

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

李枫,蓝益鹏.
电励磁直线同步电机磁悬浮系
统自抗扰控制.
电机与控制应用,2021,48(9):8.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



TZ型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上电科



地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

电励磁直线同步电机磁悬浮系统自抗扰控制^{*}

李 枫, 蓝益鹏

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘 要: 电励磁直线同步电机(EELSM)磁悬浮控制系统能够实现直接驱动和无摩擦进给, 有效提高伺服系统的稳态及其动态性能, 考虑 EELSM 系统运行中受到不确定性扰动的问题提出自抗扰控制(ADRC)策略。根据 EELSM 的特殊结构和工作机理, 推导 EELSM 系统的数学模型, 包括励磁回路的电压方程、磁悬浮力方程和运动方程。设计三阶非线性自抗扰控制器(NLADRC), 将悬浮方向上的外界扰动作为系统的“总扰动”, 对总扰动进行估计和补偿, 可以有效提高系统抗扰能力以及跟踪精度。由于 NLADRC 存在多参数的整定、以及物理意义不明确等问题, 总结出非线性函数参数整定的规律。最后, 建立 ADRC 系统的仿真模型。仿真结果表明, 通过与 PI 控制器对比, 采用 ADRC 的 EELSM 伺服系统具有良好的动态性能, 并且能有效抑制扰动。

关键词: 电励磁; 直线同步电机; 磁悬浮系统; 非线性自抗扰控制; 参数整定

中图分类号: TM 359.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)09-0008-06

doi: 10.12177/emca.2021.070

Active Disturbance Rejection Control for Maglev System of Electrically Excited Linear Synchronous Motor^{*}

LI Feng, LAN Yipeng

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

Abstract: Electrically excited linear synchronous motor (EELSM) maglev control system can realize direct drive and frictionless feed, effectively improving the steady state and dynamic performance of servo system. Considering the uncertainty disturbance of EELSM system, the active disturbance rejection control (ADRC) strategy is proposed. According to the special structure and working mechanism of EELSM, the mathematical model of EELSM system is derived, including the voltage equation, magnetic levitation force equation and motion equation of the excitation circuit. The third-order nonlinear active disturbance rejection control (NLADRC) is designed. Taking the outside disturbances above the maglev system as total disturbance, the total disturbance is estimated and compensated, and the system anti-interference ability and the tracking accuracy can be effectively improved. Considering that the NLADRC has multiple parameters tuning and the physical meaning is not clear, the law of the nonlinear function parameters tuning is summarized. Finally, the simulation model of the ADRC system is established. The simulation results show that the EELSM servo system with ADRC has good dynamic performance and can effectively suppress disturbance in comparison with PI controller.

Key words: electric excitation; linear synchronous motor; magnetic levitation system; nonlinear active disturbance rejection controller (NLADRC); parameter tuning

收稿日期: 2021-05-07; 收到修改稿日期: 2021-07-06

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51575363)

作者简介: 李 枫(1996—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

蓝益鹏(1962—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电机及其控制。

0 引言

数控机床直线电机直接驱动系统,与传统驱动系统不同,省掉了中间传动环节,具有运动惯量小,结构简单,高精度和高速度等优点。但是运动部件与导轨之间的摩擦问题依然存在,影响直线伺服系统的性能,为了解决这个问题采用磁悬浮电励磁直线同步电机(EELSM),消除摩擦对系统的影响,从根本上改善系统的性能^[1-3]。EELSM水平方向上产生电磁推力驱动平台直线运动,垂直方向产生可控悬浮力使平台悬浮于导轨上,实现无摩擦进给^[4]。由于EELSM系统省掉了中间传动环节,端部效应等不确定扰动会直接作用在直线电机上,对系统性能影响更加显著,控制变得困难。因此,如何选择合适的控制方法提高系统的鲁棒性受到广泛关注。

目前,直线电机控制系统中,PI控制器仍然占有主要地位,其原理是“基于误差反馈来消除误差”。针对PI控制存在“快速性”和“超调”的矛盾问题,1998年韩京清^[5]提出自抗扰控制(ADRC)。多年来对ADRC研究已取得丰硕的成果。文献[6]针对线性扩张状态观测器的估计能力和闭环系统的稳定性问题分析,论证构造出适合的线性扩张观测器可使估计误差趋于零。文献[7-8]从频域分析方法入手,基于频带特性曲线,提出一种新的非线性ADRC参数整定公式,简化了非线性扩张观测器参数整定。文献[9]对ADRC的原理进行系统性地理论分析,进一步论证参数对系统稳定性及性能的影响,阐述了ADRC所蕴含的思想。文献[10-11]设计速度环ADRC,通过试验证明当负载变化时,电机转速仍可以稳定。文献[12]提出一种二阶NLADRC实现位置和速度的复合控制,简化了伺服系统的调试过程且提高了系统动态响应速度。

综上所述,NLADRC具有更高的控制精度和更强的抗扰能力,其控制效果与非线性函数选取、参数调整大小有直接关系。本文针对EELSM数学模型的特点,设计了三阶NLADRC,并对其抗扰原理进行研究。通过对比和分析非线性函数参数变化对系统性能的影响,归纳和揭示出参数的物理意义及其整定方向。最后通过仿真表明,本文所提出的三阶NLADRC控制

对EELSM悬浮系统有很好地抑制非线性因素和内外扰动的效果。

1 构建EELSM磁悬浮系统数学模型

1.1 EELSM磁悬浮进给平台构成

本文选取EELSM磁悬浮进给平台如图1所示,由EELSM、平台基座、辅助导轨、电涡流传感器、运动平台、光栅尺组成。

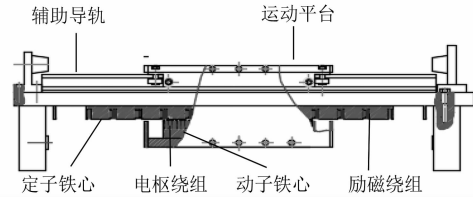


图1 EELSM磁悬浮进给平台结构图

EELSM悬浮系统驱动原理:电枢绕组通入三相电流,会在气隙中产生水平方向的行波磁场。励磁绕组中通入直流电流,会在气隙中产生励磁磁场。行波磁场与励磁磁场相互作用产生电磁推力,推动平台直线运动。垂直方向上,励磁磁场与转子铁心之间产生磁悬浮力与悬浮平台重力相等时,实现平台稳定悬浮^[13]。根据此原理推导出垂直方向的状态方程。

1.2 EELSM磁悬浮系统状态方程

EELSM磁悬浮系统在 dq 轴系下的数学模型^[14]如下。

电压方程:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v \psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v \psi_d \quad (2)$$

$$u_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 为 dq 轴系下的电压与电流; u_f 与 i_f 为励磁电压和励磁电流; R_s 与 R_f 为推力绕组的电阻和励磁绕组; τ 为电机的极距; v 为电机运行速度。

磁链方程:

$$\psi_d = i_d(L_{md} + L_\sigma) + i_f L_{mf} \quad (4)$$

$$\psi_q = i_q(L_{mq} + L_\sigma) \quad (5)$$

$$\psi_f = i_f(L_{mf} + L_{\sigma f}) + i_d L_{md} \quad (6)$$

式中: ψ_d 、 ψ_q 为 dq 轴系下的磁链; ψ_f 为励磁磁链;

L_{md} 、 L_{mq} 为 d 、 q 轴主电感; L_σ 为推力绕组的漏电感; $L_{\sigma f}$ 为励磁绕组的漏电感。

采用 $i_d=0$ 的矢量控制方式, 得到电机的悬浮力方程:

$$F_y = \frac{3}{2} \left[i_f^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial Z} + i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial Z} \right] \quad (7)$$

式中: Z 为悬浮高度。

在式(7)中, 由于第2项 $\frac{3}{2} i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial Z}$ 是电枢绕组 q 轴电流产生的磁场对定子铁心的吸引力, 随负载的变化而变化, 因而可以看成扰动项。整理后的磁悬浮力方程为

$$F_{y1} = \frac{3}{2} i_f^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial Z} \quad (8)$$

式中: F_{y1} 是 F_y 中第2项当作扰动处理后的磁悬浮力。

悬浮方向的运动方程:

$$m \frac{d^2 Z}{dt^2} = F_y - mg - f_y =$$

$$\frac{3}{2} \left[i_f^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial Z} + i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial Z} \right] - mg - f_y =$$

$$F_{y1} - mg - \left(f_y - \frac{3}{2} i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial Z} \right) = F_{y1} - mg - f \quad (9)$$

式中: f_y 是端部效应和竖直方向产生的扰动, $\frac{3}{2} i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial Z}$ 为扰动项。将上述2个不确定项合并,

得到垂直方向总扰动为 $f = f_y - \frac{3}{2} i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial Z}$; m 是系统上定子及运动平台的总质量; g 是重力加速度。

取状态变量 $x_1 = Z$, $x_2 = \frac{dZ}{dt}$ 得到 EELSM 的状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{k i_f^2}{m x_1^2} - g - \frac{1}{m} f \end{cases} \quad (10)$$

式中: k 为磁悬浮系数, 数值为 5.659×10^{-6} 。

以此完成数学模型构建, 将其中不确定性因素视为扰动处理。

2 EELSM 磁悬浮 ADRC 控制器设计

2.1 EELSM 磁悬浮 ADRC 结构

针对 EELSM 系统存在非线性以及不确定性

扰动的特点, 本文采用三阶 NLADRC 控制器, 控制其悬浮高度, 所采用标准型为串联积分型(并非实际结构)。总扰动除了包括实际结构与标准型结构的差别外, 还包括系统中不确定因素以及内外扰动^[15]。图2为本文设计的基于 NLADRC 控制的 EELSM 悬浮系统原理框图。虚线框内为三阶 NLADRC 控制器, 分别由跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)以及非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)组成。

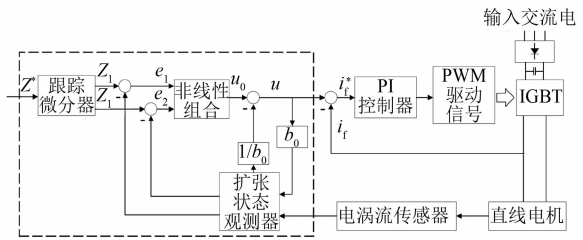


图2 EELSM 磁悬浮 ADRC 结构图

2.2 跟踪微分器设计

对于初始状态, 误差过大会导致控制量过大进而对系统有冲击影响, 可以利用 TD 在系统输入前安排过度过程, 消除超调的同时保证快速性, 并且给出输入给定值的近似微分信号。

根据推导出状态方程选取最速跟踪微分器表达式为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_1 + h x_2 \\ \dot{x}_2 = x_2 + h_0 \text{fhan}(e, x_2, r, h_0) \end{cases} \quad (11)$$

式(11)非线性 TD 采用的 fhan 函数形式。其表达式如下:

$$\text{fhan}(e, x_2, r, h_0) = - \begin{cases} r \cdot \text{sign}(a), & |a| > d \\ r \frac{a}{d}, & |a| < d \end{cases}$$

$$a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \text{sign}(y), & |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, & |y| \leq d_0 \end{cases} \quad (12)$$

$$y = e + h x_2$$

$$a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|}$$

$$d_0 = h_0 d$$

$$d = r h_0$$

式中: e 为输入信号与跟踪信号的误差; h 为采样周期; 参数 r 为决定跟踪速度的因子。

为了消除进入稳态时出现超调现象,将最速跟踪微分器 $\text{fhan}(e, x_2, r, h)$ 函数中的 h 换成 h_0 , 只要取 h_0 为适当大于 h 的参数就会消除超调现象^[16]。

通过仿真实验可知, h_0 的大小影响跟踪微分器的响应快慢, 当参数 r 不变时, 改变 h_0 大小来跟踪响应快慢的变化, 如图 3 所示。

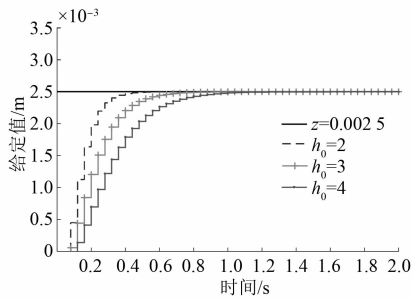


图 3 h_0 不同时跟踪曲线

由图 3 可知, 给定值为 2.5×10^{-3} m 时, 不同的 h_0 过度时间不同, 当 h_0 为 2、3、4 时, 过度时间分别为 0.517、0.839、1.122 s, 由此可见 h_0 值越小响应速度越快。

2.3 非线性扩张状态观测器设计

非线性 ESO 通过对系统输入量与输出量测量进而确定内部各状态量, 测出系统被施加的总扰动, 再通过控制器进行扰动补偿, 使系统稳定。

根据式 (10) 中的二阶模型把系统的总扰动扩充成新的状态变量 x_3 , 记作 $x_3 = f(x_1, x_2)$, 并记 $\dot{x}_3 = \omega(t)$, 系统则变为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \omega(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (13)$$

则对应的扩张状态观测器:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\text{fal}(e, a, \delta)e + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\text{fal}(e, a, \delta)e \end{cases} \quad (14)$$

为了避免高频颤振现象^[17], 把原函数 $|e|^a \text{sign}(e)$ 改造成 fal 函数如下:

$$\text{fal}(e, a, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-a}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^a \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \quad (15)$$

式中: α 为幂次; δ 为线性区间。fal 函数在原点附近为线性的连续幂次函数。

在式 (10) 中 g 为已知重力加速度, 为了观测未知扰动, 需要将已知部分放进扩张状态观测器中。最终建立的悬浮方向上的三阶扩张状态观测器为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\text{fal}(e, a, \delta)e - g + b_0 \dot{t}_i^2 \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\text{fal}(e, a, \delta)e \end{cases} \quad (16)$$

式中: β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 、 a 、 δ 、 b_0 为系统可调参数; z_3 为系统中被扩张的状态观测量。

2.4 非线性状态误差反馈控制律选取

式 (17) 中 e_1 和 e_2 是 TD 的输出与 ESO 的输出之间的误差, 通过 e_1 和 e_2 计算误差反馈控制量 u_0 , 其中 k_1 、 k_2 为可调参数, 然后通过 ESO 观测出总扰动进行补偿, 得到最终的控制量 u , 实现被控对象的反馈线性化, 得出 NLSEF 的数学模型:

$$\begin{cases} e_1 = y_1 - z_1 \\ e_2 = y_2 - z_2 \\ u_0 = k_1 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + k_2 \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta) \\ u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \end{cases} \quad (17)$$

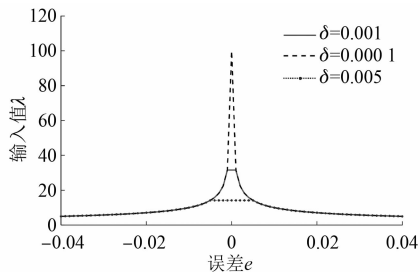
3 非线性函数 fal 参数 α 与 δ 的整定

对式 (15) 作如下变换^[18]:

$$\begin{cases} \lambda(e) = \frac{\text{fal}(e, \alpha, \delta)}{e} \\ fe(t) = \frac{\text{fal}(e, \alpha_1, \delta)}{e} e = \lambda_1(e) e \\ fe_1(t) = \frac{\text{fal}(e, \alpha_2, \delta)}{e} e = \lambda_2(e) e \end{cases} \quad (18)$$

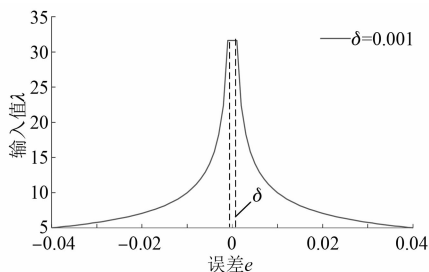
此时 $fe(t)$ 与 $fe_1(t)$ 是式 $\lambda(e)$ 与误差 e 乘积。参数 α 与 δ 分别对系统有影响, 两者之间又相互关联。分析 δ 的影响, 当 $\alpha=0.5$ 时不同的 δ 值函数输出曲线如图 4 所示。

由图 4 可知, 当 $\alpha=0.5$ 时, δ 越小其线性阶段越小, 误差越小时函数 $\lambda(e)$ 值就越大, 但是 δ 取值过小, 增益会过大造成系统不稳定。 δ 取值过大显示不出非线性的优势。因此, 在实际应用中要根据具体的系统选取合适的线性区间, 本文对

图4 δ 不同时 $\lambda(e)$ 函数变化曲线

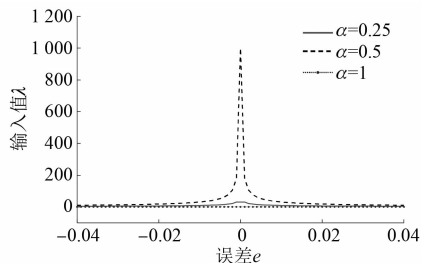
EELSM 悬浮系统验证, δ 取值范围在 0.000 1 ~ 0.005 之间线性区间最好。

当 $\alpha=0.5, \delta=0.001$ 时, $\lambda(e)$ 函数曲线如图 5 所示。

图5 $\lambda(e)$ 函数曲线

当误差值在 δ 区间内, 函数输出为线性恒定值, 此时表现为“小误差大增益”; 当误差大于 δ 区间时, 随着误差的增大增益逐渐减小, 表现为“大误差小增益”。

α 值同样影响系统性能, 当 $\delta=0.001$ 时, 不同的 α 值 $\lambda(e)$ 函数曲线如图 6 所示。

图6 α 不同时 $\lambda(e)$ 函数变化曲线

由图 6 可知, α 值越小, 函数 $\lambda(e)$ 的恒值越大, 非线性的“大误差, 小增益; 小误差, 大增益”特性越明显。但是当 α 取值过小会导致控制量高频振颤, 取值过大会影响误差衰减性能以及抗扰能力。本文选择 α 为 0.25 和 0.5。

4 仿真研究

由于 ADRC 需要整定的参数比较多, 式 (16) 中控制增益 b_0 整定可按照模型计算得出, 也可试凑整定, 已有研究表明总扰动中就包含控制增益 b_0 的不确定性, b_0 也具有较强的鲁棒性, 可大范围调节而不会引起系统的不稳定^[8]。

本文通过模型计算得出 $b_0 = 0.1$ 。采用仿真试验得到 $\beta_{01} = 6\ 000, \beta_{02} = 200, \beta_{03} = 10\ 000, k_1 = 20\ 000, k_2 = 1\ 600$ 。对控制系统进行计算机仿真, 电流环采用 PI 控制, 位置环采用 NLADRC 控制, 与 PI 控制算法进行对比。

分 3 种情况对 EELSM 悬浮系统进行分析:

(1) EELSM 的起动性能。图 7 为起动时 PI 控制与 ADRC 对比下悬浮气隙高度响应曲线。采用 PI 控制的系统, 响应过程无超调, 约 0.12 s 达到给定的磁悬浮气隙高度, 但存在稳态误差, 调节时间长。采用 ADRC 的系统, 响应过程无超调, 约 0.053 s 达到给定气隙高度, 无稳态误差, 调节时间短。因而 ADRC 控制比 PI 控制响应速度快, 性能优越。

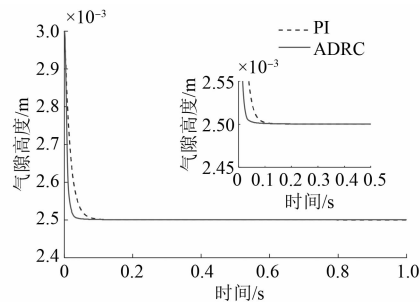


图7 起动时磁悬浮气隙高度响应曲线

(2) EELSM 系统对负载扰动的抑制能力。系统稳定时, 在 0.3 s 加上 $f=20\text{ N}$ 的负载扰动, 在 0.6 s 时卸掉负载。图 8、图 9 分别是加入负载扰动后 PI 控制与 ADRC 对比下磁悬浮气隙高度响应曲线和励磁电流响应曲线。采用 PI 控制时, 加入扰动后, 动态降落为 $4.32 \times 10^{-5}\text{ m}$, 恢复到给定值时间为 0.2 s。采用 ADRC 系统动态降落为 $7 \times 10^{-6}\text{ m}$, 恢复时间为 0.05 s。说明 ADRC 的系统抗干扰能力强, 对外界扰动不灵敏, 在加入扰动后的稳态误差为 0, 反映了系统具有良好的扰动抑制能力。

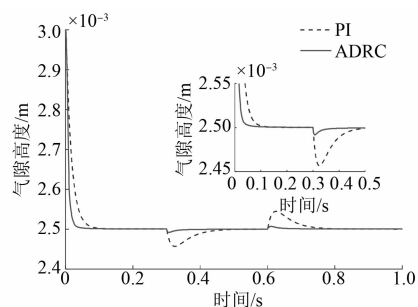


图8 加入扰动时磁悬浮气隙高度响应曲线

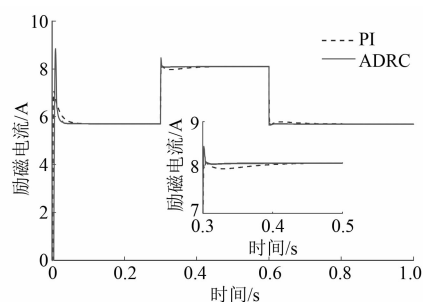


图9 加入扰动时励磁电流响应曲线

(3) EELSM 系统对直线电机特有端部效应的抑制能力。采用正弦函数 $f=15\sin(20t)$ N 模拟端部效应。图 10 为正弦扰动下的气隙高度响应曲线。采用 PI 控制时,加入正弦扰动后,波形波动剧烈抗干扰能力差。采用 ADRC 的系统没有明显的波动,抗扰能力优于 PI。

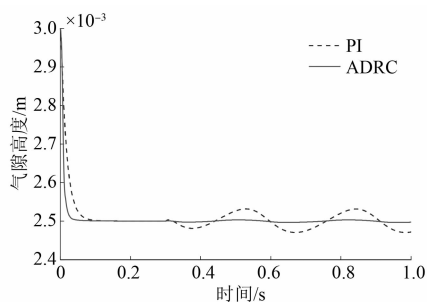


图10 正弦扰动下磁悬浮气隙高度响应曲线

5 结 语

(1) 分析 EELSM 磁悬浮系统的结构以及运行机理,构建电压方程、运动方程,以及系统状态方程,将其中的不确定性因素视为扰动处理。

(2) 设计三阶 NLADRC 控制器。选取最速跟踪微分器,对给定信号进行跟踪滤波的同时给

出微分信号,然后,通过构建的状态方程,设计三阶非线性扩张状态观测器,最后,构建出合适的非线性状态误差反馈律。分析 NLADRC 中的非线性函数 fal 的参数整定方向和规律。

(3) 通过对控制系统的计算机仿真,与 PI 控制器对比,三阶 NLADRC 应用于 EELSM 磁悬浮系统的抗扰性、稳定性和响应的快速性均具有明显优势。

【参考文献】

- [1] 宋宏智,杨庆东,牟冰. 数控机床直线电机负载突变控制策略研究[J]. 机械工程与自动化, 2015(4): 160.
- [2] CHANG W, WU S, LIN B. Intelligent prediction platform of lathe machine based on back propagation neural network[C]//2018 IEEE International Conference on Advanced Manufacturing (ICAM), 2018.
- [3] 周颖,何磊,郑凤. 具有时延和数据丢失的直线电机迭代学习控制[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(12): 1631.
- [4] 智淑亚,吴洪兵. 数控进给伺服系统摩擦补偿控制仿真[J]. 沈阳工业大学学报, 2019, 41(4): 361.
- [5] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19.
- [6] 陈增强,孙明玮,杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究[J]. 自动化学报, 2013, 39(5): 574.
- [7] 袁东,马晓军,曾庆含,等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630.
- [8] 李杰,齐晓慧,夏元清,等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(02): 202.
- [9] HUANG Y, XUE W. Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis[J]. ISA Transactions, 2014, 53(4): 963.
- [10] GUERRERO E, GUZMÁN E, LINARES J, et al. FPGA-based active disturbance rejection velocity control for a parallel DC/DC buck converter-DC motor system[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(2): 356.
- [11] 崔淑梅,匡志,杜博超,等. 基于自抗扰控制原理的全电机用永磁同步电机转速闭环控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(增1): 107.

(下转第 35 页)

- [2] 揭施军,熊晓燕,武兵,等. 带式输送机拉紧装置及其张力控制系统研究[J]. 工矿自动化,2018,44(2): 90.
- [3] 杨小林,葛世荣,祖洪斌,等. 带式输送机永磁智能驱动系统及其控制策略[J]. 煤炭学报,2020,45(6): 2116.
- [4] KLINLAOR K, CHULADAYCHA N. Improved speed control using anti-windup PI controller for direct torque control based on permanent magnet synchronous motor [C] // 2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems, 2012.
- [5] 杨永乐,杨明发. 基于负载观测的永磁同步电机非奇异快速终端滑模控制[J]. 电机与控制应用,2020,47(8): 24.
- [6] 孙玉良,韩昌佩,王飞. 基于半实物仿真的高精度永磁同步电机控制方案[J]. 电机与控制应用,2016,43(9): 31.
- [7] 王福杰. 基于模糊 PID 控制和 BP 神经网络 PID 控制的永磁同步电机调速方案比较研究[J]. 微电机,2020,53(6): 103.
- [8] 薛彦波. 多机驱动带式输送机功率平衡控制方法[J]. 工矿自动化,2016,42(3): 74.
- [9] 蒋毅. 多永磁电机传动系统的同步控制策略研究[D]. 杭州:浙江大学,2014.
- [10] ZHANG C, WANG Z, CHEN W. Cascade model predictive control for multi-motor relative coupling synchronous system [C] // 2020 3rd International Conference on Unmanned Systems (ICUS),2020.
- [11] 韩京清. 自抗干扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
- [12] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference,2003.
- [13] HAI X, WANG Z, FENG Q, et al. Mobile robot ADRC with an automatic parameter tuning mechanism via modified pigeon-inspired optimization[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2019, 24(6): 2616.
- [14] 刘坤. 多永磁同步电机同步控制策略的研究[D]. 长沙:中南大学,2011.
- [15] 王国亮. 基于模糊 PID 补偿器的多电机同步控制策略研究[D]. 沈阳:东北大学,2006.
- [16] 熊中刚,刘小雍,金星,等. 基于模糊理论的参数自适应 PID 智能控制系统[J]. 农机化研究,2019,41(5): 33.

(上接第 13 页)

- [12] 刘春强,骆光照,涂文聪,等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报,2017,37(23): 7032.
- [13] 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.
- [14] 杨红兵,余思佳,戴跃洪,等. 新型混合励磁磁悬浮进给平台的解耦控制研究[J]. 机械科学与技术,2015,34(4): 577.
- [15] XUE W C, HUANG Y. Tuning of sampled-data ADRC for nonlinear uncertain systems[J]. Journal of Systems Science and Complexity,2016,29(5): 1187.
- [16] 石晨曦. 自抗扰控制及控制器参数整定方法的研究[D]. 无锡:江南大学,2008.
- [17] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学,2007(1): 24.
- [18] 孙斌,王海霞,苏涛,等. 永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器设计与参数整定[J]. 中国电机工程学报,2020,40(20): 6715.