

电液比例伺服系统时变参数自适应指令滤波运动控制

杨晓伟, 姚建勇[†]

(南京理工大学 机械工程学院, 南京 210094)

摘要: 为提升电液比例伺服系统高频运动控制性能, 通过采用一阶惯性环节表征比例伺服阀阀动态, 融合指令滤波控制与自适应技术, 提出一种电液比例伺服系统时变参数自适应指令滤波控制方法, 其可同时处理系统存在的未知时变参数和未知时变干扰. 此外, 通过构建指令滤波辅助系统, 既可消除滤波误差对控制性能的影响, 又可避免传统反步控制中存在的微分爆炸问题. 理论分析表明, 该方法既能保证闭环系统所有信号均有界, 又能保证跟踪误差渐近收敛. 对比实验结果也验证了该方法的优越性和高频跟踪性能, 且相比于不含阀动态补偿的控制方法, 所提出方法的频宽提升约 1.56 倍.

关键词: 电液比例伺服系统; 运动控制; 时变参数和干扰; 指令滤波; 自适应控制; 渐近收敛

中图分类号: TP273 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2025.0436

引用格式: 杨晓伟, 姚建勇. 电液比例伺服系统时变参数自适应指令滤波运动控制 [J]. 控制与决策, 2025, 40(10): 2959-2968.

Time-varying parameter adaptive command filtered motion control for electrohydraulic proportional servo systems

YANG Xiao-wei, YAO Jian-yong[†]

(School of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: To improve the high-frequency performance of motion control for electro-hydraulic proportional servo systems, by employing a first-order inertia process to characterize the valve dynamics, and integrating the command filter control and adaptive technology, a time-varying parameter adaptive command filtered control method is proposed for electro-hydraulic proportional servo systems, where unknown time-varying parameters and unknown time-varying disturbances can be handled simultaneously. In addition, by constructing a command-filtered auxiliary system, the effect of filtering errors on the control performance can be eliminated, and the differentiation explosion problem in the traditional backstepping design can be effectively shunned. The theory shows that the proposed method can not only ensure that all signals of the closed-loop system are bounded, but also ensure that the tracking error can be asymptotically convergent. Comparative experimental results also verify the superiority and high-frequency tracking performance of the method. Compared with the control method without valve dynamic compensation, the frequency bandwidth of the proposed method is increased by about 1.56 times.

Keywords: electrohydraulic proportional servo system; motion control; time-varying parameters and disturbances; command filter; adaptive control; asymptotic convergence

0 引言

电液比例伺服系统具有功重比高、响应快、布置灵活等优点, 广泛应用于航空航天、智能机器人等高端重大装备^[1-4]. 然而, 由于电液比例伺服系统存在高度非线性 (如摩擦非线性、阀口压力-流量非线性等) 和时变不确定性 (如内泄漏等参数不确定性、未建模

阀高阶动态、负载干扰等) 等特性, 愈加难以满足装备高性能运动控制的发展需求. 为解决电液比例伺服系统中的参数不确定性和未知干扰, 以获得精确的运动跟踪性能, 学者们先后提出了众多先进的非线性控制方法. 典型地, 文献 [5] 基于反步框架提出了融合自适应思想和非线性反馈技术的自适应鲁棒

收稿日期: 2025-04-24; 录用日期: 2025-07-07.

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2024YFB4709600); 国家自然科学基金项目 (U24A20112, 52275062); 中央高校基本科研业务费专项资金项目 (30925010301).

责任编委: 柴利.

[†]通信作者. E-mail: jerryao.buaa@gmail.com.

控制 (ARC) 方法, 其可同时处理系统中的参数不确定性和未知干扰, 进而使系统获得优异的跟踪性能, 并成功应用于电液伺服系统^[6-8]; 随后, 为了抑制不匹配扰动和匹配扰动对电液比例伺服系统运动控制性能的影响, 以提升系统的控制品质, 文献 [9] 针对单出杆液压缸位置伺服系统开发了基于线性扩张状态观测器的非线性自适应控制器框架, 并通过实验验证了该方法的优越性; 文献 [10] 提出了基于双扩张状态观测器的电液伺服系统自适应鲁棒控制方法, 该方法利用双扩张状态观测器分别对不可测的速度信息和干扰进行估计, 以避免在控制器设计中使用受噪声污染的速度信号, 进一步提高了液压系统的运动控制性能; 文献 [11] 结合障碍 Lyapunov 函数与预设性能函数, 开发了液压系统自适应输出反馈预设性能控制器, 该方法在不违反系统全状态约束的情况下实现了液压系统控制误差的预设瞬态和稳态性能; 文献 [12] 设计了基于扩张滑模观测器的液压伺服系统自适应鲁棒控制方法, 对比实验结果也验证了所提控制器的有效性。

然而, 文献 [9-12] 提出的通过融合干扰观测器技术和自适应控制分别处理时变扰动和参数不确定性的框架, 由于控制器设计存在参数估计与扰动估计之间的耦合, 致使其实际参数整定与应用变得异常复杂, 且现有自适应控制方法^[5-12] 通常假设电液比例伺服系统的未知参数是恒定的。然而, 考虑到系统部件磨损和温度变化, 电液比例伺服系统中总是存在未知的时变参数 (如摩擦参数和内泄漏参数), 且其会显著影响系统的运动控制性能。因此, 为了拓宽上述控制方法^[5-12] 在电液比例伺服系统中的应用范围, 需进一步放宽在文献 [5-12] 中关于未知模型参数是常值的假设。但是, 目前针对具有未知时变参数的电液比例伺服系统运动控制问题, 值得借鉴的研究成果很少。值得注意的是, 近些年多种时变参数自适应控制方法^[13-15] 被先后提出, 以处理非线性系统中存在的未知时变参数。然而, 文献 [13-15] 中设计的控制方法必须假设未知时变参数的导数有界。因此, 如何处理电液比例伺服系统的未知时变参数, 值得进一步研究。

此外, 上述电液比例伺服系统的控制框架都是基于传统的反步技术所设计, 其会随着系统阶数的增加产生微分爆炸难题。为克服微分爆炸难题, 文献 [16-17] 采用线性滤波器或非线性滤波器, 提出了动态面控制方法, 然而动态面控制方法并未主动补偿滤波器滤波操作时产生的滤波误差, 这会显著降低系统的控制性能; 文献 [18-20] 通过构建滤波辅助系

统设计了指令滤波控制框架, 既消除了滤波误差对控制性能的影响, 又避免了微分爆炸问题; 文献 [21] 针对具有输入量化特性的非线性系统开发了有限时间指令滤波自适应控制器, 实现了对输入延迟和滤波误差的有效补偿。然而, 文献 [18-21] 中提出的控制方法仅能保证所有系统信号的有界跟踪性能, 而且上述控制器中的未知参数总被假设为时不变的^[18-21]。因此, 如何设计具有未知时变参数的电液比例伺服系统的渐近指令滤波自适应控制器, 仍是一个有待解决的难题。

综上所述, 为提升电液比例伺服系统高频运动控制性能, 本文通过采用一阶惯性环节表征比例伺服阀动态, 并融合指令滤波控制与自适应技术, 提出一种电液比例伺服系统时变参数自适应指令滤波运动控制方法。该方法可同时处理未知时变参数和时变扰动, 并对阀动态进行主动补偿, 从而提高系统的高频运动控制性能。此外, 通过构建滤波辅助系统, 既可消除滤波误差对控制性能的影响, 又可避免传统反步控制中存在的微分爆炸问题。理论分析表明, 该方法既能保证闭环系统所有信号均有界, 又能保证跟踪误差渐近收敛。对比实验结果也可验证了该方法的优越性和高频跟踪性能。

本文的创新点总结如下: 1) 提出针对电液比例伺服系统的时变参数自适应指令滤波运动控制方法, 其既能保证闭环系统所有信号均有界, 又能实现跟踪误差的渐近收敛性能; 2) 所开发的控制器可同时处理未知时变参数和时变干扰, 消除现有绝大多数自适应控制方法中关于未知模型参数是常值或它的导数须有界的假设, 拓宽其应用范围; 3) 通过构建指令滤波辅助系统简化控制器结构, 避免微分爆炸难题, 此外对比实验结果也可验证所提方法的有效性。

1 电液比例伺服系统数学模型

本文研究的电液比例伺服系统工作原理如图 1 所示, 其由比例伺服阀、双出杆液压缸、负载、油压传感器以及位移传感器等构成。

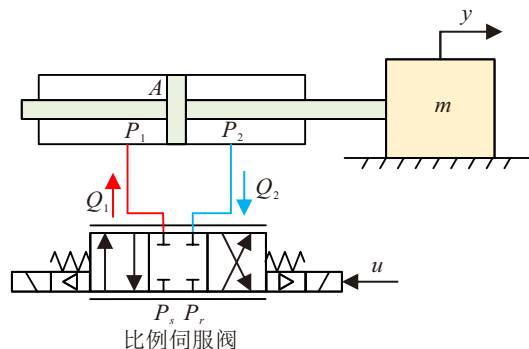


图1 电液比例伺服系统工作原理

在图1中: y 为负载的水平运动位移; m 为负载及活塞杆的等效质量; P_1 和 P_2 分别为液压缸左右两腔的油压; P_s 和 P_r 分别为液压缸供油压力和回油压力; A 为液压缸活塞杆的有效作用面积; Q_1 和 Q_2 分别为液压缸的供油流量和回油流量; u 为比例伺服阀的控制输入信号。基于图1和牛顿第二定律, 负载的动力学方程可表示为

$$m\ddot{y} = A(P_1 - P_2) - a_1(t)\dot{y} - a_2(t) \tan h(b_1\dot{y}) - a_3(t)[\tan h(b_2\dot{y}) - \tan h(b_3\dot{y})] + d_1(t). \quad (1)$$

其中: $a_i(t)$ ($i = 1, 2, 3$) 分别为粘性摩擦、库仑摩擦以及 Stribeck 效应的时变幅值; b_i ($i = 1, 2, 3$) 分别为库仑摩擦以及 Stribeck 效应的近似形状函数系数; $d_1(t)$ 为系统未建模干扰, 包括未建模的非线性摩擦、外负载干扰等。考虑油液可压缩性, 液压缸两腔的压力动态方程^[22]为

$$\begin{cases} \frac{V_1}{\beta_e} \dot{P}_1 = Q_1 - A\dot{y} - C_t(t)(P_1 - P_2) + q_1(t), \\ \frac{V_2}{\beta_e} \dot{P}_2 = -Q_2 + A\dot{y} + C_t(t)(P_1 - P_2) - q_2(t). \end{cases} \quad (2)$$

其中: $V_1 = V_{01} + Ay$ 和 $V_2 = V_{02} - Ay$ 分别为进油腔和回油腔的控制容积, V_{01} 和 V_{02} 分别为进油腔和回油腔的初始容积; β_e 为油液有效弹性模量; $C_t(t)$ 为液压缸时变内泄漏系数; $q_1(t)$, $q_2(t)$ 为两腔未建模干扰项, 如未建模的执行器外泄漏、比例伺服阀阀动态等。比例伺服阀的流量方程^[22]可表示为

$$\begin{cases} Q_1 = k_q x_v [\text{sg}(x_v) \sqrt{P_s - P_1} + \text{sg}(-x_v) \sqrt{P_1 - P_r}], \\ Q_2 = k_q x_v [\text{sg}(x_v) \sqrt{P_2 - P_r} + \text{sg}(-x_v) \sqrt{P_s - P_2}]. \end{cases} \quad (3)$$

其中: k_q 为比例伺服阀流量增益系数; x_v 为阀芯位移; 函数 $\text{sg}(x_v) = 1/(1 + e^{-\zeta_0 x_v})$, 常数 $\zeta_0 > 0$ 。比例伺服阀阀动态可采用一阶惯性环节近似描述, 即

$$\dot{x}_v = k_i u / \tau_v - x_v / \tau_v + \chi_3(t). \quad (4)$$

其中: k_i 为比例伺服阀电气增益, τ_v 为比例伺服阀时间常数, $\chi_3(t)$ 为阀未建模高阶动态。

结合式(1)~(4)表征的电液比例伺服系统非线性数学模型, 定义系统状态变量 $\zeta = [\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4]^T = [y, \dot{y}, A(P_1 - P_2)/m, x_v]^T$, 定义未知时变参数向量 $\theta(t) = [\theta_1(t), \theta_2(t), \theta_3(t), \theta_4(t)]^T$ 。其中: $\theta_1(t) = a_1(t)$, $\theta_2(t) = a_2(t)$, $\theta_3(t) = a_3(t)$, $\theta_4(t) = C_t(t)$ 。则系统非线性模型可表示为如下状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = \zeta_2, \\ \dot{\zeta}_2 = \zeta_3 - \theta^T(t)\varphi_1 + \chi_1(t), \\ \dot{\zeta}_3 = g_1\zeta_4 - f_1(\zeta_1, \zeta_2) - \theta^T(t)\varphi_2 + \chi_2(t), \\ \dot{\zeta}_4 = g_2u - f_2(\zeta_4) + \chi_3(t). \end{cases} \quad (5)$$

其中: $g_1 = A\beta_e k_q (R_1/V_1 + R_2/V_2)/m$, $g_2 = k_i/\tau_v$, $f_1(\zeta_1, \zeta_2) = A^2\beta_e(1/V_1 + 1/V_2)\zeta_2/m$, $f_2(\zeta_4) = \zeta_4/\tau_v$, $R_1 = \text{sg}(\zeta_4)\sqrt{P_s - P_1} + \text{sg}(-\zeta_4)\sqrt{P_1 - P_r}$, $R_2 = \text{sg}(\zeta_4)\sqrt{P_2 - P_r} + \text{sg}(-\zeta_4)\sqrt{P_s - P_2}$, $\chi_1(t) = d_1(t)/m$, $\chi_2(t) = A\beta_e(q_1/mV_1 + q_2/mV_2)$, $\varphi_1 = [\zeta_2, \tan h(b_1\zeta_2), \tan h(b_2\zeta_2) - \tan h(b_3\zeta_2)]^T/m$, $\varphi_2 = [0, 0, 0, \beta_e(1/V_1 + 1/V_2)\zeta_3]^T$ 。

为便于后文控制器设计, 做如下假设。

假设1 目标轨迹 ζ_r 满足

$$\Omega_{\zeta_r} = \{[\zeta_r, \dot{\zeta}_r, \ddot{\zeta}_r]^T : |\zeta_r|^2 + |\dot{\zeta}_r|^2 + |\ddot{\zeta}_r|^2 \leq c_0\}, \quad (6)$$

其中常数 $c_0 > 0$ 。

假设2 未知扰动 $\chi_i(t)$ ($i = 1, 2, 3$) 满足

$$|\chi_1(t)| \leq c_1, |\chi_2(t)| \leq c_2, |\chi_3(t)| \leq c_3, \quad (7)$$

其中常数 $c_i > 0$ 。未知参数向量 $\theta(t)$ 满足 $\|\theta(t)\| \leq c_4$, 常数 $c_4 > 0$ 。

2 时变参数自适应指令滤波控制器

2.1 控制器设计

定义误差变量

$$\begin{cases} z_1 = \zeta_1 - \zeta_r, z_{i+1} = \zeta_{i+1} - \alpha_{if}, \\ \xi_1 = z_1 - s_1, \xi_{i+1} = z_{i+1} - s_{i+1}. \end{cases} \quad (8)$$

其中: $i = 1, 2, 3$; z_i 为系统跟踪误差; α_i 为状态 ζ_{i+1} 的虚拟控制, α_{if} 为 α_i 的滤波信号; s_i 为辅助信号, 其具体形式在后文给出。

为获取 α_i 的滤波信号, 构建如下线性滤波器:

$$\dot{\alpha}_{if} = -\omega_i \varepsilon_i, \alpha_{if}(0) = \alpha_i(0), i = 1, 2, 3. \quad (9)$$

其中: $\varepsilon_i = \alpha_{if} - \alpha_i$ 为 α_i 的滤波误差, $\omega_i > 0$ 为可调滤波参数。

为同时消除 α_i 的滤波误差对控制性能的影响, 构建如下滤波辅助系统:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = -k_1 s_1 + s_2 + \varepsilon_1 - h_1, \\ \dot{s}_2 = -k_2 s_2 + s_3 - s_1 + \varepsilon_2 - h_2, \\ \dot{s}_3 = -k_3 s_3 + g_1 s_4 - s_2 + g_1 \varepsilon_3 - h_3, \\ \dot{s}_4 = -k_4 s_4 - g_1 s_3. \end{cases} \quad (10)$$

其中: $h_i = \frac{p_i^2 s_i L_i^2}{p_i s_i L_i \tan h[s_i/\sigma(t)] + \sigma(t)}$ ($i = 1, 2, 3$), $p_1 = 1, p_2 = 1, p_3 = g_1$, 参数 $L_i > 0$ 为待设计参数, 有界函数 $\sigma(t) > 0$ 满足 $\int_0^t \sigma(\nu) d\nu \leq \bar{\sigma}_1 \leq +\infty$ 和 $|\dot{\sigma}(t)| \leq \bar{\sigma}_2 \leq +\infty$, $\bar{\sigma}_1$ 和 $\bar{\sigma}_2$ 为正的常数; k_1, k_2, k_3 和 k_4 为正的反馈增益。

step 1: 结合式 (5) 与 (8), 对 ξ_1 求导可得

$$\dot{\xi}_1 = z_2 + \varepsilon_1 + \alpha_1 - \dot{\zeta}_r - \dot{s}_1. \quad (11)$$

将式 (10) 代入 (11) 可得

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 = & z_2 + \varepsilon_1 + \alpha_1 - \dot{\zeta}_r - \\ & (-k_1 s_1 + s_2 + \varepsilon_1 - h_1) = \\ & \xi_2 + \alpha_1 - \dot{\zeta}_r + k_1 s_1 + h_1. \end{aligned} \quad (12)$$

选取 Lyapunov 函数 $V_1 = \xi_1^2/2$, 可得

$$\dot{V}_1 = \xi_1(\xi_2 + \alpha_1 - \dot{\zeta}_r + k_1 s_1 + h_1). \quad (13)$$

基于式 (13) 可设计虚拟控制 α_1 为

$$\alpha_1 = -k_1 \xi_1 + \dot{\zeta}_r - k_1 s_1 - h_1. \quad (14)$$

将式 (14) 代入 (13) 可得

$$\dot{V}_1 = -k_1 \xi_1^2 + \xi_1 \xi_2. \quad (15)$$

step 2: 结合式 (5) 与 (8), 并对 ξ_2 求导可得

$$\dot{\xi}_2 = z_3 + \varepsilon_2 + \alpha_2 - \theta^T(t) \varphi_1 + \chi_1(t) - \dot{\alpha}_{1f} - \dot{s}_2. \quad (16)$$

将式 (10) 代入 (16) 可得

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_2 = & \xi_3 + \alpha_2 - \theta^T(t) \varphi_1 + \chi_1(t) - \\ & \dot{\alpha}_{1f} + k_2 s_2 + s_1 + h_2. \end{aligned} \quad (17)$$

选取如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{\xi_2^2}{2} + \frac{(\bar{\theta} - \hat{\theta})^T \Gamma^{-1} (\bar{\theta} - \hat{\theta})}{2} + \frac{(\bar{\chi}_1 - \hat{\chi}_1)^2}{2\mu_1}. \quad (18)$$

其中: $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3, \hat{\theta}_4]^T$ 为 $\theta(t)$ 的估计向量, $\hat{\theta}_i$ 为 $\theta_i(t)$ 的估计值; $\bar{\theta} = [\bar{\theta}_1, \bar{\theta}_2, \bar{\theta}_3, \bar{\theta}_4]^T \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ 为未知的常数向量, 未知常值 $\bar{\theta}_i$ 为 $\theta_i(t)$ ($i = 1, 2, 3, 4$) 的平均值; $\hat{\chi}_1$ 为 $\chi_1(t)$ 的估计值; $\bar{\chi}_1$ 为未知的常数, 其可视为 $\chi_1(t)$ 的平均值; $\Gamma \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ 为正定对角矩阵; μ_1 为正的 可调增益.

结合式 (16) ~ (18), V_2 的导数可表示为如下等式:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 \xi_1^2 + \xi_1 \xi_2 + \xi_2 [\alpha_2 - \hat{\theta}^T \varphi_1 - (\bar{\theta} - \\ & \hat{\theta})^T \varphi_1] + \xi_2 [\xi_3 + \hat{\chi}_1 + (\bar{\chi}_1 - \hat{\chi}_1) + \varepsilon_{\chi_1} - \\ & \varepsilon_{\theta}^T \varphi_1 - \dot{\alpha}_{1f} + k_2 s_2] + \xi_2 (s_1 + h_2) - \\ & (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} - \mu_1^{-1} (\bar{\chi}_1 - \hat{\chi}_1) \dot{\hat{\chi}}_1. \end{aligned} \quad (19)$$

其中: $\varepsilon_{\theta} = \theta - \bar{\theta}$, $\varepsilon_{\chi_1} = \chi_1 - \bar{\chi}_1$.

基于式 (19) 可设计虚拟控制 α_2 为

$$\begin{cases} \alpha_2 = \dot{\alpha}_{1f} + \hat{\theta}^T \varphi_1 - \\ \quad \hat{\chi}_1 - k_2 \xi_2 - k_2 s_2 - z_1 - h_2 + \alpha_{2s}, \\ \alpha_{2s} = \frac{-\xi_2 (2c_4 \|\varphi_1\| + 2c_1)^2}{2\xi_2 (c_4 \|\varphi_1\| + c_1) \tan h \left[\frac{\xi_2}{\sigma(t)} \right] + \sigma(t)}. \end{cases} \quad (20)$$

将式 (20) 代入 (19) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & - \sum_{j=1}^2 k_j \xi_j^2 + \xi_2 (\xi_3 + \alpha_{2s} + \varepsilon_{\chi_1} - \varepsilon_{\theta}^T \varphi_1) - \\ & (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2) - \\ & (\bar{\chi}_1 - \hat{\chi}_1) (\mu_1^{-1} \dot{\hat{\chi}}_1 - \xi_2). \end{aligned} \quad (21)$$

注意到

$$\begin{aligned} \xi_2 (\alpha_{2s} - \varepsilon_{\theta}^T \varphi_1 + \varepsilon_{\chi_1}) \leq \\ |\xi_2| (2c_4 \|\varphi_1\| + 2c_1) - \\ \frac{\xi_2^2 (2c_4 \|\varphi_1\| + 2c_1)^2}{|\xi_2| (2c_4 \|\varphi_1\| + 2c_1) + \sigma(t)} \leq \\ \frac{|\xi_2| (2c_4 \|\varphi_1\| + 2c_1) \sigma(t)}{|\xi_2| (2c_4 \|\varphi_1\| + 2c_1) + \sigma(t)} \leq \sigma(t). \end{aligned} \quad (22)$$

将式 (22) 代入 (21) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & - \sum_{j=1}^2 k_j \xi_j^2 + \xi_2 \xi_3 - \\ & (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2) - \\ & (\bar{\chi}_1 - \hat{\chi}_1) (\mu_1^{-1} \dot{\hat{\chi}}_1 - \xi_2) + \sigma(t). \end{aligned} \quad (23)$$

step 3: 对 ξ_3 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_3 = & g_1 (z_4 + \varepsilon_3 + \alpha_3) - f_1(\zeta_1, \zeta_2) - \\ & \theta^T(t) \varphi_2 + \chi_2(t) - \dot{\alpha}_{2f} - \dot{s}_3. \end{aligned} \quad (24)$$

将式 (10) 代入 (24) 可得

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_3 = & g_1 (\xi_4 + \alpha_3) - f_1(\zeta_1, \zeta_2) - \theta^T(t) \varphi_2 + \\ & \chi_2(t) - \dot{\alpha}_{2f} + k_3 s_3 + s_2 + h_3. \end{aligned} \quad (25)$$

选取如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} \xi_3^2 + \frac{1}{2\mu_2} (\bar{\chi}_2 - \hat{\chi}_2)^2. \quad (26)$$

其中: $\hat{\chi}_2$ 为 $\chi_2(t)$ 的估计值; $\bar{\chi}_2$ 为未知的常数, 其可视为 $\chi_2(t)$ 的平均值; μ_2 为正的 可调增益.

结合式 (24) ~ (26), V_3 的导数可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & - \sum_{j=1}^2 k_j \xi_j^2 + \xi_2 \xi_3 - (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2) + \\ & \sigma(t) - (\bar{\chi}_1 - \hat{\chi}_1) (\mu_1^{-1} \dot{\hat{\chi}}_1 - \xi_2) + \xi_3 g_1 (\xi_4 + \alpha_3) + \\ & \xi_3 [-f_1(\zeta_1, \zeta_2) - \hat{\theta}^T \varphi_2 - (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T \varphi_2 + \hat{\chi}_2] + \\ & \xi_3 [(\bar{\chi}_2 - \hat{\chi}_2) + \varepsilon_{\chi_2} - \varepsilon_{\theta}^T \varphi_2 - \dot{\alpha}_{2f} + k_3 s_3] + \\ & \xi_3 [s_2 + h_3] - \mu_2^{-1} (\bar{\chi}_2 - \hat{\chi}_2) \dot{\hat{\chi}}_2, \end{aligned} \quad (27)$$

其中 $\varepsilon_{\chi_2} = \chi_2 - \bar{\chi}_2$.

可设计虚拟控制 α_3 为

$$\begin{cases} \alpha_3 = \frac{[\dot{\alpha}_{2f} + f_1(\zeta_1, \zeta_2) + \hat{\theta}^T \varphi_2 - \hat{\chi}_2 - k_3 \xi_3]}{g_1} + \\ \frac{[-k_3 s_3 - z_2 - h_3 + \alpha_{3s}]}{g_1}, \\ \alpha_{3s} = \frac{-\xi_3(2c_4 \|\varphi_2\| + 2c_2)^2}{2\xi_3(c_4 \|\varphi_2\| + c_2) \tan h[\xi_3/\sigma(t)] + \sigma(t)}. \end{cases} \quad (28)$$

将式 (28) 代入 (27) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -\sum_{j=1}^3 k_j \xi_j^2 - (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2 + \varphi_2 \xi_3) + \\ & \sigma(t) - (\bar{\chi}_1 - \hat{\chi}_1)(\mu_1^{-1} \dot{\hat{\chi}}_1 - \xi_2) + \xi_3 g_1 (\xi_4 + \alpha_{3s}) + \\ & \xi_3 (\varepsilon_{\chi_2} - \varepsilon_{\theta}^T \varphi_2) - (\bar{\chi}_2 - \hat{\chi}_2)(\mu_2^{-1} \dot{\hat{\chi}}_2 - \xi_3). \end{aligned} \quad (29)$$

注意到

$$\begin{aligned} & \xi_3 (\alpha_{3s} - \varepsilon_{\theta}^T \varphi_2 + \varepsilon_{\chi_2}) \leq \\ & |\xi_3| (2c_4 \|\varphi_2\| + 2c_2) - \\ & \frac{\xi_3^2 (2c_4 \|\varphi_2\| + 2c_2)^2}{|\xi_3| (2c_4 \|\varphi_2\| + 2c_2) + \sigma(t)} \leq \\ & \frac{|\xi_3| (2c_4 \|\varphi_2\| + 2c_2) \sigma(t)}{|\xi_3| (2c_4 \|\varphi_2\| + 2c_2) + \sigma(t)} \leq \sigma(t). \end{aligned} \quad (30)$$

将式 (30) 代入 (29) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -\sum_{j=1}^3 k_j \xi_j^2 - (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2 + \varphi_2 \xi_3) - \\ & \sum_{j=1}^2 (\bar{\chi}_j - \hat{\chi}_j)(\mu_j^{-1} \dot{\hat{\chi}}_j - \xi_{j+1}) + 2\sigma(t) + g_1 \xi_3 \xi_4. \end{aligned} \quad (31)$$

step 4: 对 ξ_4 求导可得

$$\dot{\xi}_4 = g_2 u - f_2(\zeta_4) + \chi_3(t) - \dot{\alpha}_{3f} - \dot{s}_4. \quad (32)$$

将式 (10) 代入 (32) 可得

$$\dot{\xi}_4 = g_2 u - f_2(\zeta_4) + \chi_3(t) - \dot{\alpha}_{3f} + k_4 s_4 + g_1 s_3. \quad (33)$$

选取如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2} \xi_4^2 + \frac{1}{2\mu_3} (\bar{\chi}_3 - \hat{\chi}_3)^2. \quad (34)$$

其中: $\hat{\chi}_3$ 为 $\chi_3(t)$ 的估计值; $\bar{\chi}_3$ 为未知的常数, 其可视为 $\chi_3(t)$ 的平均值; μ_3 为正的可调增益.

结合式 (32) ~ (34), V_4 的导数可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -\sum_{j=1}^3 k_j \xi_j^2 - (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2 + \varphi_2 \xi_3) - \\ & \sum_{j=1}^2 (\bar{\chi}_j - \hat{\chi}_j)(\mu_j^{-1} \dot{\hat{\chi}}_j - \xi_{j+1}) + 2\sigma(t) + \xi_4 g_2 u + \\ & \xi_4 [-f_2(\zeta_4) + \hat{\chi}_3 + (\bar{\chi}_3 - \hat{\chi}_3) + \varepsilon_{\chi_3} - \dot{\alpha}_{3f}] + \\ & \xi_4 (k_4 s_4 + g_1 s_3) - \mu_3^{-1} (\bar{\chi}_3 - \hat{\chi}_3) \dot{\hat{\chi}}_3 + g_1 \xi_3 \xi_4, \end{aligned} \quad (35)$$

其中 $\varepsilon_{\chi_3} = \chi_3 - \bar{\chi}_3$.

可设计控制输入为

$$\begin{cases} u = \frac{\dot{\alpha}_{3f} + f_2(\zeta_4) - \hat{\chi}_3 - k_4 \xi_4}{g_2} + \\ \frac{-k_4 s_4 - g_1 z_3 + u_s}{g_2}, \\ u_s = \frac{-\xi_4 (2c_3)^2}{2\xi_4 c_3 \tan h[\xi_4/\sigma(t)] + \sigma(t)}. \end{cases} \quad (36)$$

将式 (36) 代入 (35) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -\sum_{j=1}^4 k_j \xi_j^2 - (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2 + \varphi_2 \xi_3) - \\ & \sum_{j=1}^3 (\bar{\chi}_j - \hat{\chi}_j)(\mu_j^{-1} \dot{\hat{\chi}}_j - \xi_{j+1}) + \\ & 2\sigma(t) + \xi_4 (u_s + \varepsilon_{\chi_3}). \end{aligned} \quad (37)$$

注意到

$$\xi_4 (u_s + \varepsilon_{\chi_3}) \leq \frac{2c_3 |\xi_4| \sigma(t)}{2c_3 |\xi_4| + \sigma(t)} \leq \sigma(t). \quad (38)$$

将式 (38) 代入 (37) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -\sum_{j=1}^4 k_j \xi_j^2 - (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \varphi_1 \xi_2 + \varphi_2 \xi_3) - \\ & \sum_{j=1}^3 (\bar{\chi}_j - \hat{\chi}_j)(\mu_j^{-1} \dot{\hat{\chi}}_j - \xi_{j+1}) + 3\sigma(t). \end{aligned} \quad (39)$$

结合式 (37), 可设计参数自适应律和干扰估计律分别为

$$\dot{\hat{\theta}} = -\Gamma \varphi_1 \xi_2 - \Gamma \varphi_2 \xi_3 - \delta \sigma(t) \Gamma \hat{\theta}, \quad (40)$$

$$\dot{\hat{\chi}}_j = \mu_j \xi_{j+1}, \quad j = 1, 2, 3, \quad (41)$$

其中 δ 为正的可调增益.

将式 (40) 和 (41) 代入 (39) 可得

$$\dot{V}_4 \leq -\sum_{j=1}^4 k_j \xi_j^2 + \delta \sigma(t) (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T \hat{\theta} + 3\sigma(t). \quad (42)$$

2.2 稳定性分析

定理 1 基于参数自适应律 (40) 和干扰估计律 (41), 且初始条件满足 $|\varepsilon_i(0)| \leq L_i$ ($i = 1, 2, 3$), 并通过选取合适的控制参数 k_j 、 ω_i 、 L_i 、 Γ 和 μ_i ($i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3, 4$), 所设计的控制器 (36) 可保证: 1) 闭环系统中所有信号均有界; 2) 系统跟踪误差能最终渐近收敛到 0.

证明 注意到

$$\begin{aligned}
(\bar{\theta} - \hat{\theta})^T \dot{\theta} &= -(\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\bar{\theta} - \hat{\theta}) + (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T \bar{\theta} \leq \\
& -(\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\bar{\theta} - \hat{\theta}) + (\bar{\theta} - \hat{\theta})^T (\bar{\theta} - \hat{\theta}) + \frac{1}{4} \bar{\theta}^T \bar{\theta} = \\
& \frac{1}{4} \bar{\theta}^T \bar{\theta}. \quad (43)
\end{aligned}$$

将式(43)代入(42)中,可得

$$\begin{aligned}
\dot{V}_4 &\leq -\sum_{j=1}^4 k_j \xi_j^2 + \delta \sigma(t) \bar{\theta}^T \bar{\theta} / 4 + 3\sigma(t) = \\
& -\mathcal{Y}_1 + B_1 \sigma(t). \quad (44)
\end{aligned}$$

其中: $\mathcal{Y}_1 = \sum_{j=1}^4 k_j \xi_j^2$, $B_1 = \delta \bar{\theta}^T \bar{\theta} / 4 + 3$.

由式(44)可得

$$\begin{aligned}
V_4(t) + \int_0^t \mathcal{Y}_1(\nu) d\nu &\leq V_4(0) + B_1 \int_0^t \sigma(\nu) d\nu \leq \\
V_4(0) + B_1 \bar{\sigma}_1. \quad (45)
\end{aligned}$$

由式(45)可知,函数 $V_4(t)$ 是有界的,且函数 \mathcal{Y}_1 积分有界.根据式(34)中函数 $V_4(t)$ 的定义及假设可得 k_j 、 χ_i 和 $\hat{\theta}$ ($i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3, 4$) 均有界,从而可推断出系统状态 ζ_j 有界.结合式(36)可知,实际的控制输入 u 也是有界的,因此闭环系统所有信号均有界.基于误差 ξ_j 的动态,易判断函数 \mathcal{Y}_1 的导数有界,因此 \mathcal{Y}_1 一致连续.由 Barbalat 引理^[23]可知,当时间趋于无穷大时, \mathcal{Y}_1 趋近于零,即

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \xi_i = 0, \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (46)$$

为便于分析滤波辅助系统的稳定性,选取如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_{cf} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^4 s_j^2. \quad (47)$$

结合式(10),可得

$$\begin{aligned}
\dot{V}_{cf} &\leq -\sum_{j=1}^4 k_j s_j^2 + \sum_{j=1}^3 p_j s_j \varepsilon_j - \sum_{j=1}^3 s_j h_j \leq \\
& -\sum_{j=1}^4 k_j s_j^2 + \sum_{j=1}^3 p_j |s_j| L_j - \sum_{j=1}^3 s_j h_j, \quad (48)
\end{aligned}$$

其中 $L_j = \sup_{t \geq 0} |\varepsilon_j|$.

注意到

$$\begin{aligned}
&\sum_{j=1}^3 p_j |s_j| L_j - \sum_{j=1}^3 s_j h_j = \\
&\sum_{j=1}^3 p_j |s_j| L_j - \\
&\sum_{j=1}^3 \frac{p_j^2 s_j^2 L_j^2}{p_j s_j L_j \tan h[s_j / \sigma(t)]} + \sigma(t). \quad (49)
\end{aligned}$$

将式(49)代入(48)可得

$$\dot{V}_{cf} \leq -\sum_{j=1}^4 k_j s_j^2 + 3\sigma(t) = -\mathcal{Y}_2 + 3\sigma(t), \quad (50)$$

其中 $\mathcal{Y}_2 = \sum_{j=1}^4 k_j s_j^2$ 为非负函数.

由式(50)可得

$$\begin{aligned}
V_{cf}(t) + \int_0^t \mathcal{Y}_2(\nu) d\nu &\leq V_{cf}(0) + 3 \int_0^t \sigma(\nu) d\nu \leq \\
V_{cf}(t) + 3\bar{\sigma}_1. \quad (51)
\end{aligned}$$

由式(51)可知,函数 $V_{cf}(t)$ 是有界的,且函数 \mathcal{Y}_2 积分有界.根据式(47)中函数 $V_{cf}(t)$ 的定义可知,滤波辅助系统所有信号均有界.基于误差 s_i ($i = 1, 2, 3, 4$) 的动态,易判断函数 \mathcal{Y}_2 的导数有界,因此 \mathcal{Y}_2 一致连续.由 Barbalat 引理^[23]可知,当时间趋于无穷大时, \mathcal{Y}_2 趋近于零,即

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} s_i = 0, \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (52)$$

结合式(8)、(46)和(52),可得

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} z_i = 0, \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (53)$$

至此定理1得证. \square

3 实验验证与结果分析

3.1 实验平台介绍

本文搭建的电液比例伺服系统实验平台如图2所示.该系统由机械子系统、液压油源子系统和监测子系统3个部分组成.其中:机械子系统主要由机械支撑基座、导轨、双出杆液压缸、光栅尺、油压传感器、比例伺服阀及负载等组成;液压油源子系统主要由油泵、电机、蓄能器及油箱等组成;监测子系统主要由基于工控机的实时监测软件、数据分析软件等组成.该实验平台的详细信息见文献[7].

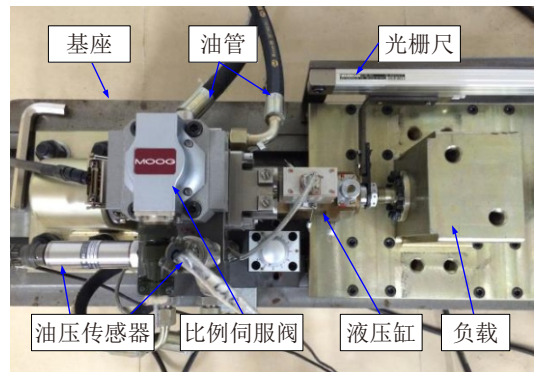


图2 电液比例伺服系统实验平台

3.2 控制器参数

为了更充分地验证本文设计的控制器的优越性,本节实验对比如下4种控制器:

1) 本文提出的考虑阀动态补偿的时变参数自适应指令滤波控制器(CFACVDC).系统控制器反馈增

益为 $k_1 = 1200, k_2 = 400, k_3 = 180, k_4 = 50$; 线性滤波器参数为 $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = 2000$; 滤波辅助系统参数为 $L_1 = L_2 = L_3 = 0.01$; 时变参数估计的初值为 $\hat{\theta}(0) = [4000, 100, 100, 7 \times 10^{-13}]^T$, 参数自适应增益矩阵为 $\Gamma = \text{diag}\{2 \times 10^6, 3.5 \times 10^3, 2 \times 10^4, 4 \times 10^{-12}\}$, $\delta = 1 \times 10^{-3}$; 干扰估计的初值为 $\hat{\chi}_1(0) = 0, \hat{\chi}_2(0) = 0, \hat{\chi}_3(0) = 0$; 干扰估计参数为 $\mu_1 = 0.04, \mu_2 = 0.015, \mu_3 = 0.0001$; 其他控制参数分别设置为 $\sigma(t) = 1/(1 + 0.02t^2), \varsigma_0 = 2000$.

2) 时变参数自适应指令滤波控制器 (CFAC). CFAC 控制器与 CFACVDC 控制器的区别在于其不考虑阀动态补偿, 即 CFAC 控制器是针对忽略阀动态的三阶数学模型 (即将阀动态简化成比例环节) 所设计的.

3) 含模型补偿的鲁棒控制器 (MCRC). MCRC 控制器与 CFAC 控制器的区别在于其不采用自适应律处理系统未知时变参数和干扰.

4) 工业中广泛使用的比例-积分控制器 (PI). PI 控制器比例、积分参数分别选取为 $k_p = 8000$ 和 $k_i = 2000$.

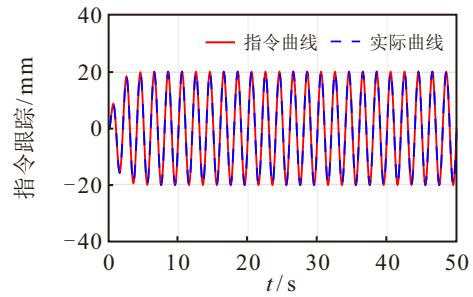
此外, 本文采用系统跟踪误差绝对值的最大值 (Max)、平均值 (Ave) 以及标准差 (Std) 三个指标评估对比控制器的性能, 性能指标定义分别如下:

$$\begin{cases} \text{Max} = \max_{i=1,2,\dots,N} \{|z_1(i)|\}, \text{ Ave} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |z_1(i)|, \\ \text{Std} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [|z_1(i)| - \text{Ave}]^2}, \end{cases} \quad (54)$$

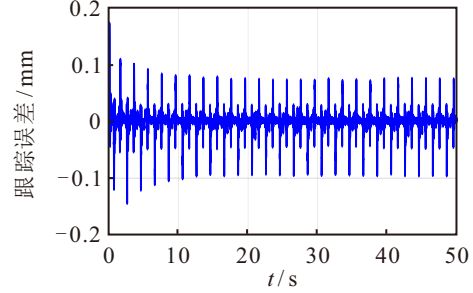
其中 N 为记录的数据量.

3.3 控制器参数对比实验结果与分析

工况 1 首先进行频率为 0.5 Hz 的类正弦指令 $\zeta_r = 20 \sin(\pi t)(1 - e^{-t})$ mm 跟踪实验, 实验结果如图 3~图 9 所示, 控制器最后两个周期的性能指标如表 1 所示. 由图 3 可知, CFACVDC 控制器可以较好地跟踪位置指令曲线, 且其稳态误差约为 0.095 7 mm. 性能指标对比结果表明, CFACVDC 控制器的各项指标均优于其他控制器. 鉴于 CFAC 控制器的瞬态及稳态跟踪误差指标均比 CFACVDC 控制器差, 验证了 CFACVDC 控制器中阀动态补偿机制的有效性. 对比 MCRC 控制器与 CFAC 控制器的跟踪性能可知, 在相同控制参数下, CFAC 控制器中采用的时变参数自适应律和干扰估计律可以学习系统一部分参数不确定性和未知干扰, 从而获得更好的控制性能, 验证了 CFAC 控制器中未知时变参数和干



(a) 指令跟踪(0.5Hz 正弦工况)



(b) 跟踪误差(0.5Hz 正弦工况)

图3 CFACVDC 控制器的跟踪性能 (工况 1)

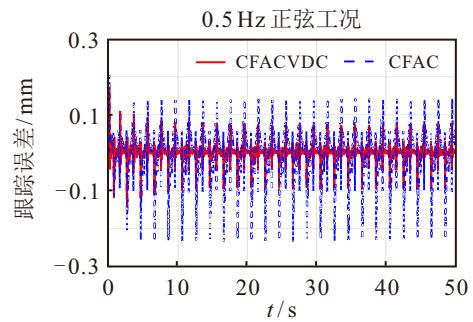


图4 CFACVDC 和 CFAC 控制器跟踪误差 (工况 1)

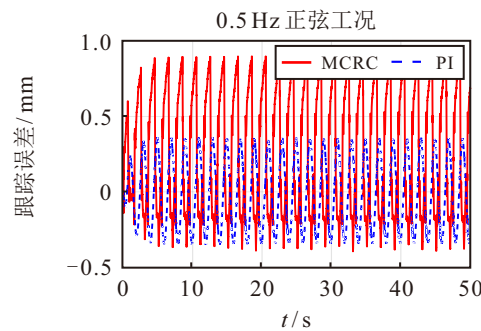
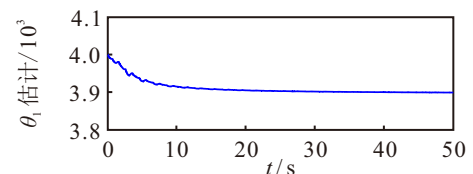
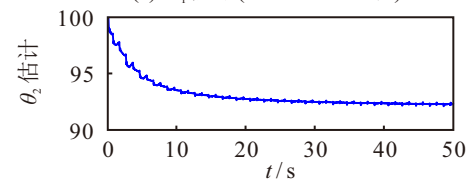


图5 MCRC 和 PI 控制器的跟踪误差 (工况 1)



(a) θ_1 估计(0.5Hz 正弦工况)



(b) θ_2 估计(0.5Hz 正弦工况)

图6 时变参数 θ_1, θ_2 估计 (工况 1)

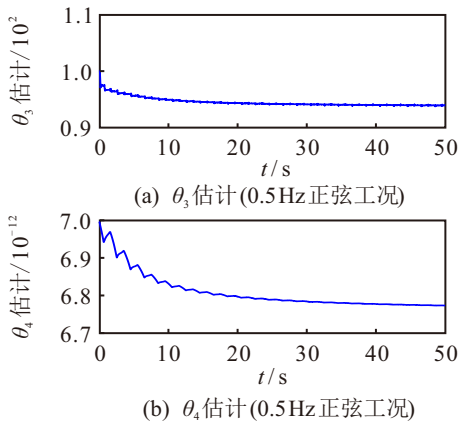


图7 时变参数 θ_3, θ_4 估计(工况1)

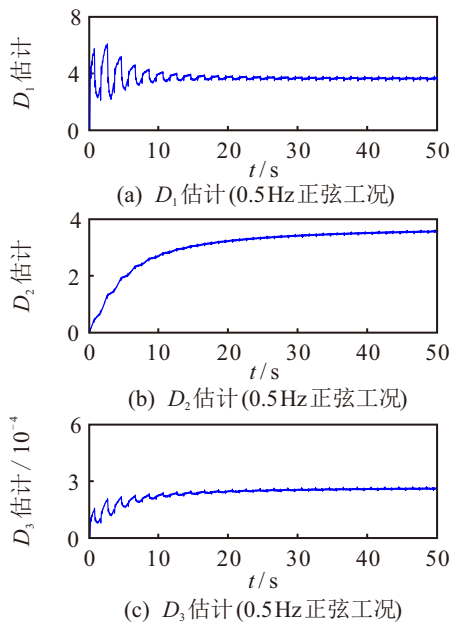


图8 时变干扰 D_1, D_2, D_3 估计(工况1)

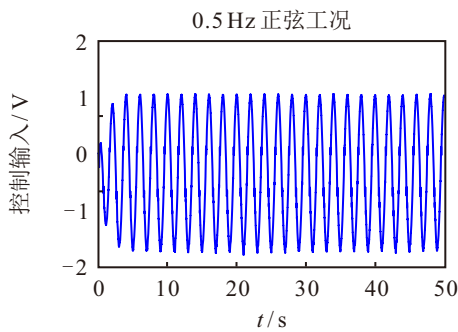


图9 CFACVDC 控制器控制输入(工况1)

表1 工况1 稳态情况下性能指标

性能指标 / mm	Max	Ave	Std
CFACVDC	0.0957	0.0088	0.0137
CFAC	0.2322	0.0426	0.0424
MCRC	0.9124	0.4154	0.3029
PI	0.3592	0.2165	0.1053

扰估计机制的有效性. 此外, MCRC 控制器获得了比 PI 控制器更差的控制性能, 这说明 MCRC 控制器中的鲁棒控制增益比 PI 控制器弱, 但 CFACVDC

控制器与 CFAC 控制器实现了比 PI 控制器更优的控制性能, 这进一步验证了 CFACVDC 控制器中阀动态补偿机制以及未知时变参数和干扰估计机制的有效性. 系统未知时变参数和干扰的估计如图 6~图 8 所示, 实验结果表明, 系统未知时变参数和干扰的估计均具有良好的收敛性能. CFACVDC 控制器作用下系统的控制输入曲线如图 9 所示.

工况 2 为进一步验证 CFACVDC 控制器的运动控制性能, 进行频率为 1 Hz 的快速位置指令 $\zeta_r = 20 \sin(2\pi t)(1 - e^{-t})$ mm 跟踪实验, 实验结果如图 10~图 13 所示, 此工况下控制器最后两个周期的性能指标如表 2 所示. 实验结果表明, 在 1 Hz 快速工况下, CFACVDC 控制器仍然获得了最优的控制性能, 其各项性能指标均优于其他控制器, 这验证了所设

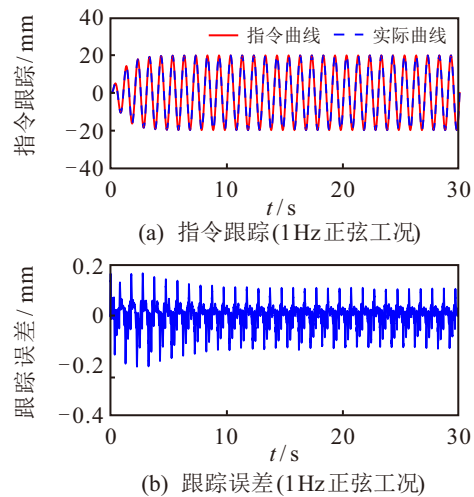


图10 CFACVDC 控制器的跟踪性能(工况2)

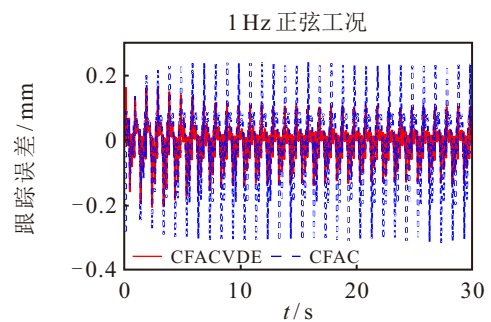


图11 CFACVDC 和 CFAC 控制器的跟踪误差(工况2)

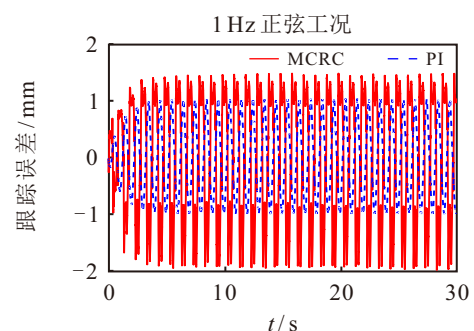


图12 MCRC 和 PI 控制器的跟踪误差(工况2)

计 CFACVDC 控制器的性能一致性. 此外, CFACVDC 控制器作用下系统的控制输入曲线如图 13 所示, 其幅值在 $\pm 4\text{ V}$ 以内.

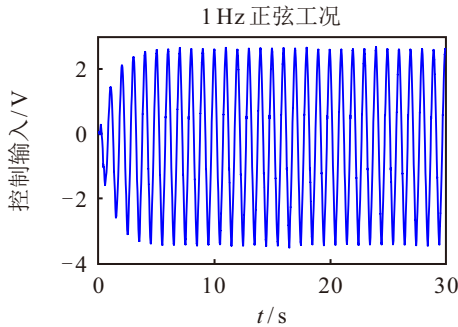


图13 CFACVDC 控制器控制输入 (工况 2)

表2 工况 2 稳态情况下性能指标

性能指标 / mm	Max	Ave	Std
CFACVDC	0.1353	0.0281	0.0283
CFAC	0.3187	0.0871	0.0717
MCRC	2.0193	1.0695	0.4495
PI	1.0717	0.6084	0.3132

工况 3 为进一步验证 CFACVDC 控制器的高频跟踪性能, 进行频率为 5 Hz 的超快速位置指令 $\zeta_r = 5 \sin(10\pi t)(1 - e^{-t})\text{ mm}$ 跟踪实验, 实验结果如图 14 和图 15 所示, 此工况下控制器最后两个周期的性能指标如表 3 所示. 实验结果表明, CFACVDC 控制器的各项性能指标仍然均优于其他控制器, 这进一步验证了所设计控制器的性能一致性.

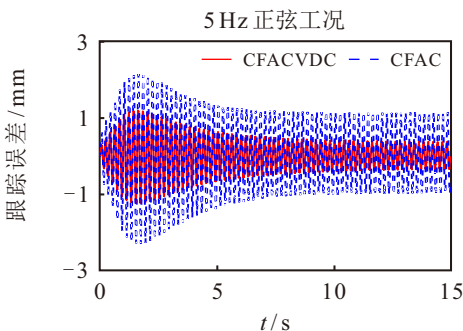


图14 CFACVDC 和 CFAC 控制器的跟踪误差 (工况 3)

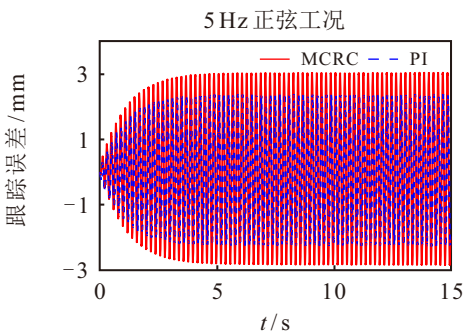


图15 MCRC 和 PI 控制器的跟踪误差 (工况 3)

表3 工况 3 稳态情况下性能指标

性能指标 / mm	Max	Ave	Std
CFACVDC	0.3784	0.2100	0.1018
CFAC	1.1360	0.6663	0.3240
MCRC	3.0520	1.8914	0.8920
PI	2.3860	1.3957	0.7034

此外, CFACVDC 和 CFAC 控制器的幅频和相频曲线如图 16 所示.

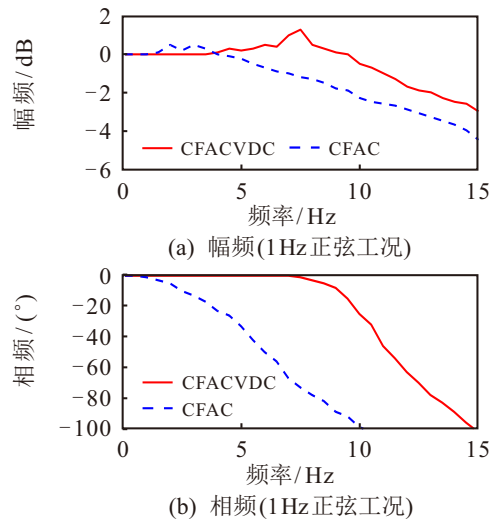


图16 CFACVDC 和 CFAC 控制器的幅频和相频

由图 16 可知, CFACVDC 控制器的频宽 (即幅频 -3 dB , 相频 -90°) 约为 14 Hz, 相比于 CFAC 控制器的频宽 (约为 9 Hz) 提升 1.56 倍, 这表明 CFACVDC 控制器具有更高频响的跟踪能力.

4 结论

本文采用一阶惯性环节表征电液比例伺服系统比例伺服阀阀动态, 兼顾考虑系统存在的未知时变参数和未知时变干扰, 提出了一种考虑阀动态补偿的电液比例伺服系统时变参数自适应指令滤波运动控制器, 提升了系统的高频伺服跟踪性能. 结果表明:

1) 由理论分析可知, 该方法既能保证闭环系统所有信号均有界, 又能保证跟踪误差可渐近收敛, 且实验结果也验证了所提出的控制器具有优异的渐近跟踪性能.

2) 该方法可同时处理系统存在的未知时变参数和未知时变干扰, 进一步提高了系统的鲁棒能力, 且实验结果也验证了所提出的控制器具有良好的参数自适应和干扰估计收敛性能.

3) 对比实验结果表明, 该方法的控制品质优于不考虑阀动态补偿的时变参数自适应指令滤波控制器以及 PI 控制器, 且在频率为 5 Hz 工况下系统仍可获得良好的控制效果. 此外, 相比于不含阀动态补偿的控制器, 其频宽提升了约 1.56 倍.

本文的理论和实验研究工作对提升电液比例伺服系统的高频运动控制性能具有一定的参考价值。未来将重点开展针对电液比例伺服系统高频智能控制的理论和实验研究。

参考文献 (References)

- [1] 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.
(Na J, Dong Y, Ding H G, et al. Output feedback control for hydraulic servo systems with unknown actuator dynamics[J]. *Control and Decision*, 2020, 35(5): 1077-1084.)
- [2] 韩小霞, 谢建, 冯永保, 等. 基于模型信息的电静液作动器降阶线性自抗扰控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(3): 681-689.
(Han X X, Xie J, Feng Y B, et al. Reduced order linear active disturbance rejection control based on model information of electro-hydrostatic actuator[J]. *Control and Decision*, 2023, 38(3): 681-689.)
- [3] 姚文龙, 亓冠华, 池荣虎, 等. 不确定受扰电液伺服系统智能自学习 PID 控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(3): 654-660.
(Yao W L, Qi G H, Chi R H, et al. Intelligent self-learning PID control of electro-hydraulic servo system with uncertain disturbances[J]. *Control and Decision*, 2023, 38(3): 654-660.)
- [4] 陈阔, 刘畅, 骆曦, 等. 基于改进无模型自适应控制的挖掘机无人作业方法[J]. 控制与决策, 2025, 40(3): 785-793.
(Chen K, Liu C, Luo X, et al. Improved model-free adaptive control based unmanned excavator operation scheme[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(3): 785-793.)
- [5] Yao B, Tomizuka M. Adaptive robust control of SISO nonlinear systems in a semi-strict feedback form[J]. *Automatica*, 1997, 33(5): 893-900.
- [6] Yang X W, Ge Y W, Zhu W L, et al. Adaptive motion control for electro-hydraulic servo systems with appointed-time performance[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, DOI: 10.1109/TMECH.2024.3525013.
- [7] Yao J Y, Deng W X. Active disturbance rejection adaptive control of hydraulic servo systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(10): 8023-8032.
- [8] Yang X W, Yao J Y, Deng W X. Output feedback adaptive super-twisting sliding mode control of hydraulic systems with disturbance compensation[J]. *ISA Transactions*, 2021, 109: 175-185.
- [9] Wang C W, Quan L, Jiao Z X, et al. Nonlinear adaptive control of hydraulic system with observing and compensating mismatching uncertainties[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2017, 26(3): 927-938.
- [10] Deng W X, Yao J Y. Extended-state-observer-based adaptive control of electrohydraulic servomechanisms without velocity measurement[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2019, 25(3): 1151-1161.
- [11] Xu Z B, Sun C, Hu X, et al. Barrier Lyapunov function-based adaptive output feedback prescribed performance controller for hydraulic systems with uncertainties compensation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(12): 12500-12510.
- [12] Zang W, Zhang Q, Shen G, et al. Extended sliding mode observer based robust adaptive backstepping controller for electro-hydraulic servo system: Theory and experiment[J]. *Mechatronics*, 2022, 85: 102841.
- [13] Na J, Xing Y S, Costa-Castello R. Adaptive estimation of time-varying parameters with application to rotomagnet plant[J]. *IEEE Transactions on Systems Man Cybernetics-Systems*, 2021, 51(2): 731-741.
- [14] Patil O S, Sun R, Bhasin S, et al. Adaptive control of time-varying parameter systems with asymptotic tracking[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2022, 67(9): 4809-4815.
- [15] Goel R, Roy S B. Composite adaptive control for time-varying systems with dual adaptation[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2024, 70(1): 487-494.
- [16] Swaroop D, Hedrick J K, Yip P P, et al. Dynamic surface control for a class of nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(10): 1893-1899.
- [17] Yang X W, Deng W X, Yao J Y. Neural adaptive dynamic surface asymptotic tracking control of hydraulic manipulators with guaranteed transient performance[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2022, 34(10): 7339-7349.
- [18] Farrell J A, Polycarpou M M, Sharma M, et al. Command filtered backstepping[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2009, 54(6): 1391-1395.
- [19] 梁相龙, 姚建勇. 基于神经网络的机电伺服系统非线性控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(4): 1008-1014.
(Liang X L, Yao J Y. Nonlinear control of mechatronic servo system based on neural network[J]. *Control and Decision*, 2017, 2023, 38(4): 1008-1014.)
- [20] Yang X W, Ge Y W, Deng W X, et al. Command filtered adaptive tracking control of nonlinear systems with prescribed performance under time-variant parameters and input delay[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2023, 33(4): 2840-2860.
- [21] Ma J L, Park J H, Xu S Y. Command-filter-based finite-time adaptive control for nonlinear systems with quantized input[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2020, 66(5): 2339-2344.
- [22] Merritt H E. Hydraulic control systems[M]. New York: Wiley, 1967: 125-136.
- [23] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: Wiley, 1995: 167-175.

作者简介

杨晓伟 (1995-), 男, 博士, 博士后, 主要研究方向为机电液伺服控制、液压元件及系统装备研制, E-mail: xwyang_njust@163.com;

姚建勇 (1984-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为机电液伺服控制、动态系统故障检测与容错、半实物动态仿真技术, E-mail: jerryao.buaa@gmail.com.