

磁悬浮永磁同步电机转子系统的参数辨识与控制

王波, 耿海鹏, 杜廷琛

(西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对磁悬浮永磁同步电机转子系统在悬浮控制过程中, 由于磁力参数不准确从而影响控制器的优化设计甚至破坏系统稳定性的问题, 提出一种基于高斯调制函数法的磁力参数辨识方法, 并设计滑模控制律对转子的稳态悬浮进行控制。首先, 让磁悬浮转子系统在PID控制下闭环稳定, 再以多正弦信号激励系统, 利用高斯函数作为调制函数, 对磁悬浮转子系统连续动力学模型进行数字调制积分, 从而建立离散等价参数辨识模型; 然后, 选择与磁悬浮转子系统频带覆盖范围相匹配的尺度参数构建高斯调制函数, 对磁悬浮永磁同步电机实验台的磁力参数进行辨识; 最后, 依据辨识所得的模型参数设计滑模控制器, 实现永磁同步电机转子的稳态悬浮。所提方法避免了对微分信号的直接处理, 同时又回避了积分初值问题, 能够便捷、有效地辨识磁力参数; 所设计的滑模控制器使得磁悬浮转子系统拥有更好的稳态和动态性能。实验结果表明: 根据所提方法设计的滑模控制器能够使转子在0.2 s内到达目标位置并保持稳定, 其调节时间仅为PID控制的40%。

关键词: 永磁同步电机; 磁悬浮转子系统; PID控制; 参数辨识; 滑模控制; 调制函数

中图分类号: TM355; TH133.3 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202303010 **文章编号:** 0253-987X(2023)03-0106-11

Parameter Identification and Control of Rotor System of Maglev Permanent Magnet Synchronous Motor

WANG Bo, GENG Haipeng, DU Tingchen

(School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In the process of suspension control of the rotor system of the maglev permanent magnet synchronous motor, inaccurate magnetic parameters affect the optimal design of the controller and even destroy the stability of the system, therefore in this paper, a magnetic parameter identification method based on Gaussian modulation function method is proposed, and the sliding mode control law is designed to control the steady-state suspension of the rotor. Firstly, the closed-loop stability of the maglev rotor system is made under PID control. Then, the continuous dynamic model of the maglev rotor system is digitally modulated and integrated with a multi-sine signal excitation system using the Gaussian function as the modulation function, and thereby the discrete equivalent parameter identification model is established. Next, the scale parameters matching the frequency band coverage of the magnetic suspension rotor system are selected to construct the Gaussian modulation function, and the magnetic parameters of the magnetic suspension permanent magnet synchronous motor experimental platform are identified. Finally, accord-

ing to the identified model parameters, a sliding mode controller is designed to realize the steady-state suspension of the PMSM rotor. The proposed method avoids the direct processing of differential signals and the problem of the integral initial value, and it can identify the magnetic parameters conveniently and effectively. The sliding mode controller makes the magnetic suspension rotor system have better steady-state and dynamic performance. The experimental results show that the sliding mode controller designed according to the proposed method can make the rotor reach the target position within 0.2 s and keep stable, and the adjustment time only 40% of that of PID control.

Keywords: permanent magnet synchronous machine; magnetic suspension rotor system; PID control; parameter identification; sliding mode control; modulation function

磁悬浮轴承简称磁轴承,是利用磁力将转子悬浮于空间,实现定子与转子之间无接触运转的一种新型、高性能轴承^[1]。主动磁轴承(电磁轴承)通过产生电磁力支承转子,与传统轴承相比,具有无摩擦损耗、免润滑或密封、噪声小、无油污染、机械寿命长、超高速等一系列优点^[2-4]。主动磁轴承的另一个杰出特点是,通过控制器的设计可以对其机械特性进行主动调节^[5-6]。正是因为主动磁轴承具有电磁力主动可控的独特优势,使得其在转子振动的主动控制方面具有非常有利的条件^[7-8],这对旋转机械意义重大。

设计一个性能优良的控制器,首先需要知道模型参数。磁悬浮轴承转子系统是一个开环不稳定、复杂的非线性机电系统^[9],获取其精确的数学模型是一项复杂的任务。为了获得相对准确的数学模型,常常采用系统辨识的方式^[10]。由于磁悬浮轴承转子系统是开环不稳定的,因而系统参数的辨识需要在闭环稳定的条件下进行。

文献[11-12]采用频率响应法对实际系统进行模型辨识,通过对稳态悬浮的转子施加一系列谐波激励信号,得到系统的频率特性,从而对主动磁悬浮轴承转子系统的参数进行辨识。文献[13]利用转子的质量不平衡在高速转动时的离心力效应辨识磁力参数,但是该方法的前提是转子的高速转动。文献[14]假设磁轴承参数符合以设计值为均值的正态分布,将其作为先验分布并利用贝叶斯推理辨识磁轴承刚度参数,该方法比较新颖,但是辨识过程实际上是对参数信息的改善。文献[15]通过在不平衡、不对中的柔性转子系统中应用一种试验不对中方法辨识刚度参数,该方法依靠系统本身的一些特性。文献[16]基于虚拟试验不对中策略,提出了一种基于模型的辨识算法,用于辨识磁轴承的残余不对中量及刚度参数,其结果仅基于数值仿真,缺乏实验验证。文献[17]利用系统的频率响应数据进行多人多

出主动磁悬浮轴承系统的闭环辨识,最终得到的连续时间模型并不是直接从采样数据获取的,而是对离散时间模型的重建。

连续系统的模型虽然可以对离散模型进行相关变换而获得,但这一过程中难免存在信息丢失,而且从离散域到连续域的转换受采样频率的影响很大^[18]。由于系统输入及输出信号的各阶导数不能直接测量,若对信号做微分近似处理会加剧噪声的影响,因此对连续系统参数模型进行直接辨识存在困难^[19]。

调制函数法是 Shinbort 在 1957 年提出的一种连续模型直接辨识方法^[18],借助于调制函数的特点,应用分部积分法能将调制积分中对输入输出信号的微分转换成对调制函数的微分^[20],从而将微分方程转换成代数方程进行运算,同时还能排除积分初始条件的影响^[21]。此外,因为调制函数法涉及积分运算,故而调制函数本身具有滤波效果,如果调制函数选择恰当,会有良好的抗噪声干扰性。贺尚红等^[22-24]使用调制函数法实现了某带钢轧机液压自动厚控系统模型的辨识。文献[25]利用调制函数技术从采样数据辨识了磁轴承系统的连续时间模型。

相比于经典的频率响应法辨识,该方法不需要用一定频率范围的正弦信号激励系统、无需对信号做傅里叶变换、简单易行且误差较小。另外,调制函数法巧妙地避免对信号微分的直接处理,相比于经典辨识方法中的微分近似,准确性有了很大提高。

本文利用高斯小波函数在时域和频域的紧支性,设计了高斯调制函数,并利用高斯调制函数法对磁悬浮轴承转子系统进行建模,仿真了不同调制窗口宽度对辨识精度的影响,最后利用高斯调制函数法对磁悬浮轴承支承的永磁同步电机系统进行参数辨识。基于辨识所得模型参数,设计了滑模控制器替代 PID 控制器,实现转子的稳态悬浮。滑模控制

律下的磁悬浮转子系统拥有更优的稳态性能及动态性能,进一步印证了永磁同步电机转子系统模型参数辨识的准确性。

1 高斯调制函数法辨识原理

1.1 调制函数法

考虑待辨识连续系统模型形式^[18]

$$A(s)x(t) = B(s)r(t) \quad (1)$$

式中: $r(t)$ 为输入信号; $x(t)$ 为输出响应; $sx(t) = dx(t)/dt$; s 为微分算子; $A(s)$ 、 $B(s)$ 分别为由下式表示的关于 s 的互质多项式

$$\begin{cases} A(s) = s^n + \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i \\ B(s) = \sum_{j=0}^m b_j s^j \end{cases} \quad (2)$$

其中, n 、 m 分别为传递函数的分子和分母多项式次数, $n \geq m$; a_i 、 b_j 均表示待辨识参数; $i=0,1,\dots,n-1$; $j=0,1,\dots,m$ 。多项式 $A(s)$ 所有零点均在 s 左半平面,即系统为稳定系统。

根据式(2)可得

$$x^{(n)}(t) = - \sum_{i=0}^{n-1} a_i x^{(i)}(t) + \sum_{j=0}^m b_j r^{(j)}(t) \quad (3)$$

假设存在调制函数 $\varphi(t)$,满足

$$\varphi(t) = \begin{cases} \varphi(t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

$\varphi(t)$ 的 i 阶导数 $\varphi^{(i)}(t)$ ($i=1,2,\dots,k$)存在,且

$$\varphi^{(i)}(0) = \varphi^{(i)}(T) = 0 \quad (5)$$

将式(3)两边同时乘以 $\varphi(t)$,在区间 $[0, T]$ 上积分,结合分部积分以及调制函数的性质式(4)、式(5)可以推出等价的积分方程

$$\begin{aligned} (-1)^n \int_0^T x(t) \varphi^{(n)}(t) dt = & - \sum_{i=0}^{n-1} a_i (-1)^{(i)} \int_0^T x(t) \varphi^{(i)}(t) dt + \\ & \sum_{j=0}^m b_j (-1)^{(j)} \int_0^T r(t) \varphi^{(j)}(t) dt \end{aligned} \quad (6)$$

通过上述的处理,将原来对输入、输出信号的微分转换成对调制函数的微分。

1.2 高斯调制函数及调制滤波器

小波函数兼有时域和频域的紧支性,高斯小波函数除了具有一般小波函数的特点外,还具有任一阶连续可微,并且有明确解析表达式的特点,因而很适合作为调制函数。高斯函数可表示为

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp[-t^2/(2\sigma^2)] \quad (7)$$

令标准差 $\sigma=1$,并引入伸缩系数 a ,可根据设计需要任意构造不同伸缩尺度的调制函数,分辨率可以很高。将高斯函数按尺度 a 进行伸缩可得高斯调制函数及其导数的解析表达式

$$g_a(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} g(t/a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi a}} \exp\left[-\left(\frac{t}{a}\right)^2/2\right] \quad (8)$$

$$g_a^{(1)}(t) = -\frac{1}{a} \frac{1}{\sqrt{2\pi a}} \frac{t}{a} \exp\left[-\left(\frac{t}{a}\right)^2/2\right] \quad (9)$$

$$g_a^{(2)}(t) = -\frac{1}{a^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi a}} \left[1 - \left(\frac{t}{a}\right)^2\right] \exp\left[-\left(\frac{t}{a}\right)^2/2\right] \quad (10)$$

$$g_a^{(3)}(t) = -\frac{1}{a^3} \frac{1}{\sqrt{2\pi a}} \left[-3\left(\frac{t}{a}\right) + \left(\frac{t}{a}\right)^3\right] \exp\left[-\left(\frac{t}{a}\right)^2/2\right] \quad (11)$$

调制函数的窗口宽度 $T \approx 8a$,通过调节尺度参数 a 的值,便可以调节高斯调制函数的窗口宽度 T 以及频带宽度 $\Delta\omega$ 。时窗宽度和频带宽度之间满足关系: $T\Delta\omega = \text{定值}$ 。故而,随着 a 的增加,高斯调制函数的时窗会加宽,但是相应的频带会变窄。因此,当选择尺度参数 a 的值时,应当综合考虑高斯调制函数的时窗宽度及频带宽度,使得辨识精度更高。图1给出了 $a=1,2,3$ 时的高斯调制函数。

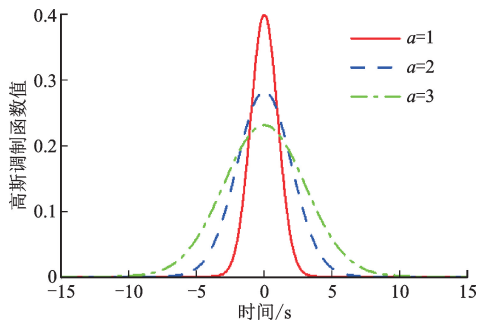


图1 高斯调制函数

Fig. 1 Gaussian modulation function

通过该方式所产生的高斯调制函数及其各阶导数满足 $g_a^{(i)}(-T/2) \approx 0$, $g_a^{(i)}(T/2) \approx 0$ 。图2给出了当 $a=1$ 时的高斯调制函数及其前3阶导数 $g_a^{(i)}(t)$ ($i=0,1,2,3$)。

高斯调制函数 $g_a(t)$ 的完整表达式为

$$g_a(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi a}} \exp\left[-\left(\frac{t}{a}\right)^2/2\right], & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (12)$$

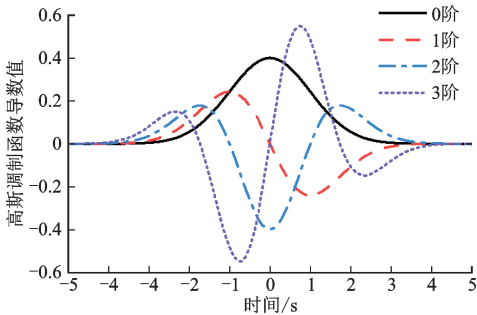


图 2 高斯调制函数的导数

Fig. 2 The derivative of the Gaussian modulation function

令高斯调制函数 $g_a(t)$ 的窗口宽度为 $T=n\Delta t_s$ (其中 Δt_s 表示采样周期, n 为高斯调制函数窗口所包含的采样区间数), 其 i 阶导数 $g_a^{(i)}(t)$ 的离散序列为 $\{g_a^{(i)}(j\Delta t_s)\}$ ($j=0, 1, \dots, n$)。为了表示方便, 用 $g_a^{(i)}(j)$ 代替 $g_a^{(i)}(j\Delta t_s)$, 下文均采用该简化表示法。

如果忽略数值积分带来的误差, 当采用梯形积分时, 信号 $h(t)$ 第 i 阶导数在区间 $[t-T, t]$ 上的调制积分为

$$\int_{t-T}^t g_a(t) h^{(i)}(t) dt = (-1)^i \int_{t-T}^t h(\tau) g_a^{(i)}(\tau) d\tau = \sum_{j=0}^n f_j^{(i)} h(t-j\Delta t_s) \quad (13)$$

式中

$$\begin{cases} f_j^{(i)} = (-1)^i \Delta t_s p_j g_a^{(i)}(n-j) \\ i = 0, 1, \dots, k; j = 0, 1, \dots, n \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} p_0 = p_n = 1/2; p_j = 1 \\ j = 1, 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (15)$$

引入后移算子 q^{-1} , 有 $q^{-1}h(t) = h(t-\Delta t_s)$, $q^{-j}h(t) = h(t-j\Delta t_s)$, 则式(13)可写为

$$(-1)^i \int_{t-T}^t h(\tau) g_a^{(i)}(\tau) d\tau = F_i(q^{-1})h(t) \quad (16)$$

其中

$$F_i(q^{-1}) = \sum_{j=0}^n f_j^{(i)} q^{-j} \quad (17)$$

将式(6)在区间 $[k\Delta t_s - n\Delta t_s, k\Delta t_s]$ ($k=0, 1, \dots$) 上进行数值积分, 可得到离散形式的等价辨识模型

$$F_n(q^{-1})x(k) + \sum_{i=0}^{n-1} a_i F_i(q^{-1})x(k) = \sum_{j=0}^m b_j F_j(q^{-1})r(k) \quad (18)$$

式中: k 表示 $k\Delta t_s$, $k=0, 1, \dots, n$ 指代区间内的离

散点。

1.3 最小二乘法辨识

对离散的等价辨识模型使用最小二乘法进行辨识时, 可将式(18)记为

$$F_n(q^{-1})x(k) = \Psi^T(k)\theta \quad (19)$$

式中: $\theta = [a_0, a_1, \dots, a_{n-1}, b_0, b_1, \dots, b_m]^T$, 为待辨识参数向量; $\Psi(k) = [\Psi_x(k), \Psi_r(k)]$, 为调制积分向量, 其中, $\Psi_x(k)$ 为系统输出数据的调制积分向量, $\Psi_x(k) = [-F_0(q^{-1})x(k), -F_1(q^{-1})x(k), \dots, -F_n(q^{-1})x(k)]$; $\Psi_r(k)$ 为系统输入数据的调制积分向量, $\Psi_r(k) = [F_0(q^{-1})r(k), F_1(q^{-1})r(k), \dots, F_n(q^{-1})r(k)]$ 。

根据式(19)可得待辨识参数 θ 的最小二乘估计 θ_{LS} 为

$$\theta_{LS}(l) = \left[\sum_{k=1}^l \Psi(k) \Psi^T(k) \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^l \Psi(k) F_n(q^{-1})x(k) \right] \quad (20)$$

2 磁悬浮轴承转子系统参数辨识

2.1 高斯调制函数法建模

采用 PID 控制时, 单自由度磁悬浮轴承转子系统的控制规律满足关系式

$$\begin{cases} e = r - x \\ i = K_p e + K_i \int e + K_d \dot{e} \\ G(s) = \frac{X'(s)}{I(s)} = \frac{k_i}{ms^2 - k_x} \\ x' = x/K_s \end{cases} \quad (21)$$

式中: r 为参考信号; x 为实际位移信号; e 为位移误差; K_p 为比例系数; K_i 为积分系数; K_d 为微分系数; i 为控制电流; k_x 为位移刚度; k_i 为电流刚度; m 为转子质量; K_s 为传感器增益系数, $K_s=1\ 000$ 。

系统的控制结构框图如图 3 所示。

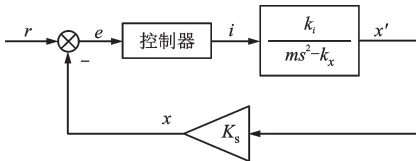


图 3 单自由度磁悬浮轴承转子系统控制结构图

Fig. 3 Control structure diagram of single degree of freedom magnetic bearing rotor system

对式(21)整理, 可得到以误差 e 为输入、位移 x 为输出的传递函数 $H(s)$ 为

$$H(s) = \frac{1\,000(k_d K_p s^2 + k_i K_p s + k_i K_i)}{ms^3 - k_x s} \quad (22)$$

对于一个采用 PID 控制,使得磁悬浮轴承转子闭环稳定的系统而言,转子质量 m 、控制器的 3 个参数 K_p 、 K_i 、 K_d 是已知参数,需要对电流刚度 k_i 和位移刚度 k_x 这 2 个参数进行辨识。

根据式(22),待辨识系统的传递函数可以表示为

$$H(s) = \frac{X(s)}{E(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{ms^3 - a_1 s} \quad (23)$$

待辨识的电流刚度和位移刚度可表示为: $k_i = b_1/1\,000K_p = b_0/1\,000K_i$, $k_x = a_1$ 。在 PID 控制器控制下,采集闭环稳定的磁悬浮轴承转子系统的输入和输出数据,利用调制函数法对待辨识系统式(23)的分子和分母系数进行辨识,结合已知的参数,即可得出需要辨识的电流刚度和位移刚度参数。

利用高斯调制函数法可以得到辨识磁悬浮轴承转子系统刚度参数的等效积分方程

$$\begin{aligned} &(-1)^3 \int_{-T}^t m x(t) g_a^{(3)}(t) dt = \\ &a_1 (-1)^1 \int_{-T}^t x(t) g_a^{(1)}(t) dt + \\ &b_2 (-1)^2 \int_{-T}^t e(t) g_a^{(2)}(t) dt + \\ &b_1 (-1)^1 \int_{-T}^t e(t) g_a^{(1)}(t) dt + \\ &b_0 (-1)^0 \int_{-T}^t e(t) g_a^{(0)}(t) dt \end{aligned} \quad (24)$$

2.2 仿真参数辨识

在 Matlab/Simulink 中根据图 3 所示结构搭建单自由度磁悬浮轴承转子系统的 PID 闭环控制仿真模型,系统的有关参数如表 1 所示。

根据表 1 中的参数,可以计算出待辨识的三阶传递函数系统 $H(s) = \frac{X(s)}{E(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{ms^3 - a_1 s}$ 的真值为 $a_1 = 2 \times 10^5$, $b_2 = 144$, $b_1 = 280\,800$, $b_0 = 180\,000$ 。

表 1 仿真模型参数

Table 1 Simulation model parameters

参数	数值
K_p	3.9
K_i	2.5
K_d	0.002
m/kg	1.2
$k_i/(\text{N} \cdot \text{A}^{-1})$	72
$k_x/(\text{N} \cdot \text{m}^{-1})$	2×10^5

系统的输入信号 $r(t)$ 采用多正弦信号,即仿真的输入信号为

$$r(t) = 0.01 \sin(3.14t) + 0.02 \sin(0.628t) + 0.02 \sin(0.189t) \quad (25)$$

仿真的采样时间 $\Delta t_s = 0.000\,02\text{ s}$,信号长度 $t = 30\text{ s}$,由输入信号作用于系统产生输出,将前述输入、输出信号作为不含测量噪声的输入、输出序列。图 4 给出了系统不含测量噪声的输入、输出响应。

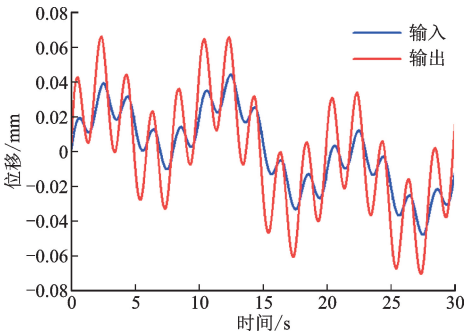


图 4 系统不含测量噪声的输入、输出响应

Fig. 4 The input and output responses of the system without measurement noise

使用高斯调制函数法对系统的模型参数进行辨识,首先是高斯调制函数的尺度参数选择。当尺度参数选择恰当,使得构成的高斯调制滤波器与系统的频带匹配较好时,可以提高辨识的精度。为此,首先对待辨识系统的频谱进行分析,得到其频谱如图 5 所示。根据系统的频谱图,分析得出主要应考虑

的频带范围是 0~150 Hz。

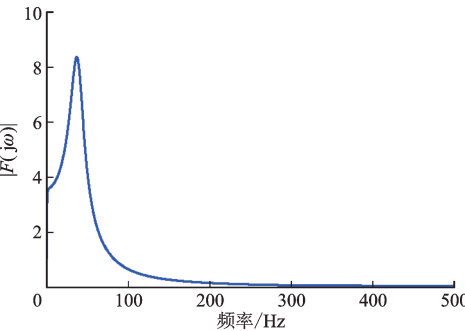


图 5 待辨识系统的频谱

Fig. 5 The spectrum of the system to be identified

在采样频率一定的情况下,通过改变高斯调制函数的窗口宽度 T ,可使高斯调制滤波器的频谱也发生相应的改变。本文采用高斯调制函数,图 6 和图 7 分别为采样周期 $\Delta t_s = 0.000\,02\text{ s}$ 时,调制窗口

宽度 $T=0.02\text{ s}(n=1\,000)$ 、 $T=0.03\text{ s}(n=1\,500)$ 、 $T=0.04\text{ s}(n=2\,000)$ 这 3 种情形下高斯调制滤波器 $F_0(j\omega)$ 和 $F_1(j\omega)$ 的频谱幅值图。

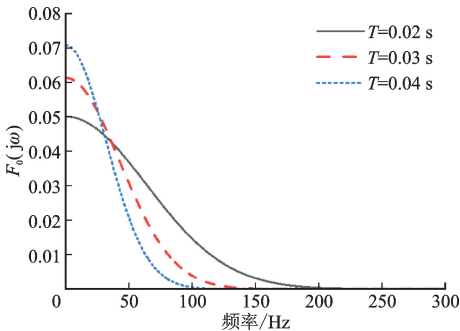


图 6 不同调制窗口宽度 $F_0(j\omega)$ 的频谱

Fig. 6 Spectrum ($F_0(j\omega)$) of different modulation window widths

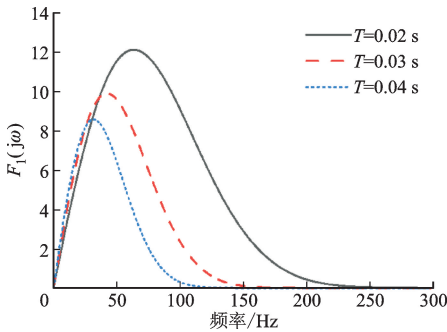


图 7 不同调制窗口宽度 $F_1(j\omega)$ 的频谱

Fig. 7 Spectrum ($F_1(j\omega)$) of different modulation window widths

调节尺度参数 $a(T\approx 8a)$, 可以获得不同的滤波器覆盖频带范围。当时窗缩短时, 滤波器的频带覆盖范围会加宽, 但时窗太短也会使得辨识精度降低, 因而, 选择尺度参数 a 的值时有一个权衡, 即兼顾滤波器频带和系统频带匹配和尽量长的时窗大小。

基于上述原则, 选择高斯调制函数的尺度参数 $a_1=0.003$ 、 $a_2=0.004\,2$ 、 $a_3=0.005$ 进行参数辨识。其中, 当尺度参数 $a_2=0.004\,2$ 时, 高斯调制滤波器的频带范围与待辨识系统的频带匹配得最好。高斯调制滤波器与待辨识系统的频谱对比如图 8 所示。

由于实际的磁悬浮永磁同步电机转子系统不可避免地存在测量噪声, 为了能够更真实地模拟实际系统, 在输出信号中叠加测量噪声 $v(k)$ (零均值正态分布白噪声序列) 进行辨识, 其方差根据所需要的噪声比进行调整, 如下式所示

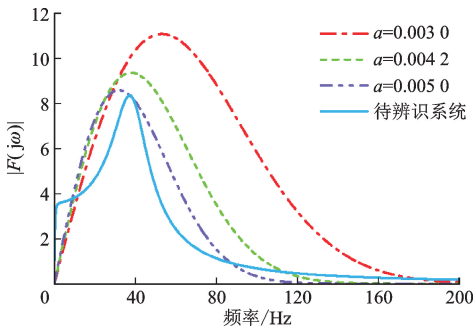


图 8 不同尺度参数下调制滤波器频谱与待辨识系统系统频谱对比

Fig. 8 Comparison of the spectrum of the modulation filter and the system to be identified under different scale parameters

$$\frac{N}{S} = \frac{\sigma_v}{\sigma_x}$$

(26)

式中: σ_v 、 σ_x 分别为测量噪声和信号的标准差。仿真系统输出响应的标准差为 $\sigma_x=0.032\,2$ 。

定义参数辨识误差 $\delta = \frac{|\hat{\theta} - \theta_0|}{\theta_0} \times 100\%$, 其中, $\hat{\theta}$ 为估计值, θ_0 为模型真值。计算所有参数辨识误差的平均值, 将其作为最终的辨识误差。

表 2~表 4 给出了噪声比为 0%~30%、不同尺度参数 a 对应的最小二乘参数辨识结果, 其中待辨识系数的真值分别为 $a_1=200\,000$ 、 $b_1=280\,800$ 、 $b_0=180\,000$ 。

表 2 $a=0.003$ 时参数辨识仿真结果

Table 2 Parameter identification results when $a=0.003$				
噪声比/%	$\hat{a}_1$	$\hat{b}_1$	$\hat{b}_0$	$\delta/\%$
0	189 839	269 844	190 051	4.86
5	263 001	373 162	235 566	31.75
10	261 358	371 525	233 492	30.90
15	259 342	369 509	230 703	29.81
20	257 093	367 263	227 357	28.55
25	254 507	364 672	223 312	27.06
30	251 778	361 945	218 883	25.46

表 3 $a=0.004\,2$ 时参数辨识仿真结果

Table 3 Parameter identification results when $a=0.004\,2$				
噪声比/%	$\hat{a}_1$	$\hat{b}_1$	$\hat{b}_0$	$\delta/\%$
0	193 731	273 739	184 340	2.69
5	201 762	285 071	181 231	1.03
10	201 558	284 882	181 018	0.93
15	201 330	284 648	180 749	0.82
20	201 081	284 400	180 442	0.69
25	200 801	284 122	180 074	0.54
30	200 519	283 831	179 682	0.51

表 4 $a=0.005$ 时参数辨识仿真结果

Table 4 Parameter identification results when $a=0.005$

噪声比/%	$\hat{a}_1$	$\hat{b}_1$	$\hat{b}_0$	$\delta/\%$
0	189 100	266 741	177 292	3.99
5	175 542	247 746	157 494	12.17
10	175 379	247 602	157 330	12.24
15	175 191	247 408	157 126	12.34
20	175 001	247 219	156 885	12.43
25	174 783	247 003	156 600	12.55
30	174 562	246 782	156 309	12.67

图 9 给出了不同尺度参数 a (不同调制窗口宽度) 下的辨识误差曲线。可以看出, 当 $a=0.004\ 2$ 时, 辨识误差 $\delta<3\%$, 也就是当尺度参数选取恰当时, 参数的辨识精度对测量噪声不敏感。当选择的尺度参数构成的调制滤波器与待辨识系统频带匹配不好时, 加入测量噪声会使得辨识误差增大, 且误差增幅与匹配效果密切相关, 匹配效果越不好, 参数的辨识误差越大。

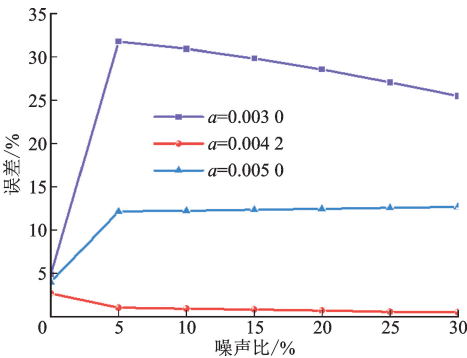


图 9 不同尺度参数下的辨识误差曲线

Fig. 9 Identification error curves under different scale

2.3 磁悬浮永磁同步电机转子系统参数辨识

基于高斯调制函数法的模型参数辨识原理以及单自由度磁悬浮轴承转子系统的参数辨识仿真, 对实验室的磁悬浮轴承支承的永磁同步电机实验台进行参数辨识。

磁悬浮轴承支承的永磁同步电机实验台竖直放置, 其实物图如图 10 所示, 转子的径向位移由上下两个八极径向电磁轴承控制, 轴向的位移由一对推力电磁轴承控制。通过 5 路电涡流位移传感器采集转子的位移信号后, 基于 Labview 软件编程实现对转子的悬浮控制。磁悬浮永磁同步电机实验台亦可根据需要进行水平放置。

径向电磁轴承的设计参数如表 5 所示。由于加工制造误差等因素的影响, 实际的刚度参数很可能与理论的设计值不一致。为了获取更准确的刚度参数, 以便于设计更优的电磁轴承控制器, 首先需要对实际系统的位移刚度和电流刚度进行辨识。

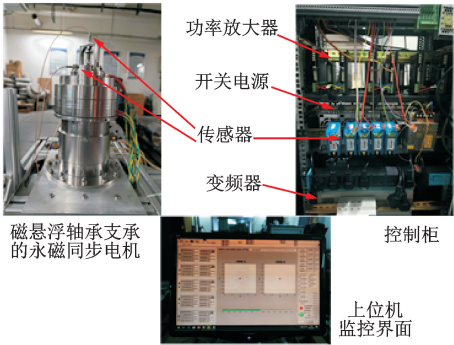


图 10 磁悬浮轴承支承的永磁同步电机实验台

Fig. 10 Permanent magnet synchronous motor test bench supported by magnetic bearing

表 5 径向磁悬浮轴承的设计参数

Table 5 Design parameters of radial magnetic bearings

参数	数值
真空磁导率 $\mu_0/(\text{H}\cdot\text{m}^{-1})$	$4\pi\times10^{-7}$
磁极面积 A/mm^2	256
线圈匝数 N	160
气隙 C_0/mm	0.3
磁极夹角 $\alpha/(\text{^\circ})$	22.5
偏置电流 I_0/A	0.8
位移刚度 $k_x/(\text{N}\cdot\text{m}^{-1})$	1.8×10^5
电流刚度 $k_i/(\text{N}\cdot\text{A}^{-1})$	67.6

对 PID 控制下闭环稳定的磁悬浮轴承转子系统, 给定参考信号 $r(t)$ 为多正弦信号, 即

$$r(t)=0.01\sin(3.14t)+0.02\sin(0.628t)+0.02\sin(0.189t)$$

(27)

将参考信号作用于实验系统, 采集电涡流位移传感器的输出信号。在获得系统的输入、输出序列后, 利用高斯调制函数法对磁悬浮轴承转子系统的实际刚度参数进行辨识。

由于实验中磁悬浮转子系统径向的 4 个自由度采用的是分散 PID 控制, 本文以上端的径向电磁轴承在水平方向的自由度为例, 施加激励信号, 进行刚度参数的辨识。实验系统的采样率为 50 kHz, 每间隔 30 s 存储一组数据。水平方向在某一采样时段

的采样数据如图 11 所示。

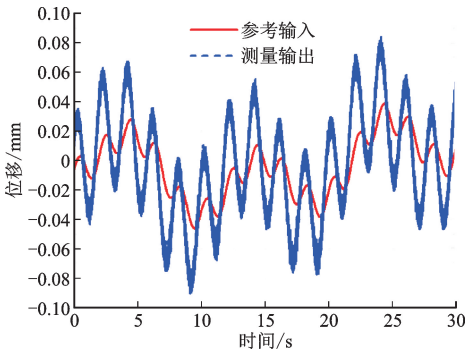


图 11 水平方向在某一采样时段的输入和输出响应
Fig. 11 Input and output responses in a horizontal sampling period

根据参考输入和传感器检测到输出数据,计算误差信号,进而利用误差信号和输出信号,采用高斯调制函数法辨识传递函数式(23)的参数,继而计算出实际系统的电流刚度和位移刚度。

递推算法取初值 $\theta_{LS}(0) = 0, P_{LS}(0) = 10^5 I$, 经过递推最小二乘法,辨识出的参数 $a_1 = 247\ 140$, $b_1 = 299\ 640, b_0 = 196\ 940$, 辨识系数的递推过程如图 12 所示。

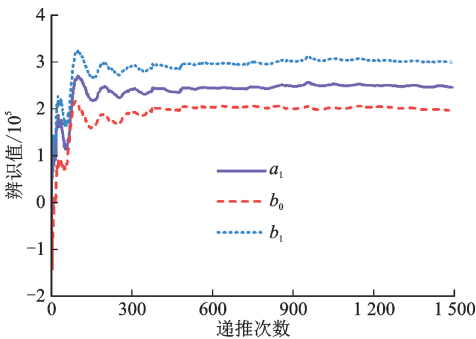


图 12 递推最小二乘法的参数辨识值
Fig. 12 Parameter identification values of RLS

将实验时水平方向的 PID 控制参数 $K_p = 3.87$, $K_i = 0.25, K_d = 0.002$ 代入,可计算出需要辨识的刚度参数

$$\begin{cases} k_x = a_1 = 247\ 140\ \text{N/m} \\ k_i = b_0/1\ 000K_i = 78.8\ \text{N/A} \end{cases} \quad (28)$$

为验证所辨识刚度参数的正确性,将辨识的位移刚度和电流刚度代入仿真系统,得到辨识响应,经过 2 s 便与实验的响应基本吻合。辨识参数获得的响应与实际响应的对比如图 13 所示。

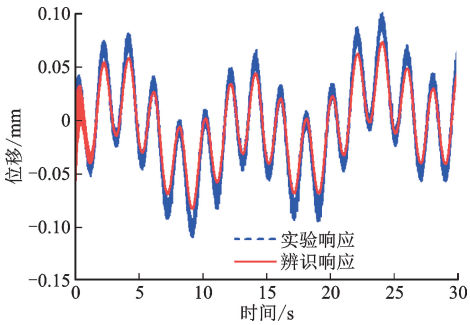


图 13 辨识参数获得响应与实验响应的对比
Fig. 13 Comparison of the obtained response of the identification parameters with the experimental response

辨识的刚度参数与设计的参数对比,发现通过实验辨识出的电流刚度和位移刚度都比设计值大,尤其位移刚度偏离较大。经过分析,很可能是因为实际电磁轴承的气隙比设计值偏小,因为位移刚度的值与气隙大小成平方关系,微小的气隙变化就会导致位移刚度值发生较大的改变。

3 基于辨识模型参数的滑模控制

滑模控制是在状态空间设计一个超平面,使其满足可达性,也就是无论系统的初始位置在何处,运动的轨迹都能指向超平面。系统一旦达到超平面,控制作用保证系统沿超平面趋向系统原点。

滑模控制器的设计分为两步:①确定滑动模式的切换函数;②设计控制律,保证在切换面上出现滑动模式。

考虑到磁悬浮转子系统在 x 方向的动力学方程

$$m\ddot{x} = k_x x + k_i i \quad (29)$$

假设磁悬浮转子的系统的参考位置信号为 r ,实时位置信号为 x ,滑模控制器中的状态变量选取位置误差 $e(t)$ 和速度误差 $\dot{e}(t)$ 。

滑模控制器的切换函数选择为

$$s = ce + \dot{e} \quad (30)$$

式中: c 为大于 0 的常数,满足 Hurwitz 稳定多项式,从而保证滑模运动的稳定。

滑模运动对于到达切换面的具体轨迹没有限制,采用趋近律的方法可以改善趋近运动的动态品质,因而本文选择指数趋近律作为滑模面以外的控制律。

指数趋近律表达式为

$$s_{\text{law}} = -\epsilon \text{sgn}(s) - ks \quad (31)$$

式中: $\epsilon > 0; k > 0; \text{sgn}(s)$ 为符号函数。

结合式(29)、(30)、(31)可得滑模控制器输出的控制电流 i ,即控制律 u 的表达式为

$$u = i = \frac{-mc\dot{x} - k_x x + m\epsilon \operatorname{sgn}(s) + mks}{k_i} \quad (32)$$

滑模控制律也可表示为等效控制加上切换控制。其中,等效控制是针对无外加干扰下的控制律,即系统进入滑动模态后为等效控制;切换控制是实现不确定性和外加干扰的鲁棒控制。滑模控制框图如图 14 所示。

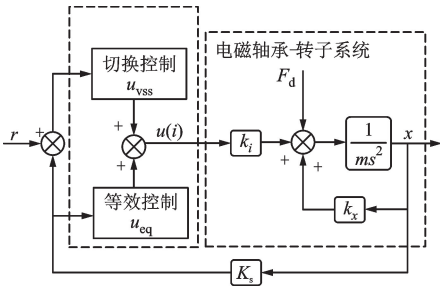


图 14 滑模控制框图

Fig. 14 Sliding mode control block diagram

根据辨识出的模型参数,即辨识得到的电流刚度和位移刚度,在 Matlab/Simulink 中依据设计的滑模控制律搭建仿真模型对所辨识的参数进行系统仿真,仿真得到的转子时域阶跃响应如图 15 所示。

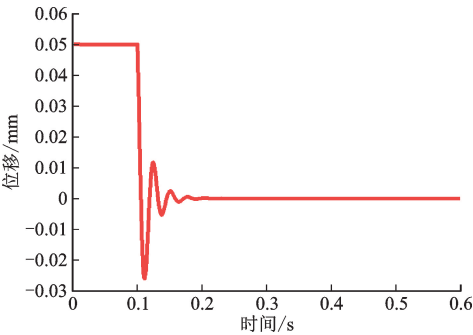


图 15 系统阶跃响应仿真结果

Fig. 15 Simulation results of system step response

在磁悬浮永磁同步电机实验台上进行阶跃响应实验时,首先将转子悬浮于轴承的几何中心,然后将 x 方向转子的参考位置设置为 0.05 mm,待其稳定后,再将参考位置重新置为原点,得到如图 16 所示的转子实际阶跃响应。

转子阶跃响应 Simulink 仿真结果和实验测量的比较如表 6 所示。通过对比可看出,通过辨识所得到的参数仿真结果比较好地符合实验测量结果。

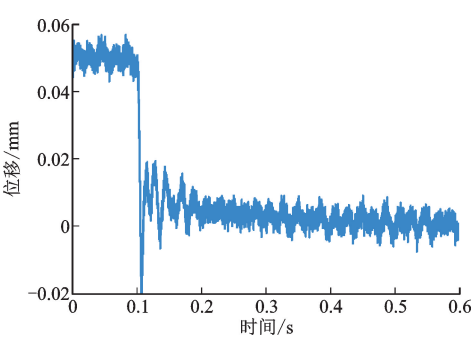


图 16 系统阶跃响应实验结果

Fig. 16 Experimental results of system step response

由于实际系统和理想的仿真环境不可能完全一致,使得阶跃响应的结果有所区别。通过辨识参数的滑模控制仿真和实验对比,进一步验证了辨识参数的准确性。

表 6 阶跃响应仿真值和实验值的比较

Table 6 Comparison of simulation and experimental values of step response

项目	初始位移/mm	上升时间/ms	超调/%
仿真结果	0.05	5.6	52.0
实验结果	0.05	5.4	44.8

相比于 PID 控制而言,根据辨识所得模型参数设计的滑模控制律,在对磁悬浮永磁同步电机转子系统进行悬浮控制时,拥有更好的稳态和动态性能。

从图 16 的实验结果可以看出,滑模控制律能够使转子在 0.2 s 内到达目标位置并保持稳定;而此前的 PID 控制,同等条件下转子回到目标位置需要 0.5 s 的时间,且稳态性能也有所下降。由此,对磁悬浮转子在目标位置的稳定悬浮进行控制时,滑模控制律的调节时间仅为 PID 控制的 40%,其动态性能更好。

4 结 论

使用高斯调制函数法进行模型参数辨识避免了对输入输出信号的微分处理,将对信号的微分转换成了对调制函数的微分。当高斯调制函数的尺度参数选择合理时,对含噪声信号不敏感,在一定噪声强度下能较为准确地辨识出参数。

通过调节尺度参数,当调制函数滤波器的频带与待辨识系统频带匹配较好时,能获得更高的辨识精度。一个好的尺度参数应当是兼顾频带匹配及尽量长的时窗跨度。

通过实验辨识出的磁悬浮永磁同步电机实验台的刚度参数比设计值大,很可能是因为加工制造误差,致使磁悬浮轴承与转子之间的间隙偏小。因为位移刚度与气隙大小是平方关系,微小的气隙变化,就会使得刚度值发生较大的改变。这也反映出,为了设计更优的控制器,对实际系统的刚度参数进行辨识是很必要的,因为与理论设计值可能存在着比较大的差距。

基于辨识所得的磁悬浮永磁同步电机转子系统模型参数,设计滑模控制律实现转子的稳态悬浮。滑模控制替代PID控制使得磁悬浮转子系统拥有更优的性能,一方面印证了使用高斯调制函数法进行参数辨识的准确性,另一方面反映出基于辨识模型参数设计高级控制器很有价值。

参考文献:

- [1] 刘程子, 湛江, 杨艳, 等. 主动磁悬浮轴承-柔性转子的研究和发展综述 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(14): 4602-4614.
LIU Chengzi, ZHAN Jiang, YANG Yan, et al. Review of research status and development of flexible rotor-magnetic bearing [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(14): 4602-4614.
- [2] 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.
ZHOU Jinyu, ZHU Huangqiu. Development and research summary of magnetic bearings [J]. Micromotors, 2022, 55(6): 93-98.
- [3] 吴超, 苏振中, 张贤彪, 等. 磁悬浮汽轮机多盘转子动力学建模与参数辨识 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 442-4506.
WU Chao, SU Zhenzhong, ZHANG Xianbiao, et al. Dynamic modeling and parameter identification of multi-disk rotor of maglev turbine [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 442-450.
- [4] SIVA SRINIVAS R, TIWARI R, KANNABABU C. Application of active magnetic bearings in flexible rotordynamic systems: a state-of-the-art review [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 106: 537-572.
- [5] CHEN Qi, LIU Gang, HAN Bangcheng. Unbalance vibration suppression for AMBs system using adaptive notch filter [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2017, 93: 136-150.
- [6] HUTTERER M, KALTEIS G, SCHRÖDL M. Redundant unbalance compensation of an active magnetic bearing system [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2017, 94: 267-278.
- [7] 全宇, 田中梁, 孙岩桦, 等. 基于模型参考自适应系统的电磁轴承支撑转子不平衡量辨识及振动抑制 [J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(4): 147-156.
TONG Yu, TIAN Zhongliang, SUN Yanhua, et al. Unbalance identification and vibration suppression for support rotor of electromagnetic bearing in basis of model reference adaptive system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(4): 147-156.
- [8] XU Xueping, HAN Qinkai. A general electromagnetic model and vibration control for shape deviations in PMSM supported by three-pole active magnetic bearings [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2021, 158: 107710.
- [9] CASTELLANOS MOLINA L M, GALLUZZI R, BONFITTO A, et al. Grey-box identification of a cone-shaped active magnetic bearing system [C]//Advances in Automation and Robotics Research. Cham: Springer International Publishing, 2022: 148-163.
- [10] 熊万里, 孙文彪, 刘侃, 等. 高速电主轴主动磁悬浮技术研究进展 [J]. 机械工程学报, 2021, 57(13): 1-17.
XIONG Wanli, SUN Wenbiao, LIU Kan, et al. Active magnetic bearing technology development in high-speed motorized spindles [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2021, 57(13): 1-17.
- [11] YAO Yichen, SHA Honglei, SU Yixin, et al. Identification of system parameters and external forces in AMB-supported PMSM system [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2022, 166: 108438.
- [12] 周亮, 甘杨俊杰. 磁悬浮轴承系统的模型辨识与控制 [J]. 轴承, 2021(1): 1-6.
ZHOU Liang, GANYANG Junjie. Model identification and control of active magnetic bearing system [J]. Bearing, 2021(1): 1-6.
- [13] 刘超, 刘刚. 基于转子不平衡响应的磁轴承磁力参数辨识 [J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(7): 1246-1252.
LIU Chao, LIU Gang. Parameter identification of magnetic bearing based on rotor unbalance responses [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(7): 1246-1252.
- [14] GAROLI G Y, PILOTTO R, NORDMANN R, et al. Identification of active magnetic bearing parameters in a rotor machine using Bayesian inference with generalized polynomial chaos expansion [J]. Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, 2021, 43(12): 552.
- [15] KUMAR P, TIWARI R. Finite element modelling,

- analysis and identification using novel trial misalignment approach in an unbalanced and misaligned flexible rotor system levitated by active magnetic bearings [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2021, 152: 107454.
- [16] TIWARI R, KUMAR P. An innovative virtual trial misalignment approach for identification of unbalance, sensor and active magnetic bearing misalignment along with its stiffness parameters in a magnetically levitated flexible rotor system [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2022, 167: 108540.
- [17] NOSHADI A, SHI Juan, LEE W S, et al. System identification and robust control of multi-input multi-output active magnetic bearing systems [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2016, 24(4): 1227-1239.
- [18] 贺尚红, 钟掘. 基于小波调制的连续系统模型辨识 [J]. *信息与控制*, 2002, 31(6): 495-498.
HE Shanghong, ZHONG Jue. Identification of continuous time system based on wavelet modulating functions [J]. *Information and Control*, 2002, 31(6): 495-498.
- [19] 贺尚红, 杨甫. 基于 Hartley 调制函数的线性连续系统参数模型辨识 [J]. *长沙交通学院学报*, 2007, 23(1): 68-73.
HE Shanghong, YANG Fu. Direct identification of linear continuous time system using Hartley modulating function [J]. *Journal of Changsha Communications University*, 2007, 23(1): 68-73.
- [20] 陈宇宁, 吴建民, 田杨. 基于调制函数的振动力学模型全参数估计 [J]. *轻工机械*, 2022, 40(1): 24-27.
CHEN Yuning, WU Jianmin, TIAN Yang. Parameter estimation of vibration mechanics model based on modulation function [J]. *Light Industry Machinery*, 2022, 40(1): 24-27.
- [21] 韩艳艳, 贺尚红. 连续线性系统模型参数直接辨识中噪声模型处理方法 [J]. *交通科学与工程*, 2010, 26(2): 85-91.
HAN Yanyan, HE Shanghong. Method of noise treatment model in direct parameters identification of continuous linear system model [J]. *Journal of Transport Science and Engineering*, 2010, 26(2): 85-91.
- [22] 贺尚红, 钟掘. 基于调制函数法的线性连续动力学系统参数模型估计 [J]. *机械工程学报*, 2003, 39(12): 129-134.
HE Shanghong, ZHONG Jue. Parameter estimation of linear continuous-time dynamic system using modulating functions method [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2003, 39(12): 129-134.
- [23] HE Shanghong, ZHONG Jue. Modeling and identification of HAGC system of temper rolling mill [J]. *Journal of Central South University of Technology*, 2005, 12(6): 699-704.
- [24] 贺尚红. 连续动力学系统参数模型辨识及工业试验 [D]. 长沙: 中南大学, 2003.
- [25] GAVRILENKO O, REGER J, ROESER D, et al. Identification of active magnetic bearing systems utilizing a modulating function technique [C]//The 15th International Symposium on Magnetic Bearings. Ilmenau: Ilmedia, 2016: 634-640.

(编辑 刘杨)