

# 控制与决策

Control and Decision

## 含执行机构未知动态的液压伺服系统输出反馈控制

那靖, 董宇, 丁海港, 韩世昌

引用本文:

那靖, 董宇, 丁海港, 等. 含执行机构未知动态的液压伺服系统输出反馈控制[J]. *控制与决策*, 2020, 35(5): 1077–1084.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1252>

---

## 您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

### 非对称输入饱和下的非仿射不确定系统自抗扰反演控制

Active disturbance rejection backstepping control for uncertain nonaffine systems with asymmetrical input saturation

*控制与决策*. 2020, 35(4): 885–892 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0778>

### 四旋翼无人机轨迹稳定跟踪控制

Trajectory stable tracking control of quadrotor UAV

*控制与决策*. 2020, 35(2): 349–356 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0639>

### 伺服电机驱动的连铸结晶器振动系统受限状态下预设性能控制

The prescribed performance control for the mold vibration displacement system driven by sever motor with constrained states

*控制与决策*. 2019, 34(3): 661–667 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2017.1346>

### 一类不确定非线性系统的自适应支持向量回归建模与动态面控制

Adaptive support vector regression modeling and dynamic surface control of a class of uncertain nonlinear systems

*控制与决策*. 2019, 34(1): 63–71 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2017.0965>

### 基于非线性干扰观测器的翼伞鲁棒反步跟踪控制

Robust backstepping tracking control based on nonlinear disturbance observer for unmanned parafoil vehicle

*控制与决策*. 2017, 32(8): 1427–1433 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2016.0589>

### 高超声速飞行器输入受限反演鲁棒控制

Robust back–stepping control of flexible air–breathing hypersonic vehicle subject to input constraints

*控制与决策*. 2017, 32(2): 232–238 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2015.1411>

### Markov系统矩阵未知情况下的控制器设计

Stabilization of Markovian jump systems with unknown system matrices

*控制与决策*. 2016, 31(7): 1265–1271 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2015.0787>

### 一类未知MIMO非线性离散系统的改进自适应准滑模解耦控制

Improved adaptive quasi–sliding mode decoupling control for a class of unknown MIMO nonlinear discrete–time systems

*控制与决策*. 2016, 31(5): 783–789 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2015.0223>

# 含执行机构未知动态的液压伺服系统输出反馈控制

那 靖<sup>1</sup>, 董 宇<sup>1</sup>, 丁海港<sup>2</sup>, 韩世昌<sup>1†</sup>

(1. 昆明理工大学 机电工程学院, 昆明 650500; 2. 中国矿业大学 机电工程学院, 江苏 徐州 221116)

**摘要:** 针对含有未知动态(如: 执行机构、负载等)液压伺服系统, 提出一种基于未知系统动态估计器的输出反馈控制方法. 该方法不依赖于函数逼近器和传统反步控制设计, 且无需难以测量的系统内部状态. 首先, 为避免反步控制和系统全部状态, 引入等价变换, 将含液压执行机构的伺服系统高阶严格反馈模型转化为 Brunovsky 标准型, 进而运用高阶滑模微分器观测转化后的系统未知状态. 控制器设计中引入描述收敛速率、最大超调量和稳态误差的性能函数, 保证预设控制系统稳态和瞬态控制性能. 为补偿系统集总未知动态影响, 设计一种仅含一个调节参数并保证指数收敛的未知系统动态估计器. 该输出反馈控制器可以实现对系统输出的精确跟踪控制. 最后, 通过数值仿真结果表明了所提出算法的有效性.

**关键词:** 液压伺服系统; 输出反馈控制; 未知系统动态估计; 非反步控制

**中图分类号:** TP273

**文献标志码:** A

## Output feedback control for hydraulic servo systems with unknown actuator dynamics

NA Jing<sup>1</sup>, DONG Yu<sup>1</sup>, DING Hai-gang<sup>2</sup>, HAN Shi-chang<sup>1†</sup>

(1. Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China; 2. School of Mechatronic Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

**Abstract:** This paper proposes an output feedback control method for hydraulic servo systems with unknown dynamics (e.g., actuator dynamics and load variations). This control is an approximation-free approach, and does not need unmeasurable system states. To avoid using tedious backstepping scheme, we introduce a coordinate transform to reformulate the high-order hydraulic servo system model in the strict-feedback form into a Brunovsky form. Then, the high-order sliding mode differentiator (HSMD) is used to reconstruct the unknown states of the derived Brunovsky model. Moreover, a prescribed performance function (PPF) characterizing the error convergence rate, maximum overshoot and steady-state error is utilized in the control design to guarantee both the transient and steady-state performance. To accommodate the lumped unknown dynamics, an unknown system dynamic estimator (USDE) with only one tuning parameter is developed, which retains exponential error convergence and thus helps to achieve precise position tracking control. Simulation results verify the effectiveness of the presented method.

**Keywords:** hydraulic servo system; output feedback control; unknown system dynamic estimator; backstepping free

## 0 引言

随着工业技术快速发展, 液压伺服系统在工程领域得到越来越广泛的应用, 例如: 汽车主动悬架、航空航天飞行器、人形机器人等<sup>[1-3]</sup>. 与气动和电动伺服系统相对比, 液压伺服系统具有动态响应快、输出力大等优点<sup>[4]</sup>. 但液压伺服系统中仍存在时变参数、外部干扰、未建模动态等问题, 进而影响系统的控制精度<sup>[5]</sup>. 针对这些问题, 国内外专家学者提出了一些先进控制算法, 例如: 自适应控制<sup>[6-8]</sup>、神经网络控制<sup>[6]</sup>、

鲁棒控制<sup>[9]</sup>、滑模控制<sup>[10-11]</sup>、反步控制<sup>[12-13]</sup>以及基于干扰观测器的控制<sup>[14-16]</sup>等.

液压伺服系统模型通常为严格反馈形式, 故现有控制器多运用反步控制算法<sup>[13]</sup>. 而该类算法在设计控制器时需要引入虚拟控制变量, 并求解虚拟控制变量的高阶导数, 因而增加了控制器设计的复杂性. 特别地, 针对考虑液压驱动器和电液伺服阀动态特性的液压伺服系统, 系统模型阶次较高, 反步法会导致“级数爆炸”问题<sup>[12]</sup>. 另外, 液压伺服系统还存在

收稿日期: 2019-09-05; 修回日期: 2019-10-30.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61922037, 61873115).

责任编委: 解学军.

†通讯作者. E-mail: han\_shichang@qq.com.

着不确定性. 自适应控制由于可在线估计系统未知参数, 可被用来解决系统中的参数不确定问题<sup>[6]</sup>. 为进一步补偿非线性动态, 可将模糊系统<sup>[17]</sup>、神经网络<sup>[6]</sup>等函数逼近器与自适应控制相结合. 但在含函数逼近器的控制器实现中, 需在线更新模糊系统或神经网络权值, 运算量较大且收敛速度容易受参数影响. 为避免该问题, 一些学者提出了基于干扰观测器的控制算法<sup>[14,18]</sup>, 并通过前馈补偿获得良好控制性能. 文献[14]则运用一种非线性干扰观测器来估计液压执行器的建模不确定性. 但在上述控制算法中, 一般需要系统状态变量均已知, 这在考虑执行机构动态特性的液压伺服系统中难以满足(如: 执行机构内部力矩难以测量). 文献[18]运用扩展状态观测器虽可同时估计系统未知状态和未建模动态, 但在观测器设计中参数较多, 调参较为复杂.

针对上述问题, 本文研究含执行机构动态特性的液压伺服系统输出反馈控制问题. 所提出控制方法不需要所有系统状态变量, 仅依赖于可直接测量的系统输出, 并可避免反步法的迭代控制设计过程和函数逼近器计算量大、收敛过程慢等问题. 首先, 将含执行机构动态的严格反馈系统模型等价转化为Brunovsky标准型, 从而避免使用反步法设计控制器; 然后, 运用高阶滑模微分器重构转化后标准型系统的状态变量, 放松了对系统状态全部已知的限制; 最后, 针对系统控制误差中的集总未知动态, 设计一个新的未知系统动态估计器<sup>[19-20]</sup>进行在线快速估计, 避免使用神经网络等逼近器. 该估计器结构简单且仅需调节一个滤波参数, 并能保证指数收敛. 对比传统基于函数逼近器的自适应控制方法, 该估计器在提升系统收敛速度的同时可降低控制器结构复杂性. 在输出反馈控制设计中还引入预设瞬态性能函数以确保液压伺服系统的瞬态和稳态控制性能. 所提出的控制器结构简单、收敛快、计算效率高, 便于在实际工程中应用. 通过Lyapunov定理证明闭环系统的稳定性和控制误差、估计误差的收敛性, 且通过数值仿真验证了所提出控制算法的有效性.

## 1 电液伺服系统描述

本文研究非线性液压伺服系统位置跟踪控制器设计. 液压伺服系统结构如图1所示, 其运动方程为

$$m\ddot{x}_q = -kx_q - c\dot{x}_q + F_h. \quad (1)$$

其中:  $m$ 、 $x_q$ 分别为负载质量和输出位移,  $k$ 为弹簧系数,  $c$ 为阻尼系数,  $F_h$ 为液压驱动器输出驱动力.

在该系统中, 液压伺服阀控液压缸是产生输出力矩的执行机构, 具体结构如图2所示. 图2中包括一个

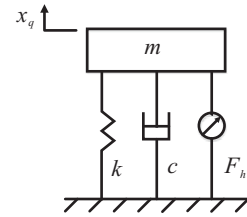


图1 液压伺服系统结构

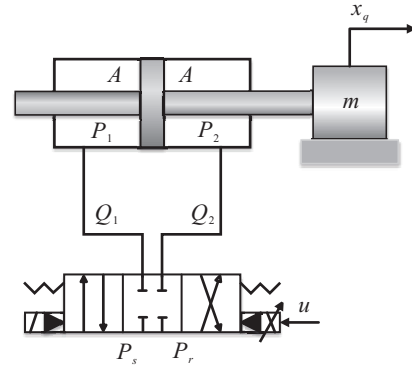


图2 液压伺服阀控液压缸结构

双活塞杆液压缸、一个电液伺服阀及负载, 且负载由伺服阀控液压缸驱动. 此伺服阀控液压缸执行机构的动态特性为

$$\dot{P}_L = -\frac{4A\beta_e}{V_t}\dot{x}_q - \frac{4\beta_e C_t}{V_t}P_L + \frac{4\beta_e}{V_t}Q_L. \quad (2)$$

其中: 进油流量定义为 $Q_L = \frac{1}{2}(Q_1 - Q_2)$ , 负载压力为 $P_L = P_1 - P_2$ ,  $A$ 为液压缸内活塞的有效作用面积,  $C_t$ 为液压缸内的泄漏系数,  $V_t$ 为液压缸中总容积,  $\beta_e$ 为液压油的弹性模数.

在液压伺服系统中, 可将进油流量转换为 $Q_L = \psi u$ . 其中:  $\psi$ 为伺服阀输入与输出的有效转化比率,  $u$ 为液压阀的输入信号. 定义液压系统的驱动力 $F_h = AP_L$ , 选取系统状态变量为 $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [x_q, \dot{x}_q, F_h/m]^T$ , 联立式(1)和式(2)可得系统状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2 + x_3, \\ \dot{x}_3 = -\frac{\varepsilon A^2}{m}x_2 - \varepsilon C_t x_3 + \frac{\varepsilon A\psi}{m}u, \\ y = x_1, \end{cases} \quad (3)$$

其中 $\varepsilon = 4\beta_e/V_t$ 为系统参数.

由上可见, 系统(3)为严格反馈形式, 故针对系统(3)的位置跟踪控制器的设计大多基于反步法, 且需要全部系统状态变量精确已知或可测. 该假设在工程实践中很难实现, 特别是执行机构内部力矩 $F_h$ 一般难以测量. 因此, 本文提出一种新的输出反馈控制算法, 不依赖于反步控制, 且仅需测量系统的输出位置 $x_1$ , 并通过设计未知系统动态观测器避免模型精

确已知的问题,从而实现系统输出位置跟踪控制.

## 2 输出反馈控制器设计

### 2.1 系统等价变换

为避免使用反步控制算法及放松系统状态全部已知的假设,本文提出一种等价坐标变换,将严格反馈系统(3)变换为Brunovsky标准型.定义等价状态变量为

$$\begin{cases} z_1 = x_1; \\ z_i = \dot{z}_{i-1}, i = 2, \dots, n; \\ y = z_1 = x_1. \end{cases} \quad (4)$$

将  $z_2 = \dot{z}_1 = \dot{x}_1 = x_2$  代入系统(3)中,求其导数得

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2 + x_3 = \\ f_2(x_1, x_2) + x_3, \end{aligned} \quad (5)$$

其中  $f_2(x_1, x_2) = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2$  为未知函数.

根据  $z_3 = \dot{z}_2$ , 可得  $z_3$  的导数为

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = \ddot{z}_2 = -\frac{k}{m}\dot{x}_1 - \frac{c}{m}\dot{x}_2 + \dot{x}_3 = \\ -\frac{k}{m}\dot{x}_1 - \frac{c}{m}\dot{x}_2 - \frac{\varepsilon A^2}{m}x_2 - \varepsilon C_t x_3 + \frac{\varepsilon A \psi}{m}u = \\ f_3(x_1, x_2, x_3) + \frac{\varepsilon A \psi}{m}u, \end{aligned} \quad (6)$$

其中未知函数  $f_3(x_1, x_2, x_3)$  为

$$\begin{aligned} f_3(x_1, x_2, x_3) = \\ -\frac{k}{m}\dot{x}_1 - \frac{c}{m}\dot{x}_2 - \frac{\varepsilon A^2}{m}x_2 - \varepsilon C_t x_3 = \\ \frac{ck}{m^2}x_1 + \left(\frac{c^2}{m^2} - \frac{k}{m} - \frac{\varepsilon A^2}{m}\right)x_2 + \\ \left(-\frac{c}{m} - \varepsilon C_t\right)x_3. \end{aligned} \quad (7)$$

将  $z_1 = x_1, z_2 = \dot{z}_1 = \dot{x}_1 = x_2$  和方程(3)中  $x_3 = \dot{x}_2 + \frac{k}{m}x_1 + \frac{c}{m}x_2$  联立并代入方程(7)中,可得新的系统未知动态函数  $F_3(z_1, z_2, z_3)$  为

$$\begin{aligned} F_3(z_1, z_2, z_3) = f_3(x_1, x_2, x_3) = \\ -\frac{\varepsilon C_t k}{m}z_1 - \left(\frac{k}{m} + \frac{\varepsilon c C_t}{m} + \frac{\varepsilon A^2}{m}\right)z_2 - \\ \left(\frac{c}{m} + \varepsilon C_t\right)z_3. \end{aligned} \quad (8)$$

通过上述坐标变化,系统(3)可等价变换为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = x_1, \\ \dot{z}_1 = z_2, \\ \dot{z}_2 = z_3, \\ \dot{z}_3 = F_3(z_1, z_2, z_3) + \frac{\varepsilon A \psi}{m}u, \\ y = z_1. \end{cases} \quad (9)$$

通过定义等价状态变量并引入上述等价变换,可将系统(3)由严格反馈形式转换成标准型式(9).原系统(3)的控制目标为  $y = x_1$  跟踪参考轨迹  $x_d$ ,故经过等价坐标变换,原系统的控制目标可通过控制变换后的系统(9)来实现,即:基于变换后系统(9)设计的控制器(保证  $y = z_1$  跟踪参考轨迹  $x_d$ )可实现原系统(3)的位置跟踪控制.

变换后的系统(9)为标准型,故针对该系统进行控制器设计可避免反步法及“级数爆炸”问题.引入坐标变化后简化了控制器结构,减小了计算负担.但经过上述等价坐标变化后,系统动态  $F_3(z_1, z_2, z_3)$  和状态变量  $z_1, z_2, z_3$  均为未知,需在控制器中进行考虑.由于  $z_1 = x_1$  可由位移传感器直接测量,而  $z_2, z_3$  虽为无法直接观测的未知状态变量,但其为可测输出  $z_1$  的高阶导数,可利用微分观测器来观测.而未知动态  $F_3(z_1, z_2, z_3)$  将在控制器设计中通过设计未知系统动态估计器实现补偿.

### 2.2 高阶滑模微分器

系统(9)中的输出  $z_1 = x_1$  在实际中可通过传感器直接测量,而状态变量  $z_2$  和  $z_3$  是可测输出的高阶导数,故可运用高阶滑模微分器<sup>[21-22]</sup>来观测未知状态变量,其结构如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = v_1, \\ v_1 = -\kappa_1 |\hat{z}_1 - x_1|^{3/4} \text{sign}(\hat{z}_1 - x_1) + \hat{z}_2; \\ \dot{\hat{z}}_2 = v_2, \\ v_2 = -\kappa_2 |\hat{z}_2 - v_1|^{2/3} \text{sign}(\hat{z}_2 - v_1) + \hat{z}_3; \\ \dot{\hat{z}}_3 = v_3, \\ v_3 = -\kappa_3 |\hat{z}_3 - v_2|^{1/2} \text{sign}(\hat{z}_3 - v_2) + \hat{z}_4; \\ \dot{\hat{z}}_4 = v_4, \\ v_4 = -\kappa_4 \text{sign}(\hat{z}_4 - v_3). \end{cases} \quad (10)$$

其中:  $\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3, \kappa_4 > 0$  为设计参数;  $x_1$  为微分器输入;  $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \hat{z}_3$  分别为状态变量  $z_1, z_2, z_3$  的观测值.

根据文献[21-22],有如下引理.

**引理1** 假设传感器测量噪声有界,即系统量测量误差满足  $|\tilde{z}_1| = |z_1 - x_1| \leq \tau$ ,则如下不等式在有限时间  $t_c > 0$  内成立:

$$|\tilde{z}_i| = |z_i - \hat{z}_i| \leq l_i \tau^{(n-i+2)/(n+1)}, i = 1, 2, \dots, n, \quad (11)$$

其中正常数  $l_i$  由设计参数  $\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3, \kappa_4$  决定.因此,在有限时间内微分器的观测误差  $|\tilde{z}_i|$  收敛于0附近的邻域内.特别当量测量误差为0时,对于  $t > t_c > 0$ ,有  $\hat{z}_i = z_i$  成立.

引理1给出了高阶滑模微分器的有限时间收敛

性质. 详细理论证明参见文献[21-22], 此处不再赘述.

由引理1可知, 高阶滑模微分器具有有限时间收敛性质且满足Lyapunov稳定性. 相比其他观测器(如高增益观测器), 高阶滑模微分器有限时间收敛的优点可以确保使用观测状态构建的控制系统稳定性得到保证, 且控制性能得到改善. 因此, 在后续控制器设计中将用观测变量 $\hat{z}_2$ 和 $\hat{z}_3$ 取代未知系统状态 $z_2$ 和 $z_3$ . 不失一般性, 考虑系统输出受有界量测误差干扰, 根据引理1知, 微分器观测误差满足 $\|\tilde{z}\| \leq \varpi, t > t_c > 0$ , 其中观测误差上界 $\varpi$ 和收敛时间 $t_c$ 取决于量测干扰上界 $\tau > 0$ 和设计参数.

### 2.3 含预设性能函数的控制误差推导

为设计位置跟踪控制器, 定义跟踪误差如下:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - x_d, \\ e_2 = z_2 - \dot{x}_d, \\ e_3 = z_3 - \ddot{x}_d. \end{cases} \quad (12)$$

因上述误差定义中的状态 $z_2$ 、 $z_3$ 均为未知, 故用观测变量 $\hat{z}_2$ 、 $\hat{z}_3$ 替代, 则可用的跟踪误差为

$$\begin{cases} \hat{e}_1 = z_1 - x_d, \\ \hat{e}_2 = \hat{z}_2 - \dot{x}_d, \\ \hat{e}_3 = \hat{z}_3 - \ddot{x}_d. \end{cases} \quad (13)$$

根据误差定义, 可得实际跟踪误差(12)与可用的跟踪误差(13)之间差别为

$$\tilde{e}_i = e_i - \hat{e}_i = z_i - \hat{z}_i = \tilde{z}_i, \quad i = 1, 2, 3, \quad (14)$$

其中 $\tilde{z}_i$ 为上一节给出的观测器误差. 由引理1可知 $\|\tilde{z}\| \leq \varpi$ , 故 $\tilde{e}_i$ 也收敛于0附近的邻域内, 即 $|\tilde{e}_i| \leq \varpi$ . 特别指出, 在控制误差定义中, 系统输出 $x_1 = z_1$ 可直接测量, 故有 $e_1 = \hat{e}_1$ . 因此, 对可用输出误差 $\hat{e}_1$ 的约束即为实际跟踪误差 $e_1$ 的约束.

为提高液压伺服系统瞬态和稳态控制性能, 定义一个正实且严格递减的光滑函数<sup>[23-25]</sup> $\varphi(t) : \mathbf{R}^+ \rightarrow \mathbf{R}^+, \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = \varphi_\infty > 0$ , 其表达式为

$$\varphi(t) = (\varphi_0 - \varphi_\infty)e^{-\alpha t} + \varphi_\infty, \quad (15)$$

其中 $\varphi_0 > \varphi_\infty, \alpha > 0$ 均为设计参数.

为确保系统安全性, 控制器设计中位置跟踪误差 $\hat{e}_1(t)$ 应满足下式:

$$-\underline{\zeta}\varphi(t) < \hat{e}_1(t) < \bar{\zeta}\varphi(t), \quad \forall t > 0, \quad (16)$$

其中 $\underline{\zeta}$ 和 $\bar{\zeta}$ 为设计参数且均大于0. 由式(16)可见, 系统稳态误差由 $\min\{\underline{\zeta}, \bar{\zeta}\}\varphi_\infty$ 确定, 收敛速度由 $\alpha > 0$ 确定. 实际设计中, 预设瞬态性能函数选择需满足系统初始条件 $|\hat{e}_1(0)| \leq \min\{\underline{\zeta}, \bar{\zeta}\}\varphi_0$ .

为保证上述控制性能, 定义以转化误差 $\xi_1 \in \mathbf{R}$ 为自变量的严格递增、光滑函数 $S(\xi_1)$ , 满足如下两个性质.

**性质1**  $-\underline{\zeta} < S(\xi_1) < \bar{\zeta}, \forall \xi_1 \in L_\infty$ ;

**性质2**  $\lim_{\xi_1 \rightarrow +\infty} S(\xi_1) = \bar{\zeta}, \lim_{\xi_1 \rightarrow -\infty} S(\xi_1) = -\underline{\zeta}$ .

根据如上两个性质, 误差约束条件(16)等价于

$$\hat{e}_1(t) = \varphi(t)S(\xi_1). \quad (17)$$

根据函数 $S(\xi_1)$ 的性质, 本文选 $S(\xi_1)$ 为如下函数:

$$S(\xi_1) = \frac{\bar{\zeta}\hat{e}_1^{\xi_1} - \underline{\zeta}\hat{e}_1^{-\xi_1}}{\hat{e}_1^{\xi_1} + \hat{e}_1^{-\xi_1}}. \quad (18)$$

通过式(18), 可计算 $S(\xi_1)$ 的反函数, 得

$$\xi_1 = S^{-1}\left[\frac{\hat{e}_1(t)}{\varphi(t)}\right]. \quad (19)$$

故有

$$\xi_1 = \frac{1}{2} \ln \frac{\lambda(t) + \underline{\zeta}}{\bar{\zeta} - \lambda(t)}, \quad (20)$$

其中 $\lambda(t) = \hat{e}_1(t)/\varphi(t)$ 为可在线计算的变量.

为设计控制器, 首先对 $\xi_1$ 求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= \frac{\partial S^{-1}}{\partial \lambda} \dot{\lambda} = \frac{1}{2\varphi} \left( \frac{1}{\lambda + \underline{\zeta}} - \frac{1}{\lambda - \bar{\zeta}} \right) \left( \dot{\hat{e}}_1 - \frac{\hat{e}_1 \dot{\varphi}}{\varphi} \right) = \\ & r \left( \dot{\hat{e}}_1 - \frac{\hat{e}_1 \dot{\varphi}}{\varphi} \right), \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $r = \frac{1}{2\varphi} \left( \frac{1}{\lambda + \underline{\zeta}} - \frac{1}{\lambda - \bar{\zeta}} \right)$ 为有界正变量.

进一步计算 $\xi_1$ 的二阶导数为

$$\ddot{\xi}_1 = \dot{r} \left( \dot{\hat{e}}_1 - \frac{\hat{e}_1 \dot{\varphi}}{\varphi} \right) + r \left( \ddot{\hat{e}}_1 - \frac{\dot{\hat{e}}_1 \dot{\varphi}}{\varphi} - \frac{\hat{e}_1 \ddot{\varphi}}{\varphi} + \frac{\hat{e}_1 \dot{\varphi}^2}{\varphi^2} \right), \quad (22)$$

其中

$$\begin{aligned} \dot{r} &= -\frac{\dot{\varphi}}{2\varphi^2} \left( \frac{1}{\lambda + \underline{\zeta}} - \frac{1}{\lambda - \bar{\zeta}} \right) - \\ & \frac{\dot{\hat{e}}_1 \varphi - \hat{e}_1 \dot{\varphi}}{2\varphi^3} \left[ \frac{1}{(\lambda + \underline{\zeta})^2} - \frac{1}{(\lambda - \bar{\zeta})^2} \right]. \end{aligned} \quad (23)$$

为方便计算, 定义 $p = \ddot{\hat{e}}_1 - \frac{\dot{\hat{e}}_1 \dot{\varphi}}{\varphi} - \frac{\hat{e}_1 \ddot{\varphi}}{\varphi} + \frac{\hat{e}_1 \dot{\varphi}^2}{\varphi^2}$ , 则可求得 $p$ 关于时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{p} &= \dot{\hat{z}}_3 + \dot{\hat{z}}_3 - x_d^{(3)} - \frac{\ddot{\hat{e}}_1 \dot{\varphi}}{\varphi} - \frac{2\dot{\hat{e}}_1 \ddot{\varphi}}{\varphi} + \frac{2\dot{\hat{e}}_1 \dot{\varphi}^2}{\varphi^2} - \\ & \frac{\hat{e}_1 \varphi^{(3)}}{\varphi} + \frac{3\hat{e}_1 \dot{\varphi} \ddot{\varphi}}{\varphi^2} - \frac{2\hat{e}_1 \dot{\varphi}^3}{\varphi^3}. \end{aligned} \quad (24)$$

进一步可得 $\xi_1$ 的三阶导数为

$$\xi_1^{(3)} = \dot{r} \left( \dot{\hat{e}}_1 - \frac{\hat{e}_1 \dot{\varphi}}{\varphi} \right) + 2\dot{r}p + r\dot{p}, \quad (25)$$

其中 $\dot{r}$ 为 $r$ 的二阶导数. 在上述误差变量 $p$ 中,  $\dot{\hat{z}}_3$ 中含有控制输入 $u$ , 因此可通过误差变量 $\xi_i (i = 1, 2, 3)$ 来构建控制器. 而引入预设瞬态性能函数 $\varphi$ 和误差转换函数 $S(\xi_1)$ 则可确保预设控制误差收敛性能.

### 2.4 未知系统动态估计器

在控制系统设计中,另一个需要考虑的问题是未知系统动态  $F(z_1, z_2, z_3)$  的影响. 本节将给出一个未知系统动态估计器设计及收敛性分析.

为实现位置跟踪控制器和未知系统动态估计器设计,根据滑模控制理论,可建立滑模面为

$$\sigma = \ddot{\xi}_1 + 2\eta\dot{\xi}_1 + \eta^2\xi_1, \quad (26)$$

其中  $\eta > 0$  为设计参数. 可知当  $\sigma$  收敛时可保证误差  $\xi_i (i = 1, 2, 3)$  收敛.

结合式(21)~(25),对式(26)求导,得

$$\dot{\sigma} = (\ddot{r} + 2\eta\dot{r} + \eta^2r)\left(\dot{e}_1 - \frac{\dot{e}_1\dot{\varphi}}{\varphi}\right) + 2\dot{r}p + 2\eta rp + r\dot{p}. \quad (27)$$

将式(24)和(27)联立,得

$$\dot{\sigma} = M(\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3) + \frac{\varepsilon A\psi}{m}\vartheta. \quad (28)$$

其中:  $\vartheta = ru$  为可计算的变量,而系统集总未知动态为

$$\begin{aligned} M(\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3) = & r\left(F_3 + \dot{z}_3 - x_d^{(3)} - \frac{\ddot{e}_1\dot{\varphi}}{\varphi} - \frac{2\dot{e}_1\ddot{\varphi}}{\varphi} + \right. \\ & \left. \frac{2\dot{e}_1\dot{\varphi}^2}{\varphi^2} - \frac{\dot{e}_1\varphi^{(3)}}{\varphi} + \frac{3\dot{e}_1\dot{\varphi}\ddot{\varphi}}{\varphi^2} - \frac{2\dot{e}_1\dot{\varphi}^3}{\varphi^3}\right) + \\ & (\ddot{r} + 2\eta\dot{r} + \eta^2r)\left(\dot{e}_1 - \frac{\dot{e}_1\dot{\varphi}}{\varphi}\right) + 2\dot{r}p + 2\eta rp. \quad (29) \end{aligned}$$

由式(29)可知,变量  $M(\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3)$  为包含系统未知动态  $F_3(z_1, z_2, z_3)$  的集总不确定性,故可根据式(28)设计未知动态观测器来实现补偿. 为此,有如下假设.

**假设1** 系统未知动态  $M(\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3)$  导数有界,即存在常数  $\varphi > 0$ , 使  $\sup_{t \geq 0} |\dot{M}| \geq \varphi$  成立.

假设1在实际操作液压控制系统中成立,并已被广泛用于观测器设计. 为设计未知系统动态估计器,对式(28)两侧进行低通滤波  $1/(\rho s + 1)$  操作,并定义  $\sigma$  和  $\vartheta$  的滤波变量  $\sigma_f$  和  $\vartheta_f$  为

$$\begin{cases} \rho\dot{\sigma}_f + \sigma_f = \sigma, \sigma_f(0) = 0; \\ \rho\dot{\vartheta}_f + \vartheta_f = \vartheta, \vartheta_f(0) = 0. \end{cases} \quad (30)$$

其中  $\rho > 0$  为低通滤波系数.

设计未知动态估计器为

$$\hat{M} = \frac{\sigma - \sigma_f}{\rho} - \frac{\varepsilon A\psi}{m}\vartheta_f. \quad (31)$$

**定理1** 对于未知系统动态估计器(31),估计误差  $\tilde{M} = M - \hat{M}$  有界,且收敛至零点附近的邻域  $|\tilde{M}| \leq \sqrt{M^2(0)e^{-\frac{t}{\rho}} + \frac{1}{2}\rho^2\varphi^2}$ , 并对于任意  $\rho \rightarrow 0$  或  $\dot{M} = 0$ , 有  $\hat{M} \rightarrow M$  成立.

**证明** 对式(28)两侧进行滤波  $1/(\rho s + 1)$  操作,得

$$\frac{1}{\rho s + 1}[\dot{\sigma}] = \frac{1}{\rho s + 1}[M] + \frac{1}{\rho s + 1}\left[\frac{\varepsilon A\psi}{m}\vartheta\right]. \quad (32)$$

定义  $M$  的滤波变量为  $M_f, \rho\dot{M}_f + M_f = M, M_f(0) = 0$ . 结合式(30),可将式(32)改写为

$$\dot{\sigma}_f = M_f + \frac{\varepsilon A\psi}{m}\vartheta_f. \quad (33)$$

由式(30)可知  $\dot{\sigma}_2 = (\sigma - \sigma_f)/\rho$ , 再将式(31)代入(33)可得  $\hat{M} = M_f$ . 于是可得估计误差为

$$\tilde{M} = M - \hat{M} = M - M_f. \quad (34)$$

进一步求观测误差关于时间的导数为

$$\dot{\tilde{M}} = \dot{M} - \dot{\hat{M}} = \dot{M} - \dot{M}_f = \dot{M} - \frac{\dot{\tilde{M}}}{\rho}. \quad (35)$$

选择Lyapunov函数  $V_1 = \frac{1}{2}\tilde{M}^2$ , 求其导数得

$$\dot{V}_1 = \tilde{M}\dot{\tilde{M}} = -\frac{\tilde{M}^2}{\rho} + \tilde{M}\dot{M} \leq -\frac{1}{\rho}V_1 + \frac{\rho}{2}\varphi^2. \quad (36)$$

由式(36)可得  $V_1(t) \leq V_1(0)e^{-\frac{t}{\rho}} + \frac{1}{2}\rho^2\varphi^2$ , 因此可知观测误差有界,并以指数形式收敛到定理1给出的零点附近邻域内. 对于任意  $\rho \rightarrow 0$  或  $\dot{M} = 0$  (即系统未知动态时不变), 有  $\tilde{M} \rightarrow 0$ .  $\square$

上述未知系统动态估计器设计中引入了滤波操作,因此,可以避免在未知动态的估计中使用未知的跟踪误差导数. 通过引入滤波变量,可由已知信息获得未知动态  $M$  的表达,进而获得未知动态的估计值. 该未知系统动态估计器设计中仅需选择滤波系数  $\rho > 0$ .

### 2.5 控制器设计及稳定性分析

在获得系统状态估计求取滑模面  $\sigma$  和集总未知系统动态  $M$  估计的基础上,本节将设计控制器  $u$  以实现位置跟踪. 所设计的控制器  $u$  为如下形式:

$$u = \frac{m}{r\varepsilon A\psi}(-\hat{M} - k_\sigma\sigma), \quad (37)$$

其中  $k_\sigma > 0$  是输出反馈增益. 将该控制器代入误差滑模面可得误差动态为

$$\dot{\sigma} = \tilde{M}(\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3) - k_\sigma\sigma. \quad (38)$$

本文主要结论可总结如下.

**定理2** 考虑含未知动态的液压伺服系统(3),设计高阶滑模微分器(10),预设瞬态性能函数(15)和含有未知系统动态估计器(31)的控制器(37),则闭环系统稳定,且估计误差  $\tilde{M}$  和跟踪误差  $\sigma$  收敛至零点附近的邻域内,位置跟踪误差  $e_1$  保持在预设边界内.

**证明** 选择Lyapunov函数为

$$V_2 = \frac{1}{2}\tilde{M}^2 + \frac{1}{2}\sigma^2,$$

对其求导可得

$$\dot{V}_2 = \sigma\dot{\sigma} + \tilde{M}\dot{\tilde{M}} =$$



$$\begin{aligned} &\sigma(\tilde{M} - k_\sigma\sigma) + \tilde{M}\left(-\frac{\tilde{M}}{\rho} + \dot{M}\right) \leq \\ &-k_\sigma\sigma^2 + |\sigma||\tilde{M}| - \frac{1}{\rho}|\tilde{M}|^2 + |\tilde{M}||\dot{M}| \leq \\ &-\left(k_\sigma - \frac{1}{2}\right)\sigma^2 - \left(\frac{1}{2\rho} - \frac{1}{2}\right)|\tilde{M}|^2 + \frac{\rho}{2}\dot{\rho}^2 \leq \\ &-\gamma V_2 + \delta, \end{aligned} \quad (39)$$

其中  $\gamma = 2 \min\{(k_\sigma - 1/2), ((1/2)\rho - 1/2)\}$  及  $\delta = \rho/2\dot{\rho}^2$  均为大于0的常数(选择系数  $k_\sigma > 1/2, \rho < 1$ )。因此,由Lyapunov稳定性理论可知  $V_2$  有界,故滑模变量  $\sigma$  和估计误差  $\tilde{M}$  均有界,进而可知跟踪误差  $\xi_1$  有界。因高阶滑模微分器误差有界,故观测器状态和  $\hat{e}_1 = e_1$  有界。由预设瞬态性能函数误差转换性质及  $\xi_1$  的有界性可知,跟踪误差  $e_1$  始终在预设瞬态性能函数边界内。□

为实现上述控制器,需对观测器、估计器和控制器参数进行选择。高阶滑模微分器的参数选择已在文献[21-22]中有详细讨论,而未知动态观测器结构较为简单且只需选择滤波系数  $\rho$ 。一般而言,较大的滤波系数会增强系统鲁棒性,但会在估计动态中引入相位滞后;而较小的滤波系数则会增加系统对量测噪声的敏感度。预设瞬态性能函数选择需考虑系统初始条件,并考虑收敛速率与控制量幅值之间的综合。而控制器反馈增益  $k_\sigma$  选择需综合考虑收敛速度和控制量幅值。较大的  $k_\sigma$  可加快跟踪误差收敛速度,但会引起高频振荡和控制量饱和。

### 3 仿真研究

为验证本文所提出方法在液压伺服系统中的有效性及可行性,下面进行对比仿真研究。选取的液压伺服系统参数如表1所示。首先考虑参考信号为  $x_d = 0.1 \sin t$ ,系统初始状态为  $x(0) = [0.1, 0.03, 0.02]^T$ 。仿真研究中,根据上述参数设计规则,预设瞬态性能函数定义为  $\varphi(t) = (0.5 - 0.013)e^{-t} + 0.013, \bar{\zeta} = \zeta = 1$ ;高阶滑模微分器参数选择为  $\kappa_1 = 20, \kappa_2 = 2.5, \kappa_3 = 0.5, \kappa_4 = 0.1$ ;控制器参数设计为  $\rho = 0.01, k_\sigma = 23, \eta = 14$ 。

表1 液压伺服系统参数标称值

参数	物理意义	数值	单位
$m$	惯性负载质量	300	kg
$k$	弹簧的刚度系数	15 000	N/m
$c$	阻尼器的阻尼系数	1 500	N/(m/s)
$V_t$	液压缸总容积	$6.5312 \times 10^{-5}$	$m^3$
$A$	活塞有效作用面积	$3.2656 \times 10^{-4}$	$m^2$
$C_t$	液压缸泄漏系数	$4 \times 10^{-13}$	$(m^3/s)/Pa$
$\beta_e$	液压油弹性模量	700	MPa
$\psi$	伺服阀的转化比率	0.00001	$(m^3/s)/V$

本文所提出的控制算法仿真结果如图3~图6所示。由图3可知,所提出的控制算法可使系统输出位置和速度准确跟踪给定的参考位置和速度,并获得良好的控制效果。图4是系统跟踪误差曲线,可见跟踪误差被严格限定在预设瞬态边界性能内,且确保不小于预设值的指数收敛速率以及不大于预设值的稳态误差,故可有效保证控制系统的安全性和可靠性。图5给出了高阶滑模微分器对系统状态  $z_1, z_2$  的观测误差。由图5可见,系统观测误差在有限的时间内收敛至零点附近很小的区域内。而未知系统动态估计的效果则如图6所示,可知该未知系统动态估计器可对系统集总未知不确定性实现快速、准确估计,有助于在控制器中实现未知动态的精准补偿。图6还给出了控制信号,可见该控制信号基本保持平滑,利于实际系统实现。

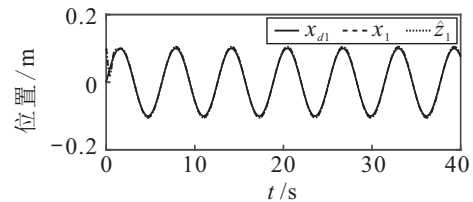


图3 位置与速度跟踪结果

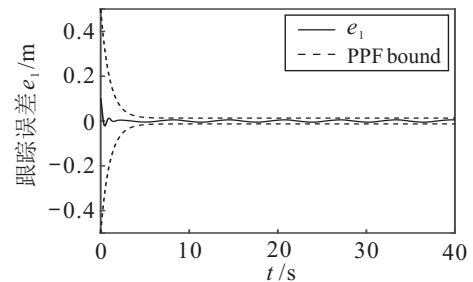


图4 跟踪误差

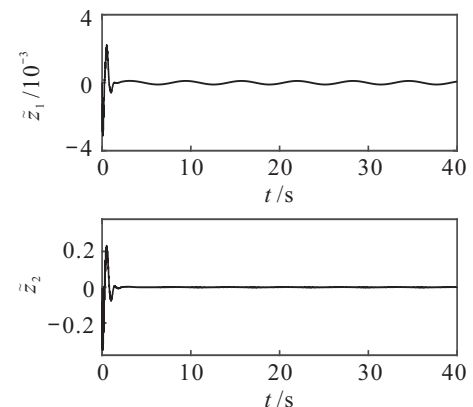


图5 高阶滑模微分器观测误差

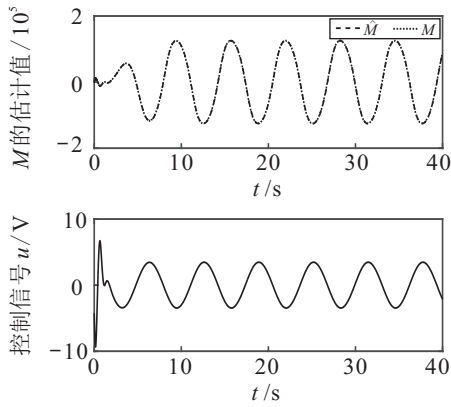


图6 未知系统动态  $M$  估计结果及控制信号

为进一步验证所提出算法的有效性,将其与自适应控制方法进行对比仿真. 自适应控制器设计及仿真参数设定可参见文献[26]. 为公平对比,系统跟踪参考信号和初始状态均相同,两种控制算法的位置跟踪对比效果如图7所示. 由图7可知,本文算法获得的收敛时间小于自适应控制算法,并获得了更好的跟踪控制性能. 图8为两种算法的位置跟踪误差对比结果,可见,本文提出的输出反馈算法跟踪误差被严格限定在预设边界范围内,而自适应控制算法在3s时误差已触及边界. 因此,所提出控制算法的瞬态性能优于自适应控制算法. 此外,本文方法避免使用复杂的函数逼近器,通过设计一类新的未知系统动态估计器来克服系统未知动态影响,且其结构简单、参数调节容易且计算量较小.

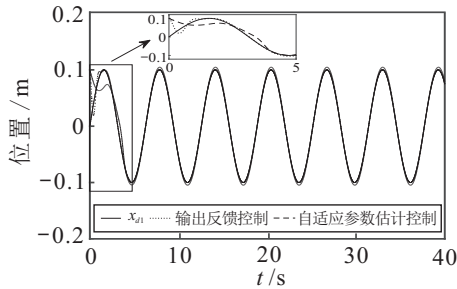


图7 位置跟踪对比结果

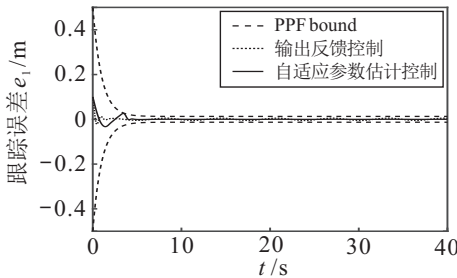


图8 跟踪误差对比结果

最后,为验证所提出算法的可靠性,将其与工程应用广泛的PID控制算法进行对比仿真. 参考信号为阶跃信号的位置跟踪对比仿真结果如图9所示. 仿真设定参考信号为  $x_d = 0.1$ , 系统初始状态为  $x(0) =$

$[0, 0.01, 0.01]^T$ . 输出反馈控制算法参数设计如下: 预设瞬态性能函数定义为  $\varphi(t) = (0.2 - 0.01)e^{-5t} + 0.01$ ,  $\bar{\zeta} = \underline{\zeta} = 1$ ; 高阶滑模微分器的参数选择为  $\kappa_1 = 10, \kappa_2 = 3.25, \kappa_3 = 0.01, \kappa_4 = 0.01$ ; 控制器参数设计为  $\rho = 0.011, k_\sigma = 4.6, \eta = 28$ . PID控制算法参数为  $P = 80, I = 4.5, D = 0.8$ . 由图9可知,本文提出的输出反馈算法在0.5s后进入稳态,而PID控制器在2s后进入稳态,这表明本文所提出的算法收敛时间小于PID算法.

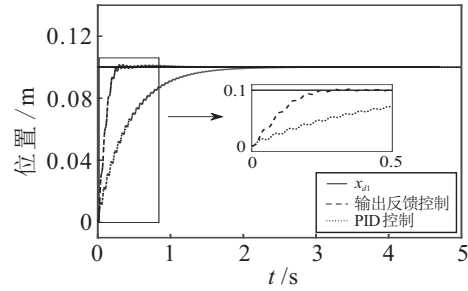


图9 阶跃信号位置跟踪对比

### 4 结 论

针对含有未知动态(如执行机构、负载等)的液压伺服系统,传统反步控制算法需求解虚拟控制变量的高阶导数且需要所有系统状态变量,控制器结构复杂、计算量大,故实际应用难以实现. 本文提出了一种基于未知系统动态估计的输出反馈控制方法,不依赖于函数逼近器和反步控制设计,且仅采用可直接测量的系统输出. 通过引入等价变换,将含液压执行机构的伺服系统严格反馈模型转化为标准型,进而运用高阶滑模微分器观测系统未知状态变量. 引入预设性能函数可以保证系统收敛速率及稳态和瞬态性能. 针对集总未知系统动态,设计了一种仅有一个调节参数且快速收敛的未知系统动态估计器,其结构简单、调参容易且计算量较小. 最后,通过与自适应控制和PID控制算法的对比仿真结果表明,所提出的方法能获得更快的收敛速度及更好的瞬态和稳态性能.

### 参考文献(References)

- [1] Huang Y B, Na J, Wu X, et al. Approximation-free control for vehicle active suspensions with hydraulic actuator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7258-7267.
- [2] Chen Q, Xie S Z, Sun M X, et al. Adaptive nonsingular fixed-time attitude stabilization of uncertain spacecraft[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2018, 54(6): 2937-2950.
- [3] Hyon S H, Suewaka D, Torii Y, et al. Design and experimental evaluation of a fast torque-controlled hydraulic humanoid robot[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, 22(2): 623-634.



- [4] Merritt H E. Hydraulic control systems[M]. New York: John Wiley Sons, 1991: 1-21.
- [5] Yao B, Bu F, Reedy J, et al. Adaptive robust motion control of single-rod hydraulic actuators: theory and experiments[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2000, 5(1): 79-91.
- [6] Na J, Huang Y B, Wu X, et al. Active adaptive estimation and control for vehicle suspensions with prescribed performance[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 26(6): 2063-2077.
- [7] 陈强, 楼成林, 南余荣, 等. 一类不确定非线性系统的自适应支持向量回归建模与动态面控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(1): 63-71.  
(Chen Q, Lou C L, Nan Y R, et al. Adaptive support vector regression modeling and dynamic surface control of a class of uncertain nonlinear systems[J]. Control and Decision, 2019, 34(1): 63-71.)
- [8] 陈强, 钱宁, 南余荣. Buck型变换器固定时间自适应控制[J]. 控制与决策, DOI: 10.13195/j. kzyjc.2018.0847.  
(Chen Q, Qian N, Nan Y R. Adaptive fixed-time control for Buck converter systems[J]. Control and Decision, DOI: 10.13195/j. kzyjc.2018.0847.)
- [9] Plummer A R, Vaughan N D. Robust adaptive control for hydraulic servosystems[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1996, 118(2): 237-244.
- [10] 陈强, 汤筱晴. 带有饱和的电机伺服系统非奇异终端滑模funnel控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(8): 1064-1071.  
(Chen Q, Tang X Q. Nonsingular terminal sliding-mode funnel control for prescribed performance of motor servo systems with unknown input saturation[J]. Control Theory & Application, 2015, 32(8): 1064-1071.)
- [11] Yang J, Li S H, Su J Y, et al. Continuous nonsingular terminal sliding mode control for systems with mismatched disturbances[J]. Automatica, 2013, 49(7): 2287-2291.
- [12] Tri N M, Nam D N C, Park H G, et al. Trajectory control of an electro hydraulic actuator using an iterative backstepping control scheme[J]. Mechatronics, 2015, 29: 96-102.
- [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] Kim W H, Shin D, Won D, et al. Disturbance-observer-based position tracking controller in the presence of biased sinusoidal disturbance for electrohydraulic actuators[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(6): 2290-2298.
- [15] Wang S B, Ren X M, Na J, et al. Extended state observer based funnel control for nonlinear servomechanisms with prescribed tracking performance[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2016, 14(1): 98-108.
- [16] Guo K, Wei J H, Fang J H, et al. Position tracking control of electro-hydraulic single-rod actuator based on an extended disturbance observer[J]. Mechatronics, 2015, 27: 47-56.
- [17] Li H Y, Yu J Y, Hilton C, et al. Adaptive sliding-mode control for nonlinear active suspension vehicle systems using T-S fuzzy approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(8): 3328-3338.
- [18] Yao J Y, Jiao Z X, Ma D W. Extended state observer based output feedback nonlinear robust control of hydraulic systems with backstepping[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 6285-6293.
- [19] Na J, Chen Q, Herrmann G, et al. Vehicle engine torque estimation via unknown observer and adaptive parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 67(1): 409-422.
- [20] Na J, Yang J, Wang S B, et al. Unknown dynamics estimator based output-feedback control for nonlinear pure-feedback systems[J]. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 2019, DOI: 10.1109/TSMC.
- [21] Levant A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control[J]. International Journal of Control, 2003, 76(9/10): 924-941.
- [22] Levant A. Robust exact differentiation via sliding mode technique[J]. Automatica, 1998, 34(3): 379-384.
- [23] Na J, Chen Q, Ren X M, et al. Adaptive prescribed performance motion control of servo mechanisms with friction compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 486-494.
- [24] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Roust adaptive control of feedback linearizable MIMO nonlinear systems with prescribed performance[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(9): 2090-2099.
- [25] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems[J]. Automatica, 2009, 45(2): 532-538.
- [26] Dong Y, Na J, Wang S B, et al. Robust adaptive parameter estimation and tracking control for hydraulic servo systems[C]. Proceedings of the 38th Chinese Control Conference. Guangzhou: IEEE, 2019: 2468-2473.

## 作者简介

那靖(1982-), 男, 教授, 博士生导师, 从事自适应控制、参数估计、非线性控制及应用等研究, E-mail: najing25@163.com;

董宇(1992-), 女, 硕士生, 从事液压伺服系统跟踪控制、自适应控制的研究, E-mail: dongy8611@163.com;

丁海港(1981-), 男, 讲师, 博士, 从事液压传动与控制、工程机械/工程机器人电液控制系统及理论、新型液压元件的研究, E-mail: haierdhg@126.com;

韩世昌(1985-), 男, 讲师, 博士, 从事系统动力学的研究, E-mail: han\_shichang@qq.com.