

# 基于模糊自抗扰的精密直线电机运动控制\*

隋延飞<sup>1</sup>, 李旭<sup>1</sup>, 李星占<sup>2</sup>, 刘海波<sup>1</sup>, 王永青<sup>1</sup>

(1. 大连理工大学机械工程学院精密与特种加工教育部重点实验室, 辽宁 大连 116023;

2. 中国工程物理研究院机械制造工艺研究所, 四川 成都 610200)

**摘要:** 针对精密直线电机运动平台模型参数不确定以及直线电机结构特性带来的端部效应和定位力波动等非线性因素引起的系统动态响应性能下降问题, 分析了直线电机运动平台数学模型, 设计了一种模糊自抗扰控制器(ADRC)。通过 Simulink 建立伺服运动平台和控制器模型, 并进行仿真优化。仿真结果表明, 与传统 PID 控制器和经典 ADRC 相比, 设计的模糊 ADRC 的跟随误差明显下降, 抵抗系统扰动能力明显上升, 说明了模糊 ADRC 具有更高精度的动态跟随能力及更好的抗干扰性、鲁棒性和自适应能力。

**关键词:** 自抗扰控制; 模糊控制; 直线电机; 运动控制

中图分类号: TM 359.4 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)06-0006-06

doi: 10.12177/emca.2020.019

## Precise Linear Motor Motion Control Based on Fuzzy ADRC\*

SUI Yanfei<sup>1</sup>, LI Xu<sup>1</sup>, LI Xingzhan<sup>2</sup>, LIU Haibo<sup>1</sup>, WANG Yongqing<sup>1</sup>

(1. Key Laboratory for Precision and Non-Traditional Machining Technology of Ministry of Education,

Dalian University of Technology, Dalian 116023, China;

2. Institute of Mechanical Manufacturing Technology of China Academy of Engineering Physics, Chengdu 610200, China)

**Abstract:** In the precise linear motor motion platform systems, the nonlinear factors such as model parameter uncertainties and the end effect and positioning force fluctuation caused by the motor structural characteristics may lead to the dynamic response degradation. Aiming at this problem, the mathematical model of the linear motor motion platform is analyzed. A fuzzy active disturbance rejection controller (ADRC) is designed, and models of the servo motion platform and the controller are established using Simulink. Simulation is performed to further optimize the control parameters. The simulation results show that, compared with the traditional PID controller and the classical ADRC, the following error decreases and the anti-interference capability increases significantly, indicating that the fuzzy ADRC has more precise dynamic following ability and better anti-interference capability, robustness and adaptive ability.

**Key words:** active disturbance rejection control (ADRC); fuzzy control; linear motor; motion control

## 0 引言

随着半导体加工、精密光学工程、超精密测量和超精密加工领域的快速发展, 对精密运动系统

的动态运动性能要求越来越高。与传统的旋转电机运动系统相比, 直线电机运动系统由于取消了一些时间常数和惯性较大的中间传动件, 系统动态响应性能实现了大幅提升。直线电机运动系统

收稿日期: 2020-02-28; 收到修改稿日期: 2020-03-31

\* 基金项目: 中央高校基本科研业务费项目(DUT2019TA01); 国防基础科研核科学挑战专题项目(TZ2018006-0101-03); 中国博士后科学基金(2019M651114)

作者简介: 隋延飞(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为直线电机运动控制。

具有结构简单、响应快、高速高精度等特点<sup>[1-4]</sup>。因此,在精密运动领域,直线电机驱动应用广泛。

直线电机系统具有非线性、多耦合性、不确定性等特征,无法建立准确的模型进行控制器设计。同时,由于直线电机取消了中间传动装置,系统参数摄动、齿槽力、端部效应以及负载扰动等非线性影响因素直接作用于直线电机的输出。这些干扰因素无法准确地进行建模和补偿,增加了直线电机电气控制难度。在当前工业应用的运动平台中,仍以 PID 控制方法为主。但传统 PID 中基于误差来消除误差的方式,在存在外部扰动及系统参数摄动的情况下,难以同时满足快速性、超调小以及抗干扰强的高精密运动要求<sup>[5]</sup>,存在较大的改进空间。因此,对直线电机控制策略开展研究具有重要意义。

文献[6]认为使用自适应控制是一种有效方式,但是自适应控制需要建立一个有效的控制规则,以保证系统的稳定性,这种控制系统对干扰敏感,会使系统不稳定。滑模变结构控制正应用于直线电机驱动运动系统中,但控制算法基于不连续的符号函数,这也会导致系统出现振荡和不稳定<sup>[7]</sup>。基于神经网络的非线性控制系统是一种具有良好控制效果和较高的抗干扰能力的智能控制系统,但是计算周期长,不能保证控制系统的实时性能<sup>[8]</sup>。

自抗扰控制(ADRC)技术是一种可行的控制方法,该控制方法不需要控制对象精确的数学模型,能够实现高效、快速、无超调的运动控制,在不确定干扰的作用下,能够有效地进行预估并补偿,具有算法简单、性能优良等特点<sup>[9]</sup>。但是,传统 ADRC 中需要调整的参数众多,整定过程复杂。为了方便工程应用和简化参数整定过程,本文采用线性 ADRC,结合模糊算法对自抗扰参数进行在线自整定,针对直线电机伺服运动系统的精密运动控制问题,设计了模糊 ADRC,实现了精密直线电机运动控制,并对负载扰动、定位力波动等非线性干扰具有良好的抑制作用。

## 1 直线电机运动平台数学模型

永磁直线同步电机(PMLSM)的模型与旋转电机相似,故直线电机运动平台在  $d$ - $q$  轴中的电压及磁链方程<sup>[3]</sup>可表示为

$$\begin{cases} u_d = R_d i_d + p\psi_d - \frac{\pi v}{\tau} \psi_q \\ u_q = R_q i_q + p\psi_q + \frac{\pi v}{\tau} \psi_d \\ \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d$ 、 $u_q$ 、 $i_d$ 、 $i_q$ 、 $R_d$ 、 $R_q$ 、 $L_d$ 、 $L_q$  分别表示  $d$ 、 $q$  轴的电压、电流、电阻、电感; $p$  为微分算子; $v$  为电机的速度; $\tau$  为直线电机永磁体极距; $\psi_d$ 、 $\psi_q$ 、 $\psi_f$  分别表示  $d$ 、 $q$  轴以及永磁体励磁磁链。

直线电机的电磁推力表达式为<sup>[3]</sup>

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3\pi}{2\tau} p_n [\psi_f i_q - (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: $p_n$  为极对数。

通过  $i_d=0$  控制策略,即令转子电流矢量与定子永磁体磁场在空间上正交,可得电磁推力  $F_e$  及电压方程为

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} p_n \psi_f i_q = K_f i_q \quad (3)$$

$$u_q = R_q i_q + L_q p i_q + K_e x \quad (4)$$

式中: $K_f$  为推力系数, $K_f = \frac{3\pi}{2\tau} p_n \psi_f$ ;  $K_e$  为反电动势系数, $K_e = \frac{\pi}{\tau} \psi_f$ ;  $x$  为位移。

根据直线电机运动平台的运动学特性,可得直线电机模组的机械运动方程为

$$F_e = M\ddot{x} + B_v \dot{x} + F_{Load} \quad (5)$$

式中: $M$  为直线电机模组运动部分的质量; $B_v$  为黏滞常数; $F_{Load}$  表示负载阻力。

由式(3)~式(5)可将直线电机运动平台的简化模型写成:

$$\ddot{x} = -\frac{B_v R_a + K_f K_e}{M R_a} \dot{x} + \frac{K_f}{M R_a} u_q + \frac{K_f L_q}{M R_a} p i_q - \frac{1}{M} F_{Load} \quad (6)$$

由于直线电机的磁性结构和运行特性,铁心转换器的开槽和长度有限,产生的齿槽力和磁阻力形成特有的波动力,表现在磁体在运动过程中总是倾向于排列到初始位置,呈现出周期性,其与运动位置有关,数学表达式为<sup>[10]</sup>

$$F_r = A(x) \sin(\omega x + \varphi) \quad (7)$$

摩擦力是影响运动控制的主要干扰因素之一,很难用数学模型准确地表达。研究者提出了很多摩擦力模型,其中 Tustin 模型被认为是比较准确的模型,其表达式为<sup>[11]</sup>

$$F_f = [F_c + (F_s - F_c)e^{-(|\dot{x}/\dot{x}_s|)^\delta} + F_v |\dot{x}|] \text{sgn}(\dot{x}) \quad (8)$$

式中: $F_f$ 为摩擦力; $F_c$ 为库仑力的最小值; $F_s$ 为静态摩擦力; $\dot{x}_s$ 、 $F_v$ 、 $\sigma$ 为润滑、负载系数和经验系数。

故结合式(6)~式(8),忽略直线电机参数扰动和未建模部分的非线性影响因素,直线电机运动平台的数学模型可以表示为

$$\ddot{x} = -\frac{B_v R_a + K_f K_e}{MR_a} \dot{x} + \frac{K_f}{MR_a} u_q - \frac{1}{M} F_D \quad (9)$$

其中: $F_D = F_{load} + F_r + F_f - \frac{K_f L_q}{R_a} \text{pi}i_q$  看作直线电机的扰动。

## 2 模糊 ADRC 设计

### 2.1 ADRC 原理

ADRC 由中国科学院系统科学研究所的韩京清研究员提出,是在继承经典 PID 算法不依赖于被控对象精确的数学模型基础上,改进了 PID 固有缺陷而形成的新型控制器。通过观测作用于系统的全部扰动(已建模、未建模的扰动和未知外扰的总和),来对控制量进行补偿,从而使系统的输出具有较好的动态和稳态性能,其核心就是扰动的实时估计和实时补偿。

ADRC 主要由 3 部分组成:产生跟踪输入信号和其微分信号的跟踪微分器(TD),估计作用于系统的全部扰动和控制对象未建模部分的扩张状态观测器(ESO),以及给出被控对象控制策略的状态误差反馈控制器(SEF)。为了方便控制器参数整定,本文采用线性扩张状态观测器(LESO)和线性状态误差反馈控制器(LSEF)。

ADRC 控制器结构如图 1 所示。

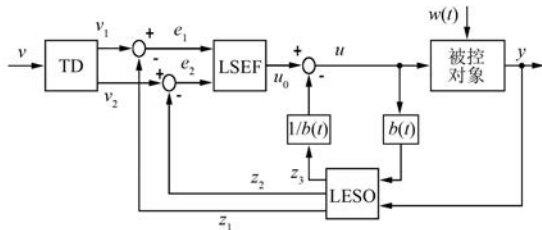


图 1 ADRC 控制器结构

### 2.2 ADRC 设计

#### 2.2.1 TD

TD 实质上是一个安排过渡过程,将设定输入  $v$  作为 TD 的输入,TD 过程处理后输出  $v_1$  和  $v_2$ ,其中  $v_1$  在有限时间内单调地跟踪上输入  $v$ , $v_2$  为该过程中的微分信号。二阶形式的 TD 离散表达式为

$$\begin{cases} fh = \text{fhan}[v_1(k) - v(t), v_2, r, h_0] \\ v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + hfh \end{cases} \quad (10)$$

非线性函数  $\text{fhan}(x_1, x_2, r, h)$  表示为

$$\begin{cases} d = rh^2 \\ a_0 = hx_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sgn}(y)(a_1 - d)/2 \\ a = (a_0 + y)\text{fsg}(y, d) + a_2[1 - \text{fsg}(y, d)] \\ \text{fhan} = -r\left(\frac{a}{d}\right)\text{fsg}(a, d) - r\text{sgn}(a)[1 - \text{fsg}(a, d)] \end{cases} \quad (11)$$

非线性函数  $\text{fsg}(x, d)$  的表达式为

$$\text{fsg}(x, d) = [\text{sgn}(x + d) - \text{sgn}(x - d)]/2 \quad (12)$$

式中: $r$ 为速度因子,决定输出  $v_1$  跟踪速度的参数; $h_0$ 为滤波因子; $h$ 为数值积分步长。

在设计控制器时,可以根据电机的速度和加速度进行设置。

#### 2.2.2 LESO

ESO 是 ADRC 的核心之一,将被控对象的非线性因素、模型未建模部分和不确定性,以及内外外部干扰扩张成一个新的状态  $z_3$ ,通过 ESO 实时观测,进而可以实现对其补偿,使控制系统的鲁棒性得到较大提升。LESO 的离散表达式为

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h[z_2(k) - \beta_{01}e(k)] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h[z_3(k) - \beta_{02}e(k) + b_0u(k)] \\ z_3(k+1) = z_3(k) + h[-\beta_{03}e(k)] \end{cases} \quad (13)$$

需要整定的变量包括  $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$ 、 $\beta_{03}$ 、 $b_0$ 。其中  $b_0$  是一个与控制对象模型相关、由被控对象特性和参数决定的常数,代表补偿因子,可以是估计

值,在本文中取  $b_0 = \frac{K_f}{MR_a}$ 。  $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$ 、 $\beta_{03}$  3 个变量是影响 ESO 性能的主要参数,其中  $\beta_{03}$  会影响系统扰动估计的滞后,值越大滞后越小,但过大会使系统振荡,增大  $\beta_{01}$  和  $\beta_{02}$  可以起到抑制振动的作用,但是值太大也会引起系统发散,因此可先调整  $\beta_{03}$ ,再逐步调整  $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$ 。

### 2.2.3 LSEF

LSEF 继承了 PID 结构,将误差和误差的微分进行线性叠加。 $e_1$  和  $e_2$  为线性反馈环节的输入, $u_0$  为 LSEF 的输出, $u$  为扰动补偿后的输出,即被控对象的控制输入,表达式为

$$\begin{cases} e_1(k+1) = v_1(k) - z_1(k) \\ e_2(k+1) = v_2(k) - z_2(k) \\ u_0(k+1) = \beta_1 e_1(k) + \beta_2 e_2(k) \\ u(k+1) = u_0(k) - \frac{z_3(k)}{b_0} \end{cases} \quad (14)$$

ADRC 的核心是将 LESO 估测的状态变量进行实时补偿。其中,  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  是线性反馈环节的增益参数,类似 PID 控制器,调整  $\beta_1$  和  $\beta_2$  可以调节控制器的控制效果。

### 2.3 模糊 ADRC 设计

在实际应用中,状态误差反馈参数  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  的整定类似于 PID 控制器的参数整定,需要对不同状态的控制进行手动的调整,基本依靠经验获取,无法进行实时在线自整定。引入模糊控制思想,利用模糊控制算法的参数自整定方法,可以实现  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  的在线自整定,提高控制系统的自适应性和鲁棒性,改善控制效果。模糊 ADRC 控制原理结构框图如图 2 所示。

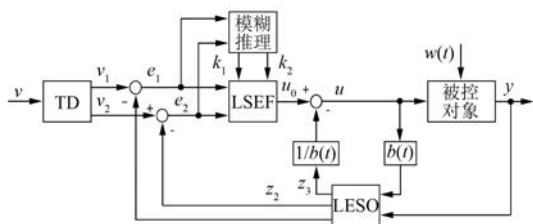


图 2 模糊 ADRC 控制原理结构框图

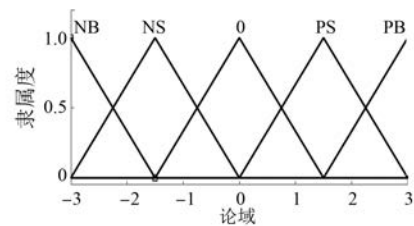
取观察误差  $e_1 = v_1 - z_1$  和  $e_2 = v_2 - z_2$  为模糊控制的输入量,输出为  $k_1$  和  $k_2$ ,分别表示  $\beta_1$  和  $\beta_2$  对应变化量的系数,即应用模糊规则,将状态反馈中的控制参数修正为

$$\begin{cases} \beta'_1 = \beta_1 + k_1 \beta_1 \\ \beta'_2 = \beta_2 + k_2 \beta_2 \end{cases} \quad (15)$$

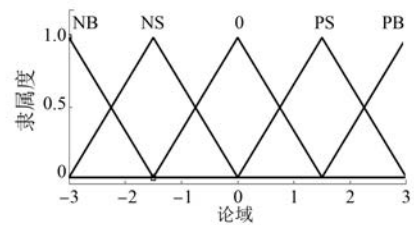
故模糊 ADRC 中状态反馈律表示为

$$\begin{cases} e_1(k+1) = v_1(k) - z_1(k) \\ e_2(k+1) = v_2(k) - z_2(k) \\ u_0(k+1) = \beta'_1 e_1(k) + \beta'_2 e_2(k) \end{cases} \quad (16)$$

为了方便编程,选用三角形函数作为隶属度函数,采用 Mamdani 型为模糊推理理论,每个输入输出语言变量取 5 个语言值:负大(NB)、负小(NS)、零(0)、正小(PS)、正大(PB)。将模糊推理模块的输入和输出参数分别模糊化,其对应的隶属度函数图像如图 3 所示。



(a) 输入  $e_1$  和  $e_2$  的隶属度函数



(b) 输出  $k_1$  和  $k_2$  的隶属度函数

图 3 输入和输出的隶属度函数图像

基于减小误差的原则,制定针对模糊自抗扰中 LSEF 2 个参数  $k_1$  和  $k_2$  的模糊规则,如表 1 所示。

表 1  $k_1$  和  $k_2$  模糊规则表

$k_1/k_2$	$e_2$					
	NB	NS	0	PS	PB	
$e_1$	NB	NB/PB	NS/PB	NS/PS	NS/PS	0/0
	NS	NB/PB	NS/PB	NS/PS	0/0	PS/NS
	0	NS/PS	NS/PS	0/0	PS/NS	PS/NS
	PS	NS/PS	0/0	PS/NS	PS/NS	PS/NB
	PB	0/0	PS/NS	PS/NS	PS/NB	PB/NB

## 3 仿真分析

依据式(9)所建立的直线电机的数学模型及

图2所建立的模糊ADRC框图模型,进行仿真分析,仿真框图结构如图4所示。

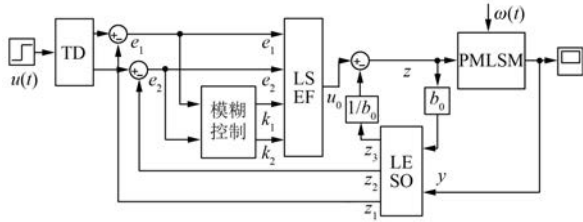


图4 模糊自抗扰仿真框图

在仿真中同步直线电机的模型参数为:电磁推力常数  $K_f = 124 \text{ N/A}$ ,黏滞常数  $B_v = 0.2 \text{ N} \cdot \text{s/m}$ ,电机运动部分质量  $M = 5 \text{ kg}$ ,单相电阻  $R_a = 5.3 \Omega$ ,单相电感  $L_q = 9 \text{ mH}$ ,极距  $\tau = 57 \text{ mm}$ ,极对数  $p_n = 1$ 。

根据直线电机的速度可设置TD中  $r = 200$ ,滤波因子  $h_0$  和数值积分步长  $h$  分别设置为  $h_0 = 0.01$  和  $h = 0.001$ ;LSEF中  $b_0 = K_f / MR_a \approx 4$ 。 $\beta_{01}$ 、 $\beta_{02}$ 、 $\beta_{03}$  参数可以根据如下的表达式进行确认<sup>[12]</sup>:

$$\begin{cases} \beta_{01} \approx 1/h \\ \beta_{02} \approx 1/(2.4h^2) \\ \beta_{03} \approx 1/(15.5h^3) \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $h$  为观测器的采样步长。

本文中取  $h = 0.001$ ,故取  $\beta_{01} \approx 1000$ ,  $\beta_{02} \approx 416000$ ,  $\beta_{03} \approx 64520000$ 。经过多次仿真,可设置LSEF初始参数  $\beta_1 = 10$  和  $\beta_2 = 200$ 。

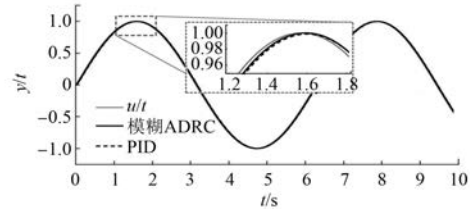
模糊控制器中各语言变量的论域、模糊子集、模糊论域、因子参数量化值如表2所示。

表2 参数量化表

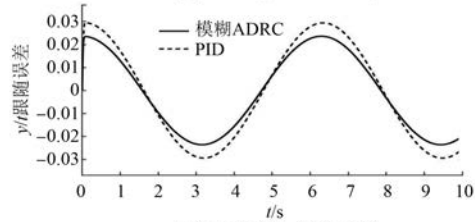
变量	$e_1$	$e_2$	$k_1$	$k_2$
论域	$[-0.1, 0.1]$	$[-0.5, 0.5]$	$[-0.5, 0.5]$	$[-0.5, 0.5]$
模糊子集	{NB, NS, 0, PS, PB}			
模糊论域	$[-3, 3]$	$[-3, 3]$	$[-3, 3]$	$[-3, 3]$
因子	30	6	1/6	1/6

分别用正弦信号  $\omega_1(t) = \sin(10t)$  和阶跃信号作为仿真输入。当仿真输入信号为阶跃信号时,为了验证系统的鲁棒性,分别在  $t = 0.4 \text{ s}$  加入脉冲扰动,幅值为 5,持续时间为 0.05 s,在  $t = 0.6 \sim 0.8 \text{ s}$  时加入  $\omega_2(t) = 5\sin(20t)$  的扰动信号,作为直线电机负载干扰和波动力及摩擦力波动。为了验证系统参数摄动时的控制效果,在各控制策略参数不变的情况下,改变部分电机参数(本

文中改变直线电机的电阻,改为  $R'_a = 10 \Omega$ )。通过仿真计算,给出了模糊ADRC的跟踪结果,并分别与传统PID控制器和经典ADRC进行了比较。仿真结果如图5~图8所示。

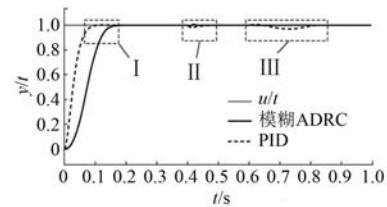


(a) 正弦输入响应曲线

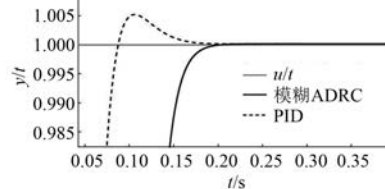


(b) 正弦输入误差曲线

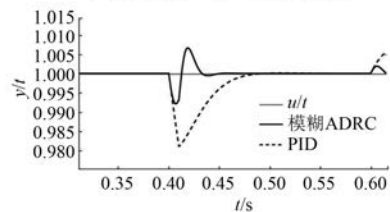
图5 正弦输入仿真结果



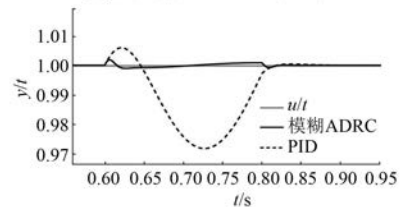
(a) 阶跃输入响应曲线



(b) 阶跃输入响应曲线局部图 I



(c) 阶跃输入响应曲线局部图 II



(d) 阶跃输入响应曲线局部图 III

图6 阶跃输入仿真结果

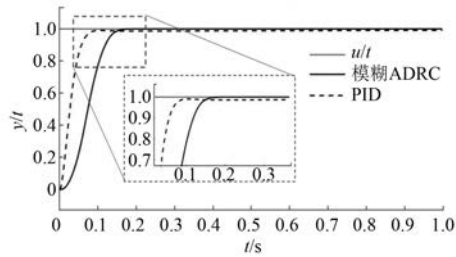


图7 系统参数摄动时仿真结果

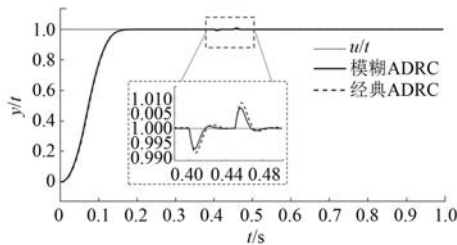


图8 模糊ADRC与经典ADRC比较

图5所示为系统输入正弦信号后的跟踪情况,从仿真结果可以看出,模糊ADRC比PID控制器减少了约20%的跟踪误差,可以实现更好的运动控制。图6(a)显示了输入为阶跃信号并在稳态后加入干扰信号的响应情况。从图6(b)可以看出,PID控制虽然具有较快的响应速度,但是引起了一定的超调,这在精密运动领域是需要避免的,而模糊ADRC基本没有超调出现,且与PID控制基本同时达到稳态(约0.2s),解决了快速性和超调的矛盾。图6(c)、图6(d)分别为系统在稳态时出现脉冲扰动和正弦干扰的响应情况,可以看出,与PID控制器相比,模糊ADRC在系统出现脉冲信号干扰和正弦信号干扰时分别减少了22.5%和90%的系统扰动量,且在更短的时间内回到稳态,说明模糊ADRC通过扰动观测和实时补偿具有更好的抗干扰性和鲁棒性。图7与图6(b)相比,可看出当系统参数出现摄动时,模糊ADRC的控制性能基本没有发生改变,而传统PID控制器偏离了稳态,与PID控制器相比,模糊ADRC对系统的参数摄动更不敏感。从图8可以看出,与经典ADRC相比,在相同的初始参数设定下,模糊ADRC具有更好的自适应能力。

#### 4 结 语

本文针对精密直线电机的运动控制中非线性

干扰因素较多和模型参数摄动的问题,设计了一种模糊ADRC,结合了模糊控制自适应强和自抗扰鲁棒性高的优点。通过仿真结果得出,与传统的PID算法相比较,模糊ADRC动态跟踪误差降低了20%,系统负载和波动力波动情况下可以分别减少22.5%和90%的扰动量,具有更高精度的动态跟随能力和更强的抗干扰及自适应能力,能够对具有模型参数摄动和非线性干扰等特点的直线电机运动系统进行有效的控制。

#### 【参考文献】

- [1] 刘阳阳,程国扬.直线电机位置伺服系统的增强复合非线性控制[J].电机与控制应用,2019,46(12): 22.
- [2] 施昕昕,黄家才,林健.基于自抗扰控制的新型直线电机轨迹跟踪研究[J].组合机床与自动化加工技术,2014(12): 119.
- [3] 唐传胜.永磁同步直线电机控制方法研究[D].成都:电子科技大学,2014.
- [4] 王利.现代直线电机关键控制技术及其应用研究[D].杭州:浙江大学,2012.
- [5] 李瑞朋.基于自抗扰控制技术的PMSM无传感器系统研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2019.
- [6] TAN K K, HUANG S N, LEE T H. Robust adaptive numerical compensation for friction and force ripple in permanent-magnet linear motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(1): 221.
- [7] SUNG C, HUANG Y. Based on direct thrust control for linear synchronous motor systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1629.
- [8] HUANG S J, LIN C C. A self-organising fuzzy logic controller for a coordinate machine[J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2002, 19(10): 736.
- [9] 韩京清.自抗扰控制技术: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.
- [10] TAN K K, TANG K Z, DOU H F, et al. Development of an integrated and open-architecture precision motion control system[J]. Control Engineering Practice, 2002, 10(7): 757.
- [11] TAN K K, LEE T H, HUANG S. Precision Motion Control [M]. 2nd ed. London: Springer, 2008.
- [12] 张国柱.一种直线电机伺服系统自抗扰控制器的设计方法[C]//第二十七届中国控制会议论文集, 2008.