

磁悬浮平台直线同步电动机悬浮系统的 分数阶反步控制*

刘志坚, 蓝益鹏, 徐泽来

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 为了提高磁悬浮平台直线同步电动机悬浮系统的性能, 提出了一种分数阶反步控制策略。基于磁悬浮直线同步电动机 (MLLSM) 悬浮系统的运行机理, 建立了其数学模型和状态空间方程; 针对 MLLSM 悬浮系统的强非线性, 通过非线性坐标映射对其进行输入输出反馈线性化处理; 引入了分数阶理论构造分数阶虚拟稳定函数来提高系统的收敛速度和控制精度; 设计了分数阶反步控制器, 构造 Lyapunov 函数证明系统稳定性。仿真结果表明, 分数阶反步控制能够提高悬浮系统响应速度, 有效抑制不确定性扰动对悬浮系统的影响。

关键词: 磁悬浮平台; 直线同步电动机; 反馈线性化; 分数阶反步控制

中图分类号: TM383 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)11-0052-07

doi: 10.12177/emca.2023.127

Fractional Order Backstepping Control of Linear Synchronous Motor Suspension System of Magnetic Levitation Platform*

LIU Zhijian, LAN Yipeng, XU Zelai

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: A fractional order backstepping control strategy is proposed to enhance the performance of the linear synchronous motor suspension system for magnetic levitation platform. Based on the operating mechanism of the magnetic levitation linear synchronous motor (MLLSM) suspension system, its mathematical model and state space equation are established. Aiming at the strong nonlinearity of the MLLSM suspension system, input output feedback linearization is performed through nonlinear coordinate mapping. And to improve the convergence speed and control accuracy of the suspension system, fractional order theory is introduced to construct fractional order virtual stability functions. Fractional order backstepping controller is designed and Lyapunov function is constructed to prove the stability of the system. Simulation results show that the fractional order backstepping control can improve the response speed of the suspension system and effectively suppress the impact of uncertain disturbances on the suspension system.

Key words: magnetic levitation platform; linear synchronous motor; feedback linearization; fractional order backstepping control

0 引言

为实现直线进给运动, 传统数控机床通常采

用“旋转电机和滚珠丝杠”的驱动模式^[1]。由于中间环节的存在, 不可避免地产生摩擦, 降低机床的控制精度, 减少机床使用寿命。无法满足现代

收稿日期: 2023-06-06; 收到修改稿日期: 2023-07-06

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51575363)

作者简介: 刘志坚(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

蓝益鹏(1962—), 男, 教授, 博导, 研究方向为电机及其控制、数控技术。(通信作者)

数控机床实际加工需求^[2]。

将磁悬浮直线同步电动机 (MLLSM) 应用于数控机床磁悬浮平台。通过控制悬浮系统, 可以实现平台的稳定悬浮^[3]。从根本上消除摩擦对系统的影响, 具有结构简单、响应速度快等优点。但由于取消了中间环节, 外部扰动等不确定性因素直接作用在 MLLSM 悬浮系统上, 极大地增加了系统的控制难度。因此研究相应的 MLLSM 悬浮系统的控制策略具有重要意义。

传统磁悬浮系统控制方法是在系统平衡点处进行线性展开, 通过线性控制理论设计控制器。然而 MLLSM 悬浮系统具有较强的非线性, 采用常规线性控制器难以保证系统的稳定性^[4]。反步控制 (BC) 的基本思想是将高阶系统分解成多个子系统。利用 Lyapunov 稳定性理论, 对每个子系统设计虚拟稳定函数。在保证系统稳定性的同时, 得到总控制律, 实现系统的全局跟踪和调节^[5]。然而 BC 对系统动态模型精确度要求较高, 外部扰动、突加负载等不确定性因素会影响磁悬浮系统性能。为解决上述问题, 通常采取复合控制方法。文献[6]针对磁悬浮系统提出了一种自适应反步控制 (ABC) 方法, 提高系统的位置跟踪性能。文献[7]结合 ABC 和滑模控制 (SMC) 的优点, 设计出一种自适应反步滑模 (ABSMC) 控制算法, 削弱不确定性扰动对系统的影响, 提高磁悬浮系统的抗干扰能力。文献[8]针对磁悬浮系统的位置跟踪问题, 提出了一种基于递归神经网络的自适应反步控制策略, 进一步提高系统控制精度和响应速度。文献[9]采用区间二型模糊神经网络, 对 ABC 中的不确定性扰动进行补偿, 保证系统的稳定性和快速动态响应。

然而在实际应用中, 传统的整数阶反步控制器难以实现磁悬浮系统的最佳控制性能^[10]。分数阶 (FO) 理论是在整数阶 (IO) 微积分的基础上提出来的。与传统的 IO 控制器相比, FO 控制器给予系统更高的参数自由度, 能够有效改善系统的瞬态响应和稳态响应。文献[11]采用分数阶 PID 对磁悬浮装置中的悬浮对象进行控制, 实现系统的快速动态响应。文献[12]构造了一种新型 FO 积分滑模面, 设计分数阶滑模控制器 (FOSMC), 进一步改善了系统的控制性能。文献[13]将分数阶反步控制器 (FOBC) 应用于非线性

系统中, 并通过仿真验证了控制器的有效性。随着 FOBC 理论不断发展, 该控制方法迅速应用于直线同步电动机等交流伺服系统中^[14]。

基于此, 本文设计了一种分数阶反步控制器。对 MLLSM 悬浮系统进行输入输出反馈线性化处理, 在传统 BC 的基础上引入 FO 理论, 构造分数阶虚拟稳定函数。设计 FOBC 控制 MLLSM 悬浮系统。证明系统稳定性, 并对其进行仿真研究。

1 MLLSM 的运行机理

MLLSM 磁悬浮平台的具体结构如图 1 所示。定子铁心和励磁绕组安装在基座上。为实现运动平台的稳定悬浮, 需要悬浮力与平台自身重力相互平衡。通入直流电产生恒定的励磁磁场与定子铁心相作用, 得到垂直向上的悬浮力。气隙高度可以通过改变励磁电流大小进行调节。

转子铁心和电枢绕组安装在运动平台上。为实现运动平台的直线进给, 需要水平推力推动平台运行。通入三相交流电形成的行波磁场与励磁磁场相作用, 得到水平推力。水平推力可以通过改变交轴电枢电流大小进行调节。

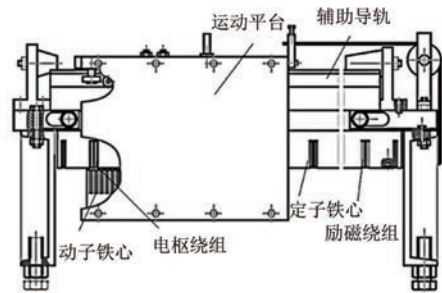


图 1 MLLSM 磁悬浮平台结构图

2 MLLSM 的数学模型

MLLSM 在 d - q 轴下的电压方程和磁链方程推导如下^[15]。

电压方程表示如下:

$$\begin{cases} u_d = r_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v \psi_q \\ u_q = r_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v \psi_d \\ u_f = r_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴的电压分量; u_f 为励磁

电压; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴的电流分量; i_f 为励磁电流; ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 、 q 轴的磁链; ψ_f 为励磁磁链分量; r_s 、 r_f 分别为电枢绕组、励磁绕组的电阻; v 为进给速度; τ 为极距。

磁链方程表示如下:

$$\begin{cases} \psi_d = i_d L_{md} + i_d L_{\sigma} + i_f L_{mf} \\ \psi_q = i_q L_{mq} + i_q L_{\sigma} \\ \psi_f = i_f L_{mf} + i_f L_{\sigma f} + i_d L_{md} \end{cases} \quad (2)$$

式中: L_{md} 、 L_{mq} 分别为 d 、 q 轴的主电感; L_{σ} 、 $L_{\sigma f}$ 分别为电枢绕组、励磁绕组的漏感。

采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方式^[16], 可得悬浮力方程为

$$F_y = \frac{3}{2} \left[i_f^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial \delta} + i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial \delta} \right] \quad (3)$$

式中: δ 为运动平台悬浮的气隙高度; $i_q^2 (\partial L_{mq} / \partial \delta)$ 为电枢电流对定子铁心的吸引力, 将其作为扰动项处理。

式(3)可改写为

$$F_y = \frac{3}{2} i_f^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial \delta} = K \left(\frac{i_f}{\delta} \right)^2 \quad (4)$$

式中: K 为磁悬浮系数, 取 $K = 5.569 \times 10^{-6}$ 。

垂直方向的运动方程为

$$m \frac{d^2 \delta}{dt^2} = F_y - mg - f \quad (5)$$

式中: m 为运动平台质量; f 为不确定性扰动。

取状态变量 $x_1 = \delta$, $x_2 = \dot{\delta}$, $x_3 = i_f$, 输出 $y = x_1$, 得到 MLLSM 悬浮系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ y = h(\mathbf{x}) = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ \frac{Kx_3^2}{mx_1^2} - g - \frac{1}{m}f \\ \frac{x_3 x_2}{x_1} - \frac{3r_f x_3 x_1}{2K} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{3x_1}{2K} \end{bmatrix}$$

3 MLLSM 悬浮系统分数阶反步控制器的设计

3.1 MLLSM 悬浮系统的反馈线性化

由式(6)可知, MLLSM 悬浮系统并非严格反

馈系统, 具有较强的非线性。反馈线性化(FL)通过坐标变换与状态反馈, 可将非线性系统转换为线性系统^[17], 是一种精确的线性化方法。为判断 MLLSM 悬浮系统是否能进行 FL 处理, 对式(6)进行 Lie 导数运算, 得到以下结果:

$$\begin{cases} L_g h(\mathbf{x}) = \frac{\partial h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} g(\mathbf{x}) = 0 \\ L_g L_f h(\mathbf{x}) = \frac{\partial L_f h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} g(\mathbf{x}) = 0 \\ L_g L_f^2 h(\mathbf{x}) = \frac{\partial L_f^2 h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} g(\mathbf{x}) = \frac{3x_3}{mx_1} \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中: L 表示 Lie 导数; $L_g h(\mathbf{x})$ 、 $L_g L_f h(\mathbf{x})$ 分别是 $h(\mathbf{x})$ 、 $L_f h(\mathbf{x})$ 沿着向量场 $g(\mathbf{x})$ 的 Lie 导数; $L_f^2 h(\mathbf{x})$ 为 $h(\mathbf{x})$ 对 $f(\mathbf{x})$ 的 2 阶 Lie 导数。

由式(7)可知, 系统的相对阶数为 3, 与系统(6)的维数相等, 因此可以对悬浮系统进行反馈线性化处理。

根据相对阶的定义和反馈线性化理论, 对输出函数求取对应相对阶的 Lie 导数, 可得反馈律为

$$u = \alpha(\mathbf{x}) + \beta(\mathbf{x})u' \quad (8)$$

式中: u' 为新的控制变量。

$\alpha(\mathbf{x})$ 、 $\beta(\mathbf{x})$ 分别为:

$$\alpha(\mathbf{x}) = - \frac{L_f^3 h(\mathbf{x})}{L_g L_f^2 h(\mathbf{x})} = r_f x_3 \quad (9)$$

$$\beta(\mathbf{x}) = \frac{1}{L_g L_f^2 h(\mathbf{x})} = \frac{mx_1}{3x_3} \quad (10)$$

式中: $L_f^3 h(\mathbf{x})$ 为 $h(\mathbf{x})$ 对 $f(\mathbf{x})$ 的 3 阶 Lie 导数。

选取非线性坐标映射, 则有

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} h(\mathbf{x}) \\ L_f h(\mathbf{x}) \\ L_f^2 h(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \frac{Kx_3^2}{mx_1^2} - g - \frac{1}{m}f \end{bmatrix} \quad (11)$$

由上述推导可得状态变量 $\mathbf{Z}$ 的线性系统方程为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = u' - F_d \end{cases} \quad (12)$$

式中: F_d 为未知非线性函数。假设 F_d 为连续有界函数并满足 $|F_d| \leq \rho$, 其中 ρ 为正常数。

利用式(11)的非线性坐标映射关系,可在系统(12)上设计控制器,进而实现非线性系统的控制。

3.2 分数阶反步控制器的设计

传统的反步控制虽然可以实现系统的位置跟踪,但在实际应用中却难以实现系统的最佳性能。因此提出分数阶反步控制方法,将分数阶理论应用于传统的反步控制当中。构造分数阶虚拟稳定函数,扩大控制器参数的整定范围,改善 MLLSM 悬浮系统的瞬态响应和稳态响应。

分数阶微积分算子 ${}_0 D_t^\lambda$ 表示为

$${}_0 D_t^\lambda = \begin{cases} \frac{d^\lambda}{dt^\lambda}, & \lambda > 0 \\ 1, & \lambda = 0 \\ \int_{t_0}^t (d\tau)^{-\lambda}, & \lambda < 0 \end{cases} \quad (13)$$

式中: t_0 是初始条件; λ 为阶次^[18]。

为方便记法,本文将分数阶算子 ${}_0 D_t^\lambda$ 记为 D^λ ,分数阶反步控制器设计步骤如下。

第一步:定义位置的跟踪误差 e_1 。

$$e_1 = z_{1d} - z_1 \quad (14)$$

式中: z_1 为实际气隙高度; z_{1d} 为参考气隙高度。

对式(14)求导:

$$\dot{e}_1 = \dot{z}_{1d} - \dot{z}_2 \quad (15)$$

构造分数阶虚拟稳定函数 α :

$$\alpha = \dot{z}_{1d} + k_1 e_1 + c_1 D^a e_1 + c_2 D^{1-b} e_1 \quad (16)$$

式中: a 为分数阶微分阶数; b 为分数阶积分阶数; k_1, c_1, c_2 为非零正数。

构造 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$,对其求导并将式(16)代入得

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 - e_1 (c_1 D^a e_1 + c_2 D^{1-b} e_1) \quad (17)$$

第二步:定义虚拟跟踪误差 e_2 。

$$e_2 = \alpha - z_2 \quad (18)$$

对式(18)求导得:

$$\dot{e}_2 = \dot{\alpha} - \dot{z}_3 = \ddot{\alpha} - \dot{z}_3 = \ddot{\alpha} - \dot{z}_3 \quad (19)$$

构造虚拟稳定函数 β :

$$\beta = k_2 e_2 + e_1 + \dot{z}_{1d} + k_1 \dot{e}_1 + c_1 D^{1+a} e_1 + c_2 D^{1-b} e_1 \quad (20)$$

式中: k_2 为非零正数。

构造 Lyapunov 函数 $V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2$,对其求

导得:

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 (e_1 + \dot{e}_2) - e_1 (c_1 D^a e_1 + c_2 D^{1-b} e_1) \quad (21)$$

第三步:定义虚拟跟踪误差 e_3 。

$$e_3 = \beta - z_3 \quad (22)$$

对式(22)求导得:

$$\dot{e}_3 = \dot{\beta} - \dot{z}_3 = \ddot{\alpha} + \dot{e}_1 + k_2 \dot{e}_2 - u' + F_d \quad (23)$$

构造 Lyapunov 函数 $V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2$,对其求

导得:

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 (e_2 + \dot{e}_3) - e_1 (c_1 D^a e_1 + c_2 D^{1-b} e_1) \quad (24)$$

因此分数阶反步控制律设计为

$$u'_{FB} = \ddot{\alpha} + k_2 \dot{e}_2 - e_3^{-1} (c_1 D^{1+a} e_1 + c_2 D^{1-b} e_1) + k_3 e_3 + e_2 + \dot{e}_1 + \rho \operatorname{sgn}(e_3) \quad (25)$$

式中: $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为不连续的符号函数。

$$\operatorname{sgn}(e_3) = \begin{cases} 1, & e_3 > 0 \\ 0, & e_3 = 0 \\ -1, & e_3 < 0 \end{cases} \quad (26)$$

为确保分数阶反步控制器的稳定性,需满足

$\dot{V}_3 \leq 0$,将式(25)代入式(24)中,可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - e_3 \rho \operatorname{sgn}(e_3) + e_3 F_d \leq \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 + |e_3| (-\rho + |F_d|) \leq \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (27)$$

由式(27)可知, $\dot{V}_3$ 是负定的,则 e_1, e_2 和 e_3 的值逐渐收敛为零,从而保证分数阶反步控制系统的稳定性。

4 仿真分析

MLLSM 控制系统的仿真框图如图 2 所示。

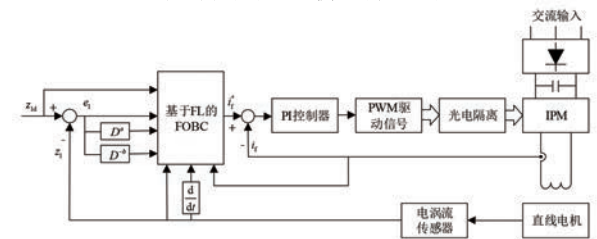


图 2 MLLSM 悬浮控制系统结构图

所设计的 FOBC 对磁悬浮平台气隙高度进行控制。通过 Matlab 对所设计的分数阶反步控制器进行仿真研究,并与常规反步控制器和 PI 控制器进行对比。图 2 中,MLLSM 的主要参数为 $L_d = L_q = 0.018\ 74\ \text{H}$, $L_{md} = 0.095\ \text{H}$, 极对数 $P_n = 3$, $i_f = 5\ \text{A}$, $r_s = 1.2\ \Omega$, $m = 10\ \text{kg}$, $\tau = 0.048\ \text{m}$ 。

反步控制器和分数阶反步控制器参数在选取时均经过多次仿真试凑调整,以保证悬浮系统达到最佳的稳态和动态性能。其参数设置为 $k_1 = 320$, $k_2 = 80$, $k_3 = 55$, $c_1 = 0.3$, $c_2 = 0.2$, $a = 0.4$, $b = 0.3$ 。

(1) 分析磁悬浮直线同步电动机启动性能,设置参考气隙高度为 $2.5\ \text{mm}$,响应曲线如图 3 所示。

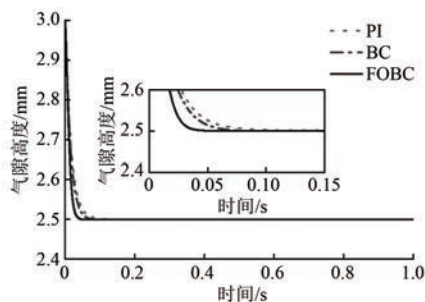


图3 启动时气隙高度响应曲线

由图 3 可知,采用 PI 控制的响应时间约 $0.12\ \text{s}$;采用 BC 控制的响应时间约 $0.07\ \text{s}$;采用 FOBC 控制的响应时间约 $0.05\ \text{s}$ 。三种控制方法均无超调。通过 FOBC 控制的悬浮系统空载启动时,响应时间与 BC 和 PI 控制系统相比分别减少了 28.57% 和 58.33% ,启动性能最优。

(2) 分析磁悬浮直线同步电动机的跟踪性能。设置初始参考气隙高度为 $2.5\ \text{mm}$,在 $0.3\ \text{s}$ 时加入幅值为 $0.1\ \text{mm}$ 的阶跃信号并在 $0.6\ \text{s}$ 时移除,响应曲线如图 4 所示。

由图 4 可以看出,MLLSM 悬浮系统气隙高度参考值改变时,采用 PI 控制的响应时间约 $0.15\ \text{s}$;采用 BC 控制的响应时间约 $0.075\ \text{s}$;采用 FOBC 控制的响应时间约 $0.05\ \text{s}$,与 BC 和 PI 控制系统相比分别降低了 33.34% 和 66.67% 。三种控制方法均无超调。通过对比可知,采用 FOBC 控制的悬浮系统具有较强的跟踪性能。

(3) 分析磁悬浮直线同步电动机在参数摄动下的控制性能。样机参数摄动最大值为额定参数

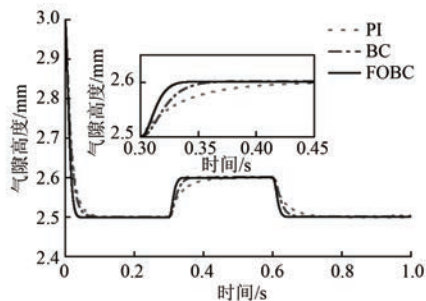


图4 气隙高度响应曲线

的 12.5% ,改变参数 r_f 为已知摄动的最大值,气隙高度响应曲线如图 5~7 所示。

由图 5、图 6 可知,当 MLLSM 悬浮系统受到参数摄动影响时,采用 PI 控制的响应时间约 $0.20\ \text{s}$,较无参数摄动响应时间增加 66.7% 。采用 BC 控制的响应时间约 $0.09\ \text{s}$,较无参数摄动响应时间增加 28.5% 。由图 7 可知,采用 FOBC 控制系统受到参数摄动影响时,响应时间没有明显变化。通过对比,采用 FOBC 控制的悬浮系统可以有效削弱参数摄动对系统的影响。

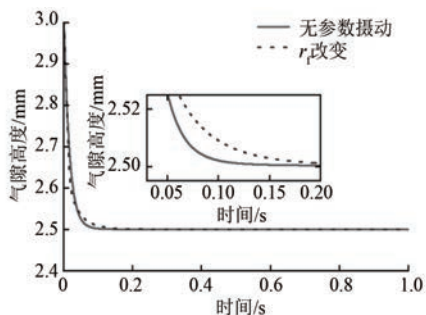


图5 PI控制 r_f 改变时气隙高度响应曲线

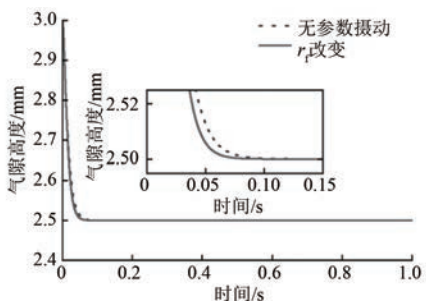


图6 BC控制 r_f 改变时气隙高度响应曲线

(4) 分析磁悬浮直线同步电动机突加负载扰动的抗干扰性能。负载扰动由 $f = 30\ \text{N}$ 的阶跃信号模拟,在 $0.3\ \text{s}$ 时加入该信号并在 $0.6\ \text{s}$ 时移除。响应曲线如图 8 和图 9 所示。

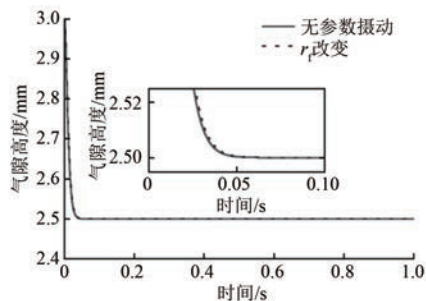
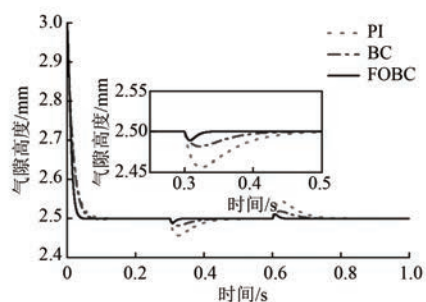
图7 FOBC控制 r_f 改变时气隙高度响应曲线

图8 突加阶跃扰动时气隙高度响应曲线

由图8可以看出,MLLSM悬浮系统受到突加负载扰动影响时,采用PI控制气隙高度下降约为 4.8×10^{-5} m,恢复时间约0.16 s;采用BC控制气隙高度下降约 2.05×10^{-5} m,恢复时间约0.11 s;采用FOBC控制气隙高度下降约 1.1×10^{-5} m,恢复时间约0.04 s。由数据可知,采用PI控制系统气隙动态降落最大,恢复时间最为缓慢。BC略强于PI控制系统,但抗干扰性能难以满足实际需求。通过FOBC控制的悬浮系统受到突加扰动时所受的影响最小,气隙动态降落与BC和PI控制系统相比分别降低46.34%和77.08%,恢复时间分别减少63.64%和75%。

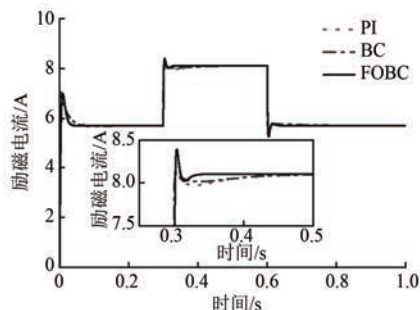


图9 突加阶跃扰动时励磁电流响应曲线

由图9可以看出,采用PI控制电流幅值约为8.17 A,恢复时间约0.18 s;采用BC控制电流幅

值约8.20 A,恢复时间约0.14 s;采用FOBC控制电流幅值约8.40 A,恢复时间约0.045 s。通过FOBC控制的悬浮系统突加扰动时电流超调量较高,恢复时间与BC和PI控制系统相比分别降低67.86%和75%,具有良好的抗干扰性能。

(5) 分析磁悬浮直线同步电动机端部效应的抑制能力。系统的端部效应通过在0.3 s时加入正弦函数 $f=15\sin(20t)$ N的阶跃信号进行模拟,响应曲线如图10所示。

由图10可以看出,加入端部效应扰动后采用PI控制气隙高度波动较大,波动幅值约 1.9×10^{-5} m;采用BC控制气隙高度波动幅值约 8×10^{-6} m,较PI控制下降57.89%,具有一定的端部效应抑制能力。采用FOBC控制气隙高度波动不明显。对比可知,通过FOBC控制的悬浮系统能够有效削弱控制器输出的抖振,对端部效应有明显的抑制效果。

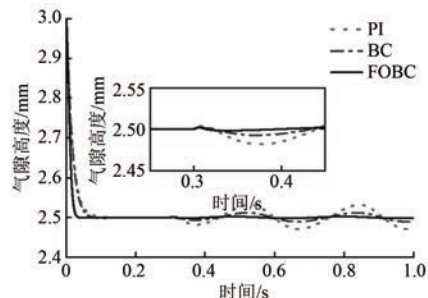


图10 突加正弦扰动时气隙高度响应曲线

5 结 语

针对磁悬浮直线同步电动机悬浮系统,提出一种分数阶反步控制方法,得到如下结论:

(1) 研究MLLSM悬浮系统的运行机理。采用 $i_d=0$ 的矢量控制方式,建立MLLSM悬浮系统的数学模型,推导出其状态空间方程;通过输入输出反馈线性化,将MLLSM悬浮系统转换为线性系统。

(2) 提出分数阶反步控制方法。构造分数阶虚拟稳定函数,将微分阶次项和积分阶次项引入到虚拟稳定函数当中;设计分数阶反步控制器,扩大控制器参数的整定范围,有效提高悬浮系统的瞬态响应和稳态响应;构造Lyapunov函数,证明了系统稳定性。

(3) 通过Matlab对悬浮控制系统进行仿真

研究。将分数阶反步控制器与常规反步控制器和PI控制器进行对比,仿真验证FOBC能够提高悬浮系统响应速度,有效抑制不确定性扰动对悬浮系统的影响。

【参考文献】

- [1] 秦伟, 范瑜, 李硕, 等. 电磁电动式磁悬浮装置的磁场分析和力特性研究[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(1): 67-71.
- [2] 孟博洋, 李茂月, 刘献礼, 等. 机床智能控制系统体系架构及关键技术研究进展[J]. 机械工程学报, 2021, 57(9): 147-166.
- [3] 蓝益鹏, 胡学成, 陈其林, 等. 可控励磁磁悬浮进给平台电磁特性的有限元分析[J]. 机械工程学报, 2017, 53(4): 184-189.
- [4] ZHAO C, SUN F, JIN J J, et al. Research of permanent magnetic levitation system: analysis, control strategy design, and experiment [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2022, 236(14): 7617-7628.
- [5] WANG J, BO D D, MA X, et al. Adaptive backstepping control for a permanent magnet synchronous generator wind energy conversion system [J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2018, 44(5): 3242-3248.
- [6] FATIH A, ERSIN D, ONUR A, et al. Design and implementation of an adaptive backstepping controller for a magnetic levitation system[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2018, 40(8): 2466-2475.
- [7] RONG H, ZHOU K. Nonlinear zero-bias current control for active magnetic bearing in power magnetically levitated spindle based on adaptive backstepping sliding mode approach[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2017, 231(20): 3753-3765.
- [8] ARMITA F, HAMID T, MOHAMMAD M. Control of magnetic levitation system using recurrent neural network-based adaptive optimal backstepping strategy [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2020, 42(13): 2382-2395.
- [9] DIAN S Y, HU Y, ZHAO T. Adaptive backstepping control for flexible-joint manipulator using interval type-2 fuzzy neural network approximator [J]. Nonlinear Dynamics, 2019, 97(2): 23-39.
- [10] CHEN W, GE S S, WU J, et al. Globally stable adaptive back-stepping neural network control for uncertain strict-feedback systems with tracking accuracy known a priori [J]. IEEE Transactions on Neural Networks & Learning Systems, 2021, 26(9): 1842-1854.
- [11] HANIF B, SHAIKH I, ALI A. Iterative learning control based fractional order PID controller for magnetic levitation system [J]. Mehran University Research Journal of Engineering and Technology, 2019, 38(4): 885-900.
- [12] SANDEEP P, VARUN D, PRAKASH D, et al. Introduction and realization of four fractional-order sliding mode controllers for nonlinear open-loop unstable system: a magnetic levitation study case [J]. Nonlinear Dynamics, 2019, 98(1): 601-621.
- [13] LIU H, PAN Y P, LI S G, et al. Adaptive fuzzy backstepping control of fractional-order nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2017, 47(8): 2209-2217.
- [14] AOUNALLAH T, ESSOUNBOULI N, HAMZAOUI A, et al. Algorithm on fuzzy adaptive backstepping control of fractional order for doubly-fed induction generators [J]. IET Renewable Power Generation, 2018, 12(8): 962-967.
- [15] 支凡, 张鸣, 朱煜, 等. 无铁心永磁直线同步电机推力谐波分析与消除 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(7): 2101-2110.
- [16] 唐勇斌. 精密运动平台用永磁直线同步电机的磁场分析与电磁力研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [17] 李鹏瀚, 王杰, 吴飞. 双馈风电机组次同步控制相互作用的反馈线性化滑模变结构抑制 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(17): 3661-3671.
- [18] ZHONG C Q, WANG L, XU C F. Path tracking of permanent magnet synchronous motor using fractional order fuzzy PID controller [J]. Symmetry, 2021, 13(7): 1118-1137.