

# 基于噪声抑制的电液位置伺服系统自抗扰控制方法

张祝新<sup>1,2</sup> 孙辉亮<sup>1,2</sup> 王立新<sup>2,3</sup> 李金泽<sup>2,3</sup> 赵丁选<sup>2,3</sup>

(1. 燕山大学车辆与能源学院, 秦皇岛 066004; 2. 河北省特种运载装备重点实验室, 秦皇岛 066004;

3. 燕山大学机械工程学院, 秦皇岛 066004)

**摘要:** 测量噪声对扩张状态观测器带宽的限制是影响电液伺服系统自抗扰位置控制器性能的关键问题。为此, 提出了一种基于噪声抑制扩张状态观测器的改进自抗扰控制方法。建立电液伺服系统非线性模型, 通过坐标变换构造链式积分器结构, 明确电液伺服系统“总扰动”。引入低通滤波器抑制高频测量噪声, 利用滤波后的位置信号构建改进型扩张状态观测器, 补偿滤波器导致的相位滞后, 分离状态反馈与扰动估计, 增加新的扰动估计调节参数, 调和观测器高带宽、高估计性能与噪声放大间的矛盾。采用李雅普诺夫稳定性理论证明了闭环系统的稳定性。仿真与试验结果表明, 在系统受扰状态下, 与传统 LADRC 相比, 本文所提出控制方法扰动抑制能力更强, 位置跟踪精度更高, 为自抗扰控制器的工程应用提供了参考。

**关键词:** 电液伺服系统; 测量噪声; 自抗扰控制; 低通滤波器

中图分类号: TP273

文献标识码: A

文章编号: 1000-1298(2024)02-0450-09

OSID:



## Active Disturbance Rejection Control of Electro – Hydraulic Position Servo System Based on Noise Suppression

ZHANG Zhuxin<sup>1,2</sup> SUN Huiliang<sup>1,2</sup> WANG Lixin<sup>2,3</sup> LI Jinze<sup>2,3</sup> ZHAO Dingxuan<sup>2,3</sup>

(1. School of Vehicle and Energy, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China

2. Key Laboratory of Special Carrier Equipment of Hebei Province, Qinhuangdao 066004, China

3. School of Mechanical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

**Abstract:** The limitation of measurement noise to the bandwidth of the extended state observer is a key problem that affects the performance of active disturbance rejection position controller of electro – hydraulic servo system. Therefore, an improved active disturbance rejection control method based on noise suppression extended state observer was proposed. The nonlinear model of the electro – hydraulic servo system was established, the chain integrator structure was constructed by coordinate transformation, and the “total disturbance” of the electro – hydraulic servo system was defined. A low-pass filter was introduced to suppress the high-frequency measurement noise, and the improved extended state observer was constructed by using the filtered position signal to compensate for the phase lag caused by the filter, separate the state feedback from the disturbance estimation, add new disturbance estimation adjustment parameters, and reconcile the contradiction between the high bandwidth and high estimation performance of the observer and the noise amplification. The controller was designed for a typical valve-controlled symmetrical cylinder electro – hydraulic servo system and the closed-loop system stability was analyzed by using Lyapunov stability theory. The control method required few tuning parameters which was easy for engineering practice. Simulation and test results showed that compared with traditional LADRC, the proposed control method had stronger disturbance suppression ability and higher position tracking accuracy under the disturbed state, which provided a reference for the engineering application of ADRC.

**Key words:** electro – hydraulic servo system; measurement noise; active disturbance rejection control; low-pass filter

收稿日期: 2023 – 06 – 28 修回日期: 2023 – 09 – 14

基金项目: 河北省重点研发计划项目(22357601D)和燕山大学基础创新科研培育项目(2022LGQN018)

作者简介: 张祝新(1963—),男,教授,博士,主要从事电液控制和机电一体化技术研究,E-mail: zhzhxn@ysu.edu.cn

通信作者: 王立新(1988—),男,讲师,博士,主要从事电液伺服控制技术研究,E-mail: wlx@ysu.edu.cn

0 引言

电液伺服系统由于具有功率密度大、负载能力强、响应速度快等优势,被广泛应用于并联机器人、变速器、联合收获机等领域<sup>[1-3]</sup>。本质非线性、模型不确定性和未建模扰动是电液伺服系统面临的共性问题,使得传统 PID 控制已无法满足高性能控制要求。为此,基于状态空间的各类非线性控制方法被相继提出。滑模控制作为非线性鲁棒控制方法的代表之一,对匹配的参数不确定性和未建模扰动具有较强的鲁棒性,结合自适应方法可获得较好的伺服控制效果<sup>[4-5]</sup>;自适应鲁棒控制<sup>[6]</sup>通过自适应方法估计模型不确定参数,利用鲁棒控制方法抑制未建模扰动,进而通过反步控制律设计实现系统的反馈线性化,解决非线性控制问题;在此基础上,自适应积分鲁棒控制在不使用高增益反馈的条件下实现了系统渐进稳定<sup>[7]</sup>。但是,上述控制方法依赖于系统全状态反馈,设计难度较大,自抗扰控制方法作为一类有效的通用性解决方案,已在电液伺服控制的领域得到了广泛运用<sup>[8-10]</sup>,通过将系统的不确定性及扰动等统一作为系统“总扰动”,利用扩张状态观测器得到总扰动估计值,并在控制律中前馈补偿以抑制其对控制性能的影响,提升系统鲁棒性<sup>[11]</sup>。线性扩张状态观测器的提出简化了数值仿真和工程实践中参数调节的方法<sup>[12]</sup>,得益于其强大的观测能力,线性扩张状态观测器已在永磁同步电机、主动悬架、数控机床等系统中得到应用<sup>[13-16]</sup>。

传统形式的扩张状态观测器使用高增益观测器结构以增强其对于系统模型的不确定性和干扰具有鲁棒性,但在反馈回路中实现时,由于高频测量噪声的影响,带宽受限,估计性能受到严重制约<sup>[17-19]</sup>。当高增益扩张状态观测器将测量噪声转换为控制信号后,可能会导致执行器饱和、更高的能量消耗以及设备磨损加重等现象,无法达到满意的控制效果。针对高增益观测器中测量噪声的影响问题,LAKOMY 等<sup>[20]</sup>提出将扩张状态观测器级联组合,级联观测器的每一级负责处理不同类型与频率范围的估计信号,提高了估计性能,同时避免了传感器噪声的过度放大;PRASOV 等<sup>[21]</sup>设计了非线性增益,在瞬态响应中使用较稳态响应更大的观测器增益,在保证系统响应速度的同时减弱测量噪声的影响;KHALIL 等<sup>[22]</sup>采用自调节增益,首先使用高增益实现估计误差的快速衰减,当估计误差小于某一阈值时,降低增益以达到减小测量噪声的目标。上述方法均有效降低了测量噪声对扰动估计的影响,但同时也增加了控制

器设计的复杂性和工程应用的难度。

针对上述问题,本文通过坐标变换构造链式积分器结构,明确系统“总扰动”,将系统状态重建与扰动估计分离,引入新的参数代替观测器带宽对扰动估计性能进行调整,并在观测器中加入工程中常用的低通滤波器以抑制高频部分的测量噪声,设计一种基于噪声抑制扩张状态观测器的改进自抗扰控制方法,以期确保控制品质的前提下减小观测器增益。

1 系统建模与问题描述

1.1 电液伺服系统建模

本文所研究电液位置伺服系统原理如图 1 所示,是一个典型的阀控对称液压缸系统,其控制目标是使液压缸输出位移准确跟踪期望轨迹。

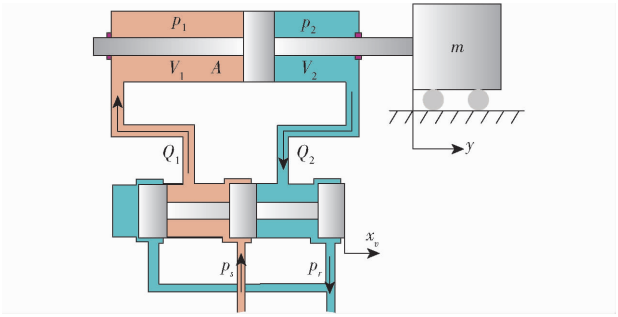


图 1 电液位置伺服系统原理图  
Fig. 1 Schematic of electro-hydraulic position servo system

根据牛顿第二定律可得液压缸力平衡方程为

$$m \ddot{y} = A p_L - B_p \dot{y} + f(t) \tag{1}$$

式中  $m$ ——液压缸活塞及负载等效总质量  
 $A$ ——液压缸活塞有效作用面积  
 $p_L$ ——负载压力,为液压缸左右两腔压力差  
 $B_p$ ——活塞及负载运动粘滞阻尼系数  
 $\dot{y}$ ——液压缸运动速度  
 $\ddot{y}$ ——液压缸运动加速度  
 $f(t)$ ——系统未建模干扰项,如未建模的非线性摩擦、外负载干扰等

忽略外泄漏因素,液压缸两腔压力动态方程为

$$\begin{cases} \dot{p}_1 = \frac{\beta_e}{V_1} (-A \dot{y} - C_t p_L + Q_1) \\ \dot{p}_2 = \frac{\beta_e}{V_2} (A \dot{y} + C_t p_L - Q_2) \end{cases} \tag{2}$$

式中  $\beta_e$ ——液压油有效体积弹性模量  
 $V_1$ ——液压缸左腔容积  
 $V_2$ ——液压缸右腔容积  
 $C_t$ ——液压缸内泄漏系数  
 $Q_1$ ——液压缸进油流量

$Q_2$ ——液压缸回油流量  
伺服阀非线性流量方程为<sup>[2]</sup>

$$\begin{cases} Q_1 = k_q x_v (s(x_v) \sqrt{p_s - p_1} + s(-x_v) \sqrt{p_1 - p_r}) \\ Q_2 = k_q x_v (s(x_v) \sqrt{p_2 - p_r} + s(-x_v) \sqrt{p_s - p_2}) \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$k_q = C_d w \sqrt{\frac{2}{\rho}} \quad (4)$$
$$s(x_v) = \begin{cases} 1 & (x_v \geq 0) \\ 0 & (x_v < 0) \end{cases} \quad (5)$$

式中  $k_q$ ——伺服阀流量增益  
 $x_v$ ——伺服阀阀芯位移  
 $C_d$ ——阀口流量系数  
 $w$ ——阀口面积梯度  
 $\rho$ ——液压油密度  
 $p_s$ ——供油压力  
 $p_r$ ——回油压力

由于伺服阀阀芯动态响应频率远高于系统闭环带宽,可将伺服阀阀芯位移等效为关于控制输入的比例环节,即  $x_v = k_v u$ ,  $k_v$  为伺服阀输入增益,此时有  $s(x_v) = s(u)$ ;电液伺服系统在一般工况下工作,液压缸两腔压力满足  $0 < p_r < p_1 < p_s, 0 < p_r < p_2 < p_s$ 。

则式(3)化简为

$$\begin{cases} Q_1 = k_u R_1 u \\ Q_2 = k_u R_2 u \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\begin{cases} R_1 = s(u) \sqrt{p_s - p_1} + s(-u) \sqrt{p_1 - p_r} \\ R_2 = s(u) \sqrt{p_2 - p_r} + s(-u) \sqrt{p_s - p_2} \end{cases} \quad (7)$$

式中  $k_u$ ——伺服阀总流量增益

定义系统状态向量  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3) = (y, \dot{y}, p_L)$ , 考虑测量噪声,则系统状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{x}_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{A}{m} x_3 - \frac{B_p}{m} x_2 + \frac{f(t)}{m} \\ \dot{x}_3 = -\frac{(V_1 + V_2) A \beta_e}{V_1 V_2} x_2 - \frac{(V_1 + V_2) C_d \beta_e}{V_1 V_2} x_3 + \frac{\beta_e k_u (R_1 V_2 + R_2 V_1)}{V_1 V_2} u \\ y = x_1 \\ y_0 = x_1 + \eta(t) \end{cases} \quad (8)$$

式中  $y_0$ ——带有噪声  $\eta(t)$  的测量输出

1.2 问题描述

由式(8)所示的电液位置伺服系统模型设计自抗扰控制器,存在以下关键问题:系统不满足标准的“链式积分器”结构,无法直接按标准形式设计扩张

状态观测器。上述的电液位置伺服系统模型为三阶模型,需要设计四阶扩张状态观测器,由于测量输出具有噪声干扰,高阶观测器对于噪声更加敏感,限制了系统带宽,对于控制品质带来了较大挑战。

2 控制器设计及分析

2.1 控制器设计

将系统(8)进一步改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \theta_1 x_3 + \theta_2 x_2 + f_d(t) \\ \dot{x}_3 = \theta_3 x_2 + \theta_4 x_3 + \theta_5 u \\ y = x_1 \\ y_0 = x_1 + \eta(t) \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} \theta_1 &= A/m & \theta_2 &= -B_p/m \\ f_d(t) &= f(t)/m \\ \theta_3 &= -A\beta_e(V_1 + V_2)/(V_1 V_2) \\ \theta_4 &= -\beta_e C_d(V_1 + V_2)/(V_1 V_2) \\ \theta_5 &= \beta_e k_u(R_1 V_2 + R_2 V_1)/(V_1 V_2) \end{aligned}$$

重新定义系统状态变量为  $\bar{x}_1 = x_1, \bar{x}_2 = x_2, \bar{x}_3 = F(x_2, x_3, f_d(t)) = \theta_1 x_3 + \theta_2 x_2 + f_d(t)$ , 则系统(9)等价

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = \bar{x}_2 \\ \dot{\bar{x}}_2 = \bar{x}_3 \\ \dot{\bar{x}}_3 = \frac{\partial F}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial F}{\partial x_3} \dot{x}_3 + \frac{\partial F}{\partial f_d} \dot{f}_d \\ y = \bar{x}_1 \\ y_0 = \bar{x}_1 + \eta(t) \end{cases} \quad (10)$$

结合式(9),化简 $\dot{\bar{x}}_3$ 可得

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_3 &= \frac{\partial F}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial F}{\partial x_3} \dot{x}_3 + \frac{\partial F}{\partial f_d} \dot{f}_d = \\ &(\theta_1 \theta_3 + \theta_2^2) x_2 + \theta_1 (\theta_2 + \theta_4) x_3 + \\ &\theta_1 \theta_5 u + \theta_2 f_d(t) + \dot{f}_d(t) \end{aligned} \quad (11)$$

定义  $f(x_2, x_3) = (\theta_1 \theta_3 + \theta_2^2) x_2 + \theta_1 (\theta_2 + \theta_4) x_3$ ,  $b = \theta_1 \theta_5, d(t) = \theta_2 f_d(t) + \dot{f}_d(t)$ , 则系统(10)等价

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = \bar{x}_2 \\ \dot{\bar{x}}_2 = \bar{x}_3 \\ \dot{\bar{x}}_3 = f(x_2, x_3) + d(t) + bu \\ y = \bar{x}_1 \\ y_0 = \bar{x}_1 + \eta(t) \end{cases} \quad (12)$$

定义  $\bar{x}_4$  为系统(12)扩张状态,即为系统“总扰动”,  $\bar{x}_4 = f(x_2, x_3) + d(t)$ , 并定义  $\varphi(t)$  为“总扰动”  $\bar{x}_4$  的导数,则系统(12)扩张状态空间模型为

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = A\bar{x} + Bu + E\varphi(t) \\ y = C\bar{x} \\ y_o = C\bar{x} + \eta(t) \end{cases} \quad (13)$$

其中状态向量  $\bar{x} = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \bar{x}_4)^T$  且

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

针对系统 (13), 其干扰与非线性部分被视为“总扰动”, 故本文采用一种噪声抑制扩张状态观测器 (NSES0) 将干扰估计与状态重建分离, 并加入低通滤波对测量噪声进行抑制, NSES0 为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + l_1 z_f \\ \dot{z}_2 = z_3 + l_2 z_f \\ \dot{z}_3 = u_0(t) + l_3 z_f \\ \dot{z}_4 = k_s l_3 z_f \\ \dot{z}_f = -\frac{1}{\tau} z_f + \frac{1}{\tau} (y_o - \hat{y}) \\ \hat{y} = z_1 \end{cases} \quad (14)$$

其中

$$\begin{cases} l_1 = 3\omega_o \\ l_2 = 3\omega_o^2 \\ l_3 = \omega_o^3 \end{cases} \quad (15)$$

式中  $z_i$ ——系统 (13) 各阶状态的估计  
 $z_f$ ——滤波器状态  
 $\tau$ ——时间常数  
 $k_s$ ——扰动估计调节参数  
 $\omega_o$ ——观测器带宽  
 $l_1, l_2, l_3$ ——可调节的观测器增益, 通过“带宽法”整定<sup>[23]</sup>

通过 NSES0 对“总扰动”进行实时估计, 若  $z_4$  对扰动  $\bar{x}_4$  估计准确, 则自抗扰控制器输出可取

$$u(t) = (u_0(t) - z_4)/b \quad (16)$$

当观测器增益选取适当, 系统状态估计准确, 即  $z_i \approx \bar{x}_i (i = 1, 2, 3)$ , 将式 (16) 代入式 (13), 可得

$$y^3 \approx u_0(t) \quad (17)$$

此时系统被构造为标准的三阶“链式积分器”结构。

针对理想系统 (17) 设计控制律  $u_0$  为<sup>[24]</sup>

$$u_0 = k_1(r_1 - z_1) + k_2(r_2 - z_2) + k_3(r_3 - z_3) + r_4 \quad (18)$$

其中

$$\begin{cases} k_i = \omega_c^{n+1-i} (n!) / ((i-1)! (n+1-i)!) \\ (i = 1, 2, 3) \\ (r_1, r_2, r_3, r_4) = (r, \dot{r}, \ddot{r}, \ddot{r}) \end{cases} \quad (19)$$

式中  $k_i$ ——控制器增益  
 $\omega_c$ ——控制器带宽  
 $r$ ——期望输入  
 $r_4$ ——前馈项, 用于给出期望的稳态值, 有助于系统响应

2.2 闭环系统稳定性

首先提出如下假设:

(1) 系统的非线性  $f$  是可微的, 且满足

$$f^T f \leq [x_2 \ x_3] M_1 [x_2 \ x_3]^T \quad (20)$$

式中  $M_1$ ——正定矩阵

(2) 扰动  $d$  是有界的, 且满足

$$\|d\|_\infty \leq d_M \quad (21)$$

式中  $d_M$ ——正常数

(3) 系统参考信号  $r$  连续可微, 且其各阶导数有界。

测量噪声的引入会增加系统的不确定性并可能导致系统振荡或不稳定, 其本质上为有界的随机误差, 可近似为系统扰动。基于 NSES0 的控制系统会对测量噪声进行抑制并实时进行系统扰动估计与补偿, 为便于系统稳定性分析, 假设  $\eta(t) = 0$ 。根据式 (12) ~ (14)、(16)、(18), 闭环系统描述为

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = A_z \bar{x} + B_z u_0(t) + B_z (f(\bar{x}) + d(t) - z_4) \\ \dot{z} = A_z z + L_z z_f + B_z u_0(t) \\ \dot{z}_4 = k_s l_3 z_f \\ \dot{z}_f = -\frac{1}{\tau} z_f + \frac{1}{\tau} C_z \bar{x} - \frac{1}{\tau} C_z z \end{cases} \quad (22)$$

其中

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \bar{x}_3 \end{bmatrix} \quad z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad A_z = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
$$B_z = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad L_z = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} \quad C_z = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

定义

$$\xi = [\bar{x}^T \ z^T \ z_4^T \ z_f^T]^T \quad (23)$$

则闭环系统描述为

$$\dot{\xi} = (\bar{A} + \bar{B}K)\xi + \bar{f}(\xi) + \bar{B}_d d(t) \quad (24)$$

其中

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_z & 0 & -B_z & 0 \\ 0 & A_z & 0 & L_z \\ 0 & 0 & 0 & k_s l_3 \\ \frac{1}{\tau} C_z & -\frac{1}{\tau} C_z & 0 & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B_z \\ B_z \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}\overline{\boldsymbol{B}}_d &= \begin{bmatrix} B_z \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \bar{f}(\boldsymbol{\xi}) = \begin{bmatrix} B_z \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} f(\bar{\boldsymbol{x}}) \\ \bar{f}^T \bar{f} &= f^T f < \boldsymbol{\xi}^T \overline{\boldsymbol{M}} \boldsymbol{\xi} \\ \overline{\boldsymbol{M}} &= \text{diag}\{\boldsymbol{M}_1, \boldsymbol{M}_2, \boldsymbol{M}_3, \boldsymbol{M}_4\} \\ \overline{\boldsymbol{K}} &= \begin{bmatrix} 0 & \boldsymbol{K} & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{K} &= \begin{bmatrix} -k_1 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

式中  $\boldsymbol{M}_2, \boldsymbol{M}_3, \boldsymbol{M}_4$ ——正定矩阵

定理 1:在假设 1、假设 2 成立的条件下,存在对称正定矩阵  $\boldsymbol{P}$ ,使闭环系统 (22) 全局一致终有界,即

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma} + \varepsilon^{-1} \overline{\boldsymbol{M}} + \gamma \boldsymbol{I} & \boldsymbol{P} \\ \boldsymbol{P}^T & -\varepsilon^{-1} \boldsymbol{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (25)$$

其中  $\boldsymbol{\Sigma} = \boldsymbol{P}(\overline{\boldsymbol{A}} + \overline{\boldsymbol{B}}\overline{\boldsymbol{K}}) + (\overline{\boldsymbol{A}} + \overline{\boldsymbol{B}}\overline{\boldsymbol{K}})^T \boldsymbol{P}$  (26)

式中  $\varepsilon, \gamma$ ——正常数

以下证明过程中  $\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})$  和  $\lambda_{\min}(\boldsymbol{P})$  分别为方阵  $\boldsymbol{P}$  的最大特征值和最小特征值。 $\|\boldsymbol{x}\|_2$  为向量  $\boldsymbol{x}$  的欧氏范数,  $\|\boldsymbol{x}\|_2 = \sqrt{\boldsymbol{x}^T \boldsymbol{x}}$ 。

证明:根据李雅普诺夫第二法,取能量函数为

$$V(\boldsymbol{\xi}) = \boldsymbol{\xi}^T \boldsymbol{P} \boldsymbol{\xi} \quad (27)$$

代入式 (23), 能量衰减函数  $\dot{V}(\boldsymbol{\xi})$  为

$$\begin{aligned}\dot{V}(\boldsymbol{\xi}) &= \boldsymbol{\xi}^T \boldsymbol{\Sigma} \boldsymbol{\xi} + 2 \boldsymbol{\xi}^T \boldsymbol{P} \bar{f} + 2 \boldsymbol{\xi}^T \overline{\boldsymbol{P}} \boldsymbol{B}_d d(t) < \\ &\boldsymbol{\xi}^T \boldsymbol{\Sigma} \boldsymbol{\xi} + 2 \boldsymbol{\xi}^T \boldsymbol{P} \bar{f} + 2 \boldsymbol{\xi}^T \overline{\boldsymbol{P}} \boldsymbol{B}_d d(t) + \\ &\varepsilon^{-1} \boldsymbol{\xi}^T \overline{\boldsymbol{M}} \boldsymbol{\xi} - \varepsilon^{-1} \bar{f}^T \bar{f}\end{aligned} \quad (28)$$

根据杨氏不等式可得

$$2 \boldsymbol{\xi}^T \overline{\boldsymbol{P}} \boldsymbol{B}_d d(t) \leq \gamma \boldsymbol{\xi}^T \boldsymbol{\xi} + \frac{1}{\gamma} d^T(t) \boldsymbol{B}_d^T \boldsymbol{P} \boldsymbol{P} \overline{\boldsymbol{B}}_d d(t) \quad (29)$$

则

$$\begin{aligned}\dot{V}(\boldsymbol{\xi}) &< \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi} \\ \bar{f} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma} + \varepsilon^{-1} \overline{\boldsymbol{M}} + \gamma \boldsymbol{I} & \boldsymbol{P} \\ \boldsymbol{P}^T & -\varepsilon^{-1} \boldsymbol{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi} \\ \bar{f} \end{bmatrix} + \\ &\frac{d_M}{\gamma} \sqrt{\lambda_{\max}(\overline{\boldsymbol{B}}_d^T \boldsymbol{P} \boldsymbol{P} \overline{\boldsymbol{B}}_d)} = \boldsymbol{\eta}^T \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\eta} + \beta\end{aligned} \quad (30)$$

其中  $\beta = \frac{d_M}{\gamma} \sqrt{\lambda_{\max}(\overline{\boldsymbol{B}}_d^T \boldsymbol{P} \boldsymbol{P} \overline{\boldsymbol{B}}_d)}$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\omega} &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi} \\ \bar{f} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\Gamma} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma} + \varepsilon^{-1} \overline{\boldsymbol{M}} + \gamma \boldsymbol{I} & \boldsymbol{P} \\ \boldsymbol{P}^T & -\varepsilon^{-1} \boldsymbol{I} \end{bmatrix} \\ \text{使 } \boldsymbol{\Gamma} &\text{ 满足} \\ \boldsymbol{\Gamma} &< 0\end{aligned} \quad (31)$$

即式 (24) 所述条件, 则

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\omega}^T (-\boldsymbol{\Gamma}) \boldsymbol{\omega} &\geq \|\boldsymbol{\omega}\|_2 \lambda_{\min}(-\boldsymbol{\Gamma}) > \\ \|\boldsymbol{\xi}\|_2 \lambda_{\min}(-\boldsymbol{\Gamma})\end{aligned} \quad (32)$$

可得

$$\begin{aligned}\dot{V}(\boldsymbol{\xi}) &< \boldsymbol{\omega}^T \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\omega} + \beta < \|\boldsymbol{\xi}\|_2 \lambda_{\max}(\boldsymbol{\Gamma}) + \beta < \\ &-\alpha V(\boldsymbol{\xi}) + \beta\end{aligned} \quad (33)$$

其中  $\alpha = \frac{\lambda_{\min}(-\boldsymbol{\Gamma})}{\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})}$

式 (33) 两边同乘  $e^{\alpha t}$  可得

$$e^{\alpha t} \dot{V}(\boldsymbol{\xi}) + \alpha e^{\alpha t} V(\boldsymbol{\xi}) < \beta e^{\alpha t} \quad (34)$$

即  $\frac{d(Ve^{\alpha t})}{dt} < \beta e^{\alpha t}$  (35)

式 (35) 两边同时从 0 至  $t$  积分可得

$$0 < V(\boldsymbol{\xi}) < \frac{\beta}{\alpha} + \left( V(0) - \frac{\beta}{\alpha} \right) e^{-\alpha t} \quad (36)$$

由式 (25)、(36) 可得

$$\|\boldsymbol{\xi}\|_2^2 < \frac{\lambda_{\max}(\boldsymbol{P}) \|\boldsymbol{\xi}(0)\|_2^2 e^{-\alpha t} + \frac{\beta}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t})}{\lambda_{\min}(\boldsymbol{P})} \quad (37)$$

当  $\|\boldsymbol{\xi}(0)\|_2 < a$  时

$$\|\boldsymbol{\xi}\|_2 < \sqrt{\frac{\lambda_{\max}(\boldsymbol{P}) a^2 + \frac{\beta}{\alpha}}{\lambda_{\min}(\boldsymbol{P})}} \quad (38)$$

由此可得满足全局一致终有界条件, 闭环系统稳定, 证毕。

定理 1 保证了在有界扰动和有界初始状态下, 上述电液位置伺服系统的状态有界。同时, 通过反馈控制, 可以使受控系统动态稳定, 并通过 NSESO 对系统非线性及扰动进行实时估计与补偿。

3 仿真与试验

3.1 仿真

在 Matlab/Simulink 仿真环境中对本文提出的控制方法进行仿真。仿真环境设置为: 步长 0.001, 求解器为定步长, 同时考虑测量噪声影响, 在输出端叠加强度为  $2 \times 10^{-10}$  的白噪声信号, 仿真模型参数设置如表 1 所示。对比 4 种控制方法的控制效果, 相应参数设置如下:

表 1 系统模型参数

Tab. 1 Parameters of system model

| 参数                                       | 数值              | 参数                                                                | 数值                     |
|------------------------------------------|-----------------|-------------------------------------------------------------------|------------------------|
| 液压缸行程/m                                  | 0.3             | 黏性摩擦系数/<br>( $\text{m} \cdot \text{N}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ ) | 750                    |
| 活塞直径/mm                                  | 64              | 内泄漏系数                                                             | $2.50 \times 10^{-12}$ |
| 活塞杆直径/mm                                 | 36              | 伺服阀增益                                                             | $4.91 \times 10^{-7}$  |
| 负载质量/kg                                  | 35              | 回油压力/MPa                                                          | 0.5                    |
| 供油压力/MPa                                 | 10              | 控制信号/V                                                            | $\pm 10$               |
| 油液弹性模量/Pa                                | $9 \times 10^8$ |                                                                   |                        |
| 油液密度/( $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ ) | 850             |                                                                   |                        |

PI 控制器 C1: 比例系数  $k_p = 500$ , 积分系数  $k_i = 400$ 。

速度前馈 PI 控制器 C2 (VFPI): 比例系数  $k_p = 500$ , 积分系数  $k_i = 400$ , 前馈系数  $k_f = 4$ 。

线性自抗扰控制器 C3 (Linear active disturbance rejection control, LADRC): 观测器带宽  $\omega_o = 200$ , 控制器带宽  $\omega_c = 300$ , 控制器增益通过“带宽法”选取,  $k_i = \omega_c^{n+1-i} (n!) / ((i-1)! (n+1-i)!)$  ( $i = 1, 2, 3$ ), 增益估计  $b_0 = 18\,000$ 。

噪声抑制线性自抗扰控制器 C4 (Noise suppression linear active disturbance rejection control, NSLADRC): 观测器带宽  $\omega_o = 40$ , 控制器带宽  $\omega_c = 50$ , 控制器增益通过“带宽法”选取,  $k_i = \omega_c^{n+1-i} (n!) / ((i-1)! (n+1-i)!)$  ( $i = 1, 2, 3$ ), 滤波器时间常数  $\tau = 0.01$ , 扰动估计调节参数  $k_s = 2\,000$ , 增益估计  $b_0 = 250$ 。

(1) 无扰动下跟踪运动

选择液压缸位置跟踪期望轨迹为  $r = 0.05 \times \arctan(\sin(\pi t)) (1 - \exp(-t)) / 0.7854 + 0.06$ , 单位为 m。跟踪运动性能及控制输入对比仿真结果如图 2、3 所示。

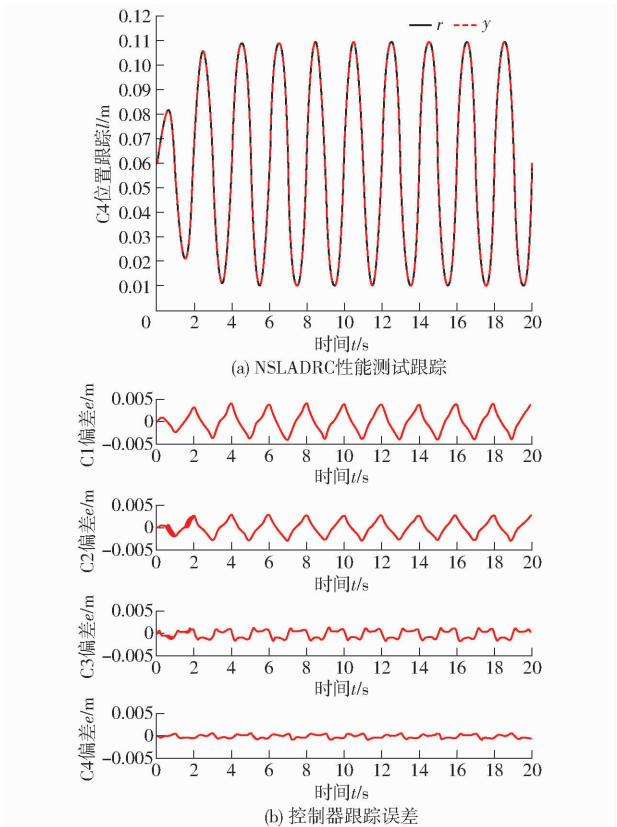


图 2 无扰动下跟踪运动性能对比仿真结果  
Fig.2 Comparison simulation results of tracking motion performance without disturbance

由图 2 可以看出, 误差由大到小依次为 PI、VFPI、LADRC、NSLADRC。在测量噪声影响下,

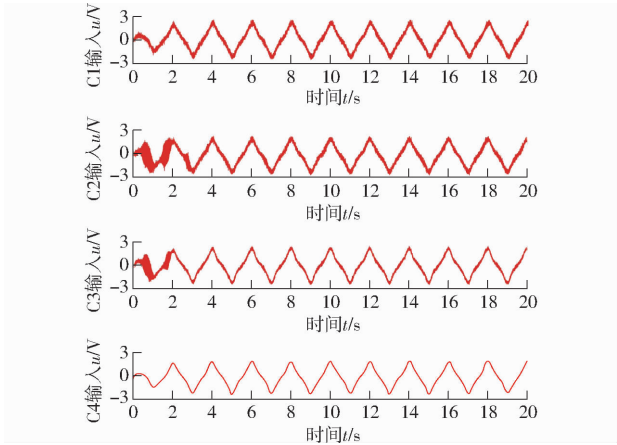


图 3 跟踪运动控制输入对比仿真结果  
Fig.3 Control input simulation results of tracking motion

LADRC 与 NSLADRC 均具有较为优异的跟踪性能, 但 NSLADRC 在初始阶段具有更快的收敛速度、更小的超调量。如图 3 所示, 由于高增益观测器对测量噪声的敏感性, LADRC 控制输入不可避免地受到噪声干扰, 控制量振荡现象较为明显。而 NSLADRC 通过干扰估计与系统状态重建分离, 将观测器带宽降低为 LADRC 的 1/5, 同时在跟踪精度与控制输入均具有更为优异的表现, 对于测量噪声具有较好的抑制作用, 有效消除了控制输入的振荡现象。

(2) 存在扰动时跟踪运动

选择液压缸位置期望跟踪轨迹为  $r = 0.05 \times \arctan(\sin(\pi t)) (1 - \exp(-t)) / 0.7854 + 0.06$ , 单位为 m, 同时, 再向系统施加幅值为 500、频率为 1 Hz 的正弦外负载力, 即  $F_L = 500\sin(2\pi t)$ , 仿真结果如图 4 所示。在外部扰动因素存在的情况下, NSLADRC 仍保持较高的跟踪精度。

3.2 试验验证

为验证所提出的 NSLADRC 控制方法的有效性和实用性, 在由液压系统和计算机控制系统组成的试验平台上进行了对比试验, 如图 5 所示。液压系统包括液压动力单元、对称液压缸、电液伺服阀、蓄能器和位移传感器。此外, 液压系统还包括溢流阀、止回阀和滤油器, 确保系统的正常运行。试验平台各部件型号参数如表 2 所示。

依据前述仿真结果, 通过试验比较 LADRC、NSLADRC 2 种控制器的跟踪性能, 控制算法在 Visual Studio 2012 中基于 VC++ 编程语言实现, 控制周期为 5 ms。

为了更准确地评估两种控制方法的性能, 引入最大跟踪误差绝对值  $M_e$ 、平均跟踪误差  $\mu_e$  和跟踪误差标准差  $\sigma_e$  3 个统计学指标来进行比较。

(1) 无扰动下跟踪运动

选择液压缸位置期望跟踪轨迹为  $r = 0.03 \times$

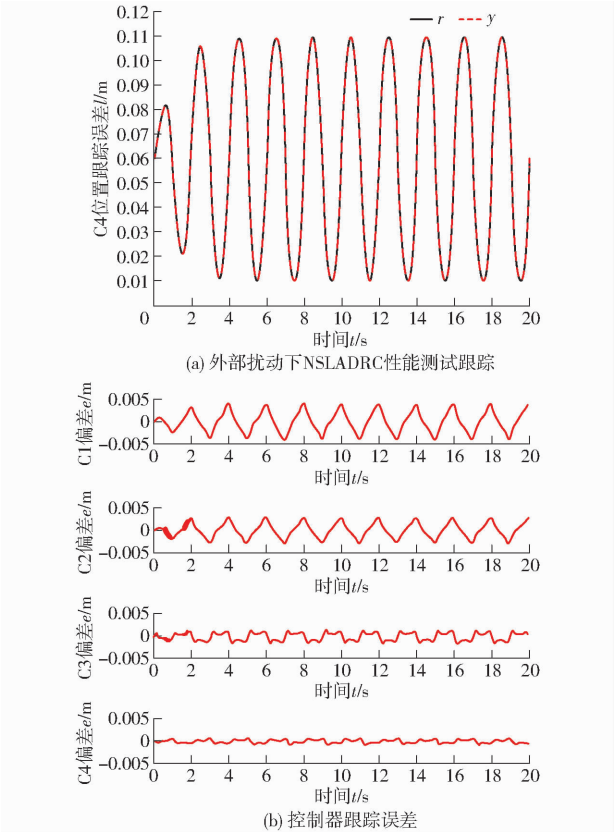


图 4 扰动下跟踪运动能对比仿真结果  
Fig.4 Comparison simulation results of tracking motion performance under disturbance

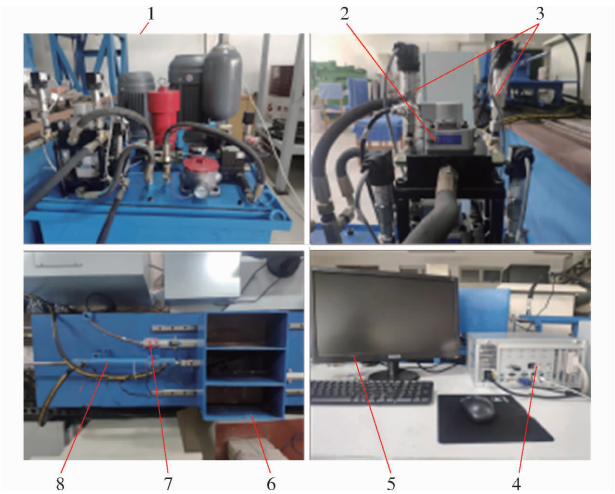


图 5 电液位置伺服系统试验平台  
Fig.5 Test platform of electro - hydraulic position servo system

1. 液压力单元 2. 伺服阀 3. 压力变送器 4. 工控机 5. 显示器 6. 负载 7. 位移传感器 8. 液压缸

$\arctan(\sin(2\pi t))(1 - \exp(-t))/0.7854 + 0.04$ , 单位 m, 试验对比结果如图 6 所示。

为进一步评估跟踪性能,使用上述 3 个指标进行对比。以系统 6 ~ 14 s 之间的数据为样本,评价结果如表 3 所示。

由表 3 可知,在无扰动下跟踪运动过程中,

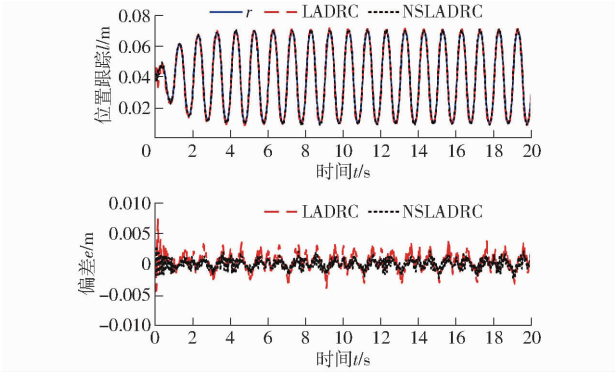


图 6 无扰动下跟踪运动性能试验对比结果  
Fig.6 Comparison results of tracking motion performance test without disturbance

表 2 试验平台部件型号参数  
Tab.2 Parameters of test platform components

| 部件    | 参数/型号                 |
|-------|-----------------------|
| 伺服阀   | SFL212 - 20 - 21 - 40 |
|       | 杆径:18 mm              |
| 液压缸   | 缸径:32 mm              |
|       | 行程:300 mm             |
| 位移传感器 | MDS - LP1A01 - 300    |
| 压力传感器 | SDP6B45 - A - 400     |
| 伺服放大器 | HTSA100 - 24A40       |
| 数据采集卡 | 研华 PCI - 1716         |
| 工控机   | 研华 IPC - WMCW03       |

表 3 性能指标 (6 ~ 14 s)  
Tab.3 Performance indices (6 ~ 14 s)

| 指标      | $M_e$ | $\mu_e$ | $\sigma_e$ |
|---------|-------|---------|------------|
| LADRC   | 4.80  | 2.10    | 2.23       |
| NSLADRC | 2.10  | 0.90    | 0.83       |

NSLADRC 较 LADRC 有更为优异的跟踪性能,其最大跟踪误差绝对值是 LADRC 的 43.8%,在跟踪过程中具有更好的稳定性,有效抑制了系统测量噪声。

(2) 存在扰动时跟踪运动

为验证控制器的抗扰能力,选择与上述试验相同的位置期望跟踪轨迹,并在 10 s 时,向系统施加一个幅值为 2 V 的输入扰动,对比试验结果如图 7 所示。

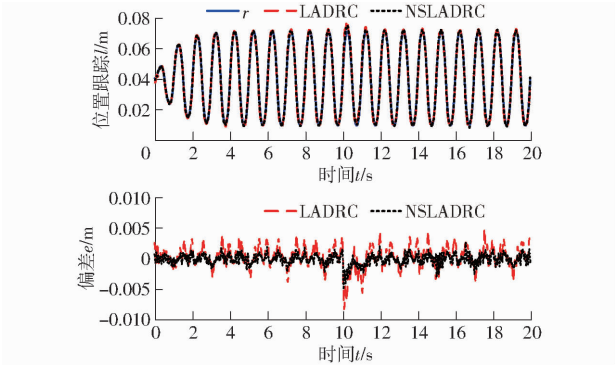


图 7 扰动下跟踪运动性能试验对比结果  
Fig.7 Comparison results of tracking motion performance test under disturbance

由图 7 可以看出,在施加扰动前后,LADRC 和 NSLADRC 均具有较强的抗扰性能。为进一步评估控制器的抗扰性能,分别以施加扰动前 6~8 s 和扰动后 16~18 s 内的跟踪误差为样本,计算 3 个性能指标参数,结果如表 4 所示。

表 4 性能指标  
Tab. 4 Performance indices

| 项目            | 控制器     | $M_e$ | $\mu_e$ | $\sigma_e$ |
|---------------|---------|-------|---------|------------|
| 施加扰动前 6~8 s   | LADRC   | 4.20  | 1.80    | 1.60       |
|               | NSLADRC | 2.30  | 1.06    | 0.78       |
| 施加扰动后 16~18 s | LADRC   | 4.90  | 2.20    | 1.89       |
|               | NSLADRC | 2.55  | 1.20    | 0.88       |

LADRC 和 NSLADRC 施加扰动前后最大跟踪误差绝对值  $M_e$  的增幅分别为 16.7%、10.9%;平均跟踪误差  $\mu_e$  的增幅分别为 22.2%、13.2%;误差标

准差  $\sigma_e$  的增幅分别为 18.1%、12.8%。由此可见,NSLADRC 具有较好的抗扰性能。

4 结论

(1)引入低通滤波器抑制高频测量噪声,利用滤波后的位置信号重构系统,分离状态反馈与扰动估计,在保证控制精度的前提下,避免了传统观测器的高增益形式,抑制了测量噪声对系统的影响。

(2)针对典型阀控对称缸电液伺服系统进行了控制器设计及闭环系统稳定性分析,控制方法所需的整定参数少,易于工程实践。

(3)通过仿真与试验验证,与标准 LADRC 相比较,本文所提出的 NSLADRC 在不同工况下均具有更高的跟踪精度、更强的抗噪和抗扰性能。

参 考 文 献

[1] 陶晗,曲智勇,丛大成. 液压并联机器人力/位混合控制策略研究[J]. 农业机械学报,2018,49(9):361-366,405.  
TAO Han, QU Zhiyong, CONG Dacheng. Hybrid position/force control scheme for hydraulic parallel manipulator[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2018,49(9): 361-366,405. (in Chinese)

[2] 汤庆,吴俊,蒋兰,等. 油菜耕整移栽联合作业机液压仿形系统设计与试验[J]. 农业机械学报,2021,52(11):95-102.  
TANG Qing, WU Jun, JIANG Lan, et al. Design and test of hydraulic profiling system for rape seedling combined transplanter[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2021,52(11): 95-102. (in Chinese)

[3] 郭占正,徐立友,孙冬梅,等. 液压机械无级变速器动力连续换段过程建模与仿真[J]. 农业机械学报,2022,53(8):435-442.  
GUO Zhanzheng, XU Liyou, SUN Dongmei, et al. Modeling and simulation of continuous power shift process of hydro-mechanical continuously variable transmission[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2022, 53(8): 435-442. (in Chinese)

[4] GUO Y, ZHANG Z, LIU Q, et al. Decoupling-based adaptive sliding-mode synchro-position control for a dual-cylinder driven hydraulic support with different pipelines[J]. ISA Transactions, 2022, 123: 357-371.

[5] ZHUANG H, SUN Q, CHEN Z. Sliding mode control for electro-hydraulic proportional directional valve-controlled position tracking system based on an extended state observer[J]. Asian Journal of Control, 2021, 23(4): 1855-1869.

[6] DENG W, YAO J, MA D. Robust adaptive precision motion control of hydraulic actuators with valve dead-zone compensation[J]. ISA Transactions, 2017, 70: 269-278.

[7] DENG W, YAO J. Adaptive integral robust control and application to electromechanical servo systems[J]. ISA Transactions, 2017, 67: 256-265.

[8] GAO B, SHAO J, YANG X. A compound control strategy combining velocity compensation with ADRC of electro-hydraulic position servo control system[J]. ISA Transactions, 2014, 53(6): 1910-1918.

[9] WANG Chengwen, QUAN Long, ZHANG Shijie, et al. Reduced-order model based active disturbance rejection control of hydraulic servo system with singular value perturbation theory[J]. ISA Transactions, 2017, 67: 455-465.

[10] 王立新,赵丁选,刘福才,等. 一类轻载电液位置伺服系统线性自抗扰控制[J]. 控制理论与应用,2021,38(4):503-515.  
WANG Lixin, ZHAO Dingxuan, LIU Fucui, et al. Linear active disturbance rejection control for a class of light-load electro-hydraulic position servo system[J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(4): 503-515. (in Chinese)

[11] HAN J. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3):900-906.

[12] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C] //ACC, 2003: 4989-4996.

[13] GUO Q, ZHANG Y, CELLER B G, et al. Backstepping control of electro-hydraulic system based on extended-state-observer with plant dynamics largely unknown[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6909-6920.

[14] YAO J, JIAO Z, MA D. Adaptive robust control of DC motors with extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7):3630-3637.

[15] 郝云晓,夏连鹏,葛磊,等. 液电混合直线驱动系统位置控制特性研究[J]. 农业机械学报,2020,51(3):379-385.  
HAO Yunxiao, XIA Lianpeng, GE Lei, et al. Position control performance of hydraulic electric hybrid linear drive system[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2020, 51(3): 379-385. (in Chinese)

[16] 姜海勇,邢雅周,李娜,等. 基于微分平坦与自抗扰控制的伸缩臂抖动抑制研究[J]. 农业机械学报,2020,51(3):394-401.  
JIANG Haiyong, XING Yazhou, LI Na, et al. Vibration suppression of telescopic arm based on differential flatness and active disturbance rejection control[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2020, 51(3): 394-401.

(in Chinese)

- [17] PAN H, SUN W, GAO H, et al. Nonlinear tracking control based on extended state observer for vehicle active suspensions with performance constraints[J]. *Mechatronics*, 2015, 30:363–370.
- [18] SARIYILDIZ E, OBOE R, OHNISHI K. Disturbance observer-based robust control and its applications: 35th anniversary overview[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67(3): 2042–2053.
- [19] CHEN W H, YANG J, GUO L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods—an overview[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(2):1083–1095.
- [20] LAKOMY K, MADONSKI R, DAI B, et al. Active disturbance rejection control design with suppression of sensor noise effects in application to DC–DC buck power converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 69(1): 816–824.
- [21] PRASOV A A, KHALIL H K. A nonlinear high-gain observer for systems with measurement noise in a feedback control framework[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 58(3):569–580.
- [22] KHALIL H K, PRIESS S. Analysis of the use of low-pass filters with high-gain observers[J]. *IFAC-PapersOnLine*, 2016, 49(18):488–492.
- [23] CHEN Sen, BAI Wenyan, HU Yu, et al. On the conceptualization of total disturbance and its profound implications[J]. *Science China(Information Sciences)*, 2020, 63(2): 221–223.
- [24] MADONSKI R, HERBST G, STANKOVIC M. ADRC in output and error form: connection, equivalence, performance[J]. *Control Theory and Technology*, 2023, 21(1): 56–71.

(上接第 441 页)

- [13] 陈殿生,郑万军,黄宇,等. 弹跳机器人翻转机构的设计与优化[J]. *机械工程学报*, 2011, 47(1): 17–23.  
CHEN Diansheng, ZHENG Wanjun, HUANG Yu, et al. The design and optimization of a hopping robot's tipping mechanism [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2011, 47(1): 17–23. (in Chinese)
- [14] PENG S J, DING X L, YANG F, et al. Motion planning and implementation for the self-recovery of an overturned multi-legged robot[J]. *Robotica*, 2017, 35(5): 1107–1120.
- [15] 王圣捷,戴建生. 变胞四足机器人倾覆后的变胞恢复机理及其特性研究[J]. *中国机械工程*, 2021, 32(11): 1274–1282.  
WANG Shengjie, DAI Jiansheng. Research on the mechanism and characteristics of metamorphic recovery of a quadruped robot after overturning[J]. *China Mechanical Engineering*, 2021, 32(11): 1274–1282. (in Chinese)
- [16] LIU X Y, ZHANG C Y, NI C, et al. A reconfigurable multi-mode walking-rolling robot based on motor time-sharing control [J]. *Industrial Robot: the International Journal of Robotics Research and Application*, 2020, 47(2): 293–311.
- [17] 赵欣,康熙,戴建生. 四足变胞爬行机器人步态规划与运动特性[J]. *中南大学学报(自然科学版)*, 2018, 49(9): 2168–2177.  
ZHAO Xin, KANG Xi, DAI Jiansheng. Gait planning and motion characteristic analysis of a metamorphic quadruped walking robot[J]. *Journal of Central South University (Science and Technology)*, 2018, 49(9): 2168–2177. (in Chinese)
- [18] 甄伟鲲,康熙,张新生,等. 一种新型四足变胞爬行机器人的步态规划研究[J]. *机械工程学报*, 2016, 52(11): 26–33.  
ZHEN Weikun, KANG Xi, ZHANG Xinsheng, et al. Gait planning of a novel metamorphic quadruped robot[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2016, 52(11): 26–33. (in Chinese)
- [19] ZHANG C S, DAI J S. Continuous static gait with twisting trunk of a metamorphic quadruped robot[J]. *Mechanical Sciences*, 2018, 9(1): 1–14.
- [20] ZHANG C S, DAI J S. Trot gait with twisting trunk of a metamorphic quadruped robot[J]. *Journal of Bionic Engineering*, 2018, 15(6): 971–981.
- [21] 史瑞东,张秀丽,姚燕安. 基于 CPG 的沙漠蜘蛛机器人多模式运动控制方法[J]. *机器人*, 2018, 40(2): 146–157.  
SHI Ruidong, ZHANG Xiuli, YAO Yan'an. CPG-based multimodal motion control method for desert spider robots[J]. *Robot*, 2018, 40(2): 146–157. (in Chinese)
- [22] 刘超,巢鑫迪,姚燕安. 多模式空间 6R 地面移动机构[J]. *机械工程学报*, 2019, 55(23): 38–47.  
LIU Chao, CHAO Xindi, YAO Yan'an. Multi-modal space 6R ground mobility mechanism [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2019, 55(23): 38–47. (in Chinese)
- [23] 于靖军,刘凯,孔宪文. 多模式机构研究进展[J]. *机械工程学报*, 2020, 56(19): 14–27.  
YU Jingjun, LIU Kai, KONG Xianwen. State of the art of multi-mode mechanisms[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2020, 56(19): 14–27. (in Chinese)
- [24] 谢冬福,罗玉峰,石志新,等. 多移动机器人协同模式及其倾翻稳定性研究[J]. *中国机械工程*, 2020, 31(20): 2472–2485.  
XIE Dongfu, LUO Yufeng, SHI Zhixin, et al. Research on cooperative modes and tipping stability of multiple mobile robots [J]. *China Mechanical Engineering*, 2020, 31(20): 2472–2485. (in Chinese)
- [25] 门宝,范雪坤,陈永新. 仿生机器人的发展现状及趋势研究[J]. *机器人技术与应用*, 2019(5): 15–19.  
MEN Bao, FAN Xuekun, CHEN Yongxin. A study of the current status and trends in the development of bionic robots[J]. *Robotics and Applications*, 2019(5): 15–19. (in Chinese)