

六自由度并联平台无约束运动阶段的改进自抗扰控制

魏宏博, 赵伟, 曹少中

北京印刷学院信息工程学院, 北京

收稿日期: 2025年12月7日; 录用日期: 2026年1月16日; 发布日期: 2026年1月27日

摘要

针对六自由度Stewart并联平台在无约束运动阶段的高精度轨迹跟踪控制需求, 本文开展基于扩张状态观测器(ESO)的自抗扰控制(ADRC)方法研究。针对平台在自由运动空间中的模型不确定性和外部扰动问题, 设计了完整的自抗扰控制框架。首先建立平台的无约束运动动力学模型, 然后提出改进的稳定化自抗扰控制算法, 通过扩张状态观测器实时估计并补偿总扰动, 引入自适应ESO带宽调整和饱和非线性函数, 解决控制输入震荡问题, 实现参数在线自整定。

关键词

六自由度并联平台, Stewart平台, 扩张状态观测器, 自适应ESO带宽调整

Research on Active Disturbance Rejection Motion Control Algorithm for the Unconstrained Motion Phase of a Printing Press Sleeve Assembly Robot

Hongbo Wei, Wei Zhao, Shaozhong Cao

School of Information Engineering, Beijing Institute of Graphic Communication, Beijing

Received: December 7, 2025; accepted: January 16, 2026; published: January 27, 2026

Abstract

To address the high-precision trajectory tracking control requirements of a six-degree-of-freedom

文章引用: 魏宏博, 赵伟, 曹少中. 六自由度并联平台无约束运动阶段的改进自抗扰控制[J]. 人工智能与机器人研究, 2026, 15(1): 328-342. DOI: 10.12677/airr.2026.151032

Stewart parallel platform during its unconstrained motion phase, this paper conducts research on an Active Disturbance Rejection Control (ADRC) method based on an Extended State Observer (ESO). Aiming at the problems of model uncertainty and external disturbances when the platform operates in free-motion space, a complete ADRC framework is designed. Firstly, the unconstrained motion dynamics model of the platform is established. Then, an improved stabilized ADRC algorithm is proposed. This algorithm utilizes the ESO to estimate and compensate for the total disturbance in real time. By introducing an adaptive ESO bandwidth adjustment mechanism and a saturation nonlinear function, it solves the control input oscillation issue and achieves online parameter self-tuning.

Keywords

IX-Degree-of-Freedom Parallel Platform, Stewart Platform, Extended State Observer, Adaptive ESO Bandwidth Adjustment

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

并联机器人凭借高精度、高刚度与强承载能力等优势，已在航空航天、精密制造及医疗器械等领域广泛应用。作为其典型代表，六自由度 Stewart 平台集成了多传感器、先进驱动与实时控制技术，是现代机电一体化的集中体现。该平台通过六根伺服支链的协同运动实现空间六自由度精确控制。然而，其多刚体、强耦合、非线性的特性也导致了模型不确定等问题，对高精度控制构成严峻挑战。因此，实现高性能控制需深入探究其机构构型与运动学特性，建立精确动力学模型，并设计先进控制策略。

自抗扰控制(ADRC)是一种基于扩张状态观测器(ESO)的先进控制方法。其核心思想是将系统内部不确定性与外部扰动统一视为“总扰动”并进行实时估计与补偿，从而对模型参数变化和外部干扰展现出极强鲁棒性。ESO 具有模型依赖度低、动态响应快、结构简单等优点。关于并联机器人的控制方法，已有多项研究提出了不同的解决方案。对于自抗扰控制来说，虽然结构简单且易于实现，但其控制精度和鲁棒性有限，难以适应复杂工况下的控制需求。在自抗扰控制方面，在控制输入平滑性、参数自适应机制等方面仍有改进空间。

基于上述分析，本文提出一种改进的稳定化自抗扰控制算法。该算法在标准自抗扰控制框架基础上，通过引入自适应 ESO 带宽调整机制、设计饱和非线性函数以及实施控制输入平滑处理，旨在解决标准自抗扰控制在并联平台应用中存在的控制输入震荡问题，同时保持其优良的抗扰性能，并实现参数在线自适应整定。本文将首先建立六自由度 Stewart 平台的动力学模型，继而详细阐述改进自抗扰控制器的设计与实现，分析其稳定性与收敛特性，最后通过仿真实验，与传统 Proportional-Integral-Derivative Control (PID)、标准 ADRC 等控制方法进行综合对比，验证所提方法的优越性。

2. 六自由度并联机器人分析与建模

2.1. 结构分析

六自由度 Stewart 平台是一种典型的并联机构，由上下两个平台通过六根可独立伸缩的驱动支链连接而成。该平台采用对称分布设计，具有结构刚度大、承载能力强、精度高等优点。上平台(动平台)通过球节与连杆相连，下平台(静平台)通过基座固定，连杆通过球节连接，使得平台可以在六个自由度上进行运

动：三个平移自由度(沿 x、y 和 z 轴)和三个旋转自由度(绕 x、y 和 z 轴)，通过精确控制各杆长度实现动平台在空间中的六自由度运动[1]。

2.2. 运动学分析

六自由度 Stewart 平台结构简图如图 1 所示。

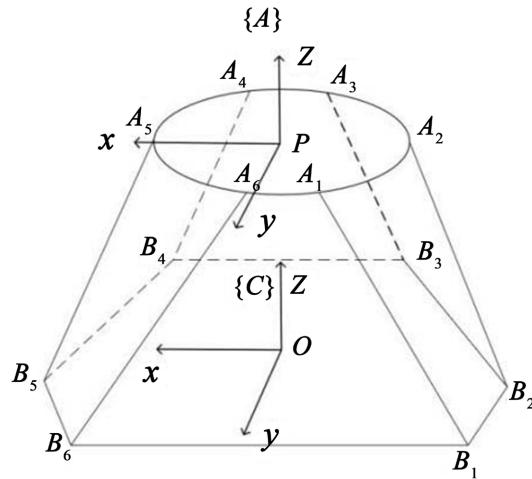


Figure 1. Structural diagram of the six-degree-of-freedom Stewart platform

图 1. 六自由度 Stewart 平台结构简图

上平台(动平台): 如图中{A}坐标系所示，呈椭圆形状，其形心为点 P。平台周边均匀分布六个铰链点 A₁~A₆，通过球节与各连杆相连。下平台(静平台): 如图 1 中{C}坐标系所示，为多边形结构，其形心为点 O。平台周边均匀分布六个铰链点 B₁~B₆，通过基座固定。

固定坐标系{C}: 固联于下平台，原点为 O 点，基矢量分别为 x_C、y_C、z_C，其中 z_C 轴垂直向上。动坐标系{A}: 固联于上平台，原点为 P 点，基矢量分别为 x_A、y_A、z_A。此坐标系随上平台运动。位姿是描述刚体在三维空间中位置和姿态的完整信息。对于六自由度 Stewart 平台，位姿由 6 个独立参数[2]确定：3 个平移自由度(位置)和 3 个旋转自由度(姿态)。

动平台中心点 P 在固定坐标系中的坐标：

$$P = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}$$

式中，x、y、z 为 x_C、y_C、z_C。

绕各坐标轴的基本旋转矩阵以 Z-Y-X 欧拉角展开：

$$R = \begin{bmatrix} \cos\psi\cos\theta & \cos\psi\sin\theta\sin\phi - \sin\psi\cos\phi & \cos\psi\sin\theta\cos\phi + \sin\psi\sin\phi \\ \sin\psi\cos\theta & \sin\psi\sin\theta\sin\phi - \cos\psi\cos\phi & \sin\psi\sin\theta\cos\phi - \cos\psi\sin\phi \\ -\sin\theta & \cos\theta\sin\phi & \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix}$$

式中 ϕ 、 θ 、 ψ 为绕 X、Y、Z 轴旋转，分别描述动平台偏转、俯仰、横滚角。

$$\text{令 } {}^A a_i = [\alpha_{ix}, \alpha_{iy}, \alpha_{iz}]^T, {}^C b_i = [b_{ix}, b_{iy}, b_{iz}]^T$$

式中, Aa_i 为上平台铰链点 a_i 在动坐标系 $\{A\}$ 中的坐标; Cb_i 为下平台铰链点 b_i 在固定坐标系 $\{C\}$ 中的坐标; 可得, 杆长矢量在固定坐标系 $\{C\}$ 中表示为

$$L_i = \sqrt{\left(P + R \cdot {}^Aa_i - {}^Cb_i \right)^T \left(P + R \cdot {}^Aa_i - {}^Cb_i \right)}$$

P 为动坐标系原点在固定坐标系中的位置向量; R 为动坐标系相对于固定坐标系的旋转矩阵。可得:

$$\Delta x_i = x + [\cos \psi \cos \theta] a_{ix} + [\cos \psi \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \cos \phi] a_{iy} + [\cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi] a_{iz} - b_{ix}$$

$$\Delta y_i = y + [\sin \psi \cos \theta] a_{ix} + [\sin \psi \sin \theta \sin \phi - \cos \psi \cos \phi] a_{iy} + [\sin \psi \sin \theta \cos \phi - \cos \psi \sin \phi] a_{iz} - b_{iy}$$

$$\Delta z_i = z + [-\sin \theta] a_{iz} + [\cos \theta \sin \phi] a_{iy} + [\cos \theta \cos \phi] a_{iz} - b_{iz}$$

最终杆长公式:

$$L_i = \sqrt{(\Delta x_i)^2 + (\Delta y_i)^2 + (\Delta z_i)^2}$$

当给定任意上平台姿态 P 、 ϕ 、 θ 、 ψ 的值时可以求解出上平台处于给定姿态时对应杆长, 并且通过控制 6 条机械臂长度可使上平台运动到指定位姿。

2.3. 动力学建模

拉格朗日法是建立并联机构动力学模型的有效方法[3], 其核心是通过系统的动能和势能分析来推导动力学方程。该方法避免了复杂的受力分析, 特别适用于多自由度系统的建模。

拉格朗日函数 L 定义为系统的动能 K 和势能 P 之差, 即:

$$L = K - P$$

对于六自由度 Stewart 平台, 广义坐标选取为 $q = [x, y, z, \psi, \theta, \phi]^T$, 拉格朗日方程表示为:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau$$

式中: τ 为广义力向量。

建立六自由度 Stewart 平台的拉格朗日矩阵形式的动力学方程为:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = J^T\tau$$

式中: $M(q)$ 为正定对称惯性矩阵; $C(q, \dot{q})$ 为向心和哥氏力的系数矩阵; $G(q)$ 为重力项; J^T 为平台的雅可比矩阵; \dot{q} 为广义速度向量(一阶时间导数); \ddot{q} 为广义加速度向量(二阶时间导数)。

由于机器人系统存在未建模动态及多种不确定空间环境干扰, 动力学方程[4]改写为:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = J^T\tau + d(t) \quad (1)$$

式中: $d(t)$ 为集总干扰项, 包含参数不确定性、未建模动态和外部扰动。

3. 自抗扰控制器设计

针对六自由度 Stewart 并联平台在无约束运动阶段的高精度轨迹跟踪控制需求, 本节设计一种改进的稳定化自抗扰控制方法[5]。该控制器在标准自抗扰控制框架基础上, 通过引入自适应扩张状态观测器(ESO) [6]带宽调整、饱和非线性函数以及控制输入平滑处理机制, 在保持强抗扰性能的同时有效抑制控制输入震荡, 实现参数在线自适应整定。已有研究表明, ESO 在实际工程应用中能够有效抑制不确定性因素对系统的影响, 增强控制系统的稳定性和精度, 具有良好的实用性和有效性[7]。

根据第二章建立的六自由度 Stewart 平台动力学方程，定义状态变量：

$$\begin{aligned}x_1 &= q \\x_2 &= \dot{q}\end{aligned}$$

将动力学方程改写为状态空间形式：

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + b_0\tau + w(t)\end{cases}$$

其中 b_0 为控制增益矩阵； $w(t)$ 为系统总扰动，包含模型不确定性、未建模动态及外部扰动。

$$\begin{aligned}f(x_1, x_2) &= M^{-1}(x_1) [-C(x_1, x_2)x_2 - G(x_1)] \\b_0 &= M^{-1}(x_1) J^T \\w(t) &= M^{-1}(x_1) d(t)\end{aligned}$$

将总扰动 $w(t)$ 扩张为新的状态变量 x_3 ，得到扩张状态系统：

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0\tau \\ \dot{x}_3 = h(t)\end{cases}$$

建立改进的扩张状态观测器：

$$\begin{cases}\dot{z}_1 = z_2 - \beta_1\phi_1(z_1 - x_1) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2\phi_2(z_1 - x_1) + b_0\tau \\ \dot{z}_3 = -\beta_3\phi_3(z_1 - x_1)\end{cases} \quad (2)$$

式中： z_1, z_2, z_3 为位置、速度和总扰动的估计值； $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 为观测器增益矩阵； $\phi_1(\cdot), \phi_2(\cdot), \phi_3(\cdot)$ 为改进的饱和非线性函数。

3.1. 自适应 ESO 带宽调整机制

为增强 ESO 对不同工况的适应性，本文提出自适应 ESO 带宽调整机制。观测器增益矩阵采用带宽参数化方法设计：

$$\begin{aligned}\beta_1 &= 3\omega_0 I \\ \beta_2 &= 3\omega_0^2 I \\ \beta_3 &= 3\omega_0^3 I\end{aligned}$$

其中 ω_0 为观测器带宽，根据跟踪误差自适应调整：

$$\omega_0(t) = \omega_l + k_1 \|e(t)\| + k_2 \|\dot{e}(t)\|$$

式中： ω_l 为基础带宽； k_1, k_2 为调整增益； $e(t) = q_d(t) - z_1(t)$ 为跟踪误差；为防止带宽过大导致噪声放大，设置限幅 $\omega_0^{\min} \leq \omega_0(t) \leq \omega_0^{\max}$ 。

3.2. 改进的饱和非线性函数设计

针对标准非线性函数在误差较大时可能导致控制输入剧烈震荡的问题[8]，本文设计如下饱和非线性函数：

$$\phi_i(e_i, \alpha_i, \delta_i, M_i) = \begin{cases} M_i \cdot \text{sat}\left(\frac{e}{\|e\|}\right) & \|e\| > e_{\max} \\ fal(e, \alpha_i, \delta_i) & e_{\min} \leq \|e\| \leq e_{\max} \\ K_i \cdot e & \|e\| < e_{\min} \end{cases}$$

其中, fal 函数定义为

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \|e\|^\alpha \cdot sign(e) & \|e\| > \delta \\ e/\delta^{1-\alpha} & \|e\| \leq \delta \end{cases}$$

4. 改进的稳定化自抗扰控制器设计

针对六自由度 Stewart 平台六个自由度的轨迹跟踪控制, 定义状态跟踪误差为 $e = q_d - z_1$, 其中 q_d 为期望轨迹。

4.1. 非线性状态误差反馈律设计

基于扩张状态观测器提供的状态估计 z_1 , z_2 和扰动估计 z_3 , 设计非线性状态误差反馈律:

$$\tau = b_0^{-1} [u_0 - z_3] \quad (3)$$

其中 u_0 为基于状态误差的非线性反馈控制量:

$$u_0 = K_p \phi_p(e, \alpha_p, \delta_p) + K_d \phi_d(\dot{e}, \alpha_d, \delta_d)$$

式中:

K_p, K_d 为比例和微分增益矩阵;

$\phi_p(\cdot), \phi_d(\cdot)$ 为改进的饱和非线性函数;

$\dot{e} = \dot{q}_d - z_2$ 为速度跟踪误差。

4.2. 控制输入平滑处理

为抑制控制输入震荡, 引入控制输入平滑处理机制。前馈 - 反馈复合控制:

$$\tau = \tau_{ff} + \tau_{fb}$$

其中前馈项 τ_{ff} 基于期望轨迹的动力学计算, 反馈项 τ_{fb} 基于误差设计。低通滤波:

$$\tau_f(s) = \frac{1}{T_f s + 1} \tau(s) \quad \tau_f(s) = \frac{1}{T_f s + 1} \tau(s)$$

其中 T_f 为滤波时间常数, 根据系统带宽选择。变化率限制:

$$|\dot{\tau}_i| \leq \dot{\tau}_{\max}, \quad i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

4.3. 参数在线自整定机制

为实现控制器参数的自适应调整, 设计基于模糊逻辑的参数在线自整定机制[9]:

输入变量: 跟踪误差 e 及其变化率 \dot{e} ; 输出变量: 控制器增益调整量 $\Delta K_p, \Delta K_d$; 模糊规则: 如 IF 误差大且变化快 THEN 增加增益, IF 误差小且变化慢 THEN 减小增益;

参数更新: $K_p(t) = K_{p0} + \Delta K_p(t)$
 $K_d(t) = K_{d0} + \Delta K_d(t)$

5. 稳定性证明

为保证系统在改进的稳定化自抗扰控制器作用下的稳定运行, 下面对控制系统在扩张状态观测器和自抗扰控制器作用下的稳定性进行分析。

5.1. 扩张状态观测器收敛性证明

令扩张状态观测器观测值和系统实际状态量的误差为:

$$\begin{aligned} e_1 &= z_1 - q \\ e_2 &= z_2 - \dot{q} \\ e_3 &= z_3 - f_{total} \end{aligned}$$

其中: $f_{total} = M^{-1}[d(t) - \Delta C\dot{q} - \Delta G]$ 为总扰动。

由公式(1)和(2)可得扩张状态观测器误差方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_1 \phi_1(e_1) \\ \dot{e}_2 = e_3 - \beta_2 \phi_2(e_1) \\ \dot{e}_3 = -\beta_3 \phi_3(e_1) - f_{total} \end{cases}$$

通过选择合适的扩张状态观测器参数使得矩阵 A 为 Hurwitz 矩阵[10], 其中:

$$A = \begin{bmatrix} -\beta_1 k_1 & I & 0 \\ -\beta_2 k_2 & 0 & I \\ -\beta_3 k_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

其中 k_1, k_2, k_3 为非线性函数的 Lipschitz 常数。则存在正定矩阵 P 满足 $A^T P + PA = -P$, 其中 I 为单位矩阵。因此通过选择合适的 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$, 即可使特征值全部位于左半平面, 观测器误差收敛。

5.2. 改进的自抗扰控制器稳定性及收敛性证明

进行闭环系统稳定性分析。定义跟踪误差 $e = q_d - q$, 构造 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} \dot{e}^T M \dot{e} + \frac{1}{2} e^T K_p e + V_{eso}$$

其中 $V = \frac{1}{2} e_1^T P_1 e_1 + \frac{1}{2} e_2^T P_2 e_2 + \frac{1}{2} e_3^T P_3 e_3$ 为 ESO 的 Lyapunov 函数。

对 V 求时间导数, 由(1)和(3)可推导出:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{e}^T M \ddot{e} + \frac{1}{2} \dot{e}^T M \dot{e} + \dot{e}^T K_p e + \dot{V}_{eso} \\ &= \dot{e}^T [M \ddot{q}_d - (C \dot{q} + G) - \tau - d(t)] + \frac{1}{2} \dot{e}^T M \dot{e} + \dot{e}^T K_p e + \dot{V}_{eso} \end{aligned}$$

代入改进的自抗扰控制律 $\tau = b_0^{-1} [K_p \phi_p(e) + K_d \phi_d(\dot{e}) - z_3]$, 并利用斜对称性 $M = 2C$ 的性质, 可得:

$$\dot{V} \leq -\dot{e}^T K_d \dot{e} + \dot{e}^T e_3 - \alpha V_{eso} + \nu h_{max}$$

其中 $\alpha, \nu > 0$ 为常数, h_{max} 为扰动导数上界。

应用 Young 不等式:

$$\dot{e}^T e_3 \leq \frac{1}{2\eta} \|\dot{e}\|^2 + \frac{\eta}{2} \|e_3\|^2$$

其中 $\eta > 0$ 为设计参数。则：

$$\dot{V} \leq -\left(\lambda_{\min}(K_d) - \frac{1}{2\eta} \right) \|\dot{e}\|^2 - \alpha V_{eso} + \frac{\eta}{2} \|e_3\|^2 + \gamma h_{\max}$$

当选择 η 满足 $\lambda_{\min}(K_d) > \frac{1}{2\eta}$, 且 ESO 估计误差有界 $\|e_3\| \leq \varepsilon$ 时, 有:

$$V \leq -\lambda_1 \|\dot{e}\|^2 - \alpha V_{eso} + \lambda_2$$

其中 $\lambda_1 = \lambda_{\min}(K_d) - \frac{1}{2\eta} > 0$, $\lambda_2 = \frac{\eta}{2} \varepsilon^2 + \gamma h_{\max}$ 。

5.3. 收敛性分析

当系统进入稳态时, $\dot{V} = 0$, 此时:

$$\|\dot{e}\|^2 \leq \frac{\lambda_2}{\lambda_1}, V_{eso} \leq \frac{\lambda_2}{\alpha}$$

跟踪误差 e 满足:

$$\|e\| \leq \sqrt{\frac{2}{\lambda_{\min}(K_p)} \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1} + \frac{\lambda_2}{\alpha} \right)}$$

可知系统在 Lyapunov 意义下是渐近稳定的, 跟踪误差能在有限时间内收敛到平衡点附近的有界区域内。因此, 系统是输入状态稳定的, 跟踪误差最终有界。

6. 仿真分析

为验证改进自抗扰控制算法(Improved ADRC)在六自由度 Stewart 平台轨迹跟踪控制中的有效性, 采用 MATLAB 仿真软件搭建多算法对比模型进行仿真测试。对 Stewart 平台的 X、Y、Z 三个平动自由度进行仿真分析, 观察系统在不同控制策略下的轨迹跟踪性能。其中, 各控制器的参数设定如表 1 所示。

Table 1. System resulting data of standard experiment
表 1. 改进自抗扰控制算法控制器参数表统计结果数据

控制器类型	参数名称	参数值
改进 ADRC	控制器增益 k_p	180
	控制器增益 k_d	35
	控制增益 b_0	1.0
	ESO 增益 β_1	120
	ESO 增益 β_2	350
	ESO 增益 β_3	900
PID 控制器	比例增益 K_p	60
	积分增益 K_i	1
	微分增益 K_d	8

续表

滑模面参数 λ	15
控制增益 k	12
质量 m	150.0 kg
平台参数	刚度系数 k
	120.0 N/m
	阻尼系数 c
	8.0 N·s/m

仿真 1。为验证控制算法的基本跟踪能力[11]，设定平台初始位置均为零($X = 0, Y = 0, Z = 0$)，原轨迹为复合平滑信号，包含 2~5 秒的平滑过渡段和 5~10 秒的稳定跟踪段，得到期望轨迹曲线如图 2 所示。

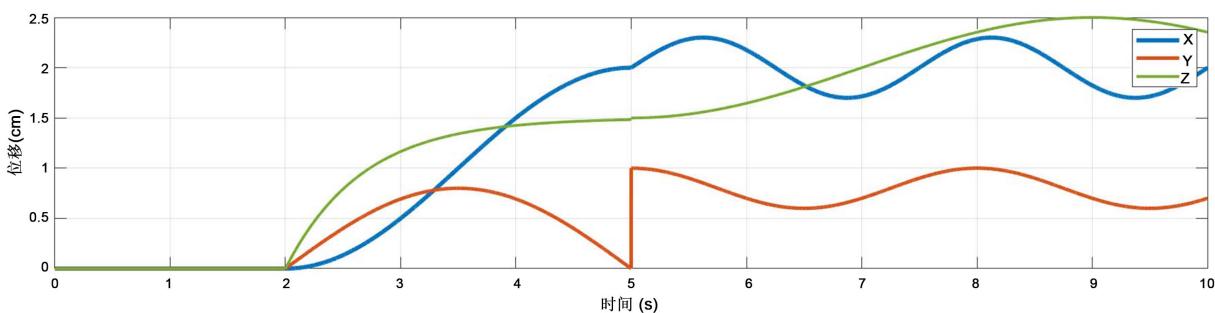


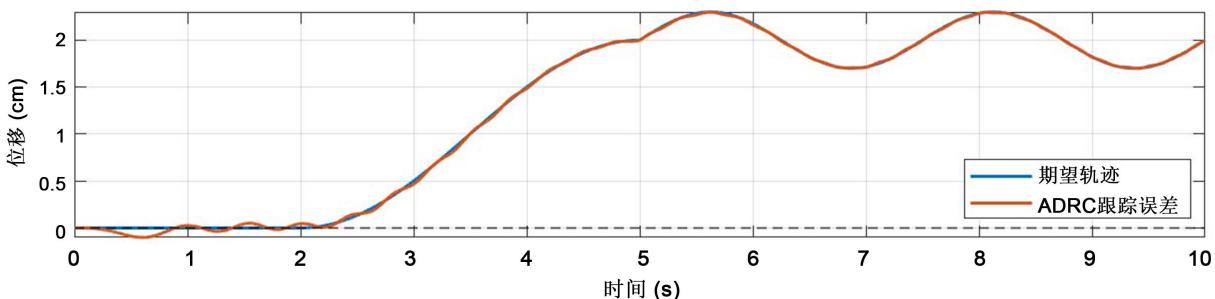
Figure 2. Desired trajectory curve

图 2. 期望轨迹曲线

由图 2 可知，X 方向在 2~5 秒内从 0 平滑过渡到 2 cm，Y 方向从 0 平滑过渡到 0.8 cm，Z 方向从 0 平滑过渡到 1.5 cm，之后分别以 0.3、0.2、0.5 cm 的幅值进行正弦波动，形成具有实际工程意义的参考轨迹。

仿真 2。为验证改进 ADRC 控制算法的跟踪性能，将 ADRC 控制下的跟踪轨迹与原轨迹在同一坐标系中进行对比分析，结果如图 3~5 所示。

在改进 ADRC 控制下，系统的跟踪误差始终维持在较小范围内。X 方向最大跟踪误差为 0.032 cm，Y 方向最大跟踪误差为 0.012 cm，Z 方向最大跟踪误差为 0.033 cm。在 5 秒左右的脉冲扰动期间，ADRC 控制能够快速抑制扰动影响，在 0.5 秒内恢复稳定跟踪状态，验证了其良好的抗扰能力。各方向的具体误差如表 2 所示。

Figure 3. Comparison of ADRC tracking trajectory and desired trajectory in the x-direction
图 3. X 方向 ADRC 跟踪轨迹与期望轨迹对比

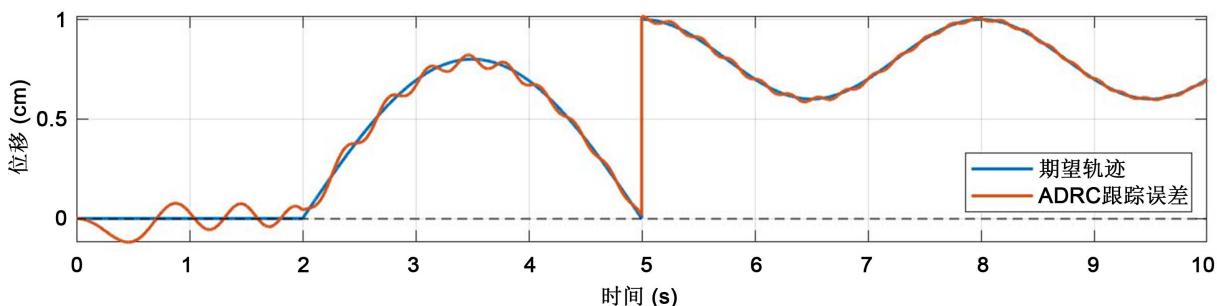


Figure 4. Comparison of ADRC tracking trajectory and desired trajectory in the y-direction
图 4. Y 方向 ADRC 跟踪轨迹与期望轨迹对比

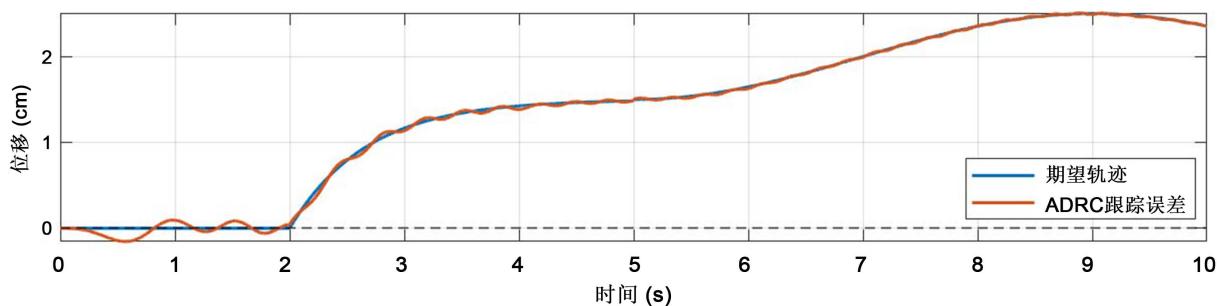


Figure 5. Comparison of ADRC tracking trajectory and desired trajectory in the z-direction
图 5. Z 方向 ADRC 跟踪轨迹与期望轨迹对比

Table 2. Improved ADRC controller parameter results
表 2. 改进自抗扰控制算法控制器参数表统结果数据

方向	最大误差(cm)	平均误差(cm)
X 方向	0.032	0.0040
Y 方向	0.012	0.0034
Z 方向	0.033	0.0054

仿真 3。多算法控制性能对比验证，为验证改进 ADRC 控制算法的优越性，在相同初始条件、期望轨迹和扰动环境下，将改进自抗扰控制器(Improved ADRC)与 PID 控制器(PID)和滑模控制器(SMC) [12] 进行仿真对比。

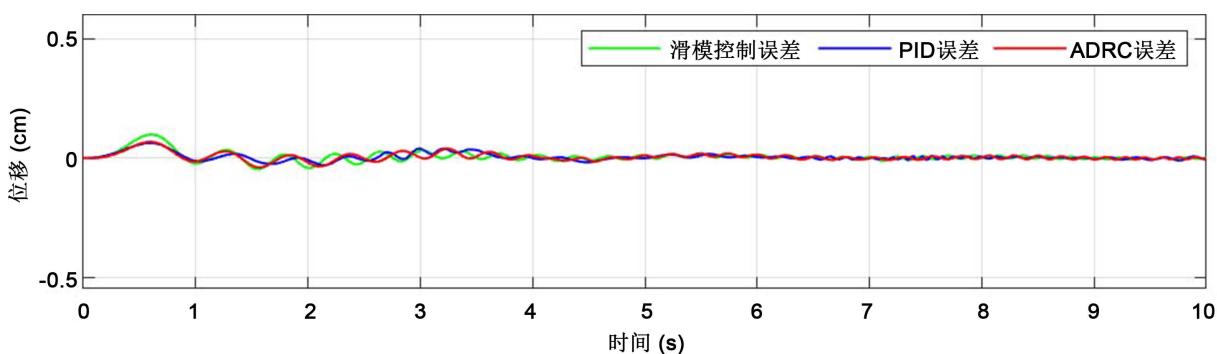
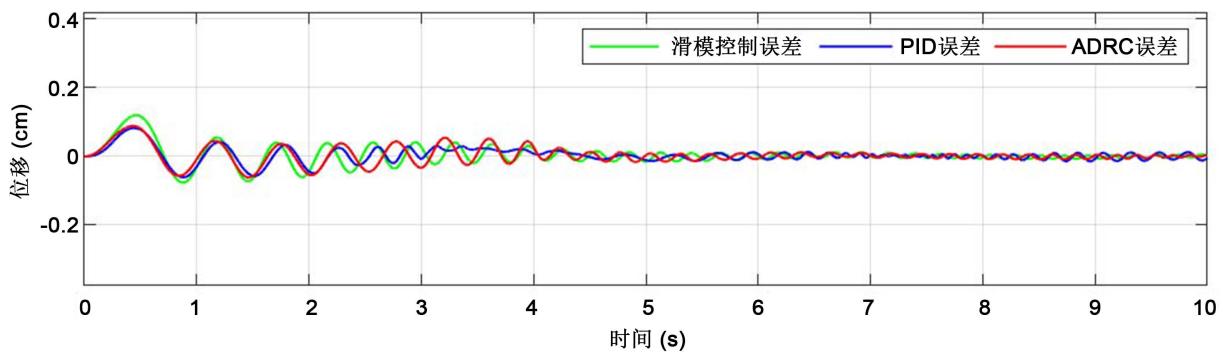
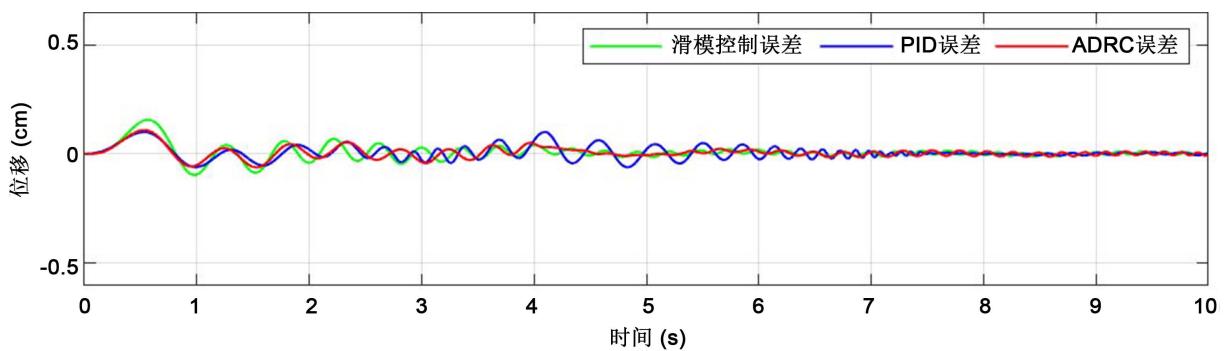


Figure 6. Algorithm comparison in the X-direction
图 6. X 方向算法仿真对比

**Figure 7.** Algorithm comparison in the Y-direction**图 7.** Y 方向算法仿真对比**Figure 8.** Algorithm comparison in the Z-direction**图 8.** Z 方向算法仿真对比**Table 3.** Statistical results of algorithm errors**表 3.** 算法误差统计

方向	ADRC 误差平均值(cm)	PID 误差(cm)	滑膜控制误差平均值(cm)
X 方向	0.00412	0.00442	0.00441
Y 方向	0.00343	0.00361	0.00351
Z 方向	0.00544	0.00575	0.00558

由图 6~8, 表 3 可知, 在相同初始状态和期望轨迹条件下, 改进 ADRC 控制器的跟踪误差平均值最小, 表现出最强的抗干扰能力。PID 控制器和滑模控制器由于参数被削弱且受到测量噪声影响, 跟踪误差大, 跟踪精度低于改进 ADRC。与 PID 相比, 由改进 ADRC 在 X 方向的误差降低了 6.79%, Y 方向降低了 4.99%, Z 方向降低了 5.39%; 与滑模控制器相比, 改进 ADRC 在 X 方向的误差降低了 3.96%, Y 方向降低了 7.80%%, Z 方向降低了 4.39%。总体来看, 改进 ADRC 相比 PID 控制器总体性能提升+5.66%, 相比滑模控制器总体性能提升+5.11%, 证明了改进 ADRC 在轨迹跟踪精度方面的优越性。

7. 实验验证

实验采用印刷机轴套装配机器人(如图 9), 运动机构为 Stewart 六自由度并联平台, 使用 Trio PCI208 运动控制卡完成多杆协同控制[13], Trio PCI208 运动控制卡允许同时控制 6 个伺服驱动器, 为验证改进自抗扰控制算法的性能提供了高精度的数值。Stewart 六自由度并联平台如图 10 所示。



Figure 9. Printing press sleeve assembly robot
图 9. 印刷机轴套装配机器人



Figure 10. Stewart six-degree-of-freedom parallel platform
图 10. Stewart 六自由度并联平台

为验证改进自抗扰控制算法的可行性，对 Stewart 六自由度并联平台，进行实验验证，使用陀螺仪检测动平台的角度变化，将所测得平台的姿态数据保存至 Excel 中，导入 MATLAB 软件进行曲线绘制。

实验 1。为验证控制器的鲁棒性，在平台稳定时加入 5 kg 的负载干扰，以陀螺仪观察并记录动平台的姿态变化，与仿真曲线进行对比。施加负载扰动和实验所使用陀螺仪如图 11 所示。



Figure 11. Stewart six-degree-of-freedom parallel platform and gyroscope
图 11. 5 kg 的负载干扰和陀螺仪

添加扰动后，实验曲线与仿真曲线对比图如图 12 所示。

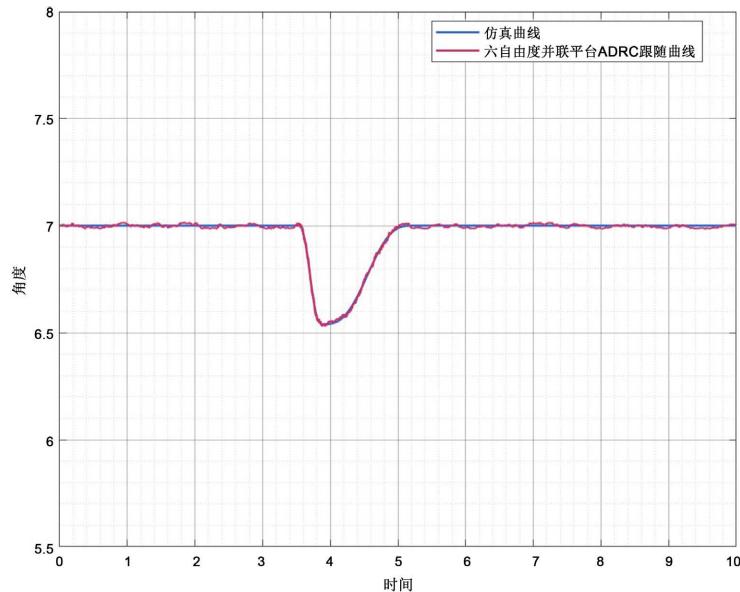


Figure 12. Comparison of experimental and simulation curves

图 12. 实验曲线与仿真曲线对比

仿真值和实际曲线基本吻合，突加负载扰动时最大波动值约为 0.45 度，在控制器的调节作用下，约 1.6 s 后平台逐渐趋于稳定。由此可见改进自抗扰控制算法对于突变干扰有较强的抗干扰性，平台的鲁棒性较强。

实验 2。当平台姿态稳定时，在动平台中心加入 5 kg 负载扰动，观察三种控制器的控制效果。三种方法的对比曲线如图 13 所示。

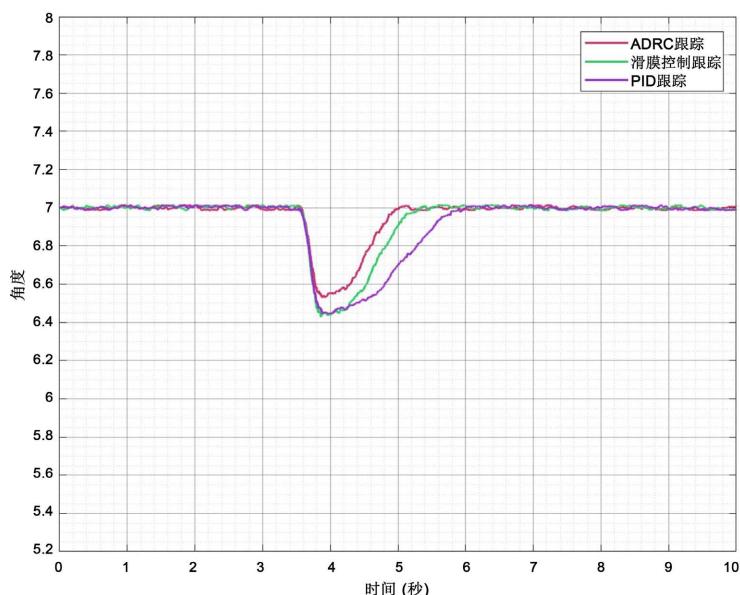


Figure 13. Algorithm comparison

图 13. 算法对比

由图 13 所示。可知：ADRC 最低点高于与其他两种控制器 0.18~0.10 度，回稳用时提前 0.91~0.29 秒，改进自抗扰控制算法对突变扰动表现出更强的鲁棒性，在响应速度和超调抑制两方面均表现最佳，回稳时间分别提升了 14.6% 和 39.1%，验证了此控制器的优越性。

实验 3。为进一步验证控制器的优越性令 Stewart 六自由度并联平台绕 y 轴做正弦运动，与仿真曲线进行对比观察其轨迹跟踪能力，效果如图 14 所示。

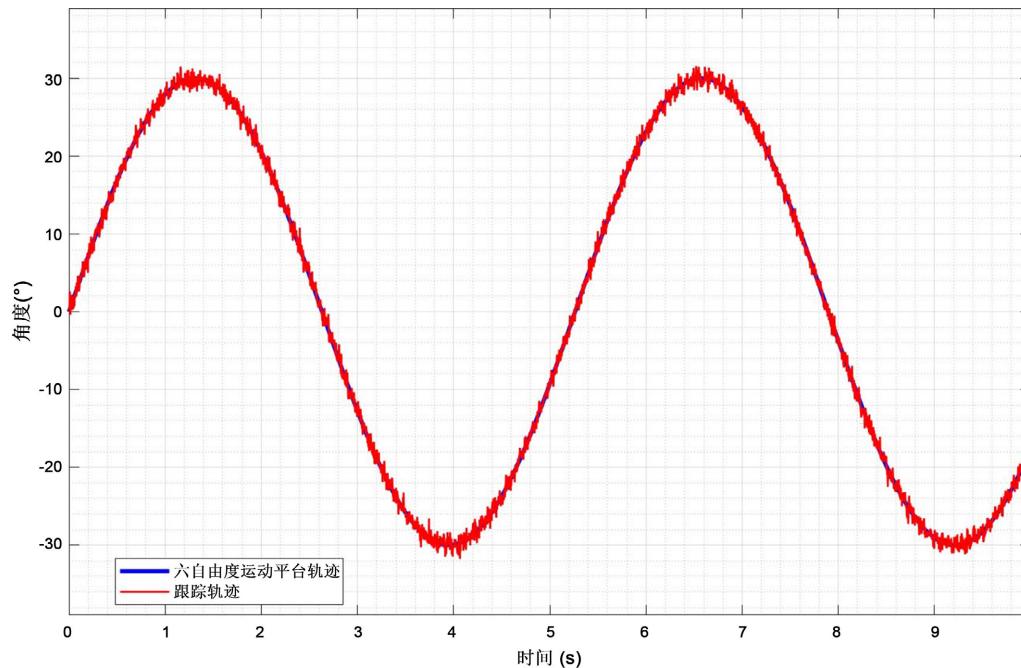


Figure 14. Comparison of experimental and simulation curves under sinusoidal motion
图 14. 正弦运动实验曲线与仿真曲线对比

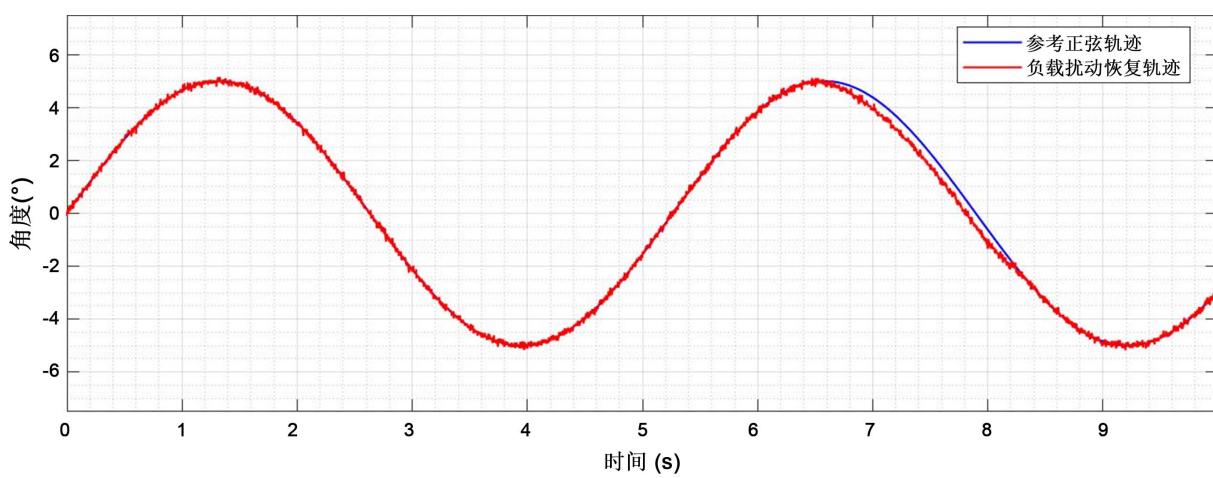


Figure 15. Load disturbance recovery
图 15. 负载扰动恢复

由图 14 可知平均绝对误差为 0.551 度，最大绝对误差为 1.295 度。由此可见改进自抗扰控制算法具有较好的轨迹跟踪能力，能够精准地跟踪目标轨迹。

实验 4 为进一步验证控制算法在动态轨迹跟踪过程中的抗干扰能力,令 Stewart 六自由度并联平台绕 Y 轴做正弦运动,并在运动过程中加入 5 kg 的负载扰动,观察控制效果,对比分析其轨迹跟踪精度、扰动抑制能力和恢复特性。

如图 15 所示,结果显示总扰动时间约为 1.8 s,扰动幅度为 0.5 度,进一步验证了改进自抗扰控制算法在实际应用中能够满足高精度、强扰动环境下的轨迹跟踪控制需求,为 Stewart 六自由度并联平台的实际应用提供了可靠的控制方案。

参考文献

- [1] 张永芳,吕延军,段宝岩.并联 Stewart 机器人的自抗扰控制技术及其应用[C]//《仪器仪表学报》杂志社,中国仪器仪表学会,重庆大学,《电子测量技术》,《国外电子测量技术》.2007'仪表,自动化及先进集成技术大会论文集(二).2007: 747-751.
- [2] Nourian, A., Ghazavi, R.M. and Masouleh, T.M. (2025) Generalized Kinematic Solution of Hyper Redundant Multi Gough-Stewart Platform Connected Serially Using Deep Reinforcement Learning with Time Optimization. *Mechanism and Machine Theory*, **218**, Article ID: 106260.
- [3] Shao, P.-J., Wang, Z., Yang, S. and Liu, Z. (2019) Dynamic Modeling of a Two-DOF Rotational Parallel Robot with Changeable Rotational Axes. *Mechanism and Machine Theory*, **131**, 318-335. <https://doi.org/10.1016/j.mechmachtheory.2018.08.020>
- [4] 梁栋,李世友,畅博彦,等.冗余驱动精密定位并联机器人动力学优化[J].机械设计与研究,2022,38(5): 79-87.
- [5] Wang, W., Ning, Y., Zhang, Y., et al. (2025) Linear Active Disturbance Rejection Control with Linear Quadratic Regulator for Stewart Platform in Active Wave Compensation System. *Applied Ocean Research*, **156**, Article ID: 104469.
- [6] Chen, W., Wang, S., Li, J., Lin, C., Yang, Y., Ren, A., et al. (2023) An ADRC-Based Triple-Loop Control Strategy of Ship-Mounted Stewart Platform for Six-DOF Wave Compensation. *Mechanism and Machine Theory*, **184**, Article ID: 105289. <https://doi.org/10.1016/j.mechmachtheory.2023.105289>
- [7] 张明换,朱雅光,冯吉科,等.基于 ESO 的机器人关节模组改进型滑模调速控制[J/OL].控制理论与应用,1-9. <https://link.cnki.net/urlid/44.1240.TP.20251127.1930.002>, 2025-12-21.
- [8] 王起钢,高强.基于 ESO 和 RBF 的六自由度并联稳定平台滑膜控制[J].工业控制计算机,2025,38(6): 96-98.
- [9] Taghizadeh, M. and Javad Yarmohammadi, M. (2018) Development of a Self-Tuning PID Controller on Hydraulically Actuated Stewart Platform Stabilizer with Base Excitation. *International Journal of Control, Automation and Systems*, **16**, 2990-2999. <https://doi.org/10.1007/s12555-016-0559-8>
- [10] Chen, S., Xue, W., Zhong, S. and Huang, Y. (2018) On Comparison of Modified ADRCs for Nonlinear Uncertain Systems with Time Delay. *Science China Information Sciences*, **61**, 212-226. <https://doi.org/10.1007/s11432-017-9403-x>
- [11] Zhou, Z., Liu, Z., Cai, C., Han, H., Cao, Y., Li, S., et al. (2025) A CNN-GRU Model-Based Trajectory Error Predicting and Compensating for a 6-DOF Parallel Robot. *Electronics*, **14**, 4752-4752. <https://doi.org/10.3390/electronics14234752>
- [12] 王晓悦. Stewart 并联机器人的滑模控制研究[D]: [硕士学位论文]. 无锡: 江南大学, 2024.
- [13] 赵婷婷. 运动控制实验平台软件设计及自抗扰控制算法实现[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北方工业大学, 2022.