿真及分析

3.1 状态观测器性能分析

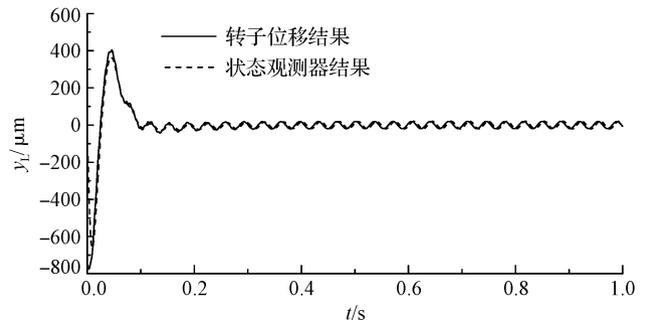
进行仿真分析时,转子在垂直方向上具有 -0.75 mm

的初始位移,在最左侧盘(盘 1)上存在 $0.5 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}$ 的不平衡量。

在一阶弯曲临界转速 180 rad/s 工况下,左侧传感器位置实际输出位移与状态观测器的输出位移对比结果,如图 5 所示。



(a) 左端传感器 x 方向位移



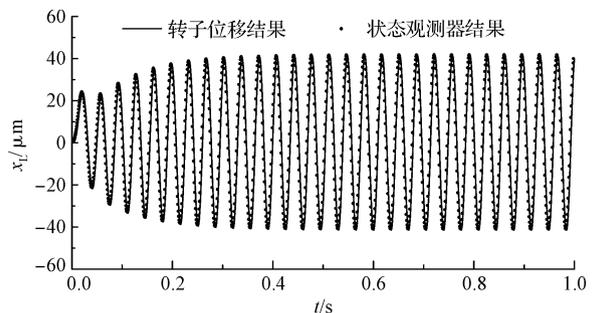
(b) 左端传感器 y 方向位移

图 5 状态观测器不考虑不平衡力左端轴承位移仿真结果 x_L —左侧传感器 x 方向位移; y_L —左侧传感器 y 方向位移; t —时间

通过对比可以发现:在初始值相同或不同的情况下,LQG 控制器可以在较短时间内(0.1 s)跟随实际系统进行输出,实现稳定控制,但是在输出位移幅值与相位上存在差异,这是由于模型中状态观测器未考虑不平衡力的影响。

由于转子系统不平衡量的准确测量以及输入至控制器在实际系统中较难实现,在该模型中的状态观测器中没有将不平衡力作为输入。

状态观测器准确地考虑了不平衡力的影响,其仿真结果如图 6 所示。



(a) 左端传感器 x 方向位移

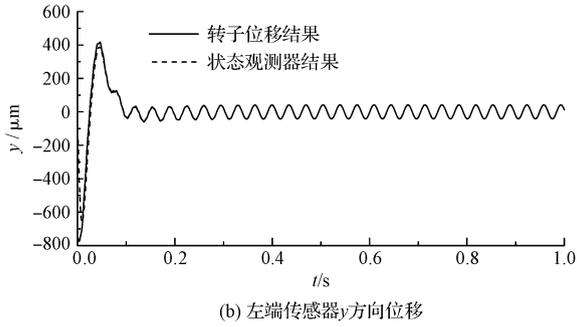


图6 状态观测器考虑不平衡左端轴承位移仿真结果

由图6可见,在较短时间(0.1 s)内,状态观测器能够准确跟随转子系统输出。

3.2 加权矩阵Q的影响分析

接下来,笔者要研究加权矩阵Q对系统的影响,同样针对180 rad/s工况,此时设置转子位移和速度的初始值均为0,分析不同Q值的影响。

当矩阵Q位移项对应元素为10⁶,速度项对应元素为10时,转子两端传感器位置轴心轨迹如图7所示。

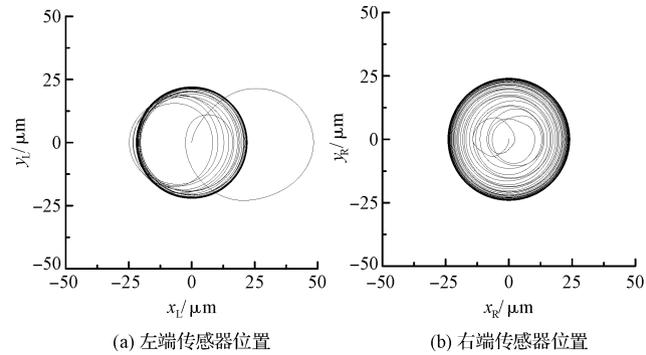


图7 Q矩阵位移项元素10⁶时轴心轨迹图

x_R —右侧传感器x方向位移; y_R —右侧传感器y方向位移

由图7可见,此时右侧传感器位置转子振幅为24 μm左右。

随后,修改一阶弯曲模态位置对应的Q矩阵元素值为10¹⁰,此时,转子两端传感器位置轴心轨迹如图8所示。

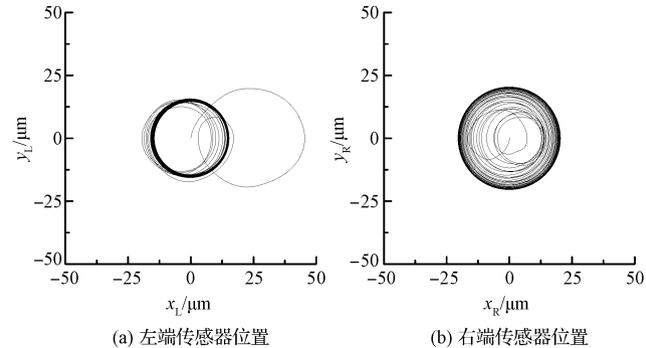


图8 Q矩阵位移项元素10¹⁰时轴心轨迹图

由图8可见,此时右侧传感器位置转子振幅相比于图7有所减小,为20 μm左右,降低了16.6%,说明

了Q矩阵元素对振动特性具有一定的影响。

3.3 LMS算法影响分析

将LMS算法应用于LQG控制器中,位移项对应元素分别为10⁶与10¹⁰时,对不平衡振动进行分析。

在一阶弯曲临界转速180 rad/s下,考虑LMS算法后,轴心轨迹结果如图9所示。

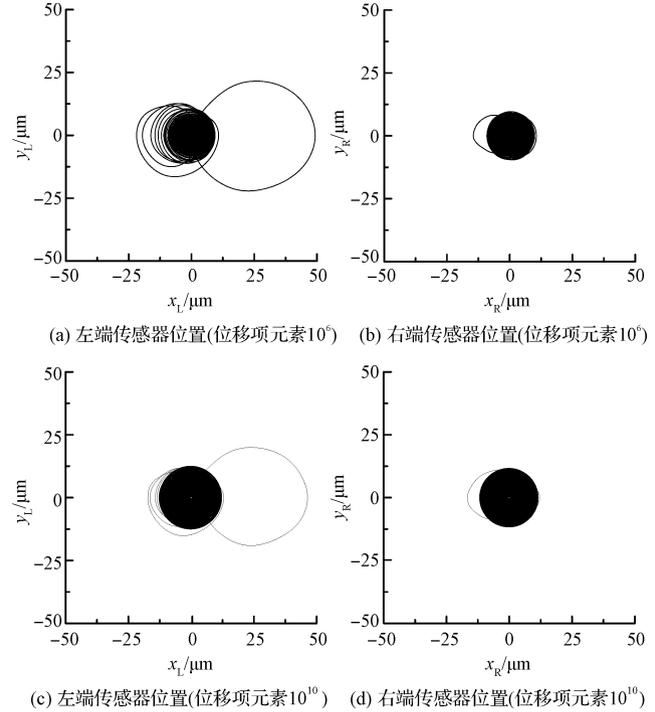


图9 考虑LMS算法后轴心轨迹结果

通过对比图9与图8可知:随着时间的增加轴心逐渐向平衡位置靠拢,在位移项元素为10⁶条件下,1.8 s后,右侧传感器位置转子振幅下降了90%,降低至2.4 μm,在位移项元素为10¹⁰条件下,9.28 s后,右侧传感器位置转子振幅下降了90%,降低至2.4 μm,说明了LMS算法的有效性;

但是,增大了Q矩阵位移项元素后,与不考虑LMS算法情况不同,轴心轨迹范围并未缩小,这可能是由于构建LQG控制器时未考虑LMS算法的影响,因此闭环控制系统中添加LMS算法后,表现出了不用的控制效果。

在LQG控制器条件下,考虑与不考虑LMS算法时,转子幅频特性曲线对比结果如图10所示。

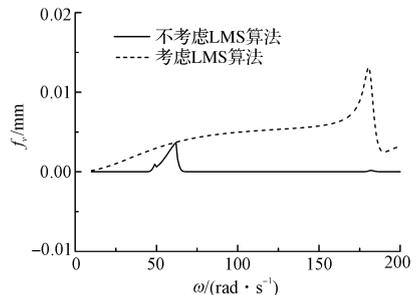


图10 转子幅频特性曲线

f_r —振动幅值; ω —角速度

由图 10 可见:在不考虑 LMS 算法时,可以明显看出转子在一阶弯曲临界转速 180 rad/s 时振幅较大;

考虑 LMS 算法后,可以看出,在 62 rad/s 附近, LMS 算法效果较弱,这是因为随着转速的增加,两条主导根轨迹会由左半平面穿越虚轴进入右半平面,此时系统闭环发散,而此时对应的转速在 62 rad/s 附近,为保证系统稳定,后续转速下,需将 LMS 步长因子 μ 数值由正值修改为负值^{[12]2728}。

在该转速区域之外,转子系统在各个频率下幅值均达到较低水平。

理论上,随着时间的推移, LMS 算法能够很好消除不平衡振动,但是由于该算例仿真时间、LMS 算法步长因子选择、跨越 LMS 算法不稳定区域等原因,尚有一部分不平衡振动没有滤除。

4 结束语

笔者建立了基于 LQG 控制与 LMS 算法的电磁轴承-转子系统振动控制模型,采用 LQG 控制方法对电磁轴承-转子系统进行了有效控制,并且为使控制器具有更好的控制效果,控制器中考虑了传感器与功率放大器的影响。

研究结果表明:

(1)所建立的状态观测器能够有效跟随系统位移变化,在初始位移相差较大的情况下,也可在较短时间内(0.1 s)完成跟踪;

(2)LQG 控制器加权矩阵的选择十分关键,在不考虑 LMS 算法时,将矩阵 Q 的位移项元素数值由 10^6 增加至 10^{10} 后,可使系统振动幅值降低 16.6%;但是考虑 LMS 算法后,增加矩阵 Q 的位移项元素数值则产生不一样的效果;

(3)将 LMS 算法添加进 LQG 控制器后,能够有效抑制转子系统的不平衡振动,当 Q 矩阵位移项元素分别为 10^6 和 10^{10} 时,在一阶弯曲临界转速工况下,振幅在 1.8 s 内和 9.28 s 内降低了 90%。

在后续研究中,笔者将进一步探索 LQG 控制器中加权矩阵 Q 与 R 对振动行为的影响规律,找到最优控制参数,更好地抑制系统的振动。

参考文献 (References):

[1] 汤恩琼,房建成,郑世强.磁悬浮电机柔性转子振动控制与试验研究[J].机械工程学报,2015,51(1):106-116.

- [2] 李鹏飞.磁悬浮高速电机控制系统研究[D].杭州:浙江大学电气工程学院,2017.
- [3] 徐龙祥,张金森,余同正. H_2 控制理论在磁悬浮轴承系统中的应用研究[J].中国机械工程,2006,17(10):1060-1064.
- [4] SCHWEITZER G, BLEULER H, MASLEN E H, et al. Magnetic bearings: theory, design, and application to rotating machinery[M]. New York: Springer,2009.
- [5] RUNDELL E, DECARLO A. A sliding mode observer and controller for stabilization of rotational motion of a vertical shaft magnetic bearing[J]. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, 1996,4(5):598-608.
- [6] JANG M J, CHEN C L, TSAO Y M. Sliding mode control for active magnetic bearing system with flexible rotor[J]. **Journal of the Franklin Institute**, 2005,342:401-409.
- [7] 赵宏凯,蒋科坚.基于 RBF 神经网络的电磁轴承基础激励主动控制研究[J].机电工程,2020,37(12):1425-1431.
- [8] BARUT M, BOGOSYAN S, GOKASAN M. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended kalman filters [J]. **IEEE Transactions Industrial Electronics**, 2007,54(1):272-280.
- [9] DARBANDI S M, BEHZAD M, SALARIEH H, et al. Linear output feedback control of a three-pole magnetic bearing [J]. **IEEE Transactions Mechatronics**, 2013, 19(4):1323-1330.
- [10] 高 辉,徐龙祥.基于 LMS 算法的磁悬浮轴承系统振动补偿[J].振动工程学报,2009,22(6):583-588.
- [11] 高 辉,徐龙祥. LMS 类算法在磁轴承滤波补偿中的应用分析[J].中国机械工程,2011,22(1):9-14.
- [12] 宋 腾,韩邦成,郑世强,等.基于最小位移的磁悬浮转子变极性 LMS 反馈不平衡补偿[J].振动与冲击,2015,34(7):24-32.
- [13] CADE I, KEOGH P, SAHINKAYA M. Fault identification in rotor/magnetic bearing systems using discrete time wavelet coefficients [J]. **IEEE Transactions Mechatronics**, 2005,10(6):648-657.
- [14] TANG E, FANG J, ZHENG S, et al. Active vibration control of the flexible rotor to pass the first bending critical speed in high energy density magnetically suspended motor [J]. **Journal of Engineering for Gas Turbines and Power**, 2015,137:112501.
- [15] FEUER A, WEINSTEIN E. Convergence analysis of LMS filters with uncorrelated gaussian data[J]. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, 1985,33(1):222-229.
- [16] 沈福民.自适应信号处理[M].西安:西安电子科技大学出版社,2001.

[编辑:李 辉]

本文引用格式:

张生光,张学宁,胡文颖.基于 LQG 与 LMS 的电磁轴承系统振动控制研究[J].机电工程,2022,39(2):210-216.

ZHANG Sheng-guang, ZHANG Xue-ning, HU Wen-ying. Vibration control of active magnetic bearing system based on LQG and LMS[J]. **Journal of Mechanical & Electrical Engineering**, 2022,39(2):210-216.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>