

具有干扰补偿功能的液压系统自适应输出反馈规定性能控制器

韩建业

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2025年2月25日; 录用日期: 2025年3月18日; 发布日期: 2025年3月27日

摘要

针对液压系统中存在的匹配和不匹配干扰共存的问题, 兼顾瞬态性能和稳态性能需求, 提出了一种自适应鲁棒规定性能控制器。以阀控电液位置伺服系统为例, 建立了包含匹配和不匹配干扰共存的系统非线性数学模型, 定义预设性能函数规划控制误差, 基于规划后的转换误差设计反步控制器, 并通过反步法将自适应控制与扩展滑模观测器有效地结合在一起, 实现对匹配和不匹配干扰的前馈补偿, 获得了可预设的瞬态性能和渐进稳态性能。此外, 还利用Lyapunov理论分析了闭环系统的稳定性。最后, 通过对比仿真结果验证了所提控制策略的控制性能。

关键词

液压系统, 规定性能控制(PPC), 干扰补偿, 参数自适应控制

Adaptive Output Feedback Prescribed Performance Control for Hydraulic Systems with Disturbance Compensation

Jianye Han

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Feb. 25th, 2025; accepted: Mar. 18th, 2025; published: Mar. 27th, 2025

Abstract

Addressing the coexistence of matched and mismatched disturbances in hydraulic systems while simultaneously considering transient and steady-state performance requirements, an adaptive

robust prescribed performance controller (ARPPC) is proposed. Taking a valve-controlled electro-hydraulic position servo system as an example, a nonlinear mathematical model of the system incorporating both matched and mismatched disturbances is established. A prescribed performance function is defined to govern the control error, and a backstepping controller is designed based on the transformed error resulting from the prescribed performance function. An extended sliding mode observer (ESMO) is effectively integrated with adaptive control within the backstepping framework to achieve feedforward compensation for both matched and mismatched disturbances, ensuring pre-definable transient performance and asymptotic steady-state performance. Furthermore, the stability of the closed-loop system is analyzed using Lyapunov theory. Finally, comparative simulation results are presented to validate the effectiveness of the proposed control strategy.

Keywords

Hydraulic System, Prescribed Performance Control (PPC), Disturbance Compensation, Parameter Adaptive Control

Copyright © 2025 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

液压系统因其在工业领域的广泛应用，其高性能控制问题受到广泛关注[1]。然而，由于液压系统固有的强非线性[2]和不确定性[1]等因素，设计高性能闭环控制极具挑战。近二十年来，为了实现精确控制，研究人员设计了大量高性能非线性控制器来抑制系统的不确定性。针对参数不确定性，自适应控制[3]得到发展。但自适应控制难以处理不确定性非线性，当不确定非线性成为主要因素时，系统性能可能恶化甚至失稳。为增强自适应控制的鲁棒性，研究者提出了多种抗干扰算法[1] [4]-[8]。值得注意的是，在面对较大扰动时，这些控制算法可能需要采用较高的反馈增益才能获得良好的跟踪精度。然而，在工程应用中，过高的反馈增益会放大测量噪声，并可能激发被忽略的高频动态[9]，因此受到限制。

扩展滑模观测器(ESMO)继承了扩展状态观测器(ESO)的结构，并采用符号函数代替比例项来处理输出估计误差，能够快速响应运行过程中扰动和状态的突变[10]。Shen 等人[11]基于 ESMO 的估计值，提出了一种鲁棒自适应反步控制器，对比实验结果表明，ESMO 的估计值比两种传统扰动观测器包含更少的噪声，从而降低了控制输入的纹波。Manh, H 等人[12]通过仿真验证，基于 ESMO 改进的估计性能，ESMO 控制策略与现有的基于 ESO 的控制方法相比，即使在存在建模不确定性和外部扰动的情况下，也能实现更好的跟踪精度。然而，上述研究均未考虑系统的瞬态性能。在实际工程中，不仅需要较高的稳态跟踪精度，通常也需要良好的瞬态性能。

近年来，为了在实际应用中应对不同不确定性并保持理想的动态特性，预设性能控制(PPC)得以发展，其目标是将跟踪误差维持在预设边界内，该边界由随时间递减的预设性能函数(PPF)确定[13]-[15]。为了实现液压系统在不确定性下的预设跟踪性能，文献[16]提出了一种预设性能控制器，该控制器利用 PPF 确保跟踪误差收敛并保持在预定义边界内，且收敛速度大于预定义值，最大超调量小于预定义常数，同时采用自适应控制和扰动观测器分别逼近系统参数不确定性和扰动。文献[17]结合动态面和 PPF，为电液系统设计了一种预设性能控制器。Guo 等人基于误差转换函数实现了液压系统的 PPC [18]。此外，还研究了多种控制方法来实现机械系统的 PPC [19]。

本文的主要贡献如下：(1) 提出的控制器能够处理未知状态和扰动，并同时实现跟踪性能的约束。通过 Lyapunov 理论，证明了所提出的控制器的闭环稳定性。(2) 基于 Simulink 平台对所提出的控制器与其他方法进行对比仿真实验，验证了控制性能，表明该控制器能够实现精确的跟踪性能。

2. 阀控非对称缸的动态模型

本文所考虑的电液伺服机构如图 1 所示。该机构为典型的伺服阀控制双杆液压缸结构。为了实现负载的跟踪控制，安装了高精度位移传感器以获取实时的位置信息 x_L 。此外，还安装了两个压力传感器用于测量液压缸两个腔室内的压力，即 p_1 和 p_2 。控制目标是在仅利用实际位置和压力信号的情况下，使负载尽可能精确地跟踪任意光滑运动轨迹。为此，建立电液伺服机构的非线性模型如下：

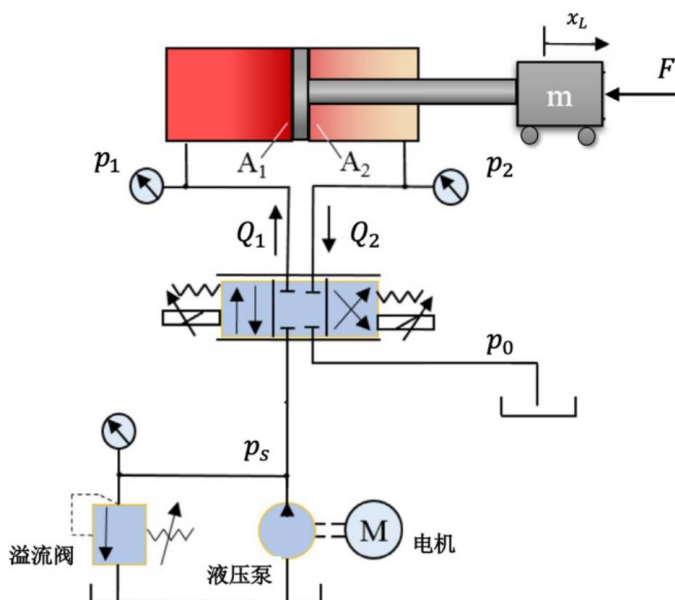


Figure 1. Schematic diagram of hydraulic valve-controlled asymmetric cylinder

图 1. 阀控非对称缸原理图

负载的力平衡方程为：

$$A_1 p_1 - A_2 p_2 = m \ddot{x}_L + B \dot{x}_L + K x_L + d(t) \quad (1)$$

其中， A_1 和 A_2 分别为液压缸两腔的有效活塞面积； p_1 和 p_2 分别代表液压缸两腔内的压力； m 为负载质量； B 为粘性摩擦系数； $\dot{x}_L$ 为负载速度； K 为等效负载弹簧刚度； $d(t)$ 代表其他扰动，包括未建模的非线性摩擦、外部扰动等。

$$\text{定义函数 } f_s(*) = \begin{cases} 1, * < 0 \\ 0, * \geq 0 \end{cases}$$

那么，伺服阀调节的流量可以表示为：

$$\begin{cases} Q_1 = a x_v \left[f_s(x_v) \sqrt{P_s - P_1} + f_s(-x_v) \sqrt{P_1 - P_r} \right] \\ Q_2 = a x_v \left[f_s(x_v) \sqrt{P_2 - P_r} + f_s(-x_v) \sqrt{P_s - P_2} \right] \end{cases} \quad (2)$$

其中， Q_1 和 Q_2 分别为液压缸供油流量和回油流量， $a = C_d \omega \sqrt{2} / \rho$ ； C_d 和 ω 分别为伺服阀的流量系数和面积梯度； ρ 为液压油密度， x_v 为阀芯位移； P_s 和 P_r 分别为供油压力和回油压力。

考虑到伺服阀的响应动态远高于执行器的工作频带。故采用线性模型：

$$x_v = k_{xv} u \quad (3)$$

其中 k_{xv} 为流量增益， u 为控制输出

致动器的流动连续性方程可写为：

$$\begin{cases} \dot{P}_1 = (\beta_e/V_1)[Q_1 - A_1 \dot{x}_p - C_i(P_1 - P_2) - C_{j1}P_1] + q_1(t) \\ \dot{P}_2 = (\beta_e/V_2)[A_2 \dot{x}_p - Q_2 - C_i(P_1 - P_2) - C_{j2}P_2] + q_2(t) \end{cases} \quad (4)$$

其中 $V_1 = V_{10} + A_1 x_L$ 和 $V_2 = V_{20} + A_2 x_L$ 分别为无杆腔和有杆腔的总控制体积； V_{10} 和 V_{20} 分别为两个腔室的初始控制体积； β_e 为液压缸有效容积液体弹性模数； C_i 为液压缸内泄漏系数； C_{j1} 和 C_{j2} 分别为两个腔室的外泄漏系数； $q_1(t)$ 和 $q_2(t)$ 表示液压系统的“广义干扰”，其可能由阀门流量建模误差、未建模的内部/外部泄漏以及液压参数求导引起。

$$\begin{aligned} \text{为清楚起见，定义 } h_1 &= \frac{A_1}{V_{10} + A_1 x_L}, \quad h_2 = \frac{A_1}{V_{20} + A_2 x_L}, \quad g_1 = f_s(x_v)\sqrt{P_s - P_1} + f_s(-x_v)\sqrt{P_1 - P_r}, \\ g_2 &= f_s(x_v)\sqrt{P_2 - P_r} + f_s(-x_v)\sqrt{P_s - P_2}, \quad q(t) = \frac{A\beta_e}{m} \left[\frac{q_1(t)}{V_1} + \frac{q_2(t)}{V_2} \right] \end{aligned}$$

定义状态向量 x 为 $x = [x_1, x_2, x_3] = [x_{1d}, \dot{x}_{1d}, A_1 p_1 - A_2 p_2]$ ，整个系统可以用下面的状态空间形式来表示：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{m}x_3 - \frac{B}{m}x_2 + d(t) \\ \dot{x}_3 = -(h_1\beta_e A_1 + h_2\beta_e A_2)x_2 - (h_1 + h_2)\beta_e C_i(p_1 - p_2) + (h_1 g_1 + h_2 g_2)\beta_e k_{xv}u + q(t) \end{cases} \quad (5)$$

考虑到系统含有未知参数，例如 B ， β_e ， C_i ， k_{xv} 和 $q(t)$ ，因此，一组系统未知参数定义为 $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4 \ \theta_5 \ \theta_6]^T$ ，其中， $\theta_1 = B$ ， $\theta_3 = \beta_e A_1$ ， $\theta_4 = \beta_e C_i$ ， $\theta_5 = \beta_e a$ ， $\theta_6 = \beta_e A_2$ ，和 $\theta_2 = q_n$ 。那么，状态空间方程(5)可以重写为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{m}x_3 - \frac{\theta_1}{m}x_2 + d(t) \\ \dot{x}_3 = -(h_1\theta_3 + h_2\theta_6)x_2 - (h_1 + h_2)\theta_4(p_1 - p_2) + (h_1 g_1 + h_2 g_2)\theta_5 u + \tilde{q}(t) + \theta_2 \end{cases} \quad (6)$$

其中， q_n 代表 $q(t)$ ； $q_n(t) = q(t) - \tilde{q}(t)$ 代表建模误差。

给定所需的运动轨迹 $y_d(t) = x_{1d}(t)$ ，目标是在不测量速度的情况下合成一个有界的控制输入 u ，从而使 x_1 尽可能精确地跟踪运动轨迹 $x_{1d}(t)$ 。

在控制器设计之前，需做出以下合理假设。

假设 1：期望运动轨迹 $y_d(t) = x_{1d}(t) \in C_3$ ；液压缸两腔内的压力 P_r 和 P_s 满足 $0 < P_r < P_1 < P_s$ 和 $0 < P_r < P_2 < P_s$ 。

假设 2：未知参数的范围是已知的，其满足

$$\theta \in \Omega_\theta \triangleq \{\theta : \theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}\} \quad (7)$$

其中 $\theta_{\max} = [\theta_{1\max}, \theta_{2\max}, \dots, \theta_{6\max}]^T$ 和 $\theta_{\min} = [\theta_{1\min}, \theta_{2\min}, \dots, \theta_{6\min}]^T$ 是未知参数的已知边界。在实际的液压系统中，参数 θ_3 一定为正值，因此， $\theta_{3\min} > 0$ 。

假设 3: 不匹配干扰和匹配干扰均有界, 即:

$$|d(t)| \leq \sigma_1, |\tilde{q}(t)| \leq \sigma_2 \quad (8)$$

其中 σ_1 和 σ_2 是正常数。

假设 4: $f_1(x_2, x_3) = \frac{1}{m}x_3 - \frac{\theta_1}{m}x_2$ 是关于 x_2 的 Lipschitz 函数。

3. 基于 ESMO 的无速度测量自适应反步滑膜控制器设计

3.1. 投影映射和参数自适应

定义 $\hat{\theta}$ 为未知参数向量 θ 的估计值, 定义 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ 为估计误差。为确保估计值始终在(7)中的已知范围内, 采用了以下不连续投影法[8]:

$$\text{Proj}_{\theta_i}(\cdot) = \begin{cases} 0, & \text{if } \hat{\theta}_i = \theta_{i\max} \text{ and } \cdot_i > 0 \\ 0, & \text{if } \hat{\theta}_i = \theta_{i\min} \text{ and } \cdot_i < 0 \\ \cdot_i, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $i=1, 2, \dots, 6$ 。使用以下参数自适应率:

$$\dot{\hat{\theta}} = \text{Proj}_{\hat{\theta}}(\Gamma r), \hat{\theta}(0) \in \Omega_{\theta} \quad (10)$$

$$\Gamma = \text{diag}\{\Gamma_1, \Gamma_2\} \in R^{5 \times 5}$$

$$\Gamma_1 \in R^{2 \times 2}$$

$$\Gamma_2 \in R^{3 \times 3}$$

其中 $r = [r_1^T, r_2^T]^T \in R^5$; $\Gamma = \text{diag}\{\Gamma_1, \Gamma_2\} \in R^{5 \times 5}$ 是正定对角自适应率矩阵, 其中 $\Gamma_1 \in R^{2 \times 2}$, $\Gamma_2 \in R^{3 \times 3}$;

$$S_2 = \tilde{x}_2$$

$$A_2$$

$r = [r_1^T, r_2^T]^T \in R^5$ 是适应函数, 其中 $r_1 \in R^2$, $r_2 \in R^3$ 。对于任何适应函数 r , 以上属性均可被保证。

3.2. ESMO 设计

需要注意的是, 速度信息 x_2 是不可测量的, 因此应给出获取速度信号的有效方法。此外, 不匹配干扰 $d(t)$ 显然是电液伺服系统的主要干扰源。因此, 本节将构建一个 ESMO 来估计速度信号 x_2 和失配扰动 $d(t)$ 。

基于 EHSS 的状态空间方程式(6), 由文献[11]可知, 3 阶的 ESMO 可以设计为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + L_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{m} \hat{x}_3 - \frac{\hat{\theta}_1}{m} \hat{x}_{1d} + L_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) + \hat{x}_4 \\ \dot{\hat{x}}_4 = L_3 L_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) \end{cases} \quad (11)$$

其中, $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3$ 为状态变量 x_1, x_2, x_3 的估计值; $\hat{x}_4$ 为外部干扰的估计值; L_1, L_2, L_3 为 ESMO 的正常数增益。

备注 1: 在上述 ESMO 设计中, 参考速度 $\dot{x}_{1d}$ 被用来代替参数估计 $\hat{x}_2$, 以避免参数估计和状态估计之间的耦合。此外, 由观测器的表达式(11)可知, 在后续观测器收敛性的证明中 $f_1(x_2, x_3)$ 将自然受限, 这将有助于后续的稳定性和新型无速度自适应定律的获得。

为了验证所设计的 ESMO 能够准确观测,我们将通过验证其观测误差趋于零,从而证明 ESMO 的有效性。首先,定义 $h(t) = \dot{x}_4$, 那么 ESMO 的估计误差向量可定义为 $[\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3]^T = [x_1 - \hat{x}_1, x_2 - \hat{x}_2, x_4 - \hat{x}_4]^T$, 其误差动态表达式为:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_2 - L_1 \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{x}_4 + \frac{\tilde{\theta}_1}{m} \dot{x}_{1d} + \frac{\theta_1}{m} (\dot{x}_{1d} - x_2) - L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) \\ \dot{\tilde{x}}_4 = h(t) - L_3 L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) \end{cases} \quad (12)$$

定理 1: 对于假设 3 条件下的系统(6), 如果所设计的 ESMO (11)的观测器增益 L_1, L_2, L_3 足够, $L_i > 0, i=1, 2, 3$, 则 ESMO (11)可以保证速度和扰动估计误差的任意有界值, 即 $x_2 - \hat{x}_2$ 和 $x_4 - \hat{x}_4$ 趋近于零。

定理 1 的证明如下:

步骤 1: 定义一个滑膜面为:

$$S_1 = \tilde{x}_1 \quad (13)$$

其时间导数为:

$$\dot{S}_1 = \dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_2 - L_1 \text{sign}(\tilde{x}_1) \quad (14)$$

我们可以进一步得到:

$$\tilde{x}_1 \dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_1 [\tilde{x}_2 - L_1 \text{sign}(\tilde{x}_1)] \leq |\tilde{x}_1| [|\tilde{x}_2| - L_1 \text{sign}(\tilde{x}_1)] \leq |\tilde{x}_1| [|\tilde{x}_2| - L_1] \quad (15)$$

因此, 如果选择观测器增益 L_1 为 $L_1 > |\tilde{x}_2| + \sigma_1$, σ_1 为任意一个正实数常数。因此 $\tilde{x}_1 \dot{\tilde{x}}_1 < -\sigma_1 |\tilde{x}_1| \leq 0$, S_1 将在有限的时间 T_1 内达到滑动模式, 这意味着 $\tilde{x}_1 = \dot{\tilde{x}}_1 = 0$ 和 $x_1 = \hat{x}_1$ 。

因此

$$\dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_2 - L_1 \text{sign}(\tilde{x}_1) = 0 \quad (16)$$

可得:

$$\tilde{x}_2 = L_1 \text{sign}(\tilde{x}_1) \quad (17)$$

步骤 2: 定义一个滑膜面为:

$$S_2 = \tilde{x}_2 \quad (18)$$

那么我们可以得到 S_2 的时间导数为:

$$\dot{S}_2 = \dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{x}_4 + \frac{\tilde{\theta}_1}{m} \dot{x}_{1d} + \frac{\theta_1}{m} (\dot{x}_{1d} - x_3) - L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) = \tilde{f}_1(\tilde{x}_2, \tilde{x}_3) - L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) + \tilde{x}_4 \quad (19)$$

同理可得:

$$S_2 \dot{S}_2 = \tilde{x}_2 \dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{x}_2 [\tilde{f}_1(\tilde{x}_2, \tilde{x}_3) - L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) + \tilde{x}_4] \quad (20)$$

其中, 函数 $\tilde{f}_1(\tilde{x}_2, \tilde{x}_3)$ 表示函数 $f_1(x_2, x_3)$ 的估计误差。根据假设 4, 存在两个正的 Lipschitz 常量 γ_1 和 γ_2 , 这将使函数 $f_1(x_2, x_3)$ 满足:

$$|f_1(x_2, x_3) - \hat{f}_1(\hat{x}_2, \hat{x}_3)| = |\tilde{f}_1(\tilde{x}_2, \tilde{x}_3)| \leq \gamma_1 |x_2 - \hat{x}_2| + \gamma_2 |x_3 - \hat{x}_3| = \gamma_1 |\tilde{x}_2| + \gamma_2 |\tilde{x}_3| \quad (21)$$

因此, 如果适当选择观测器增益 L_2 为 $L_2 > \gamma_1 |\tilde{x}_2| + \gamma_2 |\tilde{x}_3| + |\tilde{x}_4| + \sigma_2$, σ_2 是任意一个正的实常数。那么 $S_2 \dot{S}_2 < -\sigma_2 |\tilde{x}_2| \leq 0$ 。则观测器的估计误差 $\tilde{x}_2$ 将在有限时间 T_2 内收敛为零。随着 $\tilde{x}_2 = \dot{\tilde{x}}_2 = 0$, $\tilde{x}_4$ 的估计误

差动态变化为:

$$\begin{cases} \tilde{x}_4 = L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) \\ \dot{\tilde{x}}_4 = h(t) - L_3 L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) \end{cases} \quad (22)$$

因此:

$$\dot{\tilde{x}}_4 = h(t) - L_3 \tilde{x}_4 \quad (23)$$

可以看出, 式(23)是一个一阶微分方程。因此, 可以得到如下解法:

$$\tilde{x}_4 = e^{-L_3 t} \left(C + \int h(t) e^{-L_3 t} dt \right) \quad (24)$$

因此, 如果将 ESMO 增益 L_3 选为 $L_3 > 0$, 估计误差 $\tilde{x}_4$ 将趋近于零。

证明结束。

因此, 我们可以得出, ESMO 的估计误差向量 $\tilde{x}$ 将在有限时间 T 内收敛为零。

从式(16)和式(17)中可以看出, 滑动模态变量结构的等效原理[19]可以应用于 ESMO 的设计中, 因此, ESMO 可以改进为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + L_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ v_{2eq} = L_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{m} \hat{x}_3 - \frac{\hat{\theta}_1}{m} \dot{x}_{1d} + L_2 \text{sign}(v_{2eq}) + \hat{x}_4 \\ \dot{\tilde{x}}_4 = L_3 L_2 \text{sign}(v_{2eq}) \end{cases} \quad (25)$$

为了消除颤振现象造成的高频干扰, 我们利用以下饱和函数来替代 ESMO 中的符号函数。

$$\begin{cases} L_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) = L_1 \frac{|x_1 - \hat{x}_1|}{|x_1 - \hat{x}_1| + \delta_1} \\ v_{2eq} = L_1 \frac{|x_1 - \hat{x}_1|}{|x_1 - \hat{x}_1| + \delta_1} \\ L_2 \text{sign}(v_{2eq}) = L_2 \frac{|v_{2eq}|}{|v_{2eq}| + \delta_2} \end{cases} \quad (26)$$

其中 δ_1 和 δ_2 为小的正常数。当位置估计误差较大时, 修正后的切换动作与原始切换动作几乎相同。然而, 当位置估计误差较小时, 它的表现就像一个增益值很高的比例项。

3.3. 规定性能函数的设计

定义 $e_1 = x_1 - x_{1d}$ 为跟踪误差, 如果严格满足以下不等式, 就能达到规定的跟踪性能。

$$-\underline{\delta}\varphi(t) < e(t) < \bar{\delta}\varphi(t) \quad (27)$$

其中, $\underline{\delta}$ 和 $\bar{\delta}$ 是位置常数, $\varphi(t)$ 表示 PPF, 描述如下

$$\begin{cases} \varphi(t) = (\mu_0 - \mu_\infty) e^{-\kappa t} + \mu_\infty \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = \mu_\infty > 0 \end{cases} \quad (28)$$

其中 μ_0 , μ_∞ 和 κ 是位置常数。引入以下非线性映射

$$e_1(t) = \varphi(t)S(z_1) \quad (29)$$

$S(z_1)$ 定义为:

$$\begin{cases} -\underline{\delta} < S(z_1) < \bar{\delta} \\ \lim_{z_1 \rightarrow -\infty} S(z_1) = -\underline{\delta}, \lim_{z_1 \rightarrow +\infty} S(z_1) = \bar{\delta} \end{cases} \quad (30)$$

然后, 我们可得:

$$S(z_1) = \frac{\bar{\delta}e^{z_1} - \underline{\delta}e^{-z_1}}{e^{z_1} + e^{-z_1}} = \frac{e(t)}{\varphi(t)} \quad (31)$$

反函数 z_1 变换后的转换误差记为:

$$z_1 = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\omega + \underline{\delta}}{\bar{\delta} - \omega} \right) \quad (32)$$

将 z_1 微分可得:

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1}{\omega + \underline{\delta}} - \frac{1}{\omega - \bar{\delta}} \right) \left(\dot{\omega} - \frac{e\dot{\varphi}}{\varphi} \right) = \rho \left(\dot{\omega} - \frac{e\dot{\varphi}}{\varphi} \right) = \rho \left(x_2 - \dot{x}_{1d} - \frac{e\dot{\varphi}}{\varphi} \right) \quad (33)$$

其中 $\rho = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1}{\omega + \underline{\delta}} - \frac{1}{\omega - \bar{\delta}} \right)$ 并且变量是有界的, 即 $0 < \rho < \rho_M = \frac{\underline{\delta} + \bar{\delta}}{\mu_\infty - \underline{\delta}\bar{\delta}}$ 。

备注 1: 只要转换误差 z_1 受控制器约束, 前提条件 $-\underline{\delta}\varphi(t) < e(t) < \bar{\delta}\varphi(t)$ 就能保证 $S(z_1)$ 成立, 即如果 z_1 渐进收敛为零, 则跟踪误差 e_1 也会收敛为 0。

3.4. 控制器设计

步骤 1: 定义 $z_2 = x - \alpha_1$, α_1 为虚拟项。定义函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (34)$$

V_1 进行微分, 同时将(6)代入即可得:

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 \left(\dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} - \frac{e\dot{\varphi}}{\varphi} \right) \rho = z_1 \left(z_2 + \alpha_1 - \frac{e\dot{\varphi}}{\varphi} \right) \rho \quad (35)$$

其中 α_1 结构为:

$$\alpha_1 = \dot{x}_{1d} + \frac{e\dot{\varphi}}{\varphi} - k_1 z_1 \quad (36)$$

其中反馈增益 $k_1 > 0$ 。

然后, $\dot{V}_1$ 变为:

$$\dot{V}_1 = \rho (-k_1 z_1^2 + z_1 z_2) \quad (37)$$

步骤 2: 定义 $z_3 = x_3 - \alpha_2$, α_2 为虚拟项。定义函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (38)$$

微分(39)并注意(26), 我们可得到:

$$\dot{V}_2 = \rho(-k_1 z_1^2 + z_1 z_2) + z_2 \left(\frac{1}{m} z_3 + \frac{1}{m} \alpha_2 - \frac{\hat{\lambda}_1}{m} x_2 + x_4 - \dot{\alpha}_1 \right) \quad (39)$$

虚拟项 α_2 被设计为:

$$\alpha_2 = -m\hat{x}_4 + \hat{\lambda}_1 \hat{x}_2 + \dot{\alpha}_1 - m z_1 - k_2 (\hat{x}_2 - \alpha_1) \quad (40)$$

其中 $k_2 > 0$ 为设计参数。

然后, 我们可得:

$$V_2 = -k_1 z_1^2 + \frac{1}{m} z_2 z_3 - \frac{k_2}{m} z_2^2 + \frac{k_2 - \hat{\lambda}_1}{m} z_2 \tilde{x}_2 + z_2 \tilde{x}_4 + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} x_2 \quad (41)$$

$$\dot{z}_3 = -(h_1 \lambda_3 + h_2 \lambda_6) x_2 - (h_1 + h_2) \lambda_4 \cdot (p_1 - p_2) + (h_1 g_1 + h_2 g_2) \lambda_5 u + \tilde{q}(t) + \lambda_2 - \dot{\alpha}_2 \quad (42)$$

步骤 3: 定义 $s = l_a z_1 + l_b z_2 + z_3$, l_a 和 l_b 是反馈增益。

对 s 进行微分, 我们可得:

$$\dot{s} = l_a \dot{z}_1 + l_b \dot{z}_2 + \dot{z}_3 \quad (43)$$

将(34), (43), (44), 代入(43)可得

$$\begin{aligned} \dot{s} = & l_1 (-k_1 z_1 + z_2) + l_2 \left(\frac{1}{m} z_3 - \frac{k_2}{m} z_2 + \frac{k_2 - \hat{\lambda}_1}{m} \tilde{x}_2 + \tilde{x}_4 + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} (x_2 - \dot{x}_{1d}) + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} \dot{x}_{1d} + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} \dot{x}_{1d} - z_1 \right) \\ & - (h_1 \lambda_3 + h_2 \lambda_6) x_2 - (h_1 + h_2) \lambda_4 (p_1 - p_2) + (h_1 g_1 + h_2 g_2) \lambda_5 u \\ & + \tilde{q}(t) + \lambda_2 - \dot{\alpha}_2 \end{aligned} \quad (44)$$

选择以下函数:

$$V(t) = V_2 + \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} \tilde{\lambda}^T \Gamma \tilde{\lambda} + \frac{1}{2} s_2^2 \quad (45)$$

对 V 微分, 我们可得:

$$\dot{V}(t) = \dot{V}_2 + s\dot{s} + \tilde{\lambda}_1 \dot{\tilde{\lambda}}_1 + s_2 \dot{s}_2 \quad (46)$$

将(42), (46)代入(48)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & -k_1 z_1^2 + \frac{1}{m} z_2 z_3 - \frac{k_2}{m} z_2^2 + \frac{k_2 - \hat{\lambda}_1}{m} z_2 \tilde{x}_4 + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} (x_2 - \dot{x}_{1d}) + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} \dot{x}_{1d} \\ & + s \left[l_a (-k_1 z_1 + z_2) + l_b \left(\frac{1}{m} z_3 - \frac{k_2}{m} z_2 + \frac{k_2 - \hat{\lambda}_1}{m} \tilde{x}_2 + \tilde{x}_4 + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} (x_2 - \dot{x}_{1d}) + \frac{\tilde{\lambda}_1}{m} (\dot{x}_{1d} - z_1) \right) \right] \\ & + s \left[-(h_1 \lambda_3 + h_2 \lambda_6) x_2 - (h_1 + h_2) \lambda_4 \cdot (p_1 - p_2) + (h_1 g_1 + h_2 g_2) \lambda_5 u + \tilde{q}(t) + \lambda_2 - \dot{\alpha}_2 \right] \\ & + \tilde{x}_2 \dot{\tilde{x}}_2 + \tilde{\lambda}^T \Gamma \tilde{\lambda} \end{aligned} \quad (47)$$

控制输入 u 和自适应函数如下:

$$\begin{aligned} u = & \frac{1}{(h_1 g_1 + h_2 g_2)} G(\cdot) \\ G(\cdot) = & -l_c s + h_1 \dot{x}_{1d} \hat{\lambda}_3 + h_2 \dot{x}_{1d} \hat{\lambda}_6 + (h_1 + h_2) (p_1 - p_2) \hat{\lambda}_4 - \hat{\lambda}_2 + \dot{\alpha}_2 \end{aligned} \quad (48)$$

将(48)代入(47)中可得自适应函数为:

$$\hat{\lambda}_1 = -r_1 \frac{1}{m} |\dot{x}_{1d}| (|z_2| + \lambda_2 |s|), \quad \hat{\lambda}_2 = r_2 |s|, \quad \hat{\lambda}_3 = -r_3 |s| h_1 |\dot{x}_{1d}|, \quad \hat{\lambda}_4 = -r_4 |s| (h_1 + h_2) |p_1 - p_2|, \quad \hat{\lambda}_5 = -r_5 \frac{|s|}{\hat{\lambda}_5} N(\cdot),$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_6 = -r_6 |s| h_2 |\dot{x}_{1d}|。$$

其中 $r_1, r_2, r_3, r_4, r_5, r_6$ 是设计参数。

3.5. 闭环系统的稳定性

根据所设计的控制项 α_1 , α_2 和 u , 结合 ESMO 的稳定性证明, 式(47)可重写为:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - z_3^2 + \tilde{\lambda}_2 \left[\frac{1}{r_2} \dot{\tilde{\lambda}}_2 + \frac{1}{\lambda_1} (k_2 x_2 + k_1 x_2) z_3 - \frac{\hat{\lambda}_2}{\lambda_1} x_2 z_3 + x_2 z_2 \right] \\ & + \tilde{\lambda}_3 \left(\frac{1}{r_3} \dot{\tilde{\lambda}}_3 + x_2 z_3 \right) + \tilde{\lambda}_4 \left(\frac{1}{r_4} \dot{\tilde{\lambda}}_4 + x_3 z_3 \right) + |\tilde{x}_1| [|\tilde{x}_2| - L_1] \\ & + |\tilde{x}_2| [\gamma_1 |\tilde{x}_2| + \gamma_2 |\tilde{x}_3| - L_2 + |\tilde{x}_4|] + |\tilde{x}_3| [\gamma_3 |\tilde{x}_2| + \gamma_4 |\tilde{x}_3| - L_3 + |\tilde{q}_n|] \end{aligned} \quad (49)$$

利用所提出的具有正控制增益 $k_i > 0$, $l_c > 0$ 和参数自适应率, 公式(49)可改写为:

$$\dot{V} < -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - z_3^2 - l_c s_4^2 - \sigma_1 |\tilde{x}_1| - \sigma_2 |\tilde{x}_2| - \sigma_3 |\tilde{x}_3| \quad (50)$$

因此, 所提出的控制法则可以保证闭环的稳定性。跟踪误差 $\tilde{x}$, $\tilde{\theta}_i$, $i = 2, 3, 4$ 和 z 将在有限的时间内趋于零。

4. 仿真验证

4.1. 仿真平台

为了验证所提控制策略的控制性能, 我们通过 MATLAB/Simulink 的仿真平台搭建控制模型, 并进行了由两个评估案例组成的对比仿真测试。采样时间为 0.1 毫秒。控制系统的目的是使负载在给定的预期轨迹上平稳、精确地运行。系统仿真参数如表 1 所示。

Table 1. System simulation parameters

表 1. 系统仿真参数

符号	仿真数值	符号	仿真数值
m	30 (kg)	K	0 (N/m)
C_i	1×10^{-11} (m ⁵ /(N·s))	f_e	1000 (N)
C_t	1×10^{-11} (m ⁵ /(N·s))	P_2	3×10^{-4} (Pa)
B	2500 (N·s/m)	f	1110 (N)
k_{xv}	1×10^{-7} (m ³ /s)	A_1	8.011×10^{-3} (m)
β_e	2×10^8 Pa	V_{20}	6.4×10^{-4} (m ³)
A_2	1.257×10^{-3} (m ²)	V	1.8×10^{-3} (m ³)

4.2. 仿真结果

在仿真实验中, 我们对以下两种控制器进行了比较: (1) ESMOABSCPPC: 基于 ESMO 的自适应鲁棒规定性能控制器。控制器参数调整为: $L_1 = 100$; $L_2 = 80$; $L_3 = 3.1 \times 10^{11}$; $\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = 0.01$; $k_1 = 2100$; $k_2 = 100$; $k_3 = 50$; $\mu_1 = 160$; $\omega = 400$; $T = \text{diag}(0.01, 5 \times 10^{-6}, 1300, 0.08, 0.1)$ PPF 的参数见结果分析。(2) ESMOABSC: 带不确定性补偿但不具有规定性能控制的基于 ESMO 的自适应鲁棒控制器, 控制器参数与 ESMOABSCPPC 相同。

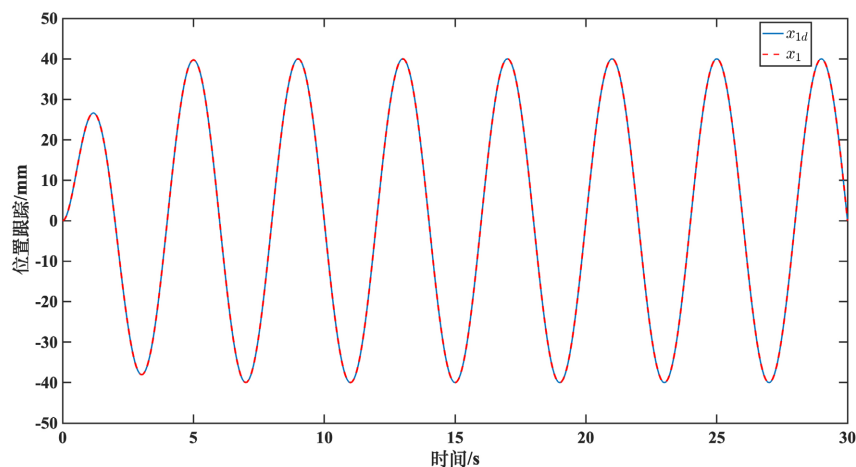


Figure 2. Desired trajectory x_{1d} , output state x_1 in case 1

图 2. 工况 1 中的期望轨迹 x_{1d} 和 ESMOABSCPPC 输出量 x_1

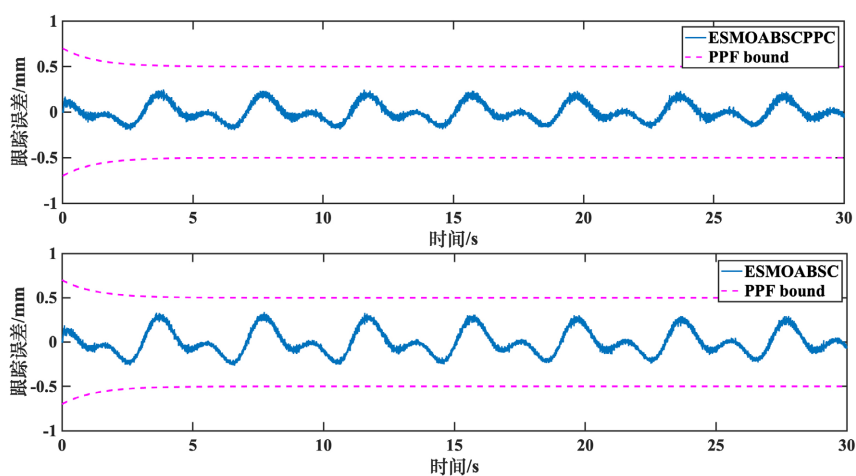


Figure 3. Tracking error and PPF bound in case 1

图 3. 工况 1 中的跟踪误差和 PPF 边界

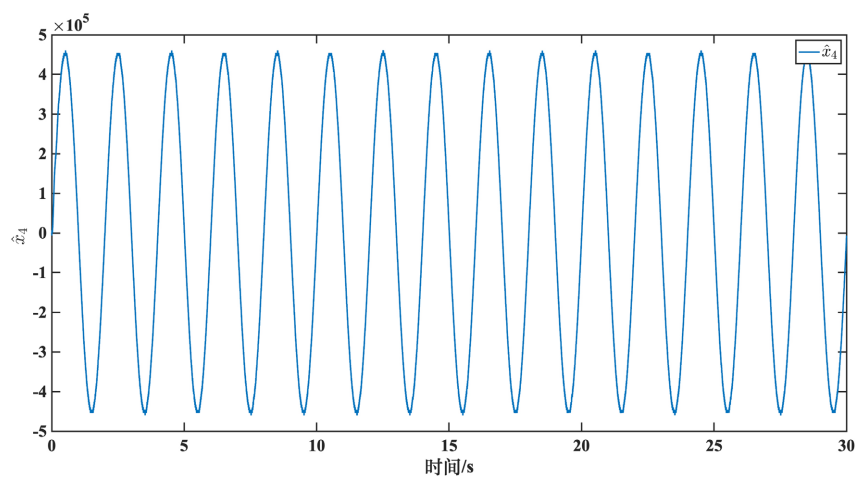


Figure 4. Disturbance estimations in case 1

图 4. 工况 1 中的干扰估计

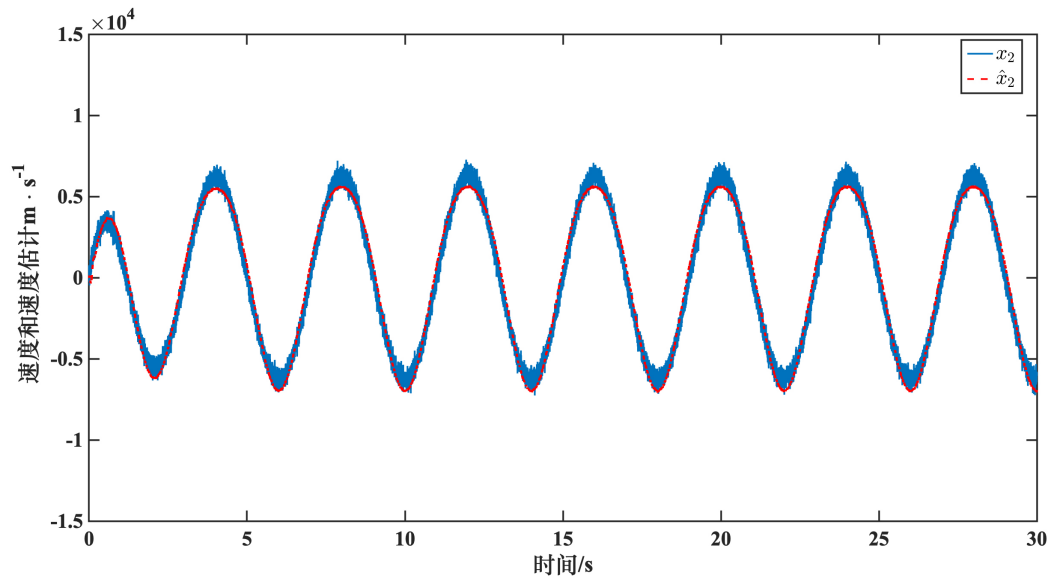


Figure 5. System states x_2 and their estimations in case 1

图 5. 工况 1 中的系统状态 x_2 和它的估计值

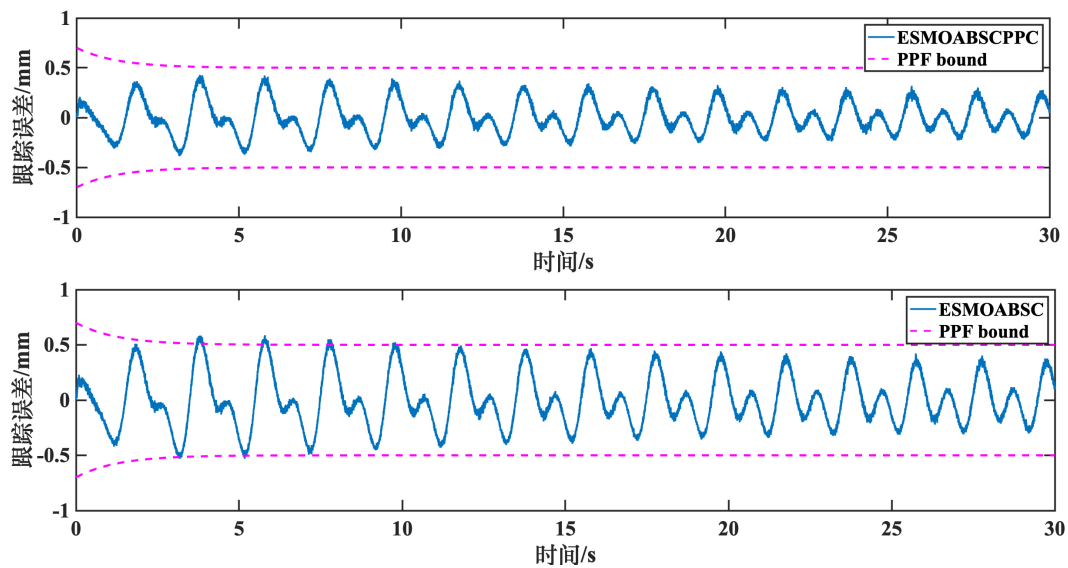


Figure 6. Tracking error and PPF bound in case 2

图 6. 工况 2 中的跟踪误差和 PPF 边界

备注 2: 在仿真测试中, 我们先从较小的控制增益 k_1, k_2, k_3 以及观测器带宽 L_1, L_2, L_3 开始, 逐渐增加它们的值以提高跟踪性能, 直至达到满意的水平。值得注意的是, L_1 与 L_2 的比值越大则速度观测值 $\hat{x}_2$ 越准确, 然而此时外干扰观测值 $\hat{x}_4$ 误差值会增大。

工况 1: 首先给出一个低频期望信号 $x_{1d} = 0.04(1 - e^{-t})\sin(0.5\pi t)$, $\rho = (7 \times 10^{-2} - 5 \times 10^{-2})e^{-0.8t} + 5 \times 10^{-2}$, 如图 2 所示, 输出状态 x_1 可以精确地跟踪 x_{1d} 。如图 3 给出了四种控制器的跟踪误差。由于 ESMOABSCPPC 和 ESMOABSC 具有较好的抑制和补偿不确定性的能力, 因此它们的跟踪误差较好, 且有界。相比之下, ESMOABSCPPC 的瞬态和稳态精度优于 ESMOABSC。这是因为 ESMOABSCPPC 中引入了 PPF 来限制瞬态和稳态跟踪误差。扰动估计如图 4 所示。此外, 系统状态及其估计值如图 5 所示。估算结果表明,

所有估算结果均准确无误。

工况 2: 则为快速平滑轨迹 $x_{1d} = 0.04(1 - e^{-t})\sin(\pi t)$, $\rho = (7 \times 10^{-2} - 5 \times 10^{-2})e^{-0.8t} + 5 \times 10^{-2}$ 。为了进一步显示 ESMOABSCPPC 的鲁棒性, 将正弦波频率提高到 0.5 HZ, 实验结果如图 6~8 所示。值得注意的是, ESMOABSCPPC 的跟踪误差保持在 PPF 约束内, 而不具备 PPC 的控制器则无法实现。

在实际应用中, 由于观测器总是受到带宽的限制, 所以随着期望信号频率的逐渐升高, ESMO 的性能会逐步下降。且在控制系统初运行阶段, 由于测量噪声的存在和参数漂移情况的发生, 会激发控制器的高增益状态, 导致系统出现高频震颤或停止工作。

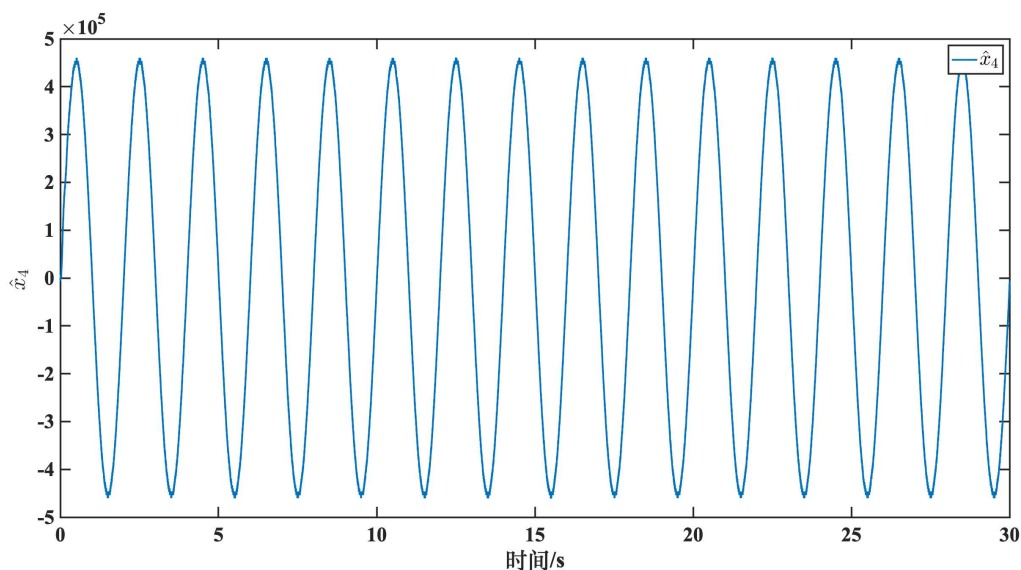


Figure 7. Disturbance estimations in case 2

图 7. 工况 2 中的干扰估计

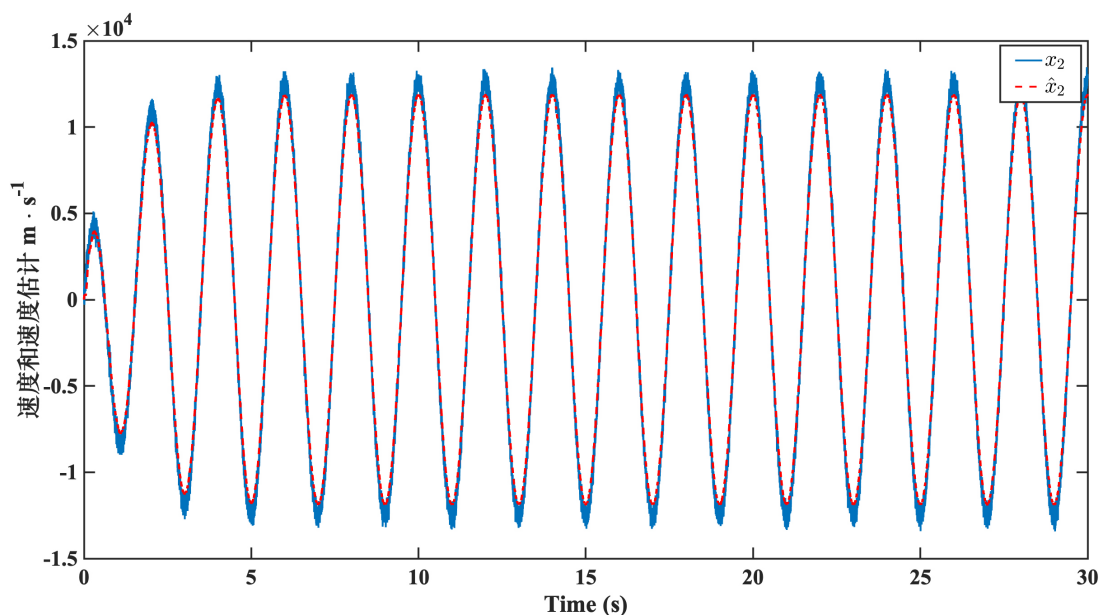


Figure 8. System states x_2 and their estimations in case 2

图 8. 工况 2 中的系统状态 x_2 和它的估计值

5. 结论

本文开发了一种基于 ESMO 的自适应规定性能控制器, 该控制器具有补偿不确定性的功能, 可将液压系统的跟踪误差保持在预定范围内。通过构建自适应控制来估计系统未知参数, ESMO 来估计未知干扰和状态。然后将估计信息引入拟议控制器。通过引入 PPF 技术, 确保了瞬态跟踪误差和稳态误差在预期范围内。此外, 利用 Lyapunov 理论证明了闭环系统的稳定性。最后, 对比仿真结果证明了所提控制器的控制性能。

参考文献

- [1] Yao, B., Bu, F.P., Reedy, J. and Chiu, G.T. (2000) Adaptive Robust Motion Control of Single-Rod Hydraulic Actuators: Theory and Experiments. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, **5**, 79-91. <https://doi.org/10.1109/3516.828592>
- [2] Huang, Y., Pool, D.M., Stroosma, O. and Chu, Q. (2019) Long-Stroke Hydraulic Robot Motion Control with Incremental Nonlinear Dynamic Inversion. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, **24**, 304-314. <https://doi.org/10.1109/tmech.2019.2891358>
- [3] Kaddissi, C., Kenné, J. and Saad, M. (2011) Indirect Adaptive Control of an Electrohydraulic Servo System Based on Nonlinear Backstepping. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, **16**, 1171-1177. <https://doi.org/10.1109/tmech.2010.2092785>
- [4] Kang, S., Yan, H., Dong, L. and Li, C. (2018) Finite-Time Adaptive Sliding Mode Force Control for Electro-Hydraulic Load Simulator Based on Improved GMS Friction Model. *Mechanical Systems and Signal Processing*, **102**, 117-138. <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2017.09.009>
- [5] Yin, X., Zhang, W., Jiang, Z. and Pan, L. (2019) Adaptive Robust Integral Sliding Mode Pitch Angle Control of an Electro-Hydraulic Servo Pitch System for Wind Turbine. *Mechanical Systems and Signal Processing*, **133**, Article ID: 105704. <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2018.09.026>
- [6] Dang, X., Zhao, X., Dang, C., Jiang, H., Wu, X. and Zha, L. (2021) Incomplete Differentiation-Based Improved Adaptive Backstepping Integral Sliding Mode Control for Position Control of Hydraulic System. *ISA Transactions*, **109**, 199-217. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.10.027>
- [7] Mohanty, A. and Yao, B. (2011) Indirect Adaptive Robust Control of Hydraulic Manipulators with Accurate Parameter Estimates. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, **19**, 567-575. <https://doi.org/10.1109/tcst.2010.2048569>
- [8] Yao, Z., Yao, J. and Sun, W. (2019) Adaptive RISE Control of Hydraulic Systems with Multilayer Neural-Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **66**, 8638-8647. <https://doi.org/10.1109/tie.2018.2886773>
- [9] Yao, J., Jiao, Z. and Ma, D. (2014) Extended-State-Observer-Based Output Feedback Nonlinear Robust Control of Hydraulic Systems with Backstepping. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**, 6285-6293. <https://doi.org/10.1109/tie.2014.2304912>
- [10] Dao, H.V. and Ahn, K.K. (2022) Extended Sliding Mode Observer-Based Admittance Control for Hydraulic Robots. *IEEE Robotics and Automation Letters*, **7**, 3992-3999. <https://doi.org/10.1109/lra.2022.3147244>
- [11] Zang, W., Zhang, Q., Shen, G. and Fu, Y. (2022) Extended Sliding Mode Observer Based Robust Adaptive Backstepping Controller for Electro-Hydraulic Servo System: Theory and Experiment. *Mechatronics*, **85**, Article ID: 102841. <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2022.102841>
- [12] Nguyen, M.H., Dao, H.V. and Ahn, K.K. (2022) Extended Sliding Mode Observer-Based High-Accuracy Motion Control for Uncertain Electro-Hydraulic Systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, **33**, 1351-1370. <https://doi.org/10.1002/rnc.6421>
- [13] Bechlioulis, C.P. and Rovithakis, G.A. (2009) Adaptive Control with Guaranteed Transient and Steady State Tracking Error Bounds for Strict Feedback Systems. *Automatica*, **45**, 532-538. <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2008.08.012>
- [14] Li, Y. and Tong, S. (2018) Adaptive Fuzzy Control with Prescribed Performance for Block-Triangular-Structured Nonlinear Systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, **26**, 1153-1163. <https://doi.org/10.1109/tfuzz.2017.2710950>
- [15] Li, Y., Shao, X. and Tong, S. (2020) Adaptive Fuzzy Prescribed Performance Control of Nontriangular Structure Nonlinear Systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, **28**, 2416-2426. <https://doi.org/10.1109/tfuzz.2019.2937046>
- [16] Xu, Z., Liu, Q. and Yao, J. (2021) Adaptive Prescribed Performance Control for Hydraulic System with Disturbance Compensation. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, **35**, 1544-1561. <https://doi.org/10.1002/acs.3262>
- [17] Guo, Q., Zhang, Y., Celler, B.G. and Su, S.W. (2019) Neural Adaptive Backstepping Control of a Robotic Manipulator with Prescribed Performance Constraint. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, **30**, 3572-3583.

-
- <https://doi.org/10.1109/tnnls.2018.2854699>
- [18] Guo, Q., Zuo, Z. and Ding, Z. (2020) Parametric Adaptive Control of Single-Rod Electrohydraulic System with Block-Strict-Feedback Model. *Automatica*, **113**, Article ID: 108807. <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2020.108807>
- [19] Xu, Z., Liu, Q. and Yao, J. (2023) Funnel Function-Based Adaptive Prescribed Performance Output Feedback Control of Hydraulic Systems with Disturbance Observers. *ISA Transactions*, **136**, 701-714. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2022.11.018>