

基于改进滑模观测器的 EMB 夹紧力估计与融合控制<sup>\*</sup>

蔺秋泓 高 成 李豪坤 年珊珊

(沈阳工业大学化工过程自动化学院 沈阳 111003)

**摘 要:** 针对电子机械制动(EMB)系统中力传感器易受环境干扰,导致反馈失真并且成本高昂的问题,提出了一种无传感器的夹紧力估计方法与复合控制策略。首先建立 EMB 系统的机电耦合模型,在此基础上设计改进型滑模观测器,采用饱和函数替代传统符号函数大幅降低抑制抖振,并通过李雅普诺夫稳定性理论证明观测误差的有限时间收敛性;其次建立扩张扰动状态观测器以估计系统未建模扰动,将扰动值前馈补偿至控制器设计基于扰动补偿的夹紧力控制策略。基于双幂次趋近律设计一种由其改进而来的新型趋近律,将双幂次趋近律中的一个幂次项改进为变增益函数项,在不丢失收敛速度的同时有效抑制抖振。基于非奇异终端滑模面与改进趋近律设计控制方法,在台架实验中与双幂次趋近律、指数趋近律和 PID 算法相对比,结果表明在缓和或者紧急制动工况中,所提算法控制性能有较好的夹紧力快速跟踪、较高的控制精度和较强的抗干扰能力。

**关键词:** EMB;滑模观测器;夹紧力控制;扩张状态观测器;融合控制

**中图分类号:** U463.5;TN60 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8020;460.2510

## EMB clamping force estimation and fusion control based on improved sliding mode observer

Lin Qiuhong Gao Cheng Li Haokun Nian Shanshan

(School of Chemical Process Automation, Shenyang University of Technology, Liaoyang 111003, China)

**Abstract:** To address the issues of environmental interference and high cost of force sensors in electro-mechanical brake (EMB) systems, this paper proposes a sensorless clamping force estimation method and a composite control strategy. An electromechanical model of the EMB system is established and an improved sliding mode observer using a saturation function is designed to reduce chattering. The finite-time convergence of the observer is proven via Lyapunov theory. An extended state observer is also designed to estimate and compensate for unmodeled disturbances via feedforward control. Furthermore, a novel reaching law is developed by modifying the dual-power reaching law with a variable-gain function to suppress chattering while maintaining convergence speed. A controller based on a nonsingular terminal sliding mode and the improved reaching law is constructed. Bench tests show that the proposed method outperforms dual-power, exponential reaching law and PID methods, offering faster force tracking, higher precision, and enhanced anti-interference capability under various braking conditions.

**Keywords:** EMB;sliding mode observer;clamping force control;extended state observer;hybrid control

## 0 引 言

随着新能源、人工智能的迅速发展,汽车逐渐成为融合多项前沿技术的智能应用终端。在制动领域电子机械制动(electronic-mechanical braking, EMB)系统正逐步取代传统液压制动,成为下一代线控制动的核心技术<sup>[1]</sup>。它摒弃了传统液压制动的形式,采用全电传输信号,车辆制动时由电机动作直接带动卡钳,高度集成化设计完全适配高阶自

动驾驶技术,是制动技术发展主流方向。

目前针对 EMB 系统的研究主要包括执行器和夹紧力控制方法。其中,夹紧力控制是 EMB 系统研究的热点之一<sup>[2]</sup>,其控制效果直接影响着车辆的制动性能,夹紧力快速、准确和稳定的达到预期值非常重要。传统的夹紧力控制方法是通过压力传感器回采夹紧力信息,周显印<sup>[3]</sup>提出“夹紧力-转速-电流”三环控制方法,在压力环采用自抗扰算法实现夹紧力改进。Zhao 等<sup>[4]</sup>提出采用增强趋近律的

滑模控制夹紧力方法,实验证明此方法具有抖振最小、到达时间短等优点。

因车规级的力传感器成本较高,受多种非线性因素的影响,夹紧力或者扰动估计方法是近年的研究热点。Li 等<sup>[5]</sup>提出了基于电机状态的夹紧力估计方法,搭建基于扰动观测器的夹紧力跟随控制策略。考虑 EMB 高度非线性特性,Bae<sup>[6]</sup>提出把电机编码器与电流传感器组合起来以估计夹紧力的方法,利用遗传算法优化系统噪声,使滤波效果得到了一定改进。谭草等<sup>[7]</sup>针对 EMB 存在噪声的问题,提出了一种超螺旋扩张状态观测器的夹紧力控制方法,Xu 等<sup>[8]</sup>提出一种基于动态扭矩平衡模型的新型超螺旋观测器,其实验均表明所设计估计方法的有效性。袁浩仁等<sup>[9]</sup>提出基于电机角度的负载转矩观测器使电机转速更加平缓,可以减缓制动过程中的顿挫感。Jiang 等<sup>[10]</sup>提出针对 EMB 的非线性扰动观测器,估计并补偿了扰动。Fu 等<sup>[11]</sup>提出了在线估计磨损的方法,实现自适应多阶段临界点的判定。姜平等<sup>[12]</sup>同样提出超螺旋滑模观测器来估计扰动的方法,补偿值加入速度环输出中。

ADRC(adaptive disturbance rejection control)特点是不依赖系统的准确数学模型,是处理非线性系统不确定性的一种控制方法。Xu 等<sup>[13]</sup>提出了一种针对电机气隙自控制的滑模自抗扰方法,谭草等<sup>[14]</sup>提出直驱电机模糊、滑模和自抗扰等多种方法融合策略,实验证明 ADRC 与其他方法结合有优良性能,但均对控制器的实时性的要求较高。刘华等<sup>[15]</sup>提出了位置环与压力环双层自抗扰算法,仿真实验验证其算法有效性。尹诗荀等<sup>[16]</sup>提出的并行 ADRC 控制器改善传统 ADRC 在有限带宽内抗扰性能较差的问题。

针对 EMB 的特点以及补充现有的夹紧力控制方法,本文提出了一种基于 EMB 系统状态观测器的夹紧力控制方法。首先建立 EMB 系统机电耦合模型,并设计改进后滑模观测器,采用饱和函数替代符号函数改进观测器,通过 Lyapunov 函数证明误差快速收敛。同时引用 ADRC 中的 ESO(extend state observer)作为扰动观测器,设计基于扰动补偿的夹紧力控制方法。设计基于双幂次趋近律改进的新型趋近律,将幂次项改进为变增益函数项,并建立非奇异终端滑模面以设计夹紧力控制律。实验证明文中所设计的夹紧力复合控制方法有效处理系统扰动,实现夹紧力估计和快速跟踪。

## 1 系统模型

EMB 系统除响应速度快之外,还有响应精度高、节能环保等优点。当前 EMB 执行器的结构主要包括轮部的制动电机、减速增扭与运动转换装置、制动卡钳和制动盘等结构。本文所设计的制动结构如图 1 所示。

### 1.1 驱动电机模型

本实验选用表贴式永磁同步电机(permanent magnet

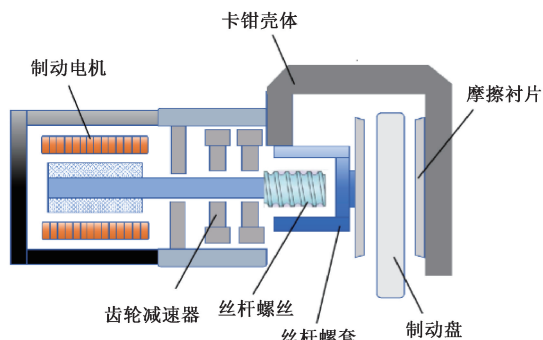


图 1 EMB 执行器结构

Fig. 1 EMB actuator structure

synchronous motor, PMSM), 其具有高效能和高精度的特点。三相 PMSM 在  $d$ 、 $q$  轴下的等效电路如图 2(a) 和(b) 所示。

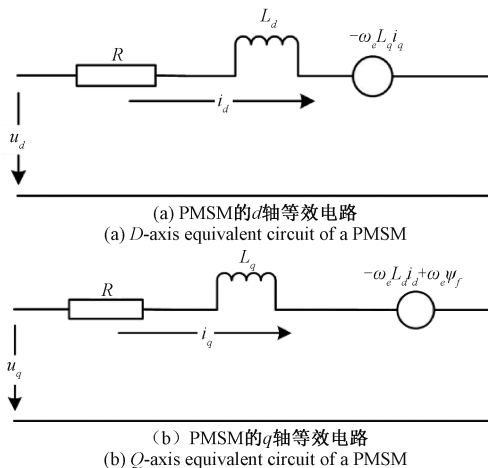


图 2 三相 PMSM 的电压等效电路

Fig. 2 Voltage equivalent circuit of three-phase PMSM

PMSM 在同步旋转坐标系下的数学模型电压平衡方程表示为<sup>[17]</sup>:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

表贴式 PMSM 的电磁转矩方程为:

$$T_e = K_t i_q \quad (2)$$

式中:  $K_t = \frac{3}{2} P_n \psi_f$ ;

PMSM 的力矩平衡方程为:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B_v \omega_m \quad (3)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$  为  $d$ 、 $q$  轴定子电压;  $i_d$ 、 $i_q$  为  $d$ 、 $q$  轴定子电流;  $R$  为定子电阻;  $L_d$ 、 $L_q$  为  $d$ 、 $q$  轴定子电感;  $P_n$  为转子极对数;  $\psi_f$  为转子永磁体磁链;  $\omega_e$  为转子电角速度;  $\omega_m$  为转子机械角速度;  $J_m$  为电机轴端转动惯量;  $T_e$  为电机输出力矩;  $T_L$  为电机轴端的负载力矩;  $B_v$  为电机黏性摩擦系数。

## 1.2 负载模型

EMB 的传动装置中减速器数学模型为:

$$\theta_s = \frac{\theta_m}{i_s} \quad (4)$$

式中:  $\theta_m$  为电机机械角度;  $i_s$  为减速齿轮的减速比;  $\theta_s$  为减速齿轮的输出角度。

丝杆的数学模型为:

$$x_n = \frac{L\theta_s}{2\pi} \quad (5)$$

式中:  $x$  为丝杠螺母位移;  $L$  为丝杠导程。

由 EMB 实验台架测得结果对“电机转角-夹紧力”曲线进行拟合,得到本实验的位移与夹紧力关系如图 3 所示。

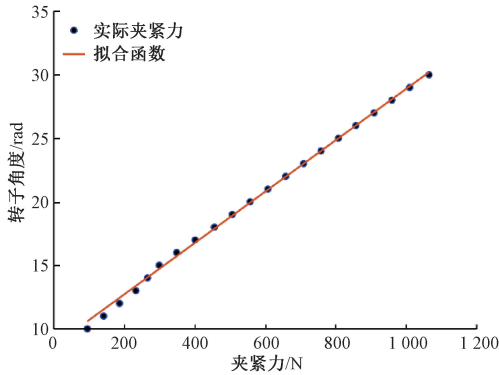


图 3 转角与夹紧力关系

Fig. 3 Relationship between corner and clamping force

由采集的压力值与电机转子角度可以近似拟合出一条直线,本实验拟合出的直线为:

$$F_N(\theta_m) = \begin{cases} K\theta_F, & \theta_m \geq \theta_0 \\ 0, & \theta_m < \theta_0 \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $K$  为代表电机转角与夹紧力之间的标定系数;  $\theta_0$  为消除制动间隙电机转角转过的角度。 $K$  会随着响应制动的次数产生磨损或造成其他损耗,因本文在有限次数内验证夹紧力估计与控制方法,所以将其视为常值。非制动状态下摩擦衬片与制动盘有一定间隙存在,当 EMB 系统响应时,需快速转过一定角度消除间隙。即当  $\theta_m < \theta_0$  时,摩擦衬片未接触到制动盘,在  $\theta_m \geq \theta_0$  时,制动压力开始产生。

丝杠推动摩擦片夹紧制动盘时,产生的夹紧力作为负载反向作用在电机轴端,丝杠的力矩平衡公式为:

$$T_L = \frac{FL}{2\pi i_s \eta_s \eta} \quad (7)$$

式中:  $F$  为夹紧力;  $\eta_s$  为齿轮组效;  $\eta$  为丝杠效率。

## 1.3 EMB 系统模型

EMB 的一般动作过程分为间隙消除阶段、压力跟随阶段与分离阶段。事实上,在不同的阶段加到电机轴端的力矩每个阶段是不一样的。在间隙消除与产生阶段,系统主要克服摩擦力做功,在与制动盘接触时需要考虑制动力矩的影响。考虑电机及传动装置的惯性与摩擦力,根据式(3),考虑系统运动状态作如下改变:

$$J_{eq} \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B_v \omega_m \quad (8)$$

$$J_{eq} = J_m + \frac{J_s}{i_s^2} + J \quad (9)$$

式中:  $J_s$  与  $J$  为减速器和丝杆螺母的转动惯量。

实际工程中矢量控制常用方法是令  $i_d = 0$ ,  $u_d$  主要用于维持  $i_d$  为 0,且电机控制器驱动电路的开关频率极快,采样频率远超负载转矩的变化速率,所以在每个控制周期内可以视负载力矩的变换率为 0。选定系统状态变量  $[x_1, x_2, x_3]^T = [\theta_m, \omega_m, T_L]^T$ ,结合式(9),建立 EMB 系统状态方程如式(10)所示,  $b, c, d$  在式(11)中定义。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = bu + cx_2 + dx_3 \\ \dot{x}_3 = 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} b = \frac{3}{2} \frac{p_n \phi_f}{J_{eq}} \\ c = -\frac{1}{J_{eq}} B_v \\ d = -\frac{1}{J_{eq}} \end{cases} \quad (11)$$

## 2 EMB 夹紧力估计与控制策略

### 2.1 夹紧力估计方法

一般滑模观测器采用的符号函数具有强鲁棒性和快速收敛性,这同时会造成高频抖振并且符号函数的硬切换特性会放大传感器噪声,在实际物理系统中一般无法完成较好的无限高频切换。应用饱和函数可在滑模面附近抑制高频抖振,符号函数定义为:

$$\text{sat}(a) = \begin{cases} \text{sign}(a), & |a| \geq 1 \\ a, & |a| < 1 \end{cases} \quad (12)$$

根据上文式(10)中的 EMB 状态方程,搭建改进滑模观测器方程为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - l_1 \text{sat}(e_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = bu + c\hat{x}_2 + d\hat{x}_3 - l_2 \text{sat}(e_2) \\ \dot{\hat{x}}_3 = -l_3 \text{sat}(e_2) \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $l_1, l_2, l_3$  为观测器增益系数。

定义估计误差与误差动态方程为:

$$e_{xi} = x_i - \hat{x}_i (i = 1, 2, 3) \quad (14)$$

误差动态方程为:

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = e_{x2} - l_1 \text{sat}(e_{x1}) \\ \dot{e}_{x2} = ce_{x2} + de_{x3} - l_2 \text{sat}(e_{x2}) \\ \dot{e}_{x3} = -l_3 \text{sat}(e_{x2}) \end{cases} \quad (15)$$

为分析状态观测器的稳定性,定义 Lyapunov 函数如下并对其求导:

$$V_x = \frac{1}{2} (e_{x1}^2 + e_{x2}^2 + e_{x3}^2) \quad (16)$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_x &= e_{x1}\dot{e}_{x1} + e_{x2}\dot{e}_{x2} + e_{x3}\dot{e}_{x3} = e_{x1}(e_{x2} - l_1 \text{sat}(e_{x1})) - \\ &l_3 e_{x3} \text{sat}(e_{x2}) + e_{x2}(ce_{x2} + de_{x3} - l_2 \text{sat}(e_{x2})) = e_{x1}e_{x2} - \\ &l_1 e_{x1} \text{sat}(e_{x1}) + ce_{x2}^2 + de_{x2}e_{x3} - l_2 e_{x2} \text{sat}(e_{x2}) - \\ &l_3 e_{x3} \text{sat}(e_{x2})\end{aligned}\quad (17)$$

对于任意实数  $\varphi$ , 存在  $\varphi \cdot \text{sat}(\varphi) \geq 0$ 。当  $|\varphi| \geq 1$  时,  $\varphi \cdot \text{sat}(\varphi) = |\varphi| \geq 0$ ; 当  $|\varphi| < 1$  时,  $\varphi \cdot \text{sat}(\varphi) = \varphi^2 \geq 0$ 。在线性区域内, 函数化简为:

$$\dot{V} = e_{x1}e_{x2} - l_1 e_{x1}^2 + ce_{x2}^2 + de_{x2}e_{x3} - l_2 e_{x2}^2 - l_3 e_{x2}e_{x3} \quad (18)$$

为了将交叉误差项的影响转化为对观测器增益的定量设计要求, 由 Young 不等式放缩交叉项得:

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq \left(\frac{1}{2} - l_1\right)e_{x1}^2 + \left(\frac{1+d-l_3}{2} + c - l_2\right)e_{x2}^2 + \\ &(d-l_3)e_{x3}^2\end{aligned}\quad (19)$$

使得  $\dot{V} \leq 0$ , 则误差平方项的系数应均  $< 0$ 。进一步整理可得观测器增益需要满足条件为:

$$\begin{cases} l_1 > \frac{1}{2} \\ l_2 > \frac{1}{2}(1+d-l_3+2c) \\ l_3 > d \end{cases} \quad (20)$$

已知  $2c+1 < 0$ , 则由上式可知, 当满足  $l_3 > d$  时观测器观测状态可收敛到实际系统状态。稳定性证明主要聚焦于饱和函数线性区, 因为这是观测器最终收敛并工作的主要区域。在饱和区  $|e_{xi}| > 1$  时, 饱和函数退化为符号函数, 其主要作用是在系统状态远离滑模面时加快其收敛速度。

在实际整定观测器增益系数时, 先固定  $l_3$  满足扰动抑制需求, 再调节  $l_2$  确保收敛速度, 最后通过调节  $l_1$  跟踪转子角度。首先确定增益  $l_3$  的范围, 其物理意义与负载转矩  $T_L$  的动态估计有关,  $l_3$  取值以系统惯性为参考, 应取一个较小的数如  $-0.001d$ , 作为调整其他参数的基础; 其次确定增益  $l_2$  的范围,  $l_2$  作为重点主导项在满足观测平滑性的前提下, 其值逐步增大至合适的动态响应速度; 最后调节增益  $l_1$  的值, 应选取一个远大于 0.5 的值以加快响应速度,  $l_1$  和  $l_2$  采用带宽法整定。

综上所述可得, 当观测器增益取值符合如上条件时, 观测器可以保持稳定, 观测误差逐渐收敛到 0。当 EMB 系统在夹紧力跟随状态时, 可以根据负载转矩与夹紧力的关系可以推算出夹紧力的大小。

## 2.2 扩张状态扰动观测器设计

为增强系统的抗干扰能力, 设计扩张状态观测器来观测系统扰动, 将其前馈至电流内环的输入值以补偿扰动造成的控制量干扰。为方便进行代数计算, 设  $\gamma_1$  为夹紧力的值,  $\gamma_2$  为夹紧力的一阶导数,  $u$  为驱动电流。由式(5)、(6), 可得:

$$\dot{\gamma}_1 = \frac{KL}{2\pi} \omega_m \quad (21)$$

由力矩平衡方程, 有:

$$\dot{\gamma}_2 = \frac{KL}{2\pi J_{eq}} (K_t u - \frac{2B_v \pi}{KL} \dot{\gamma}_1 - \frac{L}{2\pi i_s \eta_s \eta} \gamma_1) \quad (22)$$

本文将 EMB 执行器近似处理成典型二阶非线性系统, 二阶非线性系统表达式为:

$$\begin{cases} \dot{\gamma}_1 = \gamma_2 \\ \dot{\gamma}_2 = f(\gamma_1, \gamma_2) + \zeta u \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \zeta = \frac{K_t KL}{2\pi J_{eq}} \\ f(\gamma_1, \gamma_2) = c\gamma_2 - h\gamma_1 \\ h = \frac{L^2 K}{4\pi^2 J_{eq} \eta_s \eta} \end{cases} \quad (24)$$

考虑实际制动时执行器因震动、高温等因素引起的参数摄动, 将系统方程改写为:

$$\begin{aligned}\dot{\gamma}_2 &= (\zeta + n)u + (c + m)\gamma_2 - h\gamma_1 + \psi = \zeta u + \\ &f(\gamma_1, \gamma_2) + t\end{aligned}\quad (25)$$

$$t = nu + m\gamma_2 + \psi \quad (26)$$

式中:  $n$ 、 $m$  为系统参数不确定性;  $\psi$  为系统响应制动请求时总的确定性。假定不确定性均有界, 视  $d$  为系统内部和外部总的确定性扰动, 设其为系统扩展状态  $\gamma_3$ , 扩展后的表达式为:

$$\begin{cases} \dot{\gamma}_1 = \gamma_2 \\ \dot{\gamma}_2 = f(\gamma_1, \gamma_2) + \zeta u + \gamma_3 \\ \dot{\gamma}_3 = g \end{cases} \quad (27)$$

据此定义估计误差和 ESO 方程为:

$$e_{zi} = z_i - \gamma_i (i = 1, 2) \quad (28)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 - \beta_1 \text{fal}_{\text{ESO1}} \\ \dot{\hat{z}}_2 = \zeta u + f(\hat{z}_1, \hat{z}_2) + \hat{z}_3 - \beta_2 \text{fal}_{\text{ESO2}} \\ \dot{\hat{z}}_3 = \beta_3 \text{fal}_{\text{ESO3}} \end{cases} \quad (29)$$

式中:  $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$  是扰动观测器非线性增益, 其值采用带宽法实验整定。

$\text{fal}_{\text{ESO1}}$  函数采用自抗扰控制中的定义标准, 其表达式为:

$$\text{fal}(e_{zi}, \alpha_i, \delta_i) = \begin{cases} |e_{zi}|^{a_i} \text{sign}(e_{zi}), & |e_{zi}| > \delta_i \\ \frac{e_{zi}}{\delta_i^{1-a_i}}, & |e_{zi}| \leq \delta_i \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $e_{zi}$  为输入误差;  $\alpha_i$  为  $\text{fal}$  函数的指数增益;  $\delta_i$  为线性区间宽度。 $\text{fal}$  函数在全域范围内连续单调递增, 对于非线性系统有较强的适应性能。

## 2.3 夹紧力滑模控制策略

基于非奇异终端滑模控制理论定义跟踪误差以及滑模面为:

$$e_\gamma = \gamma_{\text{ref}} - \gamma_1 \quad (31)$$

$$s = \dot{e}_\gamma + \rho e_\gamma + v \mid e_\gamma \mid^\lambda \text{sign}(e_\gamma) \quad (32)$$

式中:  $\rho > 0, \nu > 0; \lambda > 1$  保证  $|e_\gamma|^{\lambda-1}$  在  $e_\gamma = 0$  处有界。  
对滑模面求导得:

$$\dot{s} = \ddot{e}_\gamma + \rho \dot{e}_\gamma + \nu \lambda \left| e_\gamma \right|^{\lambda-1} \dot{e}_\gamma \quad (33)$$

将上式推导的 EMB 系统方程代入得等效控制项,即:

$$u_{eq} = \frac{1}{\zeta} [\ddot{\gamma}_{ref} + \rho \dot{e}_\gamma + \nu \lambda |e_\gamma|^{\lambda-1} \dot{e}_\gamma + f(\gamma_1, \gamma_2) + \gamma_3] \quad (34)$$

改进应用较为普遍的双幂次趋近律得到新型趋近律为:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\eta_1 P(s) - \eta_2 |s|^q \text{sign}(s) \\ P(s) = \frac{2}{1 + e^{-\rho|s|}} - 1 \end{cases} \quad (35)$$

式中:  $\eta_1, \eta_2, p, q > 0$ 。提出的控制律由两项组成, 其中, 自适应项  $P(s)$  作为改进型式替换原幂次项。当  $|s|$  较大时  $P(s) \approx \text{sign}(s)$ , 此时  $-\eta_1 P(s)$  起主导作用, 以固定速率驱使系统状态向滑模面移动, 保障快速收敛性。当  $|s|$  接近滑模面后,  $-\eta_1 P(s)$  与  $-\eta_2 |s|^q \text{sign}(s)$  共同作用, 可以较好抑制系统状态在平衡点附近的抖振, 则切换控制项  $u_f$  为:

$$u_f = \frac{1}{\zeta} [\eta_1 P(s) + \eta_2 |s|^q \text{sign}(s)] \quad (36)$$

总控制律为:

$$u_{\text{smc}} = u_{\text{eq}} + u_f \quad (37)$$

构造 Lyapunov 函数如下并对其求导:

$$V_c = \frac{1}{2}s^2 \quad (38)$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_c &= s\dot{s} = s[-\eta_1 P(s) - \eta_2 |s|^q \text{sign}(s)] = \\ &= -\eta_1 P(s)s - \eta_2 |s|^{q+1}\end{aligned}\quad (39)$$

当  $s > 0$ , 此时  $P(s) > 0$ , 则  $-\eta_1 P(s)s$  与  $-\eta_2 |s|^{q+1}$  均  $< 0$ , 有  $\dot{V}_c < 0$ 。当  $s < 0$ , 此时  $P(s) < 0$ ,  $-\eta_1 P(s)s$  和  $-\eta_2 |s|^{q+1}$  均  $< 0$ ,  $\dot{V}_c < 0$ 。所以可得本文设计的滑模趋近律是稳定且有效的, 系统状态可以在有限时间内达到其预期状态。

对于夹紧力指令采用“夹紧力-电流”双环控制,系统结构划分为夹紧力环、电流环和 EMB 执行器这 3 部分。制动指令发出后,系统产生制动力,由夹紧力估计器估计出夹紧力的值大小,再传入扩张状态扰动观测器中,随后与目标制动力比较。本文提出的夹紧力符合控制整体策略如图 4 所示。

### 3 实验分析

### 3.1 实验平台介绍

为验证夹紧力控制策略有效性,搭建了 EMB 夹紧力验证平台。控制器主控芯片选用 TMS320F28379D,是德州仪器于 2021 年发布的一款 C2000 系列的 MCU,其外部模式可以实时更改控制参数并且观测电机状态。该实验平

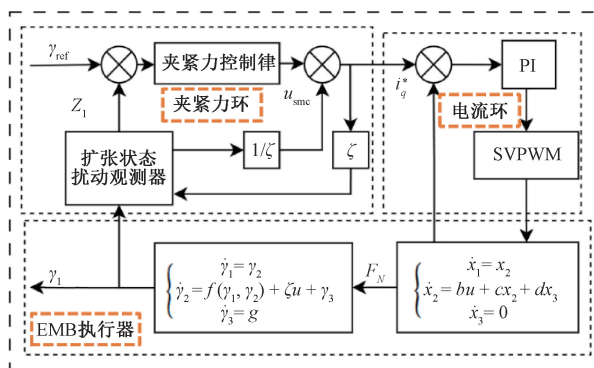


图 4 夹紧力融合控制策略

Fig. 4 Control strategy of clamping force

台可进行快速原型开发,在工程中建立控制模型和被控对象模型,其仿真验证通过后,可将控制模型生成代码通过 USB 线 XDS100V1 下载器烧录到 MCU 中,由板载栅极驱动芯片 DRV8323 输出三相电流控制信号。所搭建的平台如图 5 所示。

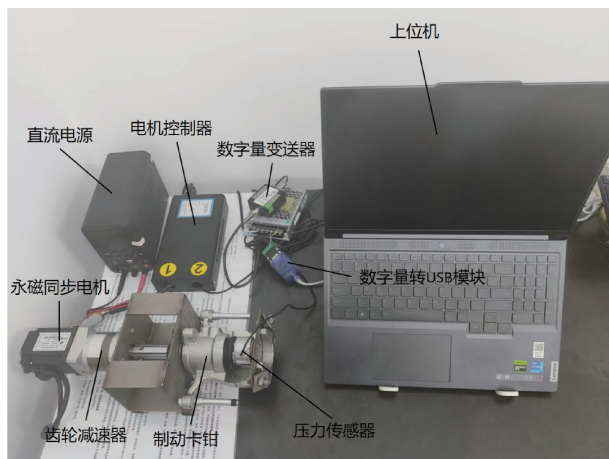


图 5 EMB 实验平台

Fig. 5 EMB test platform

直流电源额定电压为 24 V, 设定开关频率 20 Hz; 压力传感器型号为 HZC-T-300KG, 传感器量程 3 kN, 精度 0.05%; 减速器减速比为 1:20, 效率 96%; 电机相关参数如表 1 所示。

电机内环控制中,电流环采用 PI 控制,计算周期为  $100\ \mu\text{s}$ ,带宽频率  $\omega_0$  为  $800\ \text{Hz}$ 。外环压力环计算周期为  $10\ \text{ms}$ ,经试验整定后其带宽定为  $50\ \text{Hz}$ 。

### 3.2 夹紧力估计分析

为验证所设计的夹紧力估计方法有效性,对本文提出的 sat 函数改进的观测器进行测试。模拟缓和制动工况,给定一个正弦波信号,观察并验证观测器性能。给定基准值为 1 020 N、幅值 500 N、1 Hz 频率的正弦信号时,夹紧力估计值与实际值的平均误差为 25.8 N,误差最大值约为 55 N。实验说明所设计的观测器可以较快速和准确的跟

表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Permanent magnet synchronous motor parameters

| 名称   | 数值                                                |
|------|---------------------------------------------------|
| 额定电压 | 24 V                                              |
| 额定功率 | 200 W                                             |
| 额定扭矩 | 0.64 N·m                                          |
| 额定电流 | 6.5 A                                             |
| 额定转速 | 3 000 r/min                                       |
| 极对数  | 5                                                 |
| 转动惯量 | $0.32 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |
| 线电感  | $5.5 \times 10^{-4} \text{ H}$                    |
| 线电阻  | $0.44 \text{ } \Omega$                            |

踪实际值,在装配 EMB 执行器的车型上可作为系统指标信号的选择,夹紧力观测器试验效果如图 6 所示。

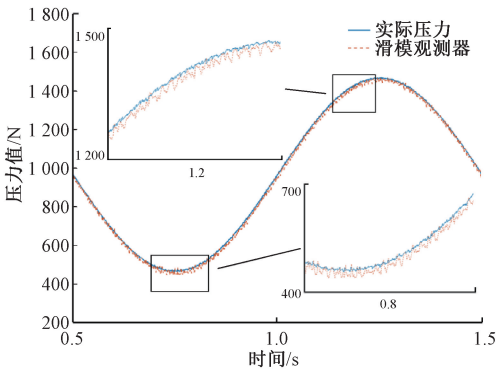


图 6 夹紧力观测器实验

Fig. 6 Experimental results of the clamping force observer

3.3 扰动观测器分析

为验证所设计的扩张观测器估计扰动的性能,对系统施加一定幅值的随机扰动,所估计的扰动值可以较为快速地贴合到实际值。所以本文采用扩张状态观测器来估计扰动值是有效的,扰动补偿的控制方法可以有效地提高系统抗干扰能力,扰动观测器性能试验结果如图 7 所示。

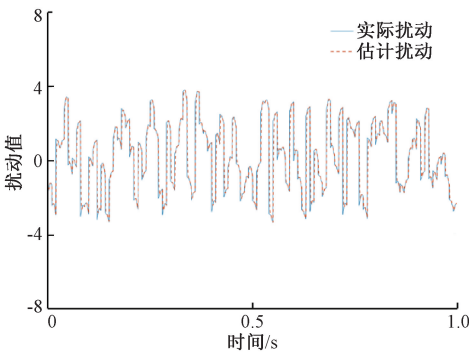


图 7 扰动观测器实验

Fig. 7 Disturbance observer experiment

3.4 夹紧力控制算法分析

为分析本文采用控制律的优越性,将本文算法与以下指数趋近律和双幂次趋近律做对比,指数趋近律和双幂次趋近律表达式如式(42)、(43)所示。

$$\dot{s} = -\eta_1 s - \eta_2 \text{sign}(s) \tag{40}$$

$$\dot{s} = -\eta_1 |s|^p \text{sign}(s) - \eta_2 |s|^q \text{sign}(s) \tag{41}$$

为更好地量化分析不同算法的控制性能,应将式中幂次项和等速项的系数与本文系数相统,本文滑模面以及趋近律参数取值为: $\rho = 10, v = 2\sqrt{11}, \lambda = 1.5, \eta_1 = 140, \eta_2 = 40, p = 0.5, q = 1.5$ 。

为模拟实际工况中的紧急制动情形,对系统给出夹紧力阶跃信号的指令,可见在这几种控制方法下,EMB 执行器的动作均可以较快执行,在有限时间产生夹紧力响应。其中,双幂次趋近律的响应速度与本文算法相当,约为 0.203 s,但其在响应过程中的振荡较为明显,且平均稳态误差大于本文算法约 42%。指数趋近律响应较快,相同增益下超调量为 3.38%,调节时间为 0.219 s。图 8 为夹紧力跟踪效果,图 9 为电机转角响应曲线。图 8、9 中由发出指令到夹紧力产生响应之间夹紧力为 0 的阶段为制动间隙消除的过程,电机需转过一定角度以消除卡钳与制动盘间的间隙。综上分析,本文设计的夹紧力复合控制算法有较短的响应时间和较好的稳态性能。

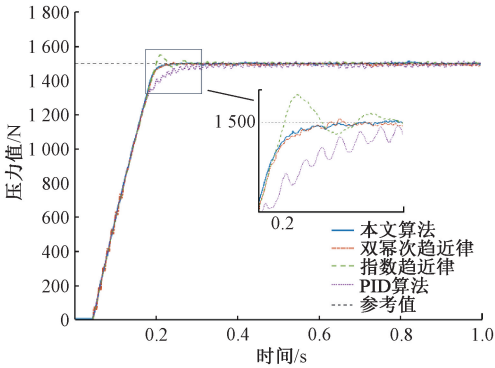


图 8 阶跃工况夹紧力

Fig. 8 Clamping force under step condition

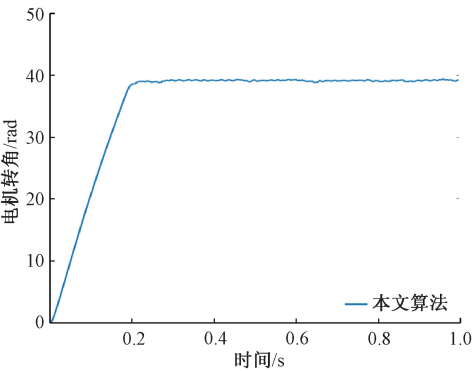


图 9 阶跃工况电机转角

Fig. 9 Motor angle under step condition

为模拟缓和制动工况下控制算法的性能,给定一个频率和幅值固定的阶段三角波信号指令,在第 1 个峰值处,本文算法与双幂次趋近律的平均跟踪误差分别为 32.6、40.7 N,双幂次趋近律的误差大于本文算法约 24%,在波峰时的滞后响应时间约为 0.015、0.017 s,指数趋近律的滞后时间为 0.031 s。综上分析可得,本文设计改进趋近律可以较快地跟踪目标指令信号,平均误差最小,有较高的控制精度,可以降低制动时的顿挫感。图 10 为夹紧力跟踪效果,图 11 为电机转角响应曲线。

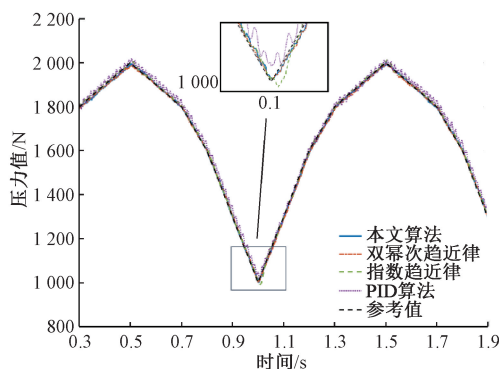


图 10 阶段三角波夹紧力

Fig. 10 Clamping force under triangular wave condition

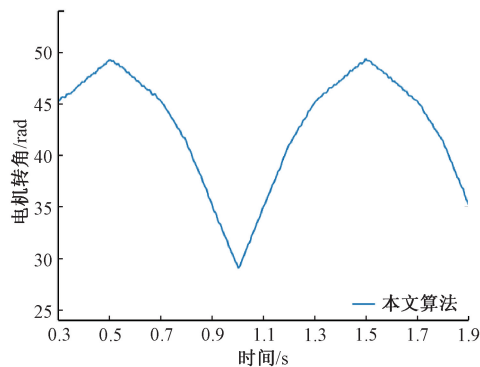


图 11 阶段三角波电机转角

Fig. 11 Motor angle under triangular wave condition

根据以上结果分析可得,指数趋近律和 PID 控制算法的滞后时间和持续振荡幅度较大,对于高度非线性的系统、参数高耦合的情况下 PID 算法与简单趋近律的控制性能难以胜任。本文提出的新型趋近律由双幂次趋近律改进而来,在不牺牲响应速度的基础上较大程度降低控制系统指令跟踪的平均误差,对于紧急工况和缓和工况都有较好的跟踪效果。

同样模拟缓和和制动工况,给定一个正弦波指令信号,本文算法与双幂次趋近律算法的平均跟踪误差为 39、43.5 N,在波峰处的滞后时间约为 0.01、0.014 s。指数趋近律和 PID 算法的平均误差为 57.72、71 N,滞后时间为 0.018、0.024 s。图 12 为夹紧力跟踪效果,图 13 为电机转角响应曲线。

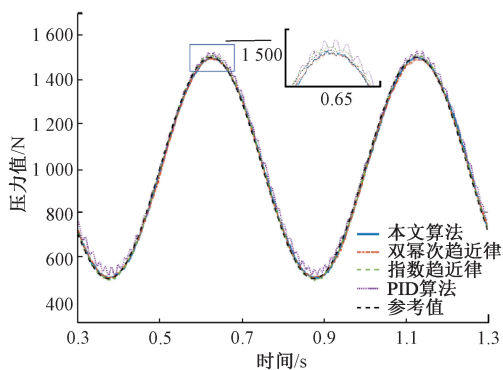


图 12 正弦波夹紧力

Fig. 12 Clamping force under sinusoidal condition

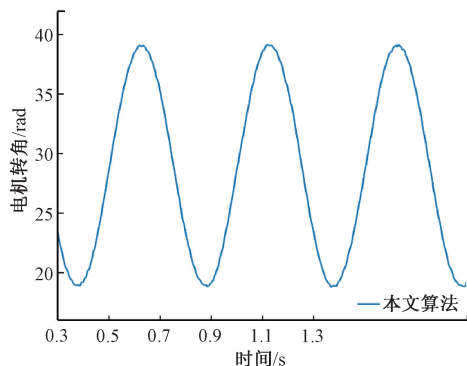


图 13 正弦波电机转角

Fig. 13 Motor angle under sinusoidal condition

为模拟实际工况中的多阶段紧急制动情形,对系统给出夹紧力阶梯信号的指令,实验结果如图 14~16 所示。其中双幂次趋近律的响应速度与本文算法相当,超调量近乎为 0,第 1 次阶跃指令时响应时间约为 0.37 和 0.28 s,第 2 次阶跃指令的响应时间约为 0.291 和 0.287 s。图 14 可以得到本文算法的抗扰动能力极强,在阶梯突变工况下本文应用的新型趋近律“凹陷”或“凸起”的幅度最小,在平稳阶段较为贴近目标值,平均误差依次为 45.5、54.3、72、91.6 N。指数趋近律的响应速度与超调量难以兼容,增益

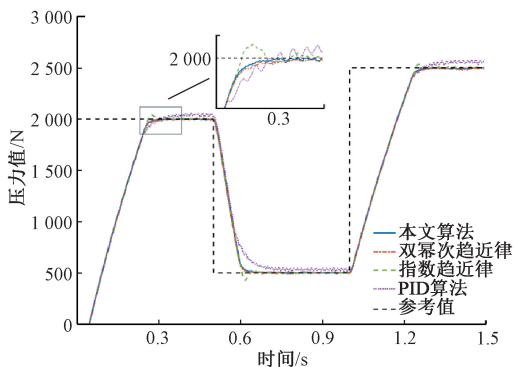


图 14 阶梯信号夹紧力

Fig. 14 Clamping force under step signal

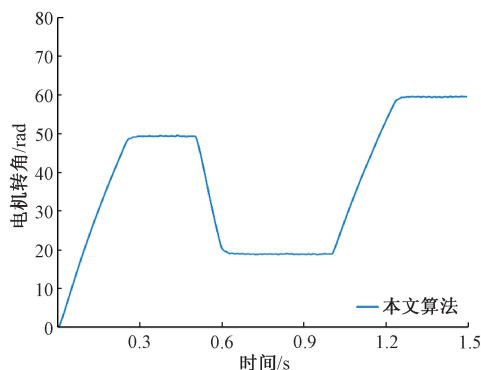


图 15 阶梯信号电机转角

Fig. 15 Step signal motor rotation angle

系数相同的情况下超调量与调节时间较大,平均误差超过本文算法 58%。图 16 为本文算法下的电机转子机械转速,因本文为“夹紧力-电流”双环控制策略,未对电机转速做直接控制,所以造成电机转子在夹紧力处在保持状态时持续振荡,但其振荡幅度经过减速器减速后传递到卡钳端的影响较大削弱,所以本文算法在夹紧力保持阶段展现出较好的性能。

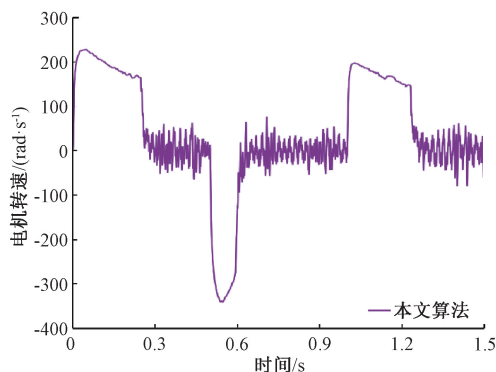


图 16 阶梯信号电机转速

Fig. 16 Step signal motor rotation speed

综上实验分析可得,本文采用的夹紧力融合控制策略在多个工况下的性能表现良好,且实现较为简单、易于部署至边缘控制器中。其控制精度高、响应速度快、抗干扰能力好,能够快速准确的跟踪目标位置指令。

## 4 结 论

首先,设计了一种基于电机状态的夹紧力观测器,通过 sat 函数对观测器改进,以抑制抖振,提高观测器的观测精度。实验结果表明所设计的观测器可以在较短时间内收敛到实际值。

其次,引用来自 ADRC 的扩张状态观测器用于观测系统未建模干扰,通过带宽法整定非线性函数的增益系数,并在控制端加入一定量的干扰,实验验证所设计干扰观测器的有效性。

最后设计基于扰动补偿的夹紧力复合控制方法。通过基于双幂次趋近律改进的趋近律,实验证明在不影响趋近速度的前提下显著降低夹紧力跟踪误差,相比于传统指数趋近律和 PID 算法,本文算法有较好的抗干扰能力和控制性能。

## 参考文献

- [1] 赵立金,杨世春,曲婧瑶. 电子机械制动系统关键技术研究进展[J]. 北京航空航天大学报, 2025, 51(4): 1037-1047.
- [2] ZHAO L J, YANG SH CH, QU J Y. Research progress on key technologies of electro-mechanical brake system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51(4): 1037-1047.
- [3] GREINER M, KUNZ M, WALTER H. Brake-by-wire—the braking system of the future[J]. ATZ Worldwide, 2022, 124: 40-43.
- [4] 周昱印. 汽车电子机械制动系统控制策略研究[D]. 西安:长安大学, 2022.
- [5] ZHOU Y Y. Research on control strategy of automotive electro-mechanical brake system [D]. Xi'an: Chang'an University, 2022.
- [6] ZHAO Y Y, LIN H, LI B. Sliding-mode clamping force control of electromechanical brake system based on enhanced reaching law[J]. IEEE Access, 2021, 9: 19506-19515.
- [7] LI Y J, SHIM T H, SHIN D H, et al. Control system design for electromechanical brake system using novel clamping force model and estimator [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(9): 8653-8668.
- [8] BAE J H. Soft computing approach for sensorless control in brake-by-wire systems with electro-mechanical brake [D]. Daegu: Daegu Gyeongbuk Institute of Science and Technology, 2017.
- [9] 谭草, 宋亚东, 李波, 等. 基于超扭曲扩张状态观测器的电子机械制动器夹紧力改进滑模控制[J]. 吉林大学学报(工学版), 2025, 55(11): 3544-3553.
- [10] TAN C, SONG Y D, LI B, et al. Improved sliding mode control of clamping force in electronic mechanical brake based on super-twisting extended state observer [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2025, 55(11): 3544-3553.
- [11] XU ZH, GERADA C. Enhanced force estimation for EMB actuators in transportation vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14329-14339.
- [12] 袁浩仁, 周福强, 孙江宏. 基于负载转矩观测器的永磁同步电机改进线性自抗扰控制方法[J]. 电子测量技

- 术, 2025, 48(9): 36-43.
- YUAN H R, ZHOU F Q, SUN J H. An improved linear active disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motors based on a load torque observer[J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48(9): 36-43.
- [10] JIANG Y J, LI R M, JIANG Y F, et al. Electro-hydraulic brake system of uncrewed aerial vehicle based on high-speed on-off valve group[J]. IEEE Access, 2025, 13: 143875-143882.
- [11] FU Y F, HU X H, WANG R, et al. Simulation and experimental study of a new electromechanical brake with automatic wear adjustment function [J]. International Journal of Automotive Technology, 2020, 21(1): 227-238.
- [12] 姜平, 鹿庆刚, 张炳力, 等. 基于扰动观测器的 EMB 夹紧力复合滑模控制[J]. 电子测量技术, 2026, 49(3): 119-127.
- JIANG P, LU Q G, ZHANG B L, et al. Composite sliding mode control of EMB clamping force based on a disturbance observer [J]. Electronic Measurement Technology, 2026, 49(3): 119-127.
- [13] XU X ZH, YUE CH X, DU B Y, et al. Air gap control of hybrid excitation linear motor based on sliding mode active disturbance rejection control [J]. Information and Control, 2025, DOI: 10.13976/j. cnki. xk. 2025. 0071.
- [14] 谭草, 鲁应涛, 葛文庆, 等. 直驱式永磁直线电机深度模糊滑模-自抗扰控制[J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(1): 185-194.
- TAN C, LU Y T, GE W Q, et al. Deep fuzzy sliding-mode active disturbance rejection control method of permanent magnet linear motor for direct drive system[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(1): 185-194.
- [15] 刘华, 汪成文, 郭新平, 等. 电液负载敏感位置伺服系统自抗扰控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2131-2139.
- LIU H, WANG CH W, GUO X P, et al. Active disturbance rejection control method for position servo system based on electro-hydraulic load sensing [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2131-2139.
- [16] 尹诗荀, 郑志安, 朱俊杰. 基于延迟补偿的永磁同步电机并行自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(3): 275-285.
- YIN SH X, ZHENG ZH AN, ZHU J J. Delay compensation-based parallel active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motors[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(3): 275-285.
- [17] 赵凯辉, 譙梦洁, 吕玉映, 等. PMSM 无模型超螺旋快速积分终端滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(5): 64-74.
- ZHAO K H, QIAO M J, LYU Y Y, et al. Model-free supertwisting fast integral terminal sliding mode control for PMSM[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(5): 64-74.

## 作者简介

**蔺秋泓**, 硕士研究生, 主要研究方向为电子机械制动控制系统、智能控制、机器人与运动控制。

E-mail: 13034518757@163.com

**高成**(通信作者), 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为机器人控制、机器视觉和深度学习。

E-mail: gc\_7011@sut.edu.cn

**李豪坤**, 硕士研究生, 主要研究方向为线控转向、智能底盘控制技术。

E-mail: 2864070409@qq.com

**年珊珊**, 硕士研究生, 主要研究方向为智能网联汽车技术和新能源技术。

E-mail: 895653150@qq.com