

混合轴承多跨转子多频轴承传递力自适应控制

徐 晖, 祝长生

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:介绍了一种基于电磁执行器动力特性可控的混合轴承结构;用有限元法建立了多跨转子系统的动力学模型,分析了转子通过轴承给基础的传递力及传递力控制的原理;基于自适应最小均方算法,提出了一种基于误差信号子带滤波,由多个单频力控制器并联而成的变步长自适应轴承传递力控制器;以双轴多跨转子系统为例对轴承传递力主动控制器的有效性进行了理论仿真。结果表明,提出的多跨转子系统多频轴承传递力主动控制方法可以有效地抑制转子系统对基础的传递力。

关键词:多跨转子;自适应控制;电磁执行器;混合轴承;多频轴承传递力

中图分类号: O347.6; TB535 **文献标志码:** A **文章编号:** 1004-4523(2021)01-0166-10

DOI: 10.16385/j.cnki.issn.1004-4523.2021.01.019

引 言

旋转机械的转子系统在电磁、流体、机械等激励力的作用下不仅会产生多频振动,而且还会通过轴承或定转子之间的介质给基础传递一个多频的激励力,导致旋转机械的基础或周围结构发生振动^[1-3]。如:舰艇推进轴系的传递力会导致舰体结构发生振动,影响舰艇的隐身性能^[2-3];航天力矩陀螺仪转子的传递力引起的空间结构的振动不仅影响陀螺仪的精度,还会影响整个空间结构的工作环境。在许多旋转机械中,对转子外传力的要求远大于对转子振动的要求,因此必须对旋转机械转子系统外传力进行有效的控制,以减小转子系统对外部结构及系统的影响。

为了减小旋转机械转子系统的传递力,可以采用被动控制和主动控制两种方法。

被动控制是目前减小转子系统传递力最常用的方法之一,通过控制激励源的强度来减小转子系统激励力的量级或通过改变力传递路径的动力特性来实现传递力的衰减。前者如对转子进行动平衡,对叶轮结构和形式进行优化等;后者如对轴承座结构的动力学特性进行优化,采用诸如减振、阻振、隔振等手段。振动被动控制由于不需要外界能量,装置结构简单,易于实现,经济性和可靠性好,在许多场合下对中高频的传递力均有较好的控制效果,得到了广泛应用。但是随着先进旋转机械对传递力要求

的进一步提高,这种被动控制方法存在的对低频传递力难以有效控制的不足也逐渐凸显。另外,被动控制装置的动力学特性往往不能改变,只适合恒定工况,无法满足旋转机械在变转速、变工况条件下对减振装置动力特性的要求。

传递力主动控制是近二、三十年发展起来的一种能够对旋转机械转子系统传递力进行有效控制的高新技术。传递力主动控制可以自动跟踪外激励频率及工况的变化,不仅可以有效地控制中高频振动,也可以有效地控制低频振动,具有控制好、适应性强等优势,并在一些旋转机械上得到了应用,取得了良好的效果。因此振动主动控制技术被认为是目前控制旋转机械转子系统外传力的一种高效方法。

Lewis等^[4-6]将一个电磁推力轴承与原机械推力轴承并联,通过对电磁推力轴承进行实时调节,实现对推力轴承座与基础之间动态传递力的主动控制,在一个实验模型上能够使推进轴系传递力脉动减小30%。刘耀宗等^[7]以船舶推进轴系传递到船体的纵向振动功率流为目标研究了用动力吸振器来实现轴系纵向减振的设计方法。李良伟等^[8]以推进轴系推力轴承处力传递率和能量传递率为控制目标,通过基因算法及多目标算法相结合求解出最优动力吸振器参数,比较了不同目标函数及动力吸振器的安装位置对轴系纵向振动控制效果的影响。Zhang等^[9]将动力吸振器串行安装在船舶推进轴系推力轴承与基座之间,以有效减小螺旋桨传递至艇体的激励力,进而降低了船体的振动噪声。曹贻鹏等^[10]研究了减

振器的安装位置对降低轴系纵振传递到壳体结构上的力的影响。胡芳^[11]研究了安装在轴系上的电磁惯性执行器对减小轴系的纵向振动以及由此引起的横向振动的影响。Becker等^[12]研究了用与一般轴承串联安装的压电执行器对转子系统的振动及外传力进行主动控制的问题,也取得了显著的控制效果。

转子系统的外传力中除了有与转子的旋转运动同步的轴频分量成分外,还有由电磁、流体、机械结构等因素导致的多频成分。为了对多频传递力进行控制,目前可以采用的方法主要有两种:一种是采用由多个单频力控制器并行,在多个频率点执行相同的单频力控制方法;另一种是通过估计多频扰动力信号,采用自适应控制方法使设定的目标函数收敛。前者如 Zenger等^[13]设计的一种由多个滤波器并联而成,通过定步长 FxLMS (Filtered-x Least Mean Square) 来提取多频干扰信号的前馈控制器。Peng等^[14]通过在磁悬浮飞轮中采用多个数字化滤波器并联而成的多频共振器,实现了对不平衡以及传感器误差产生的多频扰动力的抑制。后者如 Setiawan等^[15]利用 Lyapunov 函数提出了一种可以同时抑制多频扰动力的控制方法。Cui等^[16]基于周期性时延内模原理提出了一种改进的重复控制方法,以消除基频及其倍频扰动信号,并通过重构谱和最小增益定理对系统的稳定性进行判定。

在转子系统振动主动控制方面,现在大部分研究都集中在转子系统振动位移的主动控制上,而对转子系统传递力主动控制开展的研究比较少。本文针对多跨转子系统多频轴承传递力的主动控制问题,首先介绍了一种基于电磁执行器的轴承特性可控的混合轴承结构;其次用有限元法建立了多跨转子系统的动力学模型,分析了转子通过轴承给基础的传递力及转子系统轴承传递力主动控制的原理;然后利用自适应 FxLMS 算法,提出了一种基于误差信号子带滤波,由多个单频力控制器并联而成的变步长自适应轴承传递力控制器;最后,以双轴多跨转子系统为例对轴承传递力主动控制器的有效性进行了理论仿真,分析了在不同轴承处施加控制力对整个转子系统传递力的影响。此外还分析了在传递力的控制过程中,轴承位置转子径向振动位移的变化情况。

1 基于电磁执行器动力特性可控的混合轴承结构

为了实现对传统径向轴承动力特性的控制,如图 1 所示将动力特性可控的电磁执行器并联置于传

统径向轴承的侧面,构成一个动力特性可控的混合轴承结构,混合轴承安装在对应的轴承座上。图 2 为一个径向八极 C 型结构电磁执行器的示意图。为了降低涡流损耗,铁芯采用导磁性能良好的硅钢片叠压而成。同一坐标轴方向相邻的两个磁极构成一个磁极对,并将两个磁极绕组进行串联,从而形成从一个定子磁极到气隙、转子、气隙及另一个磁极的磁路。

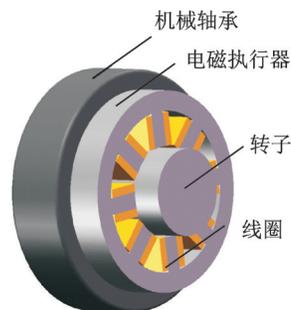


图 1 基于电磁执行器的径向混合轴承结构

Fig. 1 Hybrid bearing structure of radial bearing with electromagnetic actuator

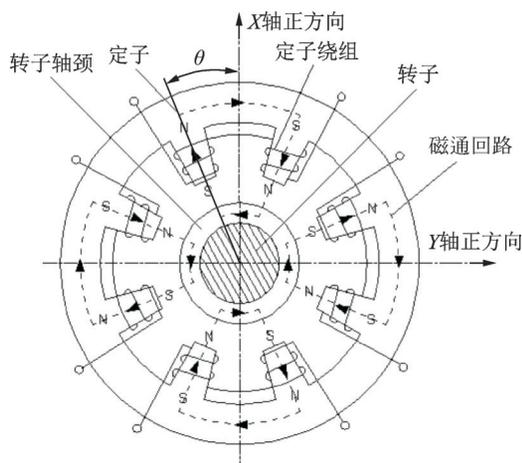


图 2 径向八极 C 型电磁执行器

Fig. 2 Radial eight-stage C-type electromagnetic actuator

为了对电磁执行器两个方向上的电磁力进行控制,一般每个方向磁极对中两个磁极的几何及线圈参数都设计成相同的,并将每个方向两个对置的磁极对采用差动控制方式。那么在 p 节点,当转子向上偏移 x_p 时,转子与上端磁极的间隙变为 $c_{p0} - x_p \cos\theta_p$,下端的气隙变为 $c_{p0} + x_p \cos\theta_p$ 。当控制电流为 $i_{p,x}$,线圈的基电流为 $I_{p0,x}$ 时,上端电磁执行器线圈的电流为 $I_{p0,x} + i_{p,x}$,下端线圈的电流为 $I_{p0,x} - i_{p,x}$ 。由于控制电流 $i_{p,x} \ll I_{p0,x}$,根据 Maxwell 电磁力公式可以得到差动控制下电磁执行器在 x 方向电磁力的线性化模型为^[17]

$$f_{p,mag,x} = k_{p,i,x} i_{p,x} + k_{p,s,x} x_p \quad (1)$$

式中 $k_{p,i,x} = 4\mu_0 n_p^2 A_p \cos\theta_p I_{p0,x} / c_{p0}^2$ 为 p 节点电磁执

行器在 x 方向上的力-电流刚度系数, $k_{p,s,x} = 4\mu_0 n_p^2 A_p \cos^2 \theta_p I_{p0,x}^2 / c_{p0}^3$ 为 p 节点电磁执行器在 x 方向的力-位移刚度系数。其中, n_p 为 p 节点电磁执行器单个磁极线圈的匝数, A_p 为 p 节点单个磁极的横截面积, μ_0 为真空的磁导率, c_{p0} 为 p 节点电磁执行器的气隙厚度, θ_p 为 p 节点电磁执行器中轴线与磁极中心线的夹角。

同样,可以得到 p 节点电磁执行器在 y 方向上电磁力的线性化模型为

$$f_{p,mag,y} = k_{p,i,y} i_{p,y} + k_{p,s,y} y_p \quad (2)$$

式中 $k_{p,i,y} = 4\mu_0 n_p^2 A_p \sin^2 \theta_p I_{p0,y}^2 / c_{p0}^3$ 为 p 节点电磁执行器在 y 方向上的力-电流刚度系数, $k_{p,s,y} = 4\mu_0 n_p^2 A_p \sin^2 \theta_p I_{p0,y}^2 / c_{p0}^3$ 为 p 节点电磁执行器在 y 方向的力-位移刚度系数。

在径向八极 C 型结构电磁执行器的结构及磁极参数相同的条件下, $k_{p,i,x} = k_{p,i,y} = k_{p,i}$, $k_{p,s,x} = k_{p,s,y} = k_{p,s}$ 。

2 多跨转子系统动力学及传递力模型

图 3 为一个双轴多跨转子传递力主动控制系统的简化模型,包括悬臂圆盘 1、带悬臂盘的 A 轴 2、联轴器 4、电机端的 B 轴 9、电机 6、力传感器 7、机械轴承 3、电磁执行器 5 等单元。

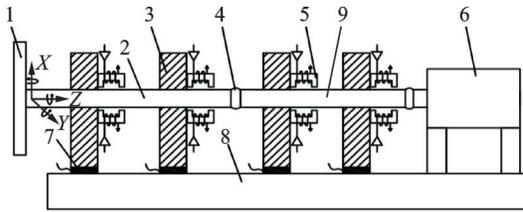


图 3 双轴转子简化模型

Fig. 3 Simplified model of rotor system with two shafts

为了建立多跨转子系统的动力学模型,特作如下假设:(1) 轴承的特性用不考虑耦合影响的二系数刚度及阻尼模型来表示;(2) 仅考虑转子的弯曲振动,忽略轴向振动及扭转振动对弯曲振动的影响;(3) 轴承座按刚体处理,不考虑轴承座动力特性的影响;(4) 转子的工作转速为常数。

采用有限元法对转子系统进行建模,可以得到转子系统的径向运动方程为

$$M\ddot{\bar{q}} + (C + G)\dot{\bar{q}} + K\bar{q} = F \quad (3)$$

式中 \bar{q} 为转子各节点的广义位移向量; M , C , G 及 K 分别为转子系统的质量、阻尼、陀螺和刚度矩阵, F 为转子系统的径向激励力向量。

不失一般性,假设在转子的每一个节点位置都存在激励力和轴承座。那么多跨转子系统在 p 节点径向激励力 f_p 的分量可以表示为下列形式

$$\begin{bmatrix} f_{p,x} \\ f_{p,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{N_p} f_{p,x,n} \\ \sum_{n=1}^{N_p} f_{p,y,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{N_p} d_{p,n} \sin(n\omega_0 t + \varphi_{p,no}) \\ \sum_{n=1}^{N_p} d_{p,n} \cos(n\omega_0 t + \varphi_{p,no}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中 N_p 为 p 节点激励力谐波 n 的总个数, $d_{p,n}$ 和 $\varphi_{p,no}$ 分别为 p 节点第 n 阶激励力谐波的幅值和初相位, ω_0 为激励力基波的频率。

在未施加主动控制时,第 p 个轴承座通过机械轴承传递到基础上的传递力 $F_{T,p,m}$ 的分量为

$$\begin{bmatrix} F_{T,p,m,x} \\ F_{T,p,m,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_p x_p + c_p \dot{x}_p \\ k_p y_p + c_p \dot{y}_p \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中 x_p , \dot{x}_p , k_p 及 c_p 分别为第 p 个轴承座处转子的振动位移、振动速度、轴承的刚度及阻尼系数。

当机械轴承 p 处并联安装电磁执行器后,混合轴承座传递到基础上的传递力 $F_{CT,p}$ 为机械轴承传递力 $F_{T,p,m}$ 与电磁执行器传递力 $F_{T,p,mag}$ 之和,其分量形式为

$$\begin{bmatrix} F_{CT,p,x} \\ F_{CT,p,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{T,p,m,x} \\ F_{T,p,m,y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{T,p,mag,x} \\ F_{T,p,mag,y} \end{bmatrix} \quad (6)$$

电磁执行器传递力 $F_{T,p,mag}$ 的分量形式为

$$\begin{bmatrix} F_{T,p,mag,x} \\ F_{T,p,mag,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{p,i} i_{p,x} + k_{p,s} x_p \\ k_{p,i} i_{p,y} + k_{p,s} y_p \end{bmatrix} \quad (7)$$

可见,由于电磁执行器产生的传递力大小和方向都可以通过线圈中的电流进行改变,所以通过改变混合轴承中电磁执行器控制力的大小和方向就可以对转子通过混合轴承座传递到基础上的总传递力进行控制,使轴承座的传递力达到最小。

3 多频轴承传递力主动控制算法

多跨转子系统多频轴承传递力主动控制算法如图 4 所示。其中, F 为转子系统受到的激励力, S 为控制信号 y 与电磁执行器输出控制力 F_C 之间的传递函数。主动控制时,一方面,这个控制力 F_C 作用在转子上,改变转子的振动特性;另一方面,这个控制力的反作用力 F_C' 同时作用在轴承座上,与机械轴承传递到基础上的传递力 $F_{T,m}$ 共同组成了混合轴承传递到基础上的传递力 F_{CT} 。

为了实现对多频轴承传递力的控制,这里采用了在不同频率点执行相同的单频力控制的方法。多频轴承传递力控制器的原理如图 5 所示,主要由信号发生模块、滤波模块、主控制器组成。

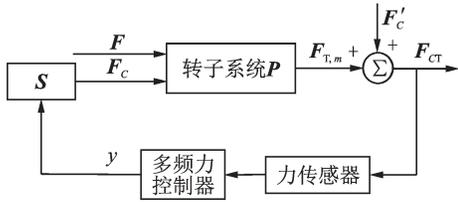


图 4 多跨转子系统多频传递力主动控制系统

Fig. 4 Active control of multi-frequency transmission force of multi-shaft rotor system

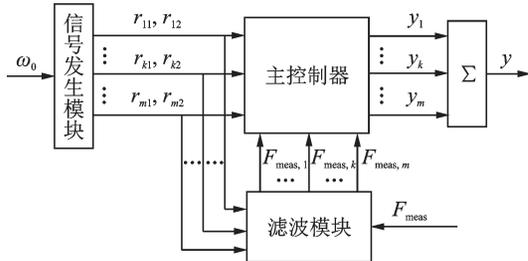


图 5 传递力控制器内部框图

Fig. 5 Internal block diagram of the transmission force controller

首先信号发生模块根据转速传感器信号 ω_0 构建出传递力控制器在 m 个需要控制的频率处的输入信号 $r_{11}, r_{12}, \dots, r_{m1}, r_{m2}$; 其次滤波模块利用基于自适应 LMS 的子带滤波器, 把力传感器测量信号 F_{meas} 分解成不同频带的信号 $F_{meas,k} (k=1, \dots, m)$; 然后主控制器中的各个单频力控制器根据对应的误差信号利用变步长 FxLMS 算法生成各个频率所对应的控制信号 y_k ; 最后这些单频力控制信号共同组成了控制器总的输出信号 y 。

3.1 变步长最小均方算法

图 6 为最常见的忽略次级通道影响的基于 FxLMS 的自适应控制器原理图, 其中 Z^{-1} 为时间延时单元, $\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_{L-1}$ 为权系数。

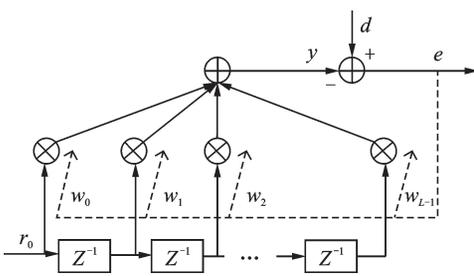


图 6 自适应控制器内部框图

Fig. 6 Internal block diagram of adaptive controller

输入信号 r_0 经过 $L-1$ 个延时单元, 构成了控制器的参考信号 $R=[r_0, r_1, \dots, r_{L-1}]^T$, 每个延时(包括零延时)位置都有一个权系数, 这些权系数构成了参考信号 R 对应的权矢量 $W=[w_0, w_1, \dots, w_{L-1}]^T$ 。

控制器的输出信号 y 由参考信号 R 与其对应的

权矢量 W 相乘而得, 即

$$y = R^T W \quad (8)$$

反馈的误差信号 e 等于期望输出 d 与控制器输出信号 y 的差值, 即

$$e = d - y \quad (9)$$

整个自适应控制过程就是通过调节权矢量 W , 进而改变控制器的输出信号 y , 使得误差信号 e 的绝对值最小。由于绝对值函数很难直接进行参数迭代和目标函数自寻优, 这里采用瞬时均方误差 ξ 为目标函数, 将其转化为二次型的凸优化问题。即取

$$\xi = e^2 \quad (10)$$

结合式(8)-(10)可知, 以 w_j 为例 ($j=1, 2, 3, \dots$) 目标函数 ξ 对权矢量 w_j 的梯度为

$$\nabla \xi_j = \frac{\partial e^2}{\partial w_j} = 2e \frac{\partial e}{\partial w_j} = -2eR_j \quad (11)$$

为了使目标函数最小化, 利用梯度下降法可得权矢量的更新公式为

$$W^{l+1} = W^l - \frac{u}{2} \nabla \xi^l = W^l + ue^l R^l \quad (12)$$

式中 l 为迭代次数。

在传统的定步长 FxLMS 算法中, 在保证算法收敛的情况下, 步长 u 越大, 收敛速度就越快, 但会造成稳态误差增大; 反之, 步长 u 越小, 稳态误差越小, 但收敛速度减慢。为了解决收敛速度与稳态误差之间的矛盾, 本文利用 Sigmoid 函数, 提出一种变步长的迭代方法。变步长 u 为

$$u = \left\{ \alpha [\text{Sigmoid}(\beta e) - 0.5] \right\}^2 \quad (13)$$

不同 α 及 β 值条件下, 步长 u 随与误差信号的关系如图 7 所示。

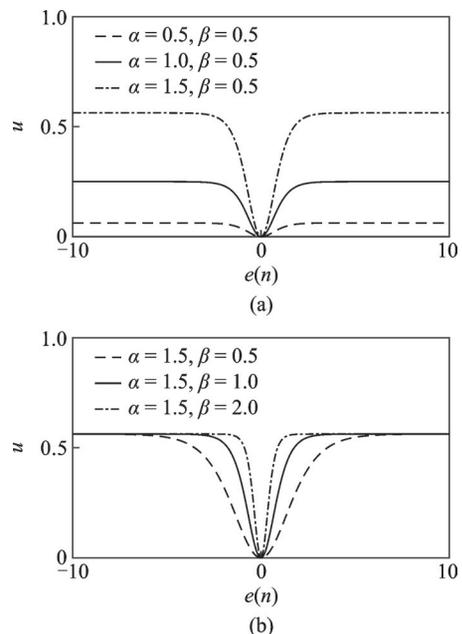


图 7 不同 α 及 β 下步长与误差信号变化关系图

Fig. 7 Relationship between step size and error signal with different α and β

在 β 不变时, α 越大, 步长的变化范围越大。在 α 不变时, β 越大, 步长 u 与误差的变化曲线越陡峭。通过控制 α , 可以控制步长 u 的取值范围, 通过控制 β , 可以控制步长 u 随着误差信号 e 减小而衰减的速度。因此, 通过采用式(13)中的变步长算法, 就可以使权矢量 W 在误差信号大的时候, 迭代快。在误差信号小的时候, 迭代慢, 进而解决了迭代速度与稳态误差之间的矛盾。

3.2 信号发生模块

由于本文采用的是将多个单频力控制器并联而成的多频力主动控制算法, 因此信号发生器需要构建出不同频率的控制器所需的输入信号。此外, Butterweck 等^[18]利用“波”理论, 通过将多延时抽头的长横向滤波器等效成传播到无穷远处的波, 得到了保证基于 FxLMS 算法控制器收敛的最大步长 u_{\max} 与输入信号功率谱 $S(\omega)$ 之间的关系为

$$u_{\max} = \frac{2}{L \max_{0 \leq \omega \leq \pi} \{S(\omega)\}} \quad (14)$$

因此, 最大步长 u_{\max} 与控制器参考信号的长度 L 以及输入信号功率谱 $S(\omega)$ 最大值的乘积成反比, 而功率谱的平坦程度反映的就是信号的相关性。因此, 为了增大步长 u 的取值范围, 要么降低控制器输入信号的长度, 要么降低输入信号的相关性。而在自适应控制中, 降低输入信号的长度, 可能会导致控制器所需信号的缺失, 影响控制效果。

为了解决上述的两个问题, 本文采用的信号发生模块如图 8 所示。

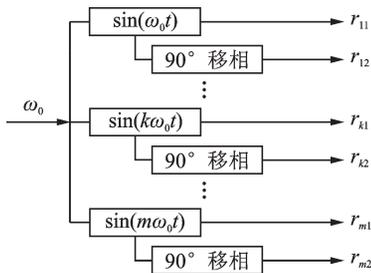


图 8 信号发生器模块内部框图

Fig. 8 Internal block diagram of signal generator module

首先根据转速传感器传递来的转速 ω_0 , 构建出不同频率控制器所需的正弦信号 r_{k1} 。然后为了降低输入信号的相关性, 将其移相 90° 得到余弦信号 r_{k2} , 共同组成各个单频力控制器的输入信号。

3.3 主控制器与数字滤波模块

主控制器由多个单频力控制器并联而成, 其内部框图如图 9 所示。以第 k 倍频控制器为例, 控制器

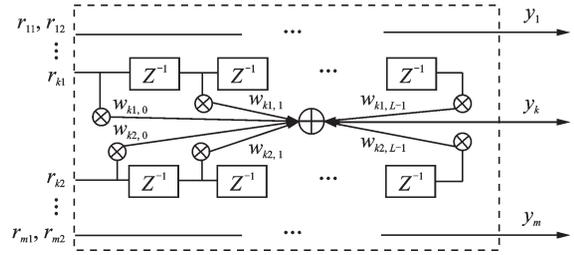


图 9 主控制器内部框图

Fig. 9 Internal block diagram of main controller

先将输入信号 r_{k1}, r_{k2} 分别延时 $L-1$ 个单元形成总的参考信号 R_k 。参考信号 R_k 与其对应的权参数数量 W_k 相乘后生成控制器输出的控制信号 y_k 。

图 9 中, $R_k = [R_{k1}^T, R_{k2}^T]^T$, 该信号对应的权矢量 $W_k = [W_{k1}^T, W_{k2}^T]^T$ 。其中

$$R_{k1}(n) = [r_{k1,0}, r_{k1,1}, \dots, r_{k1,L-1}]^T \quad (15)$$

$$R_{k2}(n) = [r_{k2,0}, r_{k2,1}, \dots, r_{k2,L-1}]^T \quad (16)$$

$$W_{k1} = [\omega_{k1,0}, \omega_{k1,1}, \dots, \omega_{k1,L-1}]^T \quad (17)$$

$$W_{k2} = [\omega_{k2,0}, \omega_{k2,1}, \dots, \omega_{k2,L-1}]^T \quad (18)$$

此时, 第 k 倍频控制器输出的控制信号

$$y_k = R_k^T W_k = [R_{k1}^T, R_{k2}^T] \begin{bmatrix} W_{k1} \\ W_{k2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

当没有滤波模块时, 如果直接采用力传感器测量信号 F_{meas} 作为优化目标, 由式(12)可知其权矢量的更新公式为

$$W_k^{l+1} = W_k^l + u F_{\text{meas}}^l R^l \quad (20)$$

在多跨转子系统中, 控制器输入的力信号为由基座下的力传感器测量得到的基座传递力, 一般可以表示为

$$F_{\text{meas}} = \sum_{i=1}^n F_{\text{meas},i} = \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega_0 t + \varphi_i) \quad (21)$$

理想情况下, 当第 k 倍频的传递力被完全抑制, 即 $F_{\text{meas},k} = 0$ 时, 此时第 k 倍频控制器对应的最优控制参数 $W_k = W_{k,\text{opt}}$, 控制器应该停止参数迭代。但由式(21)可知, 由于其他频率处的力信号的影响, 总的测量力信号 $F_{\text{meas}} \neq 0$, 控制器还会继续进行参数迭代, 进而影响控制器的稳定性。此外, 不同频率处的力信号会影响各个控制器权矢量更新的梯度方向, 进而影响控制器参数的迭代速度。为了解决这个问题, 本文利用 LMS 算法在力传感器测量信号 F_{meas} 的反馈通道上构建了一个数字滤波模块, 对测量信号进行子带滤波, 把它分解成不同频带的信号 $F_{\text{meas},k}$ 。图 10 是数字滤波模块的内部框图。

以第 k 倍频的数字滤波器为例, 构造目标函数

$$e_k = a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t) - F_{\text{meas}} = a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t) - \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega_0 t + \varphi_i) \quad (22)$$

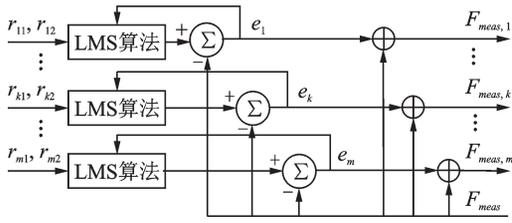


图 10 数字滤波模块原理图

Fig. 10 Schematic of digital filter module

当且仅当

$$a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t) = A_k \sin(k\omega_0 t + \varphi_k) \quad (23)$$

时,误差信号 e_k 的均方最小。因此第 k 倍频力信号的提取问题就等效成了以 e_k 的均方值为目标函数的最优化问题。与主控制器一样,采用前文介绍的梯度下降法后,可以得到参数 a_k 及 b_k 的更新公式为

$$\begin{cases} a'_k = a_k - u_e e_k \cos(k\omega_0 t) \\ b'_k = b_k - u_e e_k \sin(k\omega_0 t) \end{cases} \quad (24)$$

根据参数 a_k 及 b_k 就可以提取出总的力传感器测量信号 F_{meas} 中的第 k 倍频信号 $F_{meas,k}$,其表达式为

$$F_{meas,k} = e_k + F_{meas} = a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t) \quad (25)$$

此时,主控制器中对应的第 k 倍频控制器参数的迭代公式(20)变为

$$W_k^{l+1} = W_k^l + u F_{meas,k}^l R^l \quad (26)$$

由式(26)可知:通过对力传感器传递来的测量信号 F_{meas} 进行子带滤波,每个单频力控制器只根据对应频率处的信号 $F_{meas,k}$ 进行参数迭代,从而避免了不同频率处测量信号的相互干扰。

4 仿真结果及分析

4.1 转子结构及基本参数

双轴多跨转子系统的结构如图 11 所示,转子系统由两根柔性轴组成,每根轴分别支承在两个混合轴承上,每个混合轴承座中并排安装了电磁执行器和一个滑动轴承。前端 A 轴的一端带有一个悬臂盘,盘上有与转速同频的不平衡激励力以及与转速相关的多频激励力。后端 B 轴为均匀的轴,与电机之间用柔性联轴器连接。

整个转子系统的基本参数如表 1 所示。为了减小控制系统的计算工作量,在图 11 的悬臂盘、滑动轴承、电磁执行器及前后轴的相关位置设置了 11 个节点,44 个自由度。整个转子系统通过 A 轴和 B 轴上 4 个轴承座传递到基础上的传递力分别为 F_{T1} , F_{T2} , F_{T3} 和 F_{T4} 。4 个轴承座上并联安装的电磁执行器对转子系统的控制力分别为 F_{a1} , F_{a2} , F_{a3} 和 F_{a4} 。

表 1 双轴转子系统参数表

Tab. 1 Parameters of rotors system with two shafts

参数	数值
圆盘直径(①)/mm	300
圆盘宽/mm	30
圆盘密度/(kg·m ⁻³)	7753
轴直径/mm	60
A 轴长/mm	1200
B 轴长/mm	900
轴密度/(kg·m ⁻³)	7853
杨氏模量/(N·m ⁻²)	2.07×10 ¹¹
泊松比	0.3
A 轴前滑动轴承位置(②)/mm	300
A 轴前电磁执行器位置(③)/mm	380
A 轴后滑动轴承位置(④)/mm	1000
A 轴后电磁执行器位置(⑤)/mm	1080
联轴器位置(⑥)/mm	1000
联轴器质量/kg	1
B 轴前滑动轴承位置(⑦)/mm	1400
B 轴前电磁执行器位置(⑧)/mm	1480
B 轴后滑动轴承位置(⑨)/mm	1800
B 轴后电磁执行器位置(⑩)/mm	1880
滑动轴承的等效刚度/(N·m ⁻¹)	2×10 ⁷
滑动轴承的等效阻尼/[N·(m·s ⁻¹) ⁻¹]	3×10 ³

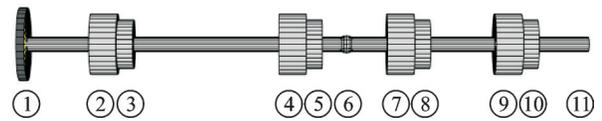


图 11 双轴转子系统有限元模型

Fig. 11 Finite element model of rotors system with two shafts

由转子系统的有限模型,计算可得双轴多跨转子系统的一阶弯曲临界转速为 3648 r/min。

4.2 仿真结果

仿真采用的主控制器权矢量长度 $2L = 16$; 变步长 u 的幅值系数 $\alpha = 2 \times 10^{-7}$, 变化系数 $\beta = 2$; 数字滤波器采用的定步长 $u_e = 3 \times 10^{-7}$; 电磁执行器在 x 及 y 方向上的力-电流刚度系数 $k_f = 963.27I_0$, 力-位移刚度系数 $k_s = 2.51 \times 10^6 I_0^2$, 偏置电流 $I_0 = 1.2$ A。

为了验证所提出的多频力主动控制算法的有效性,以及分析在不同轴上施加控制力对整个转子系统轴承传递力及转子振动特性的影响,在仿真过程中,转子系统的激励力集中在圆盘处,由频率分别为 3, 6, 15, 30 和 45 Hz, 幅值分别为 20, 20, 50, 50 和 50 N 的周期性扰动力以及幅值为 20 N 的白噪声叠加而成。

(1)仅在A轴两个轴承座处施加控制力

图12为在A轴前后两个轴承处施加传递力控制后,各轴承座传递力及轴承座位置处转子振动位移的波形图。图13为A轴前后两个轴承座在x方向控制力的波形图。图14为A轴两个轴承处施加传递力控制前后所有轴承处传递力的频谱图。图15为传递力控制前后各轴承座处的传递力及轴承座位置处转子振动位移变化的柱状图。

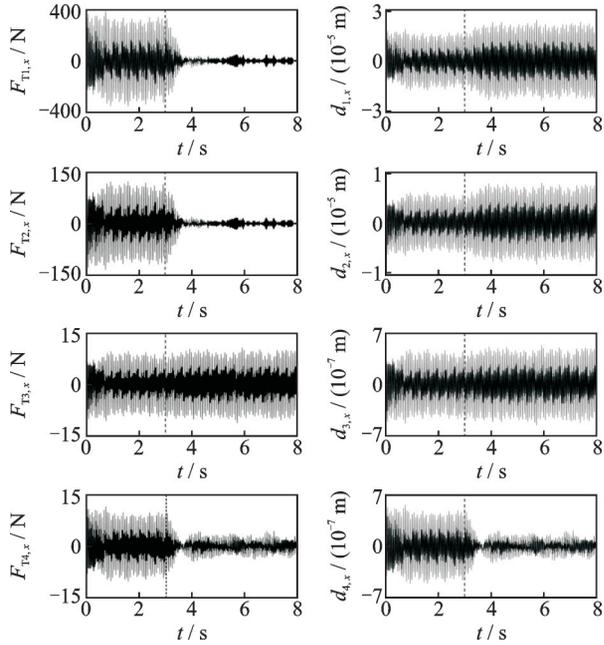


图12 A轴控制前后轴承座x方向传递力与转子振动位移波形图

Fig. 12 Waveforms of transmission forces and vibration displacements of each bearing in x-direction when the controlled forces were applied on two bearings of rotor A or not

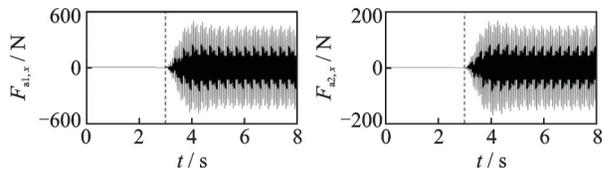
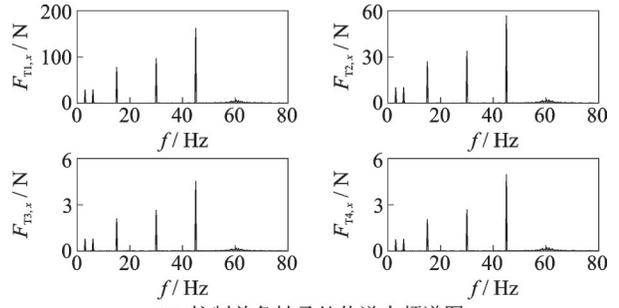


图13 A轴控制前后轴承座x方向控制力波形图

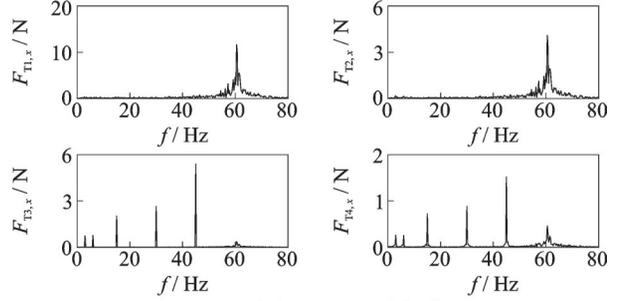
Fig. 13 Waveforms of controlled forces of each bearing in x-direction when the controlled forces were applied on two bearings of rotor A or not

从图12-15中可以看出,当对A轴前后两个轴承处施加传递力控制后,A轴前后两个轴承的传递力 $F_{T1,x}$ 及 $F_{T2,x}$ 和B轴后轴承座的传递力 $F_{T4,x}$ 都得到了明显的控制,但B轴前轴承座的传递力 $F_{T3,x}$ 有所增大。在转子振动位移方面,当在A轴前后两个轴承处施加传递力控制后,A轴前后两个轴承座处转子的振动位移 $d_{1,x}$ 及 $d_{2,x}$ 以及B轴前轴承座处转子的振动位移 $d_{3,x}$ 有所增大,B轴后轴承座处转子的



(a) 控制前各轴承处传递力频谱图

(a) Spectrograms of transmitted forces of each bearing before control

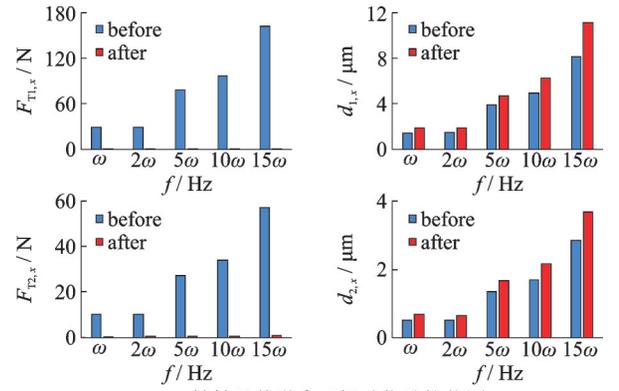


(b) 控制后各轴承处传递力频谱图

(b) Spectrograms of transmitted forces of each bearing after control

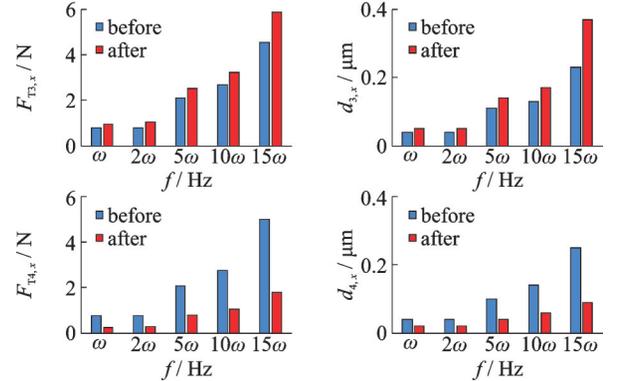
图14 A轴主动控制前后轴承传递力与控制力波形图

Fig. 14 Spectrograms of transmitted forces of each bearing in x-direction when the controlled forces were applied on two bearings of rotor A or not



(a) A轴轴承传递力及振动位移柱状图

(a) Histograms of transmitted forces and rotor vibration displacements of rotor A bearings



(b) B轴轴承传递力及振动位移柱状图

(b) Histograms of transmitted forces and rotor vibration displacements of rotor B bearings

图15 A轴控制前后轴承座x方向传递力与转子振动位移变化柱状图

Fig. 15 Histograms of transmitted forces and rotor vibration displacements of each bearing in x-direction when the controlled forces were applied on two bearings of rotor A or not

振动位移 $d_{4,x}$ 明显减小。

为了说明带有误差信号子带滤波模块的变步长自适应控制器的工作过程,图 16 给出了 A 轴前端混合轴承中电磁执行器控制器 x 方向的滤波模块在各特征频率处输出的力信号 $F_{meas,k}$ 以及主控制器中各单频力控制器权参数的迭代轨迹。每个单频力控制器的权参数共有 16 个,为了图像清晰,这里仅给出前两个参数 w_{k1} 及 w_{k2} 的迭代轨迹。其中,下标 k 代表 k 倍频。

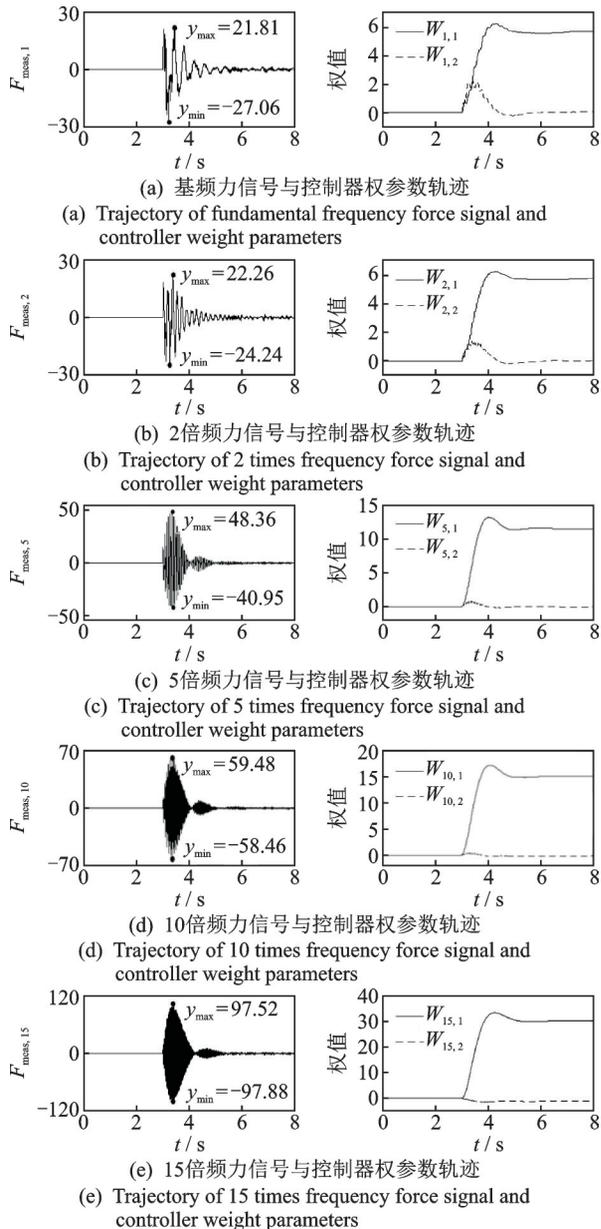


图 16 A 轴前端数字滤波器输出与主控制器权参数轨迹
Fig. 16 Outputs of digital filters and trajectories of parameter front controllers when the controlled forces were applied on two bearings of rotor A

从图 16 中可以看出,在 3 s 开启传递力控制后,刚开始数字滤波器输出的各频率的力信号 $F_{meas,k}$ 快速增大,逼近真实的传递力信号;然后随着控制过程的进行,传递力得到抑制,各频率对应的力信号也相

应的减小。结果表明,该方法可以有效地克服多频力在各个特征频率处信号的相互干扰。

(2) 仅在 B 轴前后两个轴承座处施加控制力

图 17 为当仅在 B 轴前后两个轴承座上施加传递力控制前后,各轴承座处的传递力及轴承座位置处转子振动位移变化的柱状图。

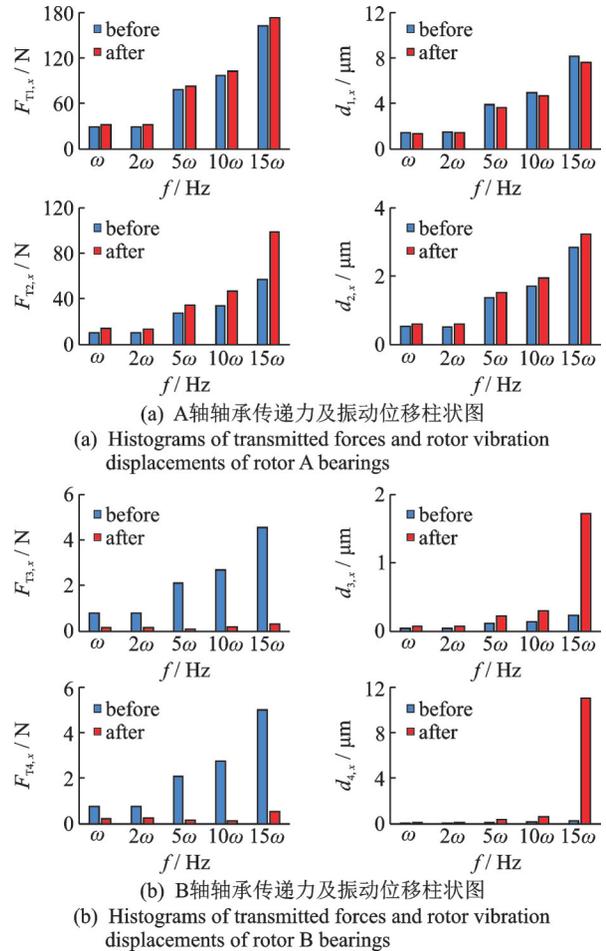


图 17 B 轴控制前后各轴承 x 方向传递力与转子振动位移变化柱状图

Fig. 17 Histograms of transmitted forces and rotor vibration displacements of each bearing in x -direction when the controlled forces were applied on two bearings of rotor B or not

从图 17 可以看出,当仅在 B 轴前后两个轴承座上进行传递力控制后,B 轴前后两个轴承处的传递力在各扰动力频率处均取得了一定的衰减,但 A 轴前后两个轴承处的传递力增大。虽然 B 轴前后两个轴承座传递力衰减的变化程度大于 A 轴前后两个轴承座上传递力增大的变化程度,但是由于 A 轴控制前前后两个轴承座的传递力幅值要比 B 轴大的多,所以 B 轴衰减的传递力幅值还没有 A 轴增加的传递力幅值大,总体控制效果不明显。在转子振动位移方面,在 B 轴前后两个轴承座上施加传递力控制后,B 轴前后两个轴承座处转子的振动位移急剧

增大, A 轴前轴承座处转子的位移略微减小, 后轴承座处转子的位移略微增大。因此仅对没有外部激励的 B 轴前后两个轴承座进行传递力控制, 只能降低该轴上各轴承座处的传递力, 其他轴段轴承座的传递力及转子振动增大, 无法达到预期的控制效果。

(3) 在 A 轴和 B 轴 4 个轴承座上施加控制力

图 18 为在 A 轴和 B 轴的 4 个轴承座上均施加传递力主动控制前后各轴承座处的传递力及轴承座位置处转子振动位移变化的柱状图。可见, 当在 A 轴和 B 轴的 4 个轴承座上均施加传递力主动控制后, 4 个轴承处的传递力在各个频率段处都得到了很好的控制, 但 4 个轴承座处转子的振动位移都有所增大。由于控制前转子的径向位移量级本来就比较小, 虽然控后有所增大, 但并不影响转子系统的实际运行, 仍处于可接受范围之内。因此相比单轴传递力控制, 在 A 轴和 B 轴的 4 个轴承座上均施加传递力控制可以使整个轴系各轴承座的传递力得到有效的控制。

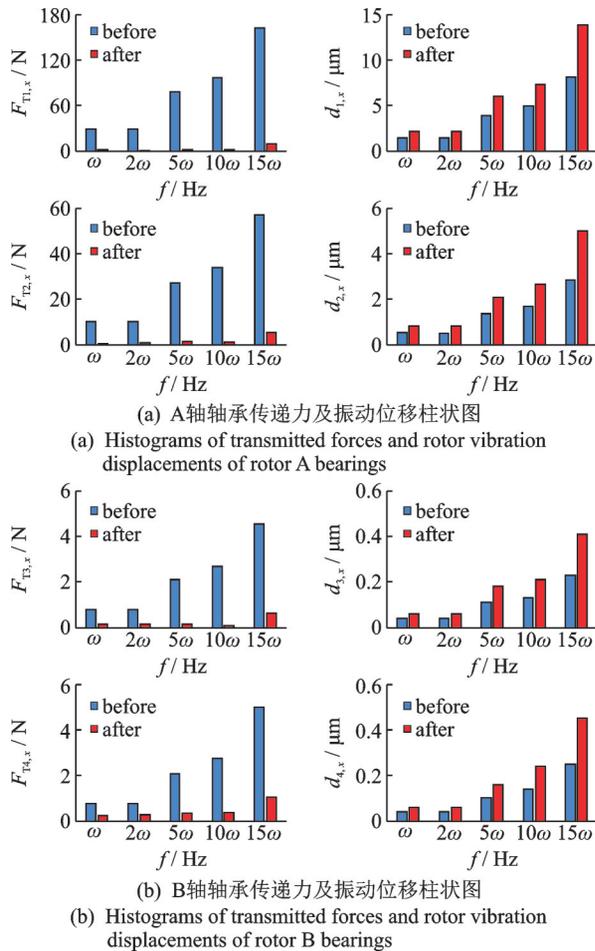


图 18 A 轴和 B 轴控制前后各轴承 x 方向传递力与转子振动位移变化柱状图

Fig. 18 Histograms of transmitted forces and rotor vibration displacements of each bearing in x -direction when the controlled forces were applied on four bearings of rotors A and B or not

5 结 论

(1) 由电磁执行器与传统轴承并联所组成的混合轴承, 能够对转子系统运行过程中的多频轴承传递力进行主动控制;

(2) 提出的一种通过对误差信号进行子带滤波的多频力控制算法, 可以有效地避免不同频率传递力信号间的相互影响。此外, 主控制器通过采用基于 Sigmoid 函数的变步长迭代算法, 可以很好地解决自适应控制器收敛速度与控制精度之间的矛盾;

(3) 在对多轴转子系统传递力进行控制时, 所有轴承都进行主动控制的情况下, 控制效果最好; 其次是只对施加激励力轴的轴承进行主动控制, 而只对没有激励力轴的轴承进行主动控制会导致该轴振动位移急剧增大, 影响转子稳定运行, 控制效果最差。

参考文献:

- [1] 李维嘉, 曹青松. 船舶振动主动控制的研究进展与评述[J]. 中国造船, 2007, 48(2):68-79.
Li Weijia, Cao Qingsong. Advances and review on the research of the active control of ship vibration[J]. Shipbuilding of China, 2007, 48(2):68-79.
- [2] 谢基裕, 沈顺根, 吴有生. 推进器激励的艇体辐射噪声及控制技术研究现状[J]. 中国造船, 2010, 51(4):234-241.
Xie Jirong, Shen Shungen, Wu Yousheng. Research status on noise radiation from vibrating hull induced by propeller and reduction measures [J]. Shipbuilding of China, 2010, 51(4):234-241.
- [3] 赵耀, 张赣波, 李良伟. 船舶推进轴系纵向振动及其控制技术研究进展[J]. 中国造船, 2012, 52(4):259-269.
Zhao Yao, Zhang Ganbo, Li Liangwei. Review of advances on longitudinal vibration of ship propulsion shafting and its control technology [J]. Shipbuilding of China, 2012, 52(4):259-269.
- [4] Lewis D W, Allaire P E. Control of oscillating transmitted forces in axial-thrust bearings with a secondary magnetic bearing [J]. ASLE Transactions, 1987, 30(1):1-10.
- [5] Lewis D W, Allaire P E, Thomas P W. Active magnetic control of oscillatory axial shaft vibrations in ship shaft transmission systems. Part 1: System natural frequencies and laboratory scale model [J]. Tribology Transactions, 1989, 32(2):170-178.
- [6] Lewis D W, Humphris R R, Thomas P W. Active magnetic control of oscillatory axial shaft vibrations in ship shaft transmission systems. Part 2: Control analy-

- sis and response of experimental system [J]. Tribology Transactions, 1989, 32(2):179-188.
- [7] 刘耀宗,王宁,孟浩,等.基于动力吸振器的潜艇推进轴系轴向减振研究[J].振动与冲击,2009,28(5):184-187.
Liu Yaorong, Wang Ning, Meng Hao, et al. Design of dynamic vibration absorbers to reduce axial vibration of propelling shafts of submarines[J]. Journal of Vibration and Shock, 2009, 28(5):184-187.
- [8] 李良伟,赵耀,陆波,等.减小船舶轴系纵向振动的动力吸振器参数优化[J].中国造船,2010,51(2):139-148.
Li Liangwei, Zhao Yao, Lu Bo, et al. Optimization of dynamic absorber parameters for reducing axial vibration of ship shafting[J]. Shipbuilding of China, 2010, 51(2):139-148.
- [9] Zhang G, Zhao Y, Hu Changcheng. Filtering characteristic of resonance changer used for longitudinal vibration control of marine shafting[J]. Engineering Mechanics, 2014, 31(S):231-238.
- [10] 曹贻鹏,张文平.使用动力吸振器降低轴系纵振引起的水下结构辐射噪声研究[J].哈尔滨工程大学学报,2007,28(7):747-751.
Cao Yipeng, Zhang Wenping. Using dynamic absorbers to reduce underwater structural noise due to longitudinal vibration of shafting[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2007, 28(7):747-751.
- [11] 胡芳.推进轴系纵向振动主动控制方法研究[D].上海:上海交通大学,2015.
Hu Fang. Research on active control of the longitudinal vibration of propulsion shafting systems[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2015.
- [12] Becker F B, Sehr M A, Rinderknecht S. Vibration isolation for parameter-varying rotor systems using piezoelectric actuators and gain-scheduled control[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2017: 1045389X1768993.
- [13] Zenger K, Altowati A, Tammi K, et al. Feedforward multiple harmonic control for periodic disturbance rejection[C]. Proceedings of 11th International Conference on Control Automation Robotics & Vision. Singapore, 2011:305-310
- [14] Peng C, Sun J, Song X, et al. Frequency-varying current harmonics for active magnetic bearing via multiple resonant controllers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1):517-526.
- [15] Setiawan J D, Mukherjee R, Maslen E H, et al. Adaptive compensation of sensor runout and mass unbalance in magnetic bearing systems[C]. Proceedings of 1999 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics. Atlanta, USA, 1999: 800-805.
- [16] Cui P, Li S, Zhao G, et al. Suppression of harmonic current in active-passive magnetically suspended CMG using improved repetitive controller[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, 21(4): 2132-2141.
- [17] Schweitzer G, Maslen E H. Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery [M]. Dordrecht, New York: Springer, 2009.
- [18] Butterweck H J. A wave theory of long adaptive filters [J]. IEEE Trans. Circuits Syst. I. Fundamental Theory and Applications, 2002, 48(6):739-747.

Adaptive control of multi-frequency bearing transmission force of multi-span rotors with hybrid bearings

XU Hui, ZHU Chang-sheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: When a rotor of a rotating machinery rotates, a multi-frequency force transmitted to the base of the bearings will be produced by electromagnetic, fluid and mechanical excitations. In order to control the multi-frequency bearing transmission force of the rotor system, a hybrid bearing with controllable dynamic characteristics by using an electromagnetic actuator is introduced. A dynamic model of a multi-span rotor system is built by the finite element method, the bearing transmission force and the control principle of bearing transmission force are discussed. Then a sub-band filtering through error signal and parallel implementation for every controlled frequency based variable step-size adaptive iterative transmission force controller is proposed to the FxLMS algorithm. Finally, numerical simulation in a two shaft multi-span rotor system is carried out to demonstrate the effectiveness of the variable step-size adaptive iterative transmission force controller. It is shown that the variable step-size adaptive iterative transmission force controller proposed can effectively suppress the multi-frequency bearing transmission force by adjusting the control force of electromagnetic actuators in real time.

Key words: multi-span rotors; self-adaptive control; electromagnetic actuator; hybrid bearing; multi-frequency bearing transmission forces

作者简介:徐晖(1995-),男,硕士生。电话:15605176312;E-mail:15605176312@163.com

通讯作者:祝长生(1964-),男,教授。电话:13857172647;E-mail:zhu_zhang@zju.edu.cn