

# 控制与决策

Control and Decision

## 基于滤波器的侵入与不变自适应控制

陈伟, 胡健, 姚建勇, 聂伟荣, 周海波

引用本文:

陈伟, 胡健, 姚建勇, 聂伟荣, 周海波. 基于滤波器的侵入与不变自适应控制[J]. *控制与决策*, 2024, 39(1): 151–160.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2022.0370>

---

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

#### 基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law  
*控制与决策*. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

#### 基于向量集逆区间滤波的故障观测器设计

Vector set inversion interval filtering based fault observer design  
*控制与决策*. 2021, 36(12): 2973–2981 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0212>

#### 四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV  
*控制与决策*. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

#### 一种反向递推正弦干扰观测器的设计方法

Design method of reverse recursive sinusoidal disturbance observer  
*控制与决策*. 2021, 36(2): 403–410 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0769>

#### 基于神经网络的电力系统暂态稳定分布式自适应控制

Neural network-based distributed adaptive control for power system transient stability  
*控制与决策*. 2021, 36(6): 1407–1414 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1168>

# 基于滤波器的浸入与不变自适应控制

陈伟<sup>1</sup>, 胡健<sup>1†</sup>, 姚建勇<sup>1</sup>, 聂伟荣<sup>1</sup>, 周海波<sup>2</sup>

(1. 南京理工大学机械工程学院, 南京 210094; 2. 中南大学高性能复杂制造国家重点实验室, 长沙 410000)

**摘要:** 针对机电伺服系统存在参数不确定、未建模动态及时变扰动这一问题, 提出一种基于滤波器的浸入与不变自适应算法, 该算法能够准确估计伺服系统中的未知参数. 首先, 构造系统状态及回归函数的滤波器, 再根据滤波后的辅助变量构造参数估计器; 然后, 依据浸入与不变理论设计参数估计器中的辅助函数, 从而保证参数估计误差的收敛性. 此外, 为了进一步降低集总扰动对系统闭环性能的影响, 提出一种扰动观测器, 这种扰动观测器结构简单, 并且能保证估计误差的渐近稳定, 从而有效地补偿系统中的未建模动态和外部扰动. 最后, 利用 Lyapunov 理论分别证明了参数估计器、扰动观测器及闭环系统的稳定性, 仿真与实验结果验证了所提出的自适应方法及扰动观测器的有效性.

**关键词:** 浸入与不变; 扰动观测器; 机电伺服系统; 自适应控制; 状态滤波器; 渐近稳定

**中图分类号:** TP273 **文献标志码:** A

**DOI:** 10.13195/j.kzyjc.2022.0370

**引用格式:** 陈伟, 胡健, 姚建勇, 等. 基于滤波器的浸入与不变自适应控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(1): 151-160.

## Filter-based immersion and invariance adaptive control

CHEN Wei<sup>1</sup>, HU Jian<sup>1†</sup>, YAO Jian-yong<sup>1</sup>, NIE Wei-rong<sup>1</sup>, ZHOU Hai-bo<sup>2</sup>

(1. College of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China; 2. State Key Laboratory of High-Performance Complex Manufacturing, Central South University, Changsha 410000, China)

**Abstract:** This paper proposes a filter-based immersion and invariance adaptive controller for mechatronics servo systems with parameter uncertainties, unmodeled dynamics and time-varying disturbance. First, a filter of the system states and regression function is constructed, and a parameter estimator is built based on the filtered auxiliary variables. Next, the auxiliary function in the parameter estimator needs to be designed according to the immersion and invariance theory to ensure the convergence of the parameter estimation error. Moreover, this paper proposes a disturbance observer to further reduce the impact of lumped disturbances on the closed-loop performance of the system. This disturbance observer, which is simple in structure, can ensure the asymptotic stability of the estimation error. The Lyapunov theory is used to prove the stability of the parameter estimator, the disturbance observer, and the closed-loop system, respectively, thus can efficiently compensate for unmodelled dynamics and external disturbances in the system. The simulation and experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed adaptive method and the disturbance observer.

**Keywords:** immersion and invariance; disturbance observer; mechatronic servo system; adaptive control; states filters; asymptotic stability

## 0 引言

机电伺服系统凭借着其环保、可靠性高、响应快等优势在工业领域被广泛应用. 随着工业发展, 机电伺服系统高精度控制已经成为伺服控制领域的一个主要发展方向. 然而, 实际的被控系统中通常存在着许多不确定因素, 例如时变扰动、系统参数不确定、未建模动态等. 这些因素会严重降低系统控制性能, 甚

至造成系统不稳定. 如何减少不确定因素对机电伺服系统闭环控制性能的影响是机电伺服系统高精度控制的一个主要问题<sup>[1]</sup>.

针对系统中存在参数不确定因素的问题, 自适应控制方法能够起到良好的效果. 传统的自适应控制方法的设计主要基于等价确定性 (certainty equivalence, CE) 原则<sup>[2]</sup>, 即参数自适应律的设计依

收稿日期: 2022-03-12; 录用日期: 2022-08-02.

基金项目: 国家自然科学基金面上项目 (51975294); 航天伺服驱动与传动技术实验室开放基金项目 (LASAT-2021-0503); 中央高校基本科研业务费专项资金项目 (30922010706).

责任编辑: 张国山.

<sup>†</sup>通讯作者. E-mail: hujiannjust@163.com.

\*本文附带电子附录文件, 可登录本刊官网该文“资源附件”区自行下载阅览.

赖于消除 Lyapunov 函数导数中的不确定项. 这种设计方法导致控制器的设计与自适应律的设计无法分开进行, 同时也导致了参数估计误差和跟踪误差相耦合, 增大了控制器参数调节的难度. 文献[3-4]提出了一种基于浸入与不变理论 (immersion and invariance, I&I) 的自适应控制方法, 该方法通过流形方程将未知参数引入参数估计动态中, 使得参数估计误差动态与其自身相联系, 从而保证参数估计误差的收敛性. 这种方法不再基于等价确定性原则, 使得控制器与参数估计器相互独立, 提升了系统的瞬态性能<sup>[5-6]</sup>. 浸入与不变自适应方法的优良特性吸引了许多学者的研究. 文献[7]将 I&I 自适应方法与误差符号积分鲁棒 (robust integral of the sign of the error, RISE) 控制相结合并应用到四旋翼无人机控制中, 文献[6]将 I&I 自适应方法应用于二阶非线性多智能体系统控制, 并取得了良好的控制效果.

然而, 传统的 I&I 自适应方法存在两个问题: 一个问题是当系统存在未建模动态时, 难以保证参数估计误差的收敛性; 另一个问题是构建参数估计器需要求解一个偏微分方程, 对于复杂的非线性系统, 这个偏微分方程的解析解通常难以得到. 这两个问题限制了 I&I 自适应方法的应用. 针对第 1 个问题, 文献[8]通过设计分段自适应律来保证当系统存在未建模动态时参数估计误差的渐近收敛. 但是这种方法需要准确知道系统未建模动态的上确界, 这在实际系统中往往难以实现. 文献[9]则是选择在参数估计器设计中引入  $\sigma$  修正, 从而保证参数估计误差的有界稳定. 针对第 2 个问题, 文献[10-11]将状态滤波器与 I&I 自适应方法相结合, 利用滤波器重构系统的动态方程并对重构后系统的控制器及参数估计器进行设计, 使闭环系统满足流形的吸引性和不变性, 从而避免了对偏微分方程的求解. 但是这种方法将控制器与参数估计器的设计耦合在一起, 失去了传统 I&I 自适应方法中控制器与参数估计器相互独立的优点. 文献[12]将动态放缩法与 I&I 自适应方法相结合, 同样引入了状态滤波器, 将回归矩阵中的被积状态变量用滤波状态变量替换, 使得引入滤波状态变量后的回归矩阵满足可积条件, 从而保证偏微分方程有解. 但是这种方法需要巧妙构造引入滤波状态变量后的回归矩阵, 这对于复杂系统而言同样非常困难. 文献[13]进一步将这种方法与数据驱动相结合, 提出了基于数据驱动的浸入与不变自适应控制.

对于系统存在未建模动态或时变扰动的问题, 许多学者尝试采用神经网络逼近未建模动态并用于前

馈补偿<sup>[14-15]</sup>. 但是, 神经网络仅能逼近与神经网络输入变量相关的系统未建模动态, 而对于仅与时间相关的时变扰动则无能为力. 此外, 基于神经网络的控制方法存在计算量大、拟合精度有限、收敛慢等缺点<sup>[16]</sup>, 导致其在实际系统中的应用并不广泛. 另外, 基于观测器的控制方法也被应用于解决这个问题. 文献[17]针对机械臂设计了一种扰动观测器, 用于估计机械臂的未知动态. 文献[18-19]则是将扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 与自适应控制方法相结合应用于机电液伺服系统中并取得了良好的控制效果. 然而 ESO 在扰动有界时仅能保证估计误差的有界稳定, 对扰动的估计精度有限<sup>[20]</sup>.

基于以上研究, 本文提出一种新的基于滤波器的浸入与不变自适应控制方法. 这种方法采用滤波状态及滤波回归矩阵重构了参数估计器, 避免了对偏微分方程的求解, 直接给出了参数估计器的全导数形式. 此外, 该方法在自适应律中引入  $\sigma$  修正项保证参数估计误差在系统存在未知动态的情况下依然能收敛到零点附近的领域. 相较于工业中广泛使用的基于 CE 原则的自适应控制方法, 本文所提出的方法使得控制器与参数估计器相互独立, 通过将系统跟踪误差动态与参数估计误差动态解耦, 降低了控制器参数调节的难度. 为了进一步提升系统性能, 还提出一种新的扰动观测器. 相较于文献[18-19]采用的扩张状态观测器, 所提出的扰动观测器能够实现观测器误差的渐近收敛. 而相较于文献[14-15]采用的神经网络估计器, 所提出的扰动观测器结构简单, 所需的计算量小.

本文的贡献总结为以下 3 点:

1) 提出了一种新的基于滤波器的浸入与不变自适应控制方法. 相较于传统浸入与不变方法, 该方法不需要求解偏微分方程, 且同样能够保证参数估计器和控制器相互独立.

2) 在参数估计器中引入  $\sigma$  修正, 进一步提升了参数估计器的鲁棒性.

3) 设计了一种新的扰动观测器用于估计系统集总扰动, 所设计的扰动观测器能保证扰动估计误差的渐近稳定.

## 1 机电伺服系统动力学模型

本文所考虑的机电伺服系统如图 1 所示. 伺服电机直接带动惯性负载, 驱动器配置在力矩模式下, 内部电流环由 PID 控制. 考虑到实际系统中电流环的动态响应频率远大于位置环的动态响应频率, 故可忽略电流环动态, 将其近似为比例环节<sup>[19]</sup>. 系统的动力学

模型可由如下方程描述:

$$J\ddot{q} + B\dot{q} + T_f + D(t) = Ku. \quad (1)$$

其中:  $q$  为惯性负载转角位置,  $J$  为惯性负载加上电机线圈组件的等效转动惯量,  $K$  为力矩常数,  $u$  为控制输入,  $B$  为系统阻尼和粘性摩擦系数的等效系数,  $T_f$  表示系统未建模动态,  $D(t)$  表示系统受到的时变扰动. 进一步将式(1)表达为如下的状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \theta_1^* u - \theta_2^* x_2 + \Delta(x_1, x_2, t). \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $x = [x_1 \ x_2]^T$  为惯性负载角度和角速度状态向量;  $\theta_1^* = K/J$ ,  $\theta_2^* = B/J$ , 通常情况下  $\theta_1^*$  和  $\theta_2^*$  总是不能精确获得;  $\Delta(x_1, x_2, t) = (T_f + D(t))/J$  为包含系统未建模动态及时变扰动的集总扰动. 需要说明的是, 本文所设计的控制器仅依赖于状态变量  $x_1$  及  $x_2$  可测. 本文的目标是设计控制器令惯性负载在伺服电机的驱动下沿着任意光滑期望曲线  $x_{1d}$  运动.

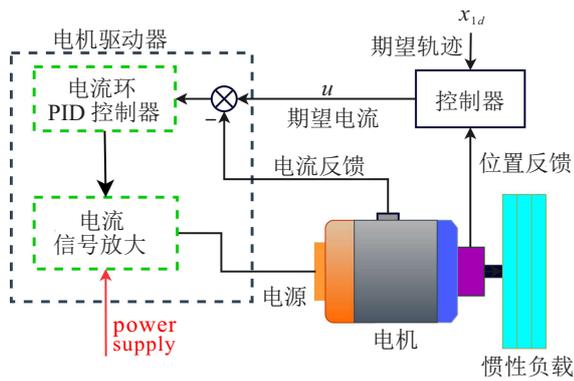


图1 机电伺服系统

为了便于控制器设计,给出以下假设.

**假设1** 系统真实参数  $\theta_i^* \in R$  的范围已知,即

$$\theta_i^* \in \Omega_{\theta} \equiv \{\theta_i^* : \theta_{\min}^{i*} \leq \theta_i^* \leq \theta_{\max}^{i*}\}, \quad i = 1, 2. \quad (3)$$

其中:  $\theta_{\min}^{i*}$  和  $\theta_{\max}^{i*}$  分别为第  $i$  个系统真实参数最小值和最大值,均为已知参数. 根据假设1易得系统真实参数向量  $\theta^* = [\theta_1^* \ \theta_2^*]^T \in R^{2 \times 1}$  总是有界的,即

$$\|\theta^*\| \leq \|\theta_M\|, \quad (4)$$

其中  $\theta_M = [\theta_{\max}^{1*} \ \theta_{\max}^{2*}]^T$  为未知参数最大值向量.

**假设2** 系统集总扰动  $\Delta(x_1, x_2, t) \in R$  总是有界的,满足

$$\|\Delta(x_1, x_2, t)\| \leq \Delta_m, \quad (5)$$

其中  $\Delta_m$  为正常数.

根据反步法可构建差变量及虚拟控制律

$$\begin{cases} z_1 = x_1 - x_{1d}, \\ z_2 = x_2 - x_{2d}, \\ x_{2d} = \dot{x}_{1d} - k_1 z_1. \end{cases} \quad (6)$$

其中:  $x_{1d}$  为系统期望运动轨迹,假定其光滑且二阶导数存在;  $x_{2d}$  为虚拟控制律. 则系统误差动态方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -k_1 z_1 + z_2, \\ \dot{z}_2 = \theta_1^* u - \theta_2^* x_2 + \Delta(x_1, x_2, t) - \dot{x}_{2d}. \end{cases} \quad (7)$$

由式(7)可得系统的理想控制律为  $u^* = (\theta_2^* x_2 + \dot{x}_{2d} - k_2 z_2) / \theta_1^*$ . 将控制律代入误差动态方程中,易得  $\dot{z}_2 = -k_2 z_2 + \Delta(x_1, x_2, t)$ . 构建 Lyapunov 函数  $V = 0.5z_1^2 + 0.5z_2^2$ , 易证明当系统不存在扰动时,系统可实现渐近稳定,而当系统的扰动不可忽略时,  $u^*$  能够保证系统的有界稳定. 然而由于  $\theta_1^*$  和  $\theta_2^*$  是未知的,需要进一步借助自适应方法估计未知参数. 为了便于后文描述,定义辅助向量  $G = [u - x_2]^T \in R^{2 \times 1}$ , 参数估计向量  $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1 \ \hat{\theta}_2]^T \in R^{2 \times 1}$ , 并将系统集总扰动  $\Delta(x_1, x_2, t)$  写作  $\Delta$ .

## 2 自适应律设计

下文中首先回顾了文献[4]提出的典型浸入与不变方法,再采用基于滤波器的浸入与不变方法设计参数估计器,并将两种方法进行对比.

### 2.1 典型浸入与不变自适应律设计

假定估计参数由下式给出:

$$\dot{\hat{\theta}}_i = \alpha_i(x_2, \hat{\theta}_i) + \beta_i(x_2), \quad i = 1, 2. \quad (8)$$

其中  $\alpha_i(x_2, \hat{\theta}_i)$  和  $\beta_i(x_2)$  为辅助函数,将在后文中设计. 为了便于书写,后文中将用  $\alpha_i, \beta_i$  分别替代  $\alpha_i(x_2, \hat{\theta}_i)$  和  $\beta_i(x_2)$ . 同时构建辅助函数向量  $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2]^T$  以及  $\beta = [\beta_1 \ \beta_2]^T$ . 构建流形方程  $M = \{(x_2, \theta^*) \in R^1 \times R^2 | \alpha + \beta - \theta^* = 0\}$ , 则流形外方程为

$$\varepsilon_i = \hat{\theta}_i - \theta_i^* = \alpha_i + \beta_i - \theta_i^*, \quad i = 1, 2. \quad (9)$$

为了便于后文描述,构建参数估计误差向量  $\varepsilon = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2]^T \in R^{2 \times 1}$ . 对流形外方程求导可得

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \dot{\alpha} + \frac{\partial \beta}{\partial x_2} ((\hat{\theta}_1 - \varepsilon_1)u - (\hat{\theta}_2 - \varepsilon_2)x_2 + \Delta) = \\ &= \dot{\alpha} + \frac{\partial \beta}{\partial x_2} ((\hat{\theta} - \varepsilon)^T G + \Delta). \end{aligned} \quad (10)$$

为了使参数估计误差收敛,将辅助函数向量  $\alpha$  和  $\beta$  设计为

$$\dot{\alpha} = -\frac{\partial \beta}{\partial x_2} (\hat{\theta}^T G), \quad \frac{\partial \beta}{\partial x_2} = G. \quad (11)$$

将式(11)代入(10),当系统集总扰动  $\Delta = 0$  时,参数估计误差动态方程为

$$\dot{\varepsilon} = -G^T G \varepsilon. \quad (12)$$

构造 Lyapunov 方程  $V_{\varepsilon} = -0.5\varepsilon^T \varepsilon$ , 则其导数  $\dot{V}_{\varepsilon} = -(\varepsilon^T G)^2 \leq 0$ , 从而证明参数估计误差的渐近稳定

性.

然而上述方法存在两个问题:一个是真实系统的集总扰动总是存在,即 $\Delta \neq 0$ ;另一个是偏微分方程 $\partial\beta/\partial x_2 = G$ 通常难以求解,甚至是无法求解.下文将针对以上两个问题提出一种新的基于滤波器的浸入与不变方法,这种方法利用滤波器重构系统内动态,获取辅助函数 $\beta$ 的全导数而非偏导数.此外,在辅助函数 $\alpha$ 中引入修正项,保证了系统存在扰动的情况下参数估计误差的有界稳定.

## 2.2 基于滤波器的浸入与不变自适应律设计

首先构造如下滤波器:

$$\begin{cases} k\dot{x}_{2f} + x_{2f} = x_2, & x_{2f}(0) = 0; \\ k\dot{G}_f + G_f = G, & G_f(0) = 0; \\ k\dot{P}_f + P_f = k\hat{\theta}^T G_f, & P_f(0) = 0; \\ k\dot{Q}_f + Q_f = \hat{\theta}^T G, & Q_f(0) = 0. \end{cases} \quad (13)$$

其中: $x_{2f} \in R, G_f \in R^{2 \times 1}, P_f \in R$ 和 $Q_f \in R$ 分别对应 $x_2, G, k\hat{\theta}^T G_f$ 以及 $\hat{\theta}^T G$ 滤波后的辅助向量; $k > 0$ 为滤波器时间常数.重新构造估计参数为

$$\hat{\theta} = \alpha(\hat{\theta}, x_{2f}) + \beta(x_{2f}). \quad (14)$$

对比式(8),注意到式(14)所构造的辅助函数不再基于系统状态变量 $x_2$ ,而是基于滤波后的状态变量 $x_{2f}$ .同样令流形外方程 $\varepsilon = \hat{\theta} - \theta^*$ .

**引理1**(交换引理<sup>[21]</sup>) 假设 $\varepsilon, G: R^+ \mapsto R^n$ ,且 $\varepsilon$ 可微.令 $W(s)$ 为一个稳定的有理传递函数,且具有最小实现 $(A, B, C, d)$ ,即 $W(s) = C^T(sI - A)^{-1}B + d$ ,则有

$$W(s)\varepsilon^T G = \varepsilon^T W(s)G + W_c(s)((W_b(s)G^T)\dot{\varepsilon}), \quad (15)$$

其中

$$W_c(s) = -C^T(sI - A)^{-1}, \quad W_b(s) = (sI - A)^{-1}B.$$

根据引理1,取 $W(s) = 1/(ks + 1)$ ,则 $W_c(s) = -k/(ks + 1), W_b(s) = 1/(ks + 1)$ .注意到 $\dot{\varepsilon} = \dot{\hat{\theta}}$ ,对照式(15)以及滤波器(13),有

$$\begin{aligned} & \frac{1}{ks + 1} \varepsilon^T G = \\ & \varepsilon^T \frac{1}{ks + 1} G - \frac{k}{ks + 1} \left[ \hat{\theta}^T \frac{1}{ks + 1} G \right] = \\ & \varepsilon^T G_f - P_f. \end{aligned} \quad (16)$$

对式(2)中的 $\dot{x}_2$ 两端采用与式(13)中相同的滤波操作,并结合式(16)可得

$$\begin{aligned} \dot{x}_{2f} = & \\ & \frac{1}{ks + 1} \hat{\theta}^T G - \frac{1}{ks + 1} \varepsilon^T G + \frac{1}{ks + 1} \Delta = \end{aligned}$$

$$Q_f - \varepsilon^T G_f + P_f + \Delta_f. \quad (17)$$

其中 $\Delta_f$ 为滤波后的系统扰动,仅用作后续对系统进行理论分析.根据假设2可知,经过滤波后的系统扰动 $\Delta_f$ 同样有界,假定 $\|\Delta_f\| \leq \Delta_{fm}$ ,其中 $\Delta_{fm}$ 为正常数.同样对流形外方程求导可得

$$\dot{\varepsilon} = \dot{\alpha} + \frac{\partial\beta}{\partial x_{2f}}(Q_f - \varepsilon^T G_f + P_f + \Delta_f). \quad (18)$$

设计辅助函数 $\alpha, \beta$ 如下:

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = -\Gamma G_f(Q_f + P_f) - \Gamma\delta(\alpha + \beta), \\ \dot{\beta} = \Gamma G_f \dot{x}_{2f} = \Gamma G_f \frac{x_2 - x_{2f}}{k}. \end{cases} \quad (19)$$

其中: $\Gamma$ 为正定对角矩阵,用来调节估计参数的收敛速度; $\delta > 0$ 为一个适当小的常数,用于保证参数估计的鲁棒性.

**注1** 对比式(19)和(11)可知,本小节所提出的基于滤波器的浸入与不变方法利用滤波后的状态变量直接构造辅助函数的全导数,避免了偏微分方程的求解.此外,对比文献[10],本文所构造的自适应律与控制律的具体形式无关,具有参数估计器设计与控制器设计相互独立的特点.另外需要说明的是,辅助函数向量 $G$ 包含了控制量 $u$ ,为避免代数环问题,参数估计器采用上一采样时刻的控制量更新估计参数.

将式(19)代入参数估计误差动态方程(18),可得

$$\dot{\varepsilon} = -\Gamma G_f G_f^T \varepsilon + \Gamma G_f \Delta_f - \Gamma\delta(\alpha + \beta). \quad (20)$$

**定理1** 当辅助函数选用式(19),且滤波器由式(13)给出时,则参数估计误差 $\varepsilon$ 可保证有界稳定.

**证明** 构造Lyapunov函数 $V_\varepsilon = 0.5\varepsilon^T \Gamma^{-1} \varepsilon$ ,并对其求导,将式(19)代入,并结合杨氏不等式可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\varepsilon = & \\ & \varepsilon^T \Gamma^{-1} (-\Gamma G_f G_f^T \varepsilon + \Gamma G_f \Delta_f - \Gamma\delta(\alpha + \beta)) \leq \\ & - \left( \varepsilon^T G_f - \frac{\Delta_f}{2} \right)^2 - \frac{\delta}{2} \varepsilon^T \varepsilon + \frac{\delta}{2} \|\theta_M\|^2 + \frac{\Delta_f^2}{4} \leq \\ & - \delta \lambda_{\min}(\Gamma) V_\varepsilon + \xi_\varepsilon, \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $\xi_\varepsilon = \delta \|\theta_M\|^2 / 2 + \Delta_f^2 / 4$ .

对式(21)两端积分,得 $V_\varepsilon(t) \leq V_\varepsilon(0)e^{-\delta\lambda_{\min}(\Gamma)t} + \xi_\varepsilon(1 - e^{-\delta\lambda_{\min}(\Gamma)t})/(\delta\lambda_{\min}(\Gamma))$ ,定理1得证.  $\square$

定理1说明,当系统存在扰动时自适应律(19)可保证参数估计误差的有界稳定.相比于传统浸入与不变自适应方法<sup>[4]</sup>,本文所提出的基于滤波器的浸入与不变方法具有更强的鲁棒性.结合反步法以及误差动态方程(7)设计控制律

$$u = \frac{1}{\hat{\theta}_1} (\hat{\theta}_2 x_2 - k_2 z_2 + \dot{x}_{2d}). \quad (22)$$

注意到 $\hat{\theta}_1$ 作为估计值出现在分母,为了避免 $\hat{\theta}_1$ 出现零值,引入不连续映射

$$\text{Proj}_{\hat{\theta}}(\bullet) = \begin{cases} 0, & \hat{\theta} \geq \theta_{\max}^*, \bullet > 0; \\ 0, & \hat{\theta} \leq \theta_{\min}^*, \bullet < 0; \\ \bullet, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (23)$$

式(23)中的不连续映射能有效保证参数估计的有界性,在自适应算法中被广泛应用<sup>[22-23]</sup>.

综上,可得系统自适应律以及控制律为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}} = \text{Proj}_{\hat{\theta}}(\dot{\alpha} + \dot{\beta}), \\ \dot{\alpha} = -\Gamma G_f(Q_f + P_f) - \Gamma \delta(\alpha + \beta), \\ \dot{\beta} = \Gamma G_f \frac{x_2 - x_{2f}}{k}, \\ u = \frac{1}{\theta_1}(\hat{\theta}_2 x_2 - k_2 z_2 + \dot{x}_{2d}). \end{cases} \quad (24)$$

**定理2** 对于系统(2),在自适应律以及控制律(24)的作用下,且控制器参数满足

$$\begin{cases} a_1 = 2\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) > 0, \\ a_2 = 2\left(k_2 - \frac{3}{2}\right) > 0, \\ a_3 = \delta \lambda_{\min}(\Gamma) > 0, \\ a = \min(a_1, a_2, a_3) > 0, \end{cases} \quad (25)$$

可保证闭环系统有界稳定.

**证明** 将式(24)的控制律 $u$ 代入(7)中的 $\dot{z}_2$ ,可得

$$\dot{z}_2 = -\varepsilon^T G - k_2 z_2 + \Delta. \quad (26)$$

构造Lyapunov函数 $V_z = 0.5z_1^2 + 0.5z_2^2 + V_\varepsilon$ ,易得

$$\begin{aligned} \dot{V}_z &= z_1(z_2 - k_1 z_1) + z_2(-\varepsilon^T G - k_2 z_2 + \Delta) - \\ &\varepsilon^T G_f G_f^T \varepsilon + \varepsilon^T G_f \Delta_f - \delta \varepsilon^T (\theta^* + \varepsilon) \leq \\ &-\left(k_1 - \frac{1}{2}\right)z_1^2 - \left(k_2 - \frac{3}{2}\right)z_2^2 - \frac{\delta}{2}\varepsilon^T \varepsilon + \\ &\frac{\delta}{2}\|\theta_M\|^2 + \frac{\Delta_f^2}{2} + \frac{\Delta^2}{2} \leq \\ &-2\left(k_1 - \frac{1}{2}\right)\frac{1}{2}z_1^2 - 2\left(k_2 - \frac{3}{2}\right)\frac{1}{2}z_2^2 - \\ &\delta \lambda_{\min}(\Gamma)V_\varepsilon + \xi_z, \end{aligned} \quad (27)$$

其中 $\xi_z = \delta\|\theta_M\|^2/2 + \Delta_{fm}^2/2 + \Delta_m^2/2$ . 结合式(25)则有

$$\dot{V}_z \leq -aV_z + \xi_z. \quad (28)$$

对式(28)两端积分可得 $V_z(t) \leq V_z(0)e^{-at} + \xi_z(1 - e^{-at})/a$ ,从而保证闭环系统有界稳定.  $\square$

至此,本文已经证明了系统在前文所提出的控制器和参数估计器作用下的闭环稳定性. 下面将提出一种新的扰动观测器,用于补偿系统的未知扰动,从而进一步提高系统的闭环性能.

### 3 扰动观测器设计

首先,将式(2)中系统动态 $\dot{x}_2$ 重写为

$$\dot{x}_2 = \hat{\theta}^T G - \varepsilon^T G + \Delta. \quad (29)$$

此时令 $d = -\varepsilon^T G + \Delta$ 为系统的集总扰动,并对集总扰动 $d$ 做出如下假设.

**假设3** 集总扰动 $d$ 的一阶导数和二阶导数有界,即

$$\begin{cases} \dot{d} + d = h(t) \leq \delta_1, \\ \ddot{d} + \dot{d} = \dot{h}(t) \leq \delta_2, \end{cases} \quad (30)$$

其中 $\delta_1$ 和 $\delta_2$ 为正常数.

在许多现有的研究中,通常仅假设扰动 $\Delta$ 及其导数有界<sup>[7,24]</sup>,然而在前文中已经证明在式(24)作用下闭环系统跟踪误差和参数估计误差有界稳定,因此假设3在本文中具有合理性. 将集总扰动 $d$ 扩张为系统状态 $x_3$ ,结合假设3,可将扩展后的系统状态方程表述为

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = \hat{\theta}^T G + x_3, \\ \dot{x}_3 = -x_3 + h(t). \end{cases} \quad (31)$$

令 $\tilde{x}_i = \hat{x}_i - x_i, i = 2, 3$ ,构造如下观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = \hat{\theta}^T G + \hat{x}_3 - l_0 \tilde{x}_2, \\ \dot{\hat{x}}_3 = -\hat{x}_3 - r \text{sgn}(\tilde{x}_2) - l_1 \tilde{x}_2, \end{cases} \quad (32)$$

其中 $l_0 > 0, l_1 > 0$ 以及 $r > 0$ 为待设计变量. 将式(32)减去(31)可得观测器误差动态方程

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{x}_3 - l_0 \tilde{x}_2, \\ \dot{\tilde{x}}_3 = -\tilde{x}_3 - r \text{sgn}(\tilde{x}_2) - l_1 \tilde{x}_2 - h(t). \end{cases} \quad (33)$$

为了后续对观测器稳定性进行分析,这里首先给出以下定理.

**定理3** 当系统(31)的集总扰动满足假设2,对于观测器误差动态方程(33)总是存在常数 $r$ 满足

$$r \geq \delta_1 + \frac{\delta_2}{l_0}, \quad (34)$$

使得以下方程 $N(t) > 0$ 恒成立:

$$N(t) = r|\tilde{x}_2(0)| + |\tilde{x}_2(0)||h(0)| - S(t). \quad (35)$$

其中

$$S(t) = \int_0^t (\dot{\tilde{x}}_2(t) + l_0 \tilde{x}_2(t))(-h(t) - r \text{sgn}(\tilde{x}_2(t)))dt. \quad (36)$$

**证明** 由式(36)可得

$$\begin{aligned} S(t) &= \int_0^t (-h(t) - r \text{sgn}(\tilde{x}_2(t)))\dot{\tilde{x}}_2 dt + \\ &l_0 \int_0^t \tilde{x}_2(t)(-h(t) - r \text{sgn}(\tilde{x}_2(t)))dt = \\ &(-h(t)\tilde{x}_2(t) - r|\tilde{x}_2(t)|) + (h(0)\tilde{x}_2(0) + r|\tilde{x}_2(0)|) + \\ &\int_0^t l_0 \tilde{x}_2(t) \left( \frac{\dot{h}(t)}{l_0} - h(t) - r \text{sgn}(\tilde{x}_2(t)) \right) dt \leq \end{aligned}$$

$$|\tilde{x}_2(t)|(|h(t)| - r) + (|h(0)||\tilde{x}_2(0)| + r|\tilde{x}_2(0)|) + \int_0^t l_0 |\tilde{x}_2(t)| \left( \frac{\delta_2}{l_0} + \delta_1 - r \right) dt. \quad (37)$$

当  $r$  满足式(34)时易得  $S(t) \leq r|\tilde{x}_2(0)| + |\tilde{x}_2(0)||h(0)|$ , 则  $N(t) > 0$  恒成立.  $\square$

**定理4** 对于扩张状态后的系统(31), 采用式(32)所构造的扰动观测器可以使(33)的观测器误差渐近收敛至0.

**证明** 取  $V_o = 0.5l_1^2\tilde{x}_2^2 + 0.5l_1\tilde{x}_3^2 + l_1N(t)$ , 对其求导并将式(33)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_o = & l_1^2\tilde{x}_2(\tilde{x}_3 - l_o\tilde{x}_2) + l_1\tilde{x}_3(-\tilde{x}_3 - r \operatorname{sgn}(\tilde{x}_2) - l_1\tilde{x}_2 - \\ & h(t)) - l_1(\dot{\tilde{x}}_2 + l_0\tilde{x}_2)(-h(t) - r \operatorname{sgn}(\tilde{x}_2)) = \\ & l_1^2\tilde{x}_2(\tilde{x}_3 - l_o\tilde{x}_2) + l_1\tilde{x}_3(-\tilde{x}_3 - l_1\tilde{x}_2) = \\ & -l_0l_1^2\tilde{x}_2^2 - l_1\tilde{x}_3^2 \leq 0. \end{aligned} \quad (38)$$

定理4得证.  $\square$

**注2** 观测器的增益  $l_0$  和  $l_1$  选取可以参照扩张状态观测器的设计<sup>[20,25-26]</sup>, 通过选取观测器期望带宽选择对应的观测器增益, 例如选取  $l_0 = 2\omega_0, l_1 = \omega_0^2$ , 其中  $\omega_0$  为观测器期望带宽.

### 4 控制器设计

结合式(22)以及扰动观测器(32), 构造控制器

$$u = \frac{1}{\hat{\theta}_1}(\hat{\theta}_2x_2 + \dot{x}_{2d} - k_2z_2 - \hat{x}_3). \quad (39)$$

**定理5** 在控制律(39)、自适应律(24)和扰动观测器(32)的作用下, 当控制器、观测器及自适应律中待设计参数满足

$$\begin{cases} c_1 = 2(k_1 - 0.5) > 0, \\ c_2 = 2(k_2 - 1) > 0, \\ c_3 = \delta\lambda_{\min}(\Gamma) > 0, \\ c_4 = 2\frac{l_0}{l_1} > 0, \\ c_5 = 2\frac{(l_1 - 0.5)}{l_1} > 0, \\ c = \min(c_1, c_2, c_3, c_4, c_5) > 0 \end{cases} \quad (40)$$

时, 系统(2)的跟踪误差能够保证有界稳定.

定理5的证明过程与定理2类似, 此略.

### 5 仿真与实验验证

#### 5.1 仿真实验

考虑如下系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = 175u - 5x_2 + \Delta_{x,t}, \end{cases} \quad (41)$$

其中  $\Delta_{x,t} = 10 \tanh(20x_2) + 5 \sin t \cos(0.5t)$  用于模拟系统未建模动态以及时变扰动. 选取滤波器(13)

中的时间常数  $k = 0.0005$ , 系统控制器、观测器以及自适应律中待设计参数分别选取为  $k_1 = 20, k_2 = 40, l_0 = 100, l_1 = 2500, r = 50, \delta = 0.0002, \Gamma = \operatorname{diag}(40, 0.04)$ , 估计参数初值  $\hat{\theta}_1(0) = 262, \hat{\theta}_2(0) = 0$ . 仿真时间为10s, 仿真步长为0.5ms. 仿真中选取期望轨迹  $x_{1d} = 10(1 - e^{-0.5t}) \sin(\pi t)^\circ$ . 仿真结果如图2~图4所示.

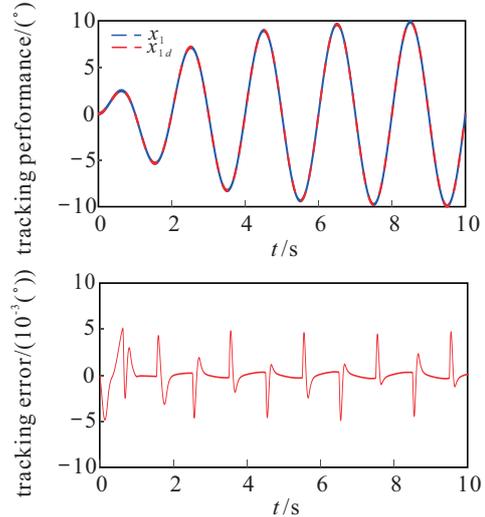


图2 系统跟踪效果与跟踪误差

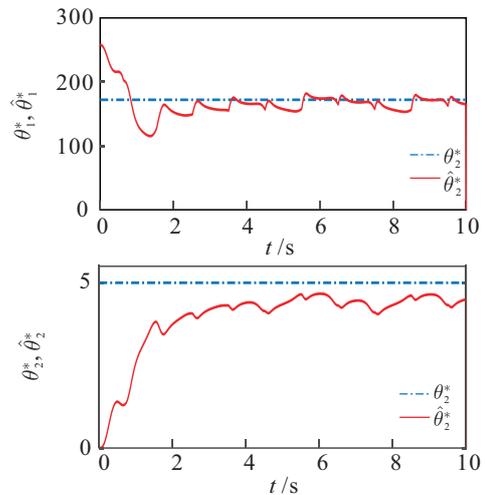


图3 参数估计

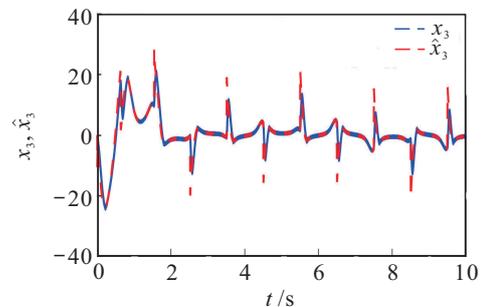


图4 扰动观测器估计效果

图2给出了系统期望轨迹和实际运动轨迹及跟踪误差曲线, 可以看出, 在本文所提出的控制器作用下, 系统能够获得良好的位置跟踪效果. 图3给出了

系统估计参数和实际参数曲线. 可以看出, 即使系统中存在未知扰动, 本文所提出的自适应律依然能够保证较高的参数估计准确性, 表明本文所提出的自适应方法具有较好的鲁棒性. 图4给出了扰动观测器对系统集总扰动的估计效果, 可以看出本文所提出的扰动观测器能很好地估计系统集总扰动.

## 5.2 对比实验

实验验证平台总装图及控制系统如图5所示. 该平台包括一个伺服电机(包括永磁同步电机 Kollmorgen D063M-13-1310, 旋转编码器 Heidenhain ERN180, 惯量盘和联轴器), 测控系统(上位机采用工控机, 软件采用C语言编制的实时控制软件, 工控机硬件包括一个16位数字/模拟(D/A)转换卡 Advantech PCI-1723 和一个16位的 Heidenhain IK-220 采集卡)以及电机驱动器(Kollmorgen ServoStar 620). 系统控制周期为0.5 ms. 系统速度是由高精度位置信号差分产生的. 同时, 采用截止频率为50 Hz的二阶 Butterworth 滤波器来衰减速度信号中的测量噪声.

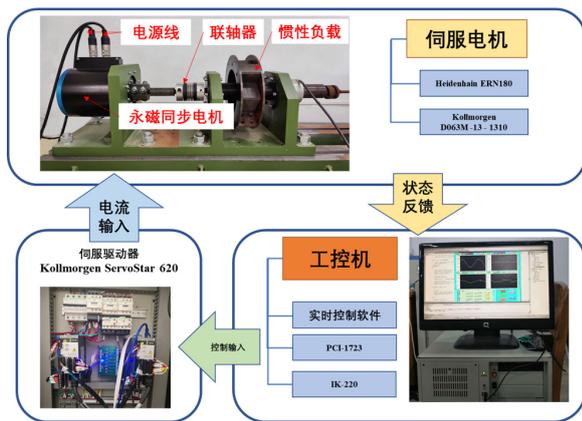


图5 实验平台

为了验证本文所提出的算法的优越性, 在同样的实验条件下, 对以下4种控制器进行了对比实验.

**FIIACDO (filter-based I&I adaptive controller with disturbance observer):** 这是本文提出的基于滤波器的浸入与不变自适应控制以及扰动观测器. 控制器由式(39)给出. 在实验中首先根据定理5选择合适的控制器、参数估计器及扰动观测器增益保证系统稳定, 再适当调节鲁棒参数  $k_1$  和  $k_2$  提高系统性能; 接着缓慢增大参数估计器中的学习率  $\Gamma$  提高参数收敛速率; 最后缓慢增加观测器增益  $l_0$ 、 $l_1$ 、 $r$  提高观测器精度. 此外滤波器(13)中的时间常数  $k$  以及参数估计器中的  $\delta$  选取足够小. 最终选取参数  $k_1 = 40$ ,  $k_2 = 50$ ,  $k = 0.0005$ ,  $\delta = 0.0005$ ,  $l_0 = 100$ ,  $l_1 = 2500$ ,  $\Gamma = \text{diag}([0.1, 0.0002])$ . 估计参数初值选取

$$\hat{\theta}_1(0) = 140, \hat{\theta}_2(0) = 3.$$

**FIIAC (filter-based I&I adaptive controller):** 这是本文提出的基于滤波器的浸入与不变自适应控制器. 对比于 FIIACDO, 该控制器不包含扰动估计, 控制器由式(24)给出. 为了保证实验对比的一致性, 控制器参数的选取与 FIIACDO 相同.

**ARCESO (adaptive robust controller with extended states observer):** 由 Yao 等<sup>[19]</sup> 提出的基于扩张状态观测器的自适应鲁棒控制器. 这种控制器的自适应律基于等价确定性原则, 也是应用最广泛的自适应方法. 该控制器方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = \hat{\theta}^T G + \hat{x}_3 - l_0 \tilde{x}_2, \\ \dot{\hat{x}}_3 = -l_1 \tilde{x}_2, \\ u = \frac{1}{\hat{\theta}_1} (\hat{\theta}_2 x_2 + \dot{x}_{2d} - k_2 z_2 - \hat{x}_3), \\ \dot{\hat{\theta}} = \text{Proj}_{\hat{\theta}}(\Gamma G z_2). \end{cases} \quad (42)$$

为了保证实验的一致性, 选择控制器参数  $k_1 = 40$ ,  $k_2 = 50$ ,  $\Gamma = \text{diag}([0.1, 0.0002])$ ,  $l_0 = 100$ ,  $l_1 = 2500$ , 与 FIIACDO 一致. 参数估计初值同样选取  $\hat{\theta}_1(0) = 140$ ,  $\hat{\theta}_2(0) = 3$ .

**ARC (adaptive robust controller):** 典型的自适应鲁棒控制器, 控制器和参数估计器构造与 ARCESO 相同, 但是不包含扩张状态观测器, 即  $u = (\hat{\theta}_2 x_2 + \dot{x}_{2d} - k_2 z_2) / \hat{\theta}_1$ . 控制器参数选取与 ARCESO 相同.

实验选取了两种工况进行对比, 其中工况1选取期望轨迹  $x_{1d} = 10(1 - e^{-t}) \sin(9.425t)$ . 图6给出了工况1下4种控制器跟踪误差曲线, 图7给出了4种控制器作用下系统最后2s的跟踪误差曲线. 可以看出, 本文所提出的基于滤波器的浸入与不变自适应算法在性能上远胜于基于CE原则的自适应控制算法. 这是由于基于CE原则的自适应算法导致参数估计误差动态与系统跟踪误差动态相互耦合, 降低了系统的瞬态性能; 而本文提出的自适应方法将这两者解耦, 分开讨论了两者的收敛性, 从而提升了系统性能. 图8给出了 FIIACDO 在工况1下的控制器输出. 此外, 观察图6发现, 不论是本文所提出的扰动观测器或者是 ARCESO 中采用的扩张状态观测器, 在工况1下均没有起到良好的作用. 这是由于工况1下所跟踪的期望曲线速度较快, 系统非线性摩擦 (Stribeck 效应<sup>[27]</sup>) 不明显, 系统的参数不确定是影响跟踪性能的主要原因, 因此扰动观测器或扩张状态观测器的作用不明显. 相反, 两种观测器均依赖于高增益, 容易放大系统中的噪声, 导致在工况1下控制器整体性能略有下降.

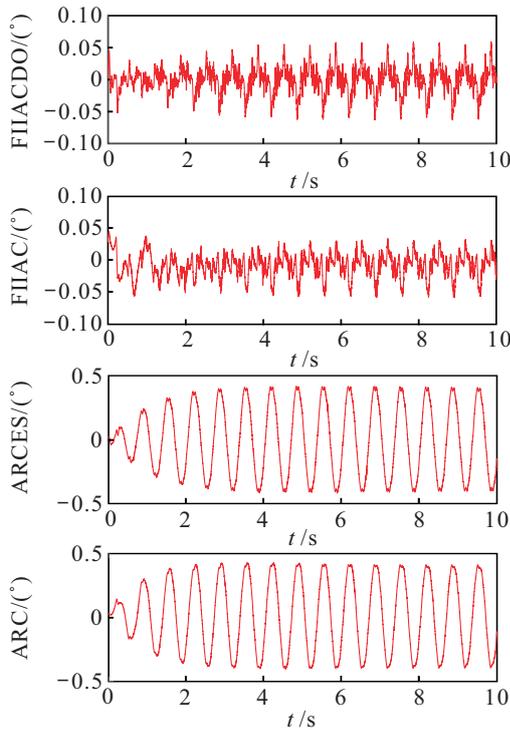


图6 工况1下四种控制器跟踪误差曲线

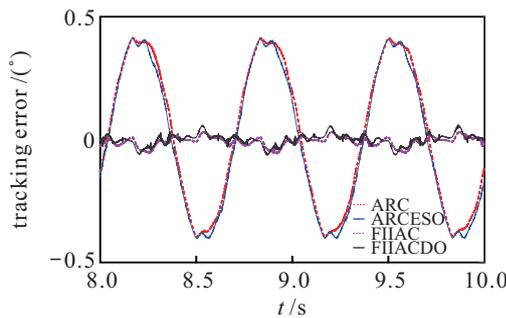


图7 工况1下四种控制器最后2s跟踪误差曲线

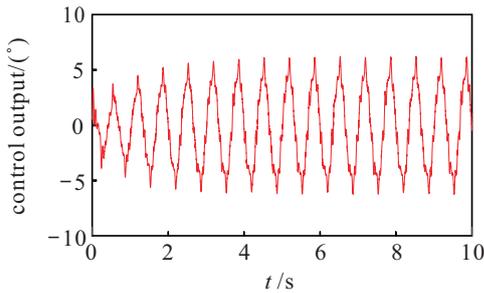


图8 工况1下FIIACDO控制输出

为了进一步验证算法在不同工况下的性能,第2种工况选取期望轨迹  $x_{1d} = 10(1 - e^{-t}) \sin(5.0264t)$ , 并且在控制输入端额外加入扰动  $d(t) = 0.5 \sin(5t) \times \cos(0.5t)$  用于模拟机电伺服在实际工作中可能遇到的时变干扰. 在控制输入加入扰动后的系统动态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \theta_1^*(u + d(t)) - \theta_2^*x_2 + \Delta = \theta_1^*u - \theta_2^*x_2 + \Delta + \theta_1^*d(t). \end{cases} \quad (43)$$

相比于工况1,工况2下电机的运动速度更低,导致非线性摩擦现象更加明显.同时,人为加入的时变扰动进一步增大了系统的未建模动态.因此工况2能够用于探究本文所提出的自适应算法的鲁棒性以及观测器的有效性.

工况2下4种控制器的参数选取与工况1保持一致,实验结果如图9~图11所示.其中:图9给出了工况2下4种控制器跟踪误差曲线;图10给出了4种控制器作用下系统最后2s的跟踪误差曲线.为了量化控制器性能,采用文献[28]中误差最大值  $M_e$ 、平均值  $\mu$  和标准差  $\sigma$  三个性能指标定量评价4种控制器的跟踪性能,并在图11中给出了4种控制器性能直方图.从这3幅图可以看出,即使系统存在较大的未建模动态,本文所提出的算法仍然要远胜于基于CE的自适应控制算法.对比FIIAC与FIIACDO的控制器性能,可以看出本文所提出的扰动观测器能够有效提升系统的跟踪性能,表明本文所提出的扰动观测器对于系统存在的集总扰动具有很好的估计作用.

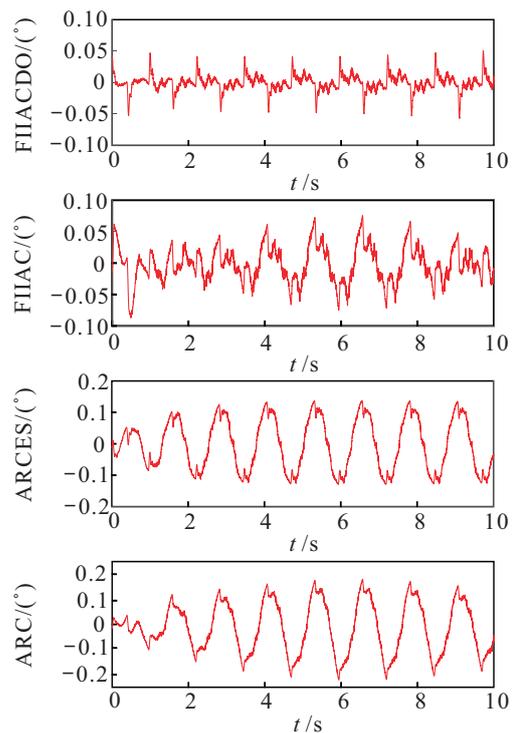


图9 工况2下4种控制器跟踪误差曲线

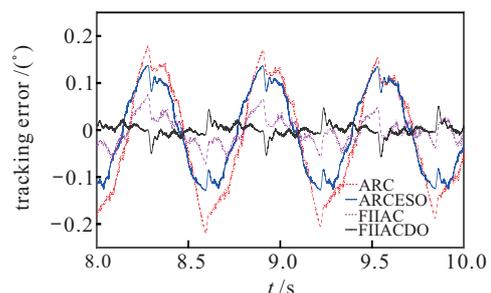


图10 工况2下4种控制器最后2s跟踪误差曲线

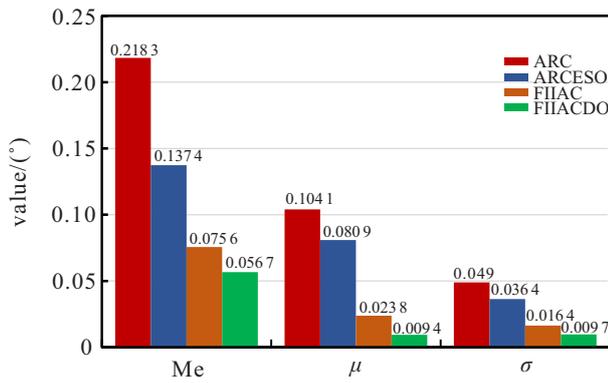


图 11 工况 2 下 4 种控制器性能对比

## 6 结论

本文对于机电伺服系统存在参数不确定、未建模动态及时变扰动这一问题,提出了一种基于滤波器的浸入与不变自适应控制方法.这种方法利用滤波辅助变量重构了传统 I&I 自适应方法中的参数估计器,避免了偏微分方程的求解.此外,所提出的方法将系统参数估计误差动态与跟踪误差动态解耦,有效地提高了系统的控制性能.另外,本文提出的扰动观测器能够有效地估计系统的集总扰动,进一步提升系统的闭环性能.本文先是从理论上证明了所提出的算法的稳定性,再结合仿真和大量对比实验验证了所提出算法在性能上的优越性.

## 参考文献(References)

- [1] 曹伟, 乔金杰, 孙明. 永磁直线电机扰动估计与补偿的位置反步控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(6): 1409-1414.  
(Cao W, Qiao J J, Sun M. Backstepping control of disturbance estimation and compensation for permanent magnet linear motor[J]. Control and Decision, 2020, 35(6): 1409-1414.)
- [2] 孙亮, 马佳鹏. 航天器输入受限的鲁棒自适应姿态跟踪控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(9): 2297-2304.  
(Sun L, Ma J P. Robust adaptive attitude tracking control of spacecraft with constrained inputs[J]. Control and Decision, 2021, 36(9): 2297-2304.)
- [3] Astolfi A, Ortega R. Immersion and invariance: A new tool for stabilization and adaptive control of nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2003, 48(4): 590-606.
- [4] Liu X B, Ortega R, Su H Y, et al. Immersion and invariance adaptive control of nonlinearly parameterized nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2010, 55(9): 2209-2214.
- [5] Lou Z E, Zhao J. Immersion and invariance stabilization of switched nonlinear systems under arbitrary switchings[C]. The 35th Chinese Control Conference. Chengdu, 2016: 1617-1620.
- [6] Yang Y, Song S. Distributed consensus tracking control of a second-order nonlinear multiagent system via immersion and invariance method[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(17): 2573-2581.
- [7] Zhao B, Xian B, Zhang Y, et al. Nonlinear robust adaptive tracking control of a quadrotor UAV via immersion and invariance methodology[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2891-2902.
- [8] Bai Y, Wang Y J, Svinin M, et al. Function approximation technique based immersion and invariance control for unknown nonlinear systems[J]. IEEE Control Systems Letters, 2020, 4(4): 934-939.
- [9] Han C, Liu Z, Yi J Q. Immersion and invariance adaptive control with  $\sigma$ -modification for uncertain nonlinear systems[J]. Journal of the Franklin Institute, 2018, 355(5): 2091-2111.
- [10] Seo D, Akella M R. Non-certainty equivalent adaptive control for robot manipulator systems[J]. Systems & Control Letters, 2009, 58(4): 304-308.
- [11] Seo D, Akella M R. High-performance spacecraft adaptive attitude-tracking control through attracting-manifold design[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2008, 31(4): 884-891.
- [12] Karagiannis D, Sassano M, Astolfi A. Dynamic scaling and observer design with application to adaptive control[J]. Automatica, 2009, 45(12): 2883-2889.
- [13] Shao X D, Hu Q L, Shi Y, et al. Data-driven immersion and invariance adaptive attitude control for rigid bodies with double-level state constraints[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2022, 30(2): 779-794.
- [14] Sheng L, Wang G, Fan Y. Adaptive second-order global terminal sliding mode direct torque control of switched reluctance motor based on RBFNN[C]. Technical Committee on Control Theory, Chinese Association of Automation. Shenyang: IEEE, 2020: 288-293
- [15] 吴健, 孙永波, 赵前进. 基于神经网络的周期扰动非线性系统自适应渐近跟踪控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(4): 922-932.  
(Wu J, Sun Y B, Zhao Q J. Neural-networks-based adaptive asymptotic tracking control for nonlinear systems with periodic disturbances[J]. Control and Decision, 2022, 37(4): 922-932.)
- [16] Na J, Li Y P, Huang Y B, et al. Output feedback control of uncertain hydraulic servo systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 490-500.
- [17] Chen W H, Ballance D J, Gawthrop P J, et al. A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 932-938.

- [18] Deng W X, Yao J Y. Extended-state-observer-based adaptive control of electrohydraulic servomechanisms without velocity measurement[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2020, 25(3): 1151-1161.
- [19] Yao J Y, Jiao Z X, Ma D W. Adaptive robust control of DC motors with extended state observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(7): 3630-3637.
- [20] Zheng Q, Gaol L Q, Gao Z Q. On stability analysis of active disturbance rejection control for nonlinear time-varying plants with unknown dynamics[C]. *The 46th IEEE Conference on Decision and Control*. New Orleans, 2008: 3501-3506.
- [21] Ioannou P A, Sun J. *Robust adaptive control*[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1995: 774-775.
- [22] Hu C X, Yao B, Wang Q F. Adaptive robust precision motion control of systems with unknown input dead-zones: A case study with comparative experiments[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(6): 2454-2464.
- [23] Lu L, Yao B, Wang Q F, et al. Adaptive robust control of linear motors with dynamic friction compensation using modified LuGre model[J]. *Automatica*, 2009, 45(12): 2890-2896.
- [24] Ba D X, Dinh T Q, Bae J, et al. An effective disturbance-observer-based nonlinear controller for a pump-controlled hydraulic system[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2020, 25(1): 32-43.
- [25] Yao J Y, Deng W X. Active disturbance rejection adaptive control of uncertain nonlinear systems: Theory and application[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2017, 89(3): 1611-1624.
- [26] Shao X L, Liu J, Wang H L. Robust back-stepping output feedback trajectory tracking for quadrotors via extended state observer and sigmoid tracking differentiator[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, 104: 631-647.
- [27] Canudas de Wit C, Olsson H, Astrom K J, et al. A new model for control of systems with friction[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995, 40(3): 419-425.
- [28] Yao J Y, Jiao Z X, Ma D W. RISE-based precision motion control of DC motors with continuous friction compensation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(12): 7067-7075.

### 作者简介

陈伟(1997—),男,博士生,从事电机机械臂运动控制、机电伺服系统智能控制等研究, E-mail: cw\_njust@163.com;

胡健(1980—),女,副教授,从事机电伺服系统高精度运动控制的研究, E-mail: hujiannjust@163.com;

姚建勇(1984—),男,教授,博士生导师,从事机电液系统伺服控制、动态系统故障检测与容错控制等研究, E-mail: jerryyao.buaa@gmail.com;

聂伟荣(1969—),女,教授,博士生导师,从事智能探测与控制技术的研究, E-mail: niewrhappy@163.com;

周海波(1980—),男,教授,博士生导师,从事机器视觉、机器人等研究, E-mail: csuhaibo@hotmail.com.