

文章编号 1004-924X(2018)07-1749-09

## 自适应线性自抗扰控制器的设计

奚静思, 刘品宽\*, 丁 汉

(上海交通大学 机械与动力工程学院, 上海 200240)

**摘要:** 自抗扰控制器对于抑制不确定的扰动有良好的效果,但其控制器参数较多且整定困难。为了实现自适应的线性自抗扰控制器,对线性自抗扰控制器的参数整定策略展开了研究。首先,设计了基于观测误差的线性扩张观测器参数自适应整定算法。接着,设计了自抗扰控制器线性反馈环节的参数的自适应整定算法。最后,利用李雅普诺夫方法,证明上述自适应整定算法得到的参数可以保证扩张状态观测器的观测误差和被控系统最终输出误差都收敛至零。实验结果表明:精密气浮运动平台低速工况下,自适应线性自抗扰控制器的参数在 0.8 s 内即可迅速完成整定计算;线性扩张观测器观测误差绝对值小于 2 nm;被控精密气浮运动平台的速度波动不大于 5%。自适应线性自抗扰控制器实现了控制器参数在线整定,控制器的性能表现满足要求。

**关键词:** 自抗扰控制;自适应控制;参数整定;直线电机

**中图分类号:** TP394.1; TH691.9 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20182607.1749

## Design of an adaptive linear active disturbance rejection controller

XI Jing-si, LIU Pin-kuan\*, DING Han

(School of Mechanical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

\* Corresponding author, E-mail: pkliu@sjtu.edu.cn

**Abstract:** An Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) can suppress uncertain disturbances effectively; however, its parameter tuning is difficult. In order to develop an adaptive linear ADRC, the parameter tuning strategy of a linear ADRC was studied. First, an adaptive tuning algorithm based on observational errors was designed for a linear extended state observer. Then, an adaptive tuning algorithm for the parameters of the ADRC linear feedback component was designed. Finally, by using the Lyapunov method, it was proved that the parameters obtained by the above adaptive tuning algorithms ensure that both the observation errors of the extended state observer and the output errors of the controlled system converge to zero. Experimental results indicate that, under low velocity conditions, the parameters of the proposed linear ADRC can be quickly tuned within 0.8 s; the observational errors of the linear extended state observer are less than 2 nm, and the velocity fluctuations of the precision air-bearing platform are within 5%. The proposed adaptive linear ADRC performs online tuning of the controller parameters, and the controller performance is satisfactory.

**Key words:** Active Disturbance Rejection Controller(ADRC); adaptive controller; parameter tuning; linear motors

收稿日期:2018-03-06;修订日期:2018-04-16.

基金项目:国家科技挑战计划资助项目(No. JCKY2016212A506-0105)

## 1 引言

针对不确定系统的控制器设计是自动控制研究领域的重要组成部分。自抗扰控制器 (Active Disturbance Rejection Controller, ADRC) 抗干扰性能好且控制器结构简单<sup>[1-3]</sup>, 近年来已被广泛研究和应用于诸多领域<sup>[4-10]</sup>。其特点是通过扩张状态观测器实时、主动地估计和补偿总的不确定性(或总干扰), 并利用反馈控制器将所有的不确定干扰在系统中整合补偿<sup>[11-12]</sup>。然而, 传统的自抗扰控制器中包含了很多非线性元件, 其参数整定过程十分复杂, 成为自抗扰控制算法被广泛应用的主要障碍。相应的, 自抗扰控制器的参数优化近年来成为了研究热点。

Visioli 在自抗扰控制器中成功地采用了遗传算法来搜索控制器参数的最优值<sup>[13]</sup>。Ma 等人结合带精英策略的非支配排序的遗传算法和非线性最小二乘算法对自抗扰控制器参数进行调整, 具有良好的性能和较强的鲁棒性<sup>[14]</sup>。然而, 遗传算法在自抗扰控制器参数整定策略上存在一些不足: 遗传算法中的编码不准确及不可编码片段会给调整策略的准确性和实用性带来不利影响; 且遗传算法易陷入局部收敛, 导致参数整定效果不佳; 遗传算法本身计算量巨大, 计算效率低。Zhao 基于现有的 PID 参数对多变量自抗扰控制器进行了调节<sup>[15]</sup>, Fu 和 Wen 提出了一种基于被控设备已知信息的线性自抗扰控制器参数整定算法<sup>[16]</sup>。上述两种调节算法在控制器输出性能上取得了令人满意的结果, 但是这两种算法都需要被控设备或控制器本身的信息, 这需要大量的辨识和初始化工作。

魏伟等人设计了线性自抗扰控制的有限时间参数整定算法<sup>[17]</sup>, 不过算法结构过于简单, 仅考虑了阶跃响应情况, 不够全面。傅彩芬和谭文基于高阶控制器通过零极点配置方法设计了线性自抗扰控制器参数的整定方法<sup>[18]</sup>, 不过该方法不能适用于在线参数整定。张鋈豪和张文安设计了基于带宽的线性自抗扰控制器参数整定方法<sup>[19]</sup>, 该方法同样不能用于实时的在线参数整定。梁青等设计了线性自抗扰控制器的  $b_0$  参数整定策略<sup>[20]</sup>, 解决了线性自抗扰控制器参数整定的部分问题, 但并未解决除  $b_0$  以外的其余线性自抗扰控制器参数的整定问题。

高志强等引入线性自抗扰控制器 (Linear ADRC, LADRC)<sup>[11,21]</sup>, 其中采用了线性扩张状态观测器和线性状态反馈控制器。高志强等提出了一种基于系统带宽参数化算法的线性扩张状态观测器参数的简化调整策略<sup>[21]</sup>, 成功地减少了需要整定的参数数量。高志强等虽然减少了线性扩张状态观测器的参数数量, 但剩余参数仍需手动进行整定, 剩余的整定工作依然复杂艰巨。

为了实现具有参数实时在线整定能力的自适应线性自抗扰控制器, 本文基于观测器观测误差和被控系统输出误差设计了一种自适应线性自抗扰控制器, 解决了线性反馈环节和经过简化后的线性扩张状态观测器环节的多个参数在线实时地自适应自整定的问题, 并利用李雅普诺夫方法证明了上述参数整定算法的稳定性。

## 2 自适应线性自抗扰控制器结构

图 1 为线性自抗扰控制器结构原理图。它主要由微分跟踪器 (Tracking Differentiator, TD)、线性反馈环节 (Linear Feedback, LF) 和线性扩张观测器 (Linear Extended State Observer, LESO) 组成。微分跟踪器用于安排控制系统过渡环节, 并生成控制器系统输入的差分信号; 线性扩张状态观测器是线性自抗扰控制器的关键环节, 其作用是对系统状态、误差变化和外界干扰做出准确地估计; 线性反馈环节则基于非线性微分跟踪器和线性扩张状态观测器的输出计算得到线性自抗扰控制器的输出。

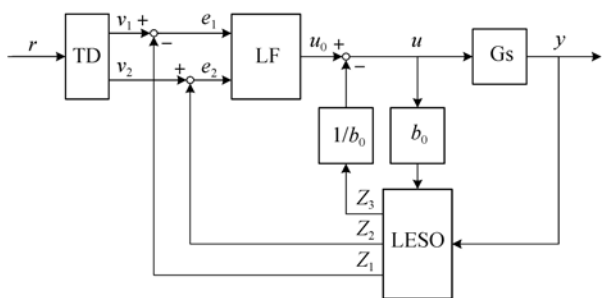


图 1 线性自抗扰控制器结构原理图

Fig. 1 Block diagram of LADRC

图 1 中, LESO 为三阶线性扩张状态观测器,  $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$  是 LESO 的观测输出;  $r$  是系统控制指令输入,  $u$  是线性自抗扰控制器的输出,  $G_s$  是被控对象,  $y$  是系统输出。用于实现图 1 中线性自抗扰

控制器的离散型计算算法如下:

TD:

$$\begin{cases} fh = fhan[v_1(k) - r(k), v_2(k), r, 20h] \\ v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + fh \end{cases}, \quad (1)$$

其中:  $r$  是微分跟踪器的输入信号;  $v_1$  和  $v_2$  是微分跟踪器的输出信号;  $h$  是控制系统采样步长;  $r$  名为速度因子, 其决定了过渡过程的速度; “fhan” 名为最速控制综合函数, 该函数定义参见公式(2)和(3):

$$fsg(x, d) = \frac{\text{sign}(x+d) - \text{sign}(x-d)}{2}, \quad (2)$$

$$\begin{cases} d = rh^2 \\ a_0 = hv_2 \\ y = v_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d+8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ fhan = -\frac{ra}{d}fsg(a, d) - r\text{sign}(a)(1 - fsg(a, d)) \end{cases}. \quad (3)$$

LESO:

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_1 e(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h(z_2(k) - \beta_2 e(k)) + b_0 u(k) \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_3 e(k) \end{cases}, \quad (4)$$

其中:  $u$  和  $y$  是 LESO 的输入信号;  $z_1$ 、 $z_2$  和  $z_3$  是 LESO 的预测输出;  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  和  $\beta_3$  是 LESO 的参数;  $b_0$  是由被控对象特性和参数决定的常量参数。

LF:

$$\begin{cases} e_1(k) = v_1(k) - z_1(k) \\ e_2(k) = v_2(k) - z_2(k) \\ u_0(k) = \beta_{01} e_1(k) + \beta_{02} e_2(k) \\ u(k) = u_0(k) - \frac{z_3(k)}{b_0} \end{cases}, \quad (5)$$

其中:  $e_1$  和  $e_2$  是线性反馈环节的输入信号;  $u$  是线性反馈环节的输出;  $\beta_{01}$  和  $\beta_{02}$  是线性反馈环节的增益参数。

整个 LADRC 控制器共包含 8 个参数,  $r$ 、 $h$ 、 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$ 、 $b_0$ 、 $\beta_{01}$  和  $\beta_{02}$ 。其中, 控制器采样步长  $h$  是给予控制器采样频率的常数,  $b_0$  是由被控对象特性和参数决定的常量参数。通常情况下, 1 个足够大的  $r$  参数可以一直保证微分跟踪器环节有令人满意的性能表现, 因此  $r$  参数非常容易整定。综上所述, LADRC 控制器的参数整定工作, 应主

要集中于 LESO 环节的参数  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  和  $\beta_3$ , 和线性反馈环节的参数  $\beta_{01}$  和  $\beta_{02}$ 。

### 3 线性自抗扰控制器参数整定算法

#### 3.1 线性扩张状态观测器参数整定

克利夫兰州立大学的高志强教授提出了基于系统带宽参数化算法的 LESO 参数简化整定策略<sup>[19]</sup>。基于该简化策略, 对于公式(4)中所列出的离散型三阶线性扩张状态观测器而言, 三个参数  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  和  $\beta_3$  可被简化如下:

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega \\ \beta_2 = 3\omega^2 \\ \beta_3 = \omega^3 \end{cases}, \quad (6)$$

基于公式(6), 则 LESO 参数  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  和  $\beta_3$  的整定即等同于对新参数  $\omega$  的整定。在此, 引入公式(7)用于计算  $\omega(k)$ :

$$\omega(k) = e^{\eta_\omega(k)}. \quad (7)$$

定义 LESO 环节的指令观测误差为:

$$\hat{e}(k) = z_1(k) - r(k-1), \quad (8)$$

其中  $r(k-1)$  是第  $(k-1)$  时刻 LADRC 控制器接收的指令值。基于公式(8), 定义:

$$\hat{e}(k+1) = \hat{e}(k) + \Delta\hat{e}(k+1), \quad (9)$$

则定理 1 可以证明采用公式(10)提出的  $\eta_\omega(k)$  更新算法可保证 LESO 模块的指令观测误差的收敛性。

定理 1: 令  $0 < K_\omega(k) < 2$ , 并采用公式(10)作为  $\eta_\omega(k)$  的更新算法:

$$\eta_\omega(k+1) = \eta_\omega(k) + K_\omega(k) \frac{1}{3h\omega(k)} \times \left[ 1 - \frac{1}{1 - 3h\omega(k)} \frac{\partial r(k)}{\partial y(k)} \right]^{-1} \frac{\hat{e}(k)}{e(k)}, \quad (10)$$

则方程:

$$V_\omega(k) = \hat{e}^2(k), \quad (11)$$

是保证 LESO 环节预测输出误差  $\hat{e}(k)$  可收敛至 0 的李雅普诺夫函数。

证明过程如下:

参考公式(9)和(11),  $\Delta V_\omega(k+1)$  可表示为:

$$\begin{aligned} \Delta V_\omega(k+1) &= V_\omega(k+1) - V_\omega(k) = \\ &= \hat{e}^2(k+1) - \hat{e}^2(k) = \\ &= 2\hat{e}(k)\Delta\hat{e}(k+1) + \Delta\hat{e}^2(k+1). \end{aligned} \quad (12)$$

在公式(12)中,  $\Delta\hat{e}^2(k+1)$  可被进一步写为:

$$\begin{aligned} \Delta\hat{e}(k+1) &= \frac{\partial \hat{e}(k+1)}{\partial k} = \frac{\partial [z_1(k+1) - \hat{y}(k)]}{\partial z_1(k+1)} \cdot \\ &= \frac{\partial z_1(k+1)}{\partial \omega(k)} \cdot \frac{\partial \omega(k)}{\partial \eta_\omega(k)} \cdot \frac{\partial \eta_\omega(k)}{\partial k}, \end{aligned} \quad (13)$$

其中基于公式(4),有:

$$\frac{\partial r(k)}{\partial z_1(k+1)} = \frac{\partial r(k)}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial z_1(k+1)} =$$

$$\frac{1}{1-3h\omega(k)} \cdot \frac{\partial r(k)}{\partial y(k)} \frac{\partial z_1(k+1)}{\partial \omega(k)} = -3he(k),$$
(14)

基于公式(7),有:

$$\frac{\partial \omega(k)}{\partial \eta_\omega(k)} = \omega(k),$$
(15)

基于公式(10),有:

$$\frac{\partial \eta_\omega(k)}{\partial k} = \eta_\omega(k+1) - \eta_\omega(k) = K_\omega(k) \frac{1}{3h\omega(k)} \times$$

$$\left[ 1 - \frac{1}{1-3h\omega(k)} \cdot \frac{\partial r(k)}{\partial y(k)} \right]^{-1} \hat{e}(k) \cdot e(k). \quad (16)$$

综合考虑公式(12)~(16)可得:

$$\Delta V_\omega(k+1) = 2\hat{e}(k)\Delta\hat{e}(k+1) + \Delta\hat{e}^2(k+1) =$$

$$-2\hat{e}^2(k)K_\omega(k) + K_\omega^2(k)\hat{e}^2(k) =$$

$$-\hat{e}^2(k)K_\omega(k)[2-K_\omega(k)]. \quad (17)$$

分析公式(17)可知:在保证  $0 < K_\omega(k) < 2$  的情况下,  $\Delta V_\omega(k+1)$  将一直为负;在此条件下,根据李雅普诺夫定理,可保证:在公式(10)被用作  $\eta_\omega(k)$  更新算法时,LESO 环节的指令观测误差  $\hat{e}(k)$  可收敛至 0。

通过以上证明,容易注意到定理 1 中,学习速率  $K_\omega(k)$  在整个  $\eta_\omega(k)$  的参数更新算法中扮演了极为重要的角色。总体上讲,越大的  $K_\omega(k)$  会使得 LESO 环节输出的收敛速度越快,但也同时会导致超调的出现;相反的,相对较小的  $K_\omega(k)$  会明显降低 LESO 环节输出的收敛速度,但会保证 LESO 环节输出没有超调。通常,由于缺少系统的学术指导,学习速率  $K_\omega(k)$  的整定过程一般是通过经验公式和方法进行调整的。针对于上述 LESO 环节,本文设计了如下的  $K_\omega(k)$  参数调整经验规则:

如果  $|\hat{e}(k)| < T_\omega$ , 则学习速率  $K_\omega(k)$  下降:

$$K_\omega(k+1) = f_{dec} K_\omega(k),$$

其中:  $f_{dec}$  是预先设定的降速参数,  $T_\omega$  是预设的阈值。

与此同时,LESO 参数  $\omega(k)$  通过公式(7)和(10)进行更新。

如果  $|\hat{e}(k)| \geq T_\omega$ , 则学习速率  $K_\omega(k)$  上升:

$$K_\omega(k+1) = f_{inc} K_\omega(k),$$

其中:  $f_{inc}$  是预先设定的提速参数,  $T_\omega$  是预设的阈值。

### 3.2 线性反馈模块参数整定

参考图 1 中的 LADRC 控制器和公式(5),则

线性反馈环节可用如下公式表达:

$$u(k) = \beta_{01} e_1(k) + \beta_{02} e_2(k) + \frac{z_3(k)}{b_0}. \quad (18)$$

定义:

$$\beta(k) = [\beta_{01}(k) \quad \beta_{02}(k)], \quad (19)$$

其中  $\beta(k)$  是线性反馈环节的参数矩阵。

定义:

$$e(k) = [e_1(k) \quad e_2(k)], \quad (20)$$

其中  $e_1(k)$  和  $e_2(k)$  是线性反馈环节的输入信号。

考虑到线性反馈环节的工作原理,其参数  $\beta_{01}(k)$  和  $\beta_{02}(k)$  通常情况下将会是常正或常负的,因此引入公式(21)用于计算  $\beta(k)$ 。

$$\beta_i(k) = \begin{cases} e^{\eta_i(k)}, & k_i(k) \geq 0 \\ -e^{\eta_i(k)}, & k_i(k) < 0 \end{cases}, i=01 \sim 02, \quad (21)$$

其中,每个  $\eta_i(k)$  都是实数。则通过对参数  $\eta_i(k)$  的在线整定,即可通过公式(21)实现对线性反馈环节参数进行实时计算和在线整定的目标。

定义:

$$\eta(k) = [\eta_{01}(k) \quad \eta_{02}(k)], \quad (22)$$

为了保证在  $\eta(k)$  中的参数可以使被控系统的输出误差收敛至零的前提下实时有效的在线更新  $\eta(k)$ , 定义:

$$e_r(k+1) = e_r(k) + \Delta e_r(k),$$

$$e_r(k) = r(k-1) - y(k), \quad (23)$$

其中  $e_r(k)$  记为系统跟踪误差。在此基础上,定理 2 可以证明采用公式(24)提出的  $\eta(k)$  更新算法可以保证控制器跟踪误差的收敛性。

定理 2: 令  $0 < K_i(k) < 2, i=01 \sim 02$ , 并采用公式(24)作为  $\eta(k)$  的更新算法:

$$\eta(k+1) = \eta(k) + \alpha(k) \mathbf{K}(k) \boldsymbol{\gamma}^{-1}(k) \frac{\mathbf{e}(k)^T e_r(k)}{\mathbf{e}(k) \mathbf{e}(k)^T}, \quad (24)$$

在公式(24)中,定义:

$$\alpha(k) = \frac{\partial u(k)}{\partial y(k)},$$

$$\boldsymbol{\gamma}(k) = \frac{\partial \beta(k)}{\partial \eta(k)},$$

$$\mathbf{K}(k) = \begin{bmatrix} K_{01}(k) & \\ & K_{02}(k) \end{bmatrix},$$

则方程:

$$V(k) = e_r^2(k), \quad (25)$$

是保证被控系统跟踪误差  $e_r(k)$  可收敛至 0 的李雅普诺夫函数。

证明过程如下:

参考公式(23)和公式(25), $\Delta V(k+1)$ 可被表示为:

$$\begin{aligned} \Delta V(k+1) &= V(k+1) - V(k) = \\ & e_r^2(k+1) - e_r^2(k) = \\ & 2e_r(k)\Delta e_r(k+1) + \Delta e_r^2(k+1). \end{aligned} \quad (26)$$

在公式(26)中, $\Delta e_r(k+1)$ 可进一步写为:

$$\Delta e_r(k) = \frac{\partial e_r(k)}{\partial k} = \frac{\partial [r(k-1) - y(k)]}{\partial u(k)}$$

$$\frac{\partial u(k)}{\partial \beta(k)} \frac{\partial \beta(k)}{\partial \eta(k)} \cdot \frac{\partial \eta(k)}{\partial k} = -\frac{1}{\alpha(k)} \cdot \frac{\partial u(k)}{\partial \beta(k)} \beta(k) \frac{\partial \eta(k)}{\partial k}. \quad (27)$$

综合考虑公式(18)~(20),有:

$$\frac{\partial u(k)}{\partial \beta(k)} = e(k). \quad (28)$$

公式(24)可变形为:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \eta(k)}{\partial k} &= \eta(k+1) - \eta(k) = \\ & \alpha(k) \mathbf{K}(k) \gamma^{-1}(k) \frac{e(k)^T e_r(k)}{e(k)^T e(k)}. \end{aligned} \quad (29)$$

联立公式(20)和(26)~(29), $\Delta V(k+1)$ 可通过如下公式计算:

$$\begin{aligned} \Delta V(k+1) &= -2e_r^2(k) e(k) \mathbf{K}(k) \frac{e(k)^T}{e(k)^T e(k)} + \\ & e_r^2(k) \left[ e(k) \mathbf{K}(k) \frac{e(k)^T}{e(k)^T e(k)} \right]^2 = \\ & -2e_r^2(k) \frac{K_{01} e_1^2(k) + K_{02} e_1^2(k)}{e_1^2(k) + e_1^2(k)} + \\ & e_r^2(k) \left[ \frac{K_{01} e_1^2(k) + K_{02} e_1^2(k)}{e_1^2(k) + e_1^2(k)} \right]^2 = \\ & -e_r^2(k) \frac{K_{01} e_1^2(k) + K_{02} e_1^2(k)}{e_1^2(k) + e_1^2(k)} \times \\ & \frac{(2 - K_{01}) e_1^2(k) + (2 - K_{02}) e_1^2(k)}{e_1^2(k) + e_1^2(k)}. \end{aligned} \quad (30)$$

分析公式(17)可知:在保证  $0 < K_i(k) < 2$ ,  $i=01 \sim 02$  的情况下, $\Delta V(k+1)$ 将一直为负;在此条件下,根据李雅普诺夫定理,可保证:在公式(24)被用作  $\eta(k)$ 更新算法时,被控系统的跟踪误差  $e_r(k)$ 可收敛至 0。

与 3.1 小节中参数  $\omega(k)$ 的整定算法中相类似,学习速率矩阵  $\mathbf{K}(k)$ 将采用如下的更新策略。其中是被控系统输出速度误差的绝对值。

当  $|e_r(k)| < T_K$ 时,则  $K_{01}$ 学习速率下降,  $K_{02}$ 学习速率上升, $\beta(k)$ 参数保持不变;

当  $|e_r(k)| \geq T_K$ 时,若  $\text{sng}[r(k)] * e_r(k) \geq 0$ ,  $K_{01}$ 学习速率上升,反之则  $K_{01}$ 学习速率下降,  $\beta(k)$ 参数依据公式(21)进行更新;

当  $|e_r(k)| \geq T_K$ 时,若  $\text{sng}[e_r(k)] * e_r(k) \geq 0$ ,  $K_{02}$ 学习速率上升,反之则  $K_{02}$ 学习速率下降,  $\beta(k)$ 参数依据公式(21)进行更新;

学习速率上升时,采用如下公式计算  $\mathbf{K}(k)$ :

$$K_i(k+1) = f_{\text{inc}} K_i(k),$$

其中  $f_{\text{inc}}$ 是预设的提速参数,  $i=01 \sim 02$ ;

学习速率下降时,采用如下公式计算  $\mathbf{K}(k)$ :

$$K_i(k+1) = f_{\text{dec}} K_i(k),$$

其中  $f_{\text{dec}}$ 是预设的降速参数,  $i=01 \sim 02$ 。

### 3.3 自适应线性自抗扰控制器

结合 3.1 与 3.2 小节中的内容,即可得到本文设计的完整的自适应线性自抗扰控制器。该控制器的完整系统框图如图 2 所示。图中,LADRC 是线性自抗扰控制器, $r$ 是位置指令, $v^*$ 是速度指令, $u$ 是自适应线性自抗扰控制器的输出, $y$ 是系统输出。光栅尺检测被控平台的位置输出信号,并反馈给线性扩张状态观测器和参数整定算法,参数整定算法则依据系统输入、输出、反馈和各种中间变量自适应的计算和整定线性自抗扰控制器的参数  $\omega, \beta_{01}$ 和  $\beta_{02}$ 。

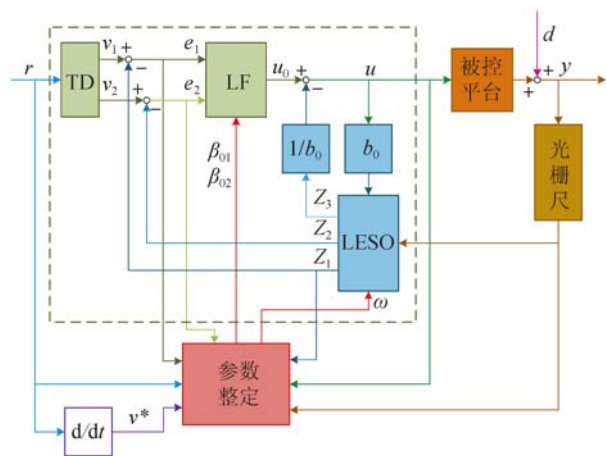


图 2 自适应线性自抗扰控制器系统框图

Fig. 2 Block diagram of adaptive LADRC

## 4 实验与结果

为了验证本文设计具有实时在线参数整定功能的自适应线性自抗扰控制器性能,采用图 3 中的无铁芯永磁同步直线电机驱动的单自由度超精密气浮运动平台,进行了两组低速匀速直线运动实验,实验中速度指令分别为 0.05 mm/s 和 0.1 mm/s。实验系统主要参数和 LADRC 部分参数值见表 1。

表 1 实验系统主要参数

Tab. 1 Specifications of experimental system

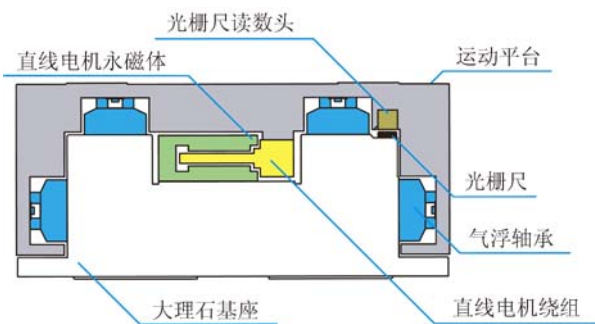
实验系统	
平台行程/mm	100
动平台质量/kg	14.35
驱动器型号	VAREDAN LA-500
控制器型号	dSPACE DS1103
直线电机驱动电压/V	55
直线电机力常数/(N·A <sup>-1</sup> m)	32.3
光栅尺分辨率/nm	7.812 5
LADRC	
$h$	0.000 1
$b_0$	32.3
$r$	2 000
采样频率/kHz	10

本小节将依据两组低速匀速直线运动实验结果,对自适应线性自抗扰控制器的参数整定速度、LESO 环节的观测误差和实验系统的输出速度误差结果进行讨论。



(a)运动平台实物图

(a)Picture of motion stage



(b)运动平台切面图

(b)Cut-away view of motion stage

图 3 单自由度超精密气浮运动平台

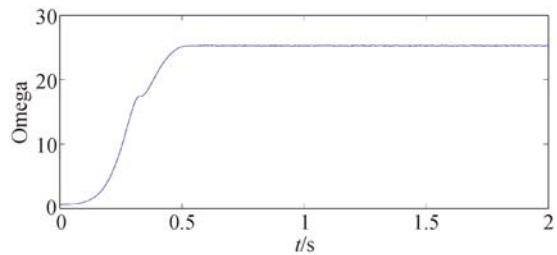
Fig. 3 Ultra-precision linear nano motion stage

### 4.1 LADRC 参数整定结果

图 4 所示为两组低速匀速直线运动实验中,LESO 环节  $\omega(k)$  参数的整定结果。

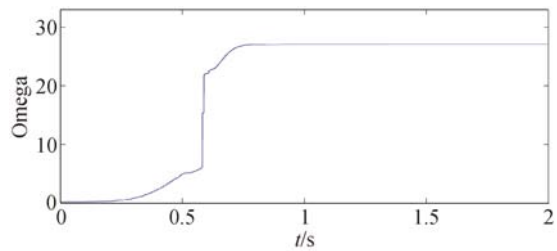
图 4(a)中曲线显示,0.05 mm/s 实验中,参数  $\omega(k)$  的整定结果在实验的前 0.6 s 内快速变动,最后稳定在 24.9~25.3 范围内小幅度波动。

图 4(b)中曲线显示,0.1 mm/s 实验中,参数  $\omega(k)$  的整定结果在实验的前 0.8 s 内快速变动,最后稳定在 27.0~27.3 范围内小幅度波动。



(a)速度指令:0.05 mm/s

(a)Velocity command: 0.05 mm/s



(b)速度指令:0.1 mm/s

(b)Velocity command: 0.1 mm/s

图 4 LESO 环节  $\omega(k)$  参数的整定结果

Fig. 4 Tuning results of the LESO  $\omega(k)$  parameter

图 5 所示为两组低速匀速直线运动实验中,线性反馈环节中  $\beta(k)$  参数的整定结果。

图 5(a)中曲线显示,0.05 mm/s 实验中, $\beta_{01}$  参数值在实验的前 0.2 s 内快速整定,最后稳定在较大幅度内波动; $\beta_{02}$  参数值在整定初始化后稳定在 265~280 的范围内波动。

图 5(b)中曲线显示,0.1 mm/s 实验中, $\beta_{01}$  和  $\beta_{02}$  参数值均在实验的前 0.2 s 内快速整定,最后稳定在较大幅度内波动。

综合图 4 和图 5 可知,本文设计的自适应线性自抗扰控制器,其参数在线实时整定性能表现良好,所有需整定的参数均在 0.8 s 以内完成整定计算。

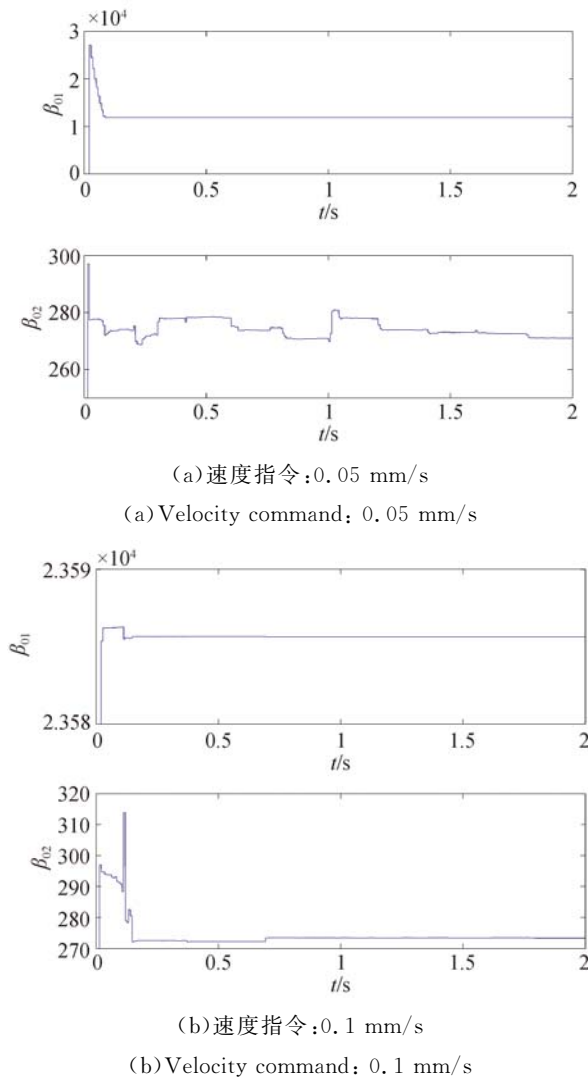


图 5 线性反馈环节  $\beta(k)$  参数的整定结果

Fig. 5 Tuning results of the linear feedback  $\beta(k)$  parameter

#### 4.2 LESO 观测误差

图 6 所示为两组低速匀速直线运动实验中, LESO 环节中观测误差  $e(k)$  的结果。

图 6(a)中曲线显示,0.05 mm/s 实验中,实验开始 0.8 s 以内,LESO 参数整定完毕之前,观测误差一直在大幅快速波动;LESO 参数整定完毕后,观测误差稳定在  $0 \sim -1 \times 10^{-6}$  mm 范围内波动,LESO 环节性能表现良好。

图 6(b)中曲线显示,0.1 mm/s 实验中,实验开始 0.8 s 以内,LESO 参数整定完毕之前,观测误差一直在大幅快速波动;LESO 参数整定完毕后,观测误差稳定在  $0 \sim -1.3 \times 10^{-6}$  mm 范围内波动,LESO 环节性能表现良好。

综合图 6 中的实验结果可知,经过参数在线实时整定的 LESO 环节性能表现良好,从而说明了 LESO 环节的  $\omega(k)$  参数整定算法是正确可靠的。

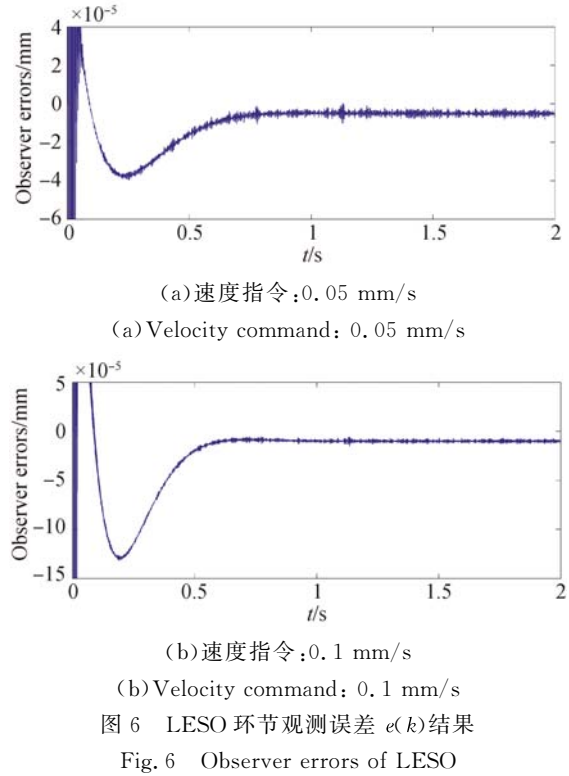


图 6 LESO 环节观测误差  $e(k)$  结果

Fig. 6 Observer errors of LESO

#### 4.3 LADRC 速度输出误差

图 7 所示为两组低速匀速直线运动实验中,实验平台最终速度输出误差的结果。

图 7(a)中曲线显示,0.05 mm/s 实验中,实验开始 0.8 s 以内,LADRC 全部参数整定完毕之前,实验平台最终速度输出误差一直在大幅快速波动;LADRC 全部参数整定完毕后,实验平台最终速度输出误差稳定在  $\pm 2.4 \times 10^{-3}$  mm/s 和范围内波动,对应的速度波动不大于 4.8%,LADRC 控制器性能表现良好。

图 7(b)中曲线显示,0.1 mm/s 实验中,实验开始 0.8 s 以内,LADRC 全部参数整定完毕之前,实验平台最终速度输出误差一直在大幅快速波动;LADRC 全部参数整定完毕后,实验平台最终速度输出误差稳定在  $\pm 4.6 \times 10^{-3}$  mm/s 范围内波动,对应的速度波动不大于 4.6%,LADRC 控制器性能表现良好。

综合图 7 中的实验结果可知,经过参数在线实时整定的 LADRC 控制器性能表现良好,从而说明了 LADRC 全部参数整定算法是正确可靠的。

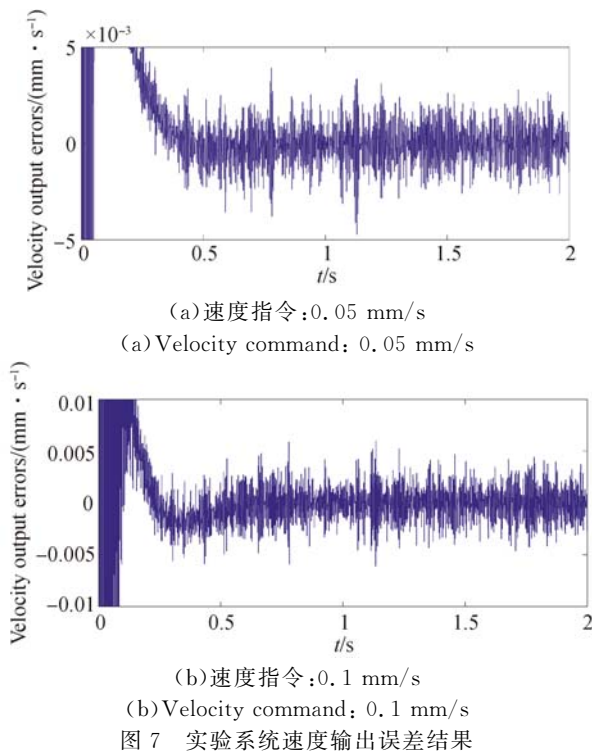


图 7 实验系统速度输出误差结果

Fig. 7 Velocity output errors of the experimental system

## 参考文献:

- [1] 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, 2008:1-358.  
HAN J Q. *Active Disturbance Rejection Control Technique-the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [2] HAN J Q. From PID technique to active disturbances rejection control technique [J]. *Basic Automation*, 2002.
- [3] HAN J Q. Auto disturbances rejection control technique [J]. *Frontier Science*, 2007.
- [4] 周涛. 永磁同步电机调速系统的自抗扰控制[J]. 光学精密工程, 2016, 24(3):582-589.  
ZHOU T. Active disturbance rejection control of speed governing system for PMSM [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24(3):582-589. (in Chinese)
- [5] SUN L, LI D, HU K, *et al.*. On tuning and practical implementation of active disturbance rejection controller; a case study from a regenerative heater in a 1 000 MW power plant[J]. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 2016, 55 (23): 6686-6695.
- [6] 丛爽, 孙光立, 邓科, 等. 陀螺稳定平台扰动的自抗扰及其滤波控制[J]. 光学精密工程, 2016, 24 (1):169-177.  
CONG SH, SUN G L, DENG K, *et al.*. Active disturbance rejection and filter control of gyro-stabilized platform [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24 (1):169-177. (in Chinese)
- [7] 崔宁, 陈兴林, 曹开锐, 等. 空间光通信跟踪系统的模糊自抗扰控制[J]. 光学精密工程, 2015, 23 (5):1394-1400.  
CUI N, LIN X L, CAO K R, *et al.*. Fuzzy active disturbance rejection control of fine tracking system for free space optical communication [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(5):1394-1400. (in Chinese)
- [8] 魏伟, 戴明, 李嘉全, 等. 航空光电稳定平台的自抗扰控制系统[J]. 光学精密工程, 2015, 23(8): 2296-2305.  
WEI W, DAI M, LI J Q, *et al.*. ADRC control system for airborne opto-electronic platform [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(8):2296-2305. (in Chinese)
- [9] 王婉婷, 郭劲, 姜振华, 等. 光电跟踪自抗扰控制技术研究[J]. 红外与激光工程, 2017, 46(2):204-211.  
WANG W T, GUO J, JIANG ZH H, *et al.*. Study on photoelectric tracking system based on ADRC [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2017, 46 (2):204-211. (in Chinese)
- [10] 殷宗迪, 董浩, 史文杰, 等. 精确模型辨识的光电平台自抗扰控制器[J]. 红外与激光工程, 2017,

## 5 结 论

本文针对自抗扰控制器参数多, 整定困难的问题, 设计了一种自适应的线性自抗扰控制器。该控制器可实现线性扩张状态观测器和线性反馈环节参数的在线实时自适应整定工作。基于系统的指令输入, 观测器观测误差, 系统输出误差, 设计了控制器参数自整定算法, 并依据李雅普诺夫方法对自整定算法的收敛性进行了证明。实验结果证明:精密气浮运动平台低速工况下, 自适应线性自抗扰控制器的参数在 0.8 s 内即可迅速完成整定计算; 线性扩张观测器观测误差绝对值小于 2 nm; 被控精密气浮运动平台的速度波动不大于 5%。本文设计的自适应线性自抗扰控制器实现了控制器参数实时在线快速整定, 该控制器的性能表现满足要求。

- 46(9):308-313.
- DUAN Z D, DONG H, SHI W J, *et al.*. Active disturbance rejection controller of opto-electronic platform based on precision model identification [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2017, 46(9):308-313. (in Chinese)
- [11] GAO Z Q. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design [C]. *American Control Conference*. IEEE, 2006:7-8.
- [12] HUANG Y, XUE W C. Active disturbance rejection control: methodology, applications and theoretical analysis [J]. *Journal of Systems Science & Mathematical Sciences*, 2012.
- [13] VISIOLI A. Fuzzy logic based set-point weight tuning of PID controllers [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part A: Systems and Humans*, 1999, 29(6):587-592.
- [14] MA Q, XV D P, SHI Y T. ADRC with synthesis tuning algorithm for superheating steam temperature of CFBB [C]. *International Conference on Machine Learning and Cybernetics*. IEEE, 2008: 2251-2256.
- [15] ZHAO C, LI D, HUANG C E. Tuning ADRC for multi-variable system based on existing PID parameters [J]. *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2016: 1802-1807.
- [16] FU C, TAN W. Tuning of linear ADRC with known plant information [J]. *Isa Trans*, 2016, 65:384-393.
- [17] 魏伟, 王蒙, 李东海, 等. 线性自抗扰控制的有闲时间参数整定[C]. 第27届中国过程控制会议, 2016:94.
- WEI W, WANG M, LI D H, *et al.*. Finite time parameter tuning of linear active disturbance rejection controller [C]. *The 27th Chinese Process Control Conference*, 2016:94. (in Chinese)
- [18] 傅彩芬, 谭文. 基于高阶控制器设计的线性自抗扰控制参数调整[J]. *控制理论与应用*, 2017, 34(2):265-272.
- WU C F and TAN W. Parameters tuning of linear active disturbance rejection control based on high order controller design [J]. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(2):265-272. (in Chinese)
- [19] 张鋆豪, 张文安. 磁悬浮球系统的线性自抗扰控制与参数整定[J]. *系统科学与数学*, 2017, 37(8):1741-1756.
- ZHANG J H and ZHANG W A. Linear active disturbance rejection control to magnetic levitation ball system and parameters tuning [J]. *J. Sys. Sci. & Math. Scis*, 2017, 37(8):1741-1756. (in Chinese)
- [20] 梁青, 王传榜, 潘金文, 等. 线性自抗扰控制参数 $b_0$ 辨识及参数整定规律[J]. *控制与决策*, 2015, 30(9):1691-1695.
- LIANG Q, WANG CH B, PAN J W, *et al.*. Parameter identification of  $b_0$  and parameter tuning law in linear active disturbance rejection control [J]. *Control and Decision*, 2015, 30(9):1691-1695. (in Chinese)
- [21] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]. *IEEE American Control Conference. Proceedings of the. IEEE*, 2003:4989-4996.

## 作者简介:



奚静思(1988—),男,河北昌黎人,博士研究生,2010年于上海交通大学获得学士学位,主要从事精密定位和精密电机驱动方面的研究。E-mail: JonathanXee@vip.qq.com



刘品宽(1969—),男,湖北天门人,研究员,博士生导师,2003年于哈尔滨工业大学获得博士学位,主要从事纳米级微定位技术、微操作机器人,电子制造中的高速高精度定位与操纵,以及纳米制造中的精密驱动与控制等方向的研究。E-mail: pkliu@sjtu.edu.cn

## 导师简介:



丁汉(1963—),男,安徽枞阳人,中国科学院院士,教授,博士生导师,1982年于长安大学获得学士学位,1985年于武汉理工大学获得硕士学位,1989年于华中科技大学获得博士学位,主要从事数字制造理论与技术研究。E-mail: hding@sjtu.edu.cn