

气动位置伺服系统运动轨迹跟踪控制*

孟德远¹ 陶国良¹ 朱笑丛^{1,2} 班伟¹ 钱鹏飞¹

(1. 浙江大学流体动力与机电系统国家重点实验室, 杭州 310027; 2. 香港理工大学机械工程学系, 香港 999077)

摘要: 为实现气缸的高精度运动轨迹跟踪控制, 针对具有控制阀死区的气动位置伺服系统, 提出了一种含死区补偿的自适应鲁棒控制策略。控制器由在线最小二乘参数估计和基于反步法设计的非线性鲁棒控制器组成, 前者用于减小模型中参数不确定性, 后者用于抑制参数估计误差、未建模动态和干扰的影响。采用基于标准投影映射的参数自适应律, 控制器的两个部分可以独立进行设计。此外, 由于控制阀的死区得到了有效补偿, 算法的可移植性好。实验表明, 所设计的控制器能实现很高的轨迹跟踪控制精度, 对系统参数变化和干扰具有较强的性能鲁棒性。

关键词: 气动伺服位置控制 运动轨迹 自适应控制 鲁棒控制 死区补偿

中图分类号: TP273; TH138 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2013)04-0268-07

Motion Trajectory Tracking Control of Pneumatic Position Servo Systems

Meng Deyuan¹ Tao Guoliang¹ Zhu Xiaocong^{1,2} Ban Wei¹ Qian Pengfei¹

(1. State Key Laboratory of Fluid Power Transmission and Control, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China

2. Department of Mechanical Engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong 999077, China)

Abstract: An adaptive robust control scheme with valve dead-zone compensation was proposed for pneumatic position servo systems. The controller employed the on-line recursive least squares estimation to reduce parametric uncertainties, and utilized a robust control method to attenuate the effects of parameter estimation errors, unmodelled dynamics and disturbance. Thus, a good transient with precision motion trajectory tracking of pneumatic cylinders was guaranteed. The standard projection type adaption law was adopted to achieve a complete separation of the estimator design and the robust control law design. Since the system model uncertainties were unmatched, the recursive backstepping technology was applied to design the robust controller. Extensive comparative experimental results were presented to illustrate the effectiveness of the proposed controller and its performance robustness to parameter variations and sudden disturbance.

Key words: Pneumatic servo position control Motion trajectory Adaptive control Robust control Dead-zone compensation

引言

气动位置伺服系统具有功率-质量比大、清洁、结构简单、易维护等优点。但是气动系统具有很多不利于精确控制的缺点, 如强非线性、参数时变性和模型不确定性等。提高气动位置伺服系统的轨迹跟踪控制性能仍是当前气动技术研究的一个重要方

向。
采用合适的控制策略是实现高精度气缸轨迹跟踪控制的关键, 早期研究人员尝试了反馈线性化^[1]、鲁棒 H_∞ 控制^[2~3]、自适应控制^[4]、滑模变结构控制^[5~6]、模糊控制^[7]等算法, 虽取得了一些成果但并不理想。近年来, 一些学者运用基于反步法设计的鲁棒控制器来提高跟踪精度, 获得了良好的效

收稿日期: 2012-09-24 修回日期: 2012-11-15
* 国家自然科学基金资助项目(50775200, 50905156)

作者简介: 孟德远, 博士生, 主要从事气动伺服控制技术、非线性控制理论与应用研究, E-mail: tinydream@zju.edu.cn
通讯作者: 陶国良, 教授, 博士生导师, 主要从事气动电子技术、气动伺服控制、工业自动化控制和测试研究, E-mail: gltao@zju.edu.cn

果^[8-10],但不足之处在于:①仅靠高增益鲁棒反馈来抑制参数不确定、未建模动态和干扰的影响,消耗的控制能量多,且过高的反馈增益会使瞬态性能变差,跟踪误差的进一步减小受到限制。②没有解决阀的死区补偿问题,鉴于不同比例方向阀的死区特性存在显著差异,算法的可移植性差。

本文针对阀死区特性未知的气动位置伺服系统,提出一种含死区补偿的自适应鲁棒控制器来实现对气缸的高精度轨迹跟踪控制。

1 气动位置伺服系统数学模型

搭建的实验台如图1所示,采用FESTO公司的比例方向控制阀(MPYE-5-1/8-HF-010B)控制无杆气缸(DGC-25-500-G-PPV-A)。气缸两腔压力、控制阀供气口的压力、活塞的位移和速度由相应的传感器测量得到,控制算法的实现利用dSPACE完成。

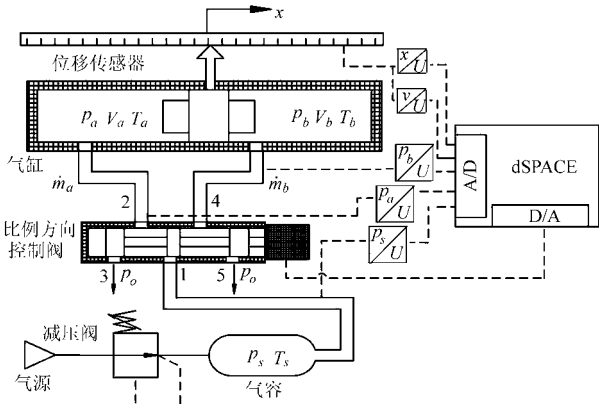


图1 气动位置伺服系统实验台示意图

Fig.1 Schematic representation of experimental setup of pneumatic position servo system

气缸的运动学方程为

$$m\ddot{x} = (p_a - p_b)A - b\dot{x} - A_f S_f(\dot{x}) - F_L + f_n + \tilde{f}_0 \quad (1)$$

式中 m ——活塞-滑块组件及负载的质量
 $x, \dot{x}, \ddot{x}$ ——活塞位移、速度、加速度
 p_a, p_b ——气缸左、右两腔的压力
 A ——活塞面积
 b ——粘性摩擦因数
 F_L ——外负载力
 A_f ——幅值
 $S_f(\dot{x})$ ——活塞速度的连续、光滑函数,用来近似表示库伦摩擦力
 $f_n, \tilde{f}_0$ ——建模误差及其他干扰

缸内气体的压力和温度变化采用下述简化热力学模型描述

$$\begin{cases} T_i = T_s \left(\frac{p_i}{p_{bal}} \right)^{\frac{n-1}{n}} \\ \frac{dp_i}{dt} = \frac{\gamma R}{V_i} (\dot{m}_{iin} T_s - \dot{m}_{iout} T_i) - \\ \frac{\gamma p_i}{V_i} \frac{dV_i}{dt} + \frac{\gamma-1}{V_i} \dot{Q}_i + d_{in} + \tilde{d}_{i0} \end{cases} \quad (2)$$

式中 T_s ——进气温度 T_i ——气缸两腔温度
 p_{bal} ——阀芯在中位时气缸两腔的平衡压力
 n ——多变指数,取1.35
 γ ——空气比热 R ——理想气体常数
 $\dot{m}_{iin}, \dot{m}_{iout}$ ——流进腔内和从腔内流出气体的质量流量

$\dot{Q}_i$ ——腔内气体与外界的热交换

V_i ——气缸左右两腔的容积

$d_{in}, \tilde{d}_{i0}$ ——建模误差及其他干扰, i 为 a 时表示左腔, i 为 b 时表示右腔

选择气缸中位为活塞位移的零点,则

$$V_i = V_{0i} + A \left(\frac{1}{2} L \pm x \right) \quad (3)$$

式中 V_{0i} ——气缸左右两腔的死容积

L ——气缸活塞行程

缸内空气与外界的热交换可表达为

$$\dot{Q}_i = h S_{hi}(x) (T_s - T_i) \quad (4)$$

其中 $S_{hi}(x) = 2A + \pi D \left(\frac{1}{2} L \pm x \right)$

式中 h ——空气与气缸内壁的热传导率

$S_{hi}(x)$ ——热传导面积 D ——活塞直径

热传导率 h 可利用文献[11]中提出的方法测量,即使取某一固定值,式(2)也比其他常见的简化模型更精确地预测腔内压力变化^[12]。

气体通过比例方向控制阀阀口的流动,质量流量为

$$\begin{aligned} \dot{m} &= x_e g(p_u, p_d, T_u) = \\ &\begin{cases} x_e W C_d C_1 \frac{p_u}{\sqrt{T_u}} & \left(\frac{p_d}{p_u} \leq p_r \right) \\ x_e W C_d C_1 \frac{p_u}{\sqrt{T_u}} \sqrt{1 - \left(\frac{p_d - p_r}{1 - p_r} \right)^2} & \left(\frac{p_d}{p_u} > p_r \right) \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

式中 p_u, p_d ——阀口的上、下游绝对压力

T_u ——阀口上游气体温度

C_d ——流量系数 p_r ——临界压力比

C_1 ——常值,取0.0404

W ——阀口面积梯度,取20.1mm

x_e ——阀口轴向开度

阀芯位移与控制电压之间的动态可忽略,在对一批阀进行测试后发现,二者之间有非常好的线性关系,且各阀的斜率基本一致。但是,该阀是负开口型式,存在较大中位死区。如果以理想的中位控制电压 5 V 为坐标原点,阀口的轴向开度 x_e 与控制电压 u 的关系可以用图 2a 所示死区模型来描述,即

$$x_e = D(u) = \begin{cases} k_x(u - u_+) & (u \geq u_+) \\ 0 & (u_- < u < u_+) \\ k_x(u - u_-) & (u \leq u_-) \end{cases} \quad (6)$$

式中 k_x ——斜率,约为 0.274 mm/V
 u_+ 、 u_- ——正、负两个方向的死区宽度
假设 $\hat{u}_+$ 和 $\hat{u}_-$ 分别为 u_+ 和 u_- 的在线估计值,采用如图 2b 所示的死区逆来补偿阀死区

$$u = ID(x_e) = \frac{x_e}{k_x} + \hat{u}_+ \chi_+(x_e) + \hat{u}_- \chi_-(x_e) \quad (7)$$

其中

$$\chi_+(x_e) = \begin{cases} 1 & (x_e > 0 \text{ 或 } |u - \hat{u}_-| \geq |u - \hat{u}_+|) \\ 0 & (\text{其他}) \end{cases}$$
$$\chi_-(x_e) = \begin{cases} 1 & (x_e < 0 \text{ 或 } |u - \hat{u}_-| < |u - \hat{u}_+|) \\ 0 & (\text{其他}) \end{cases}$$

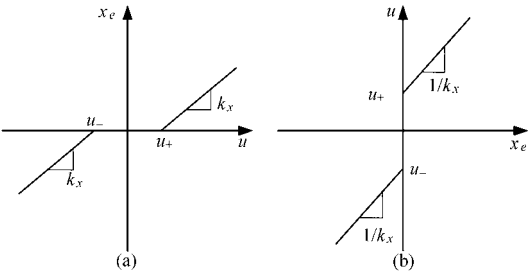


图 2 阀口的实际轴向开度与控制电压的关系
Fig.2 Actual orifice opening vs input signals

定义未知参数向量 $\theta_1 = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3]^T$ 、 $\theta_2 = [\theta_4 \ \theta_5]^T$ 、 $\theta_3 = [\theta_6 \ \theta_7]^T$,其中 $\theta_1 = b$ 、 $\theta_2 = A_f$ 、 $\theta_3 = -F_L + f_n$ 、 $\theta_4 = u_+$ 、 $\theta_5 = d_{an}$ 、 $\theta_6 = u_-$ 、 $\theta_7 = d_{bn}$ 。为便于调试控制器,引入系数 $S_p = 10^5$,定义状态变量 $x_1 = x$ 、 $x_2 = \dot{x}$ 、 $x_3 = p_a/S_p$ 、 $x_4 = p_b/S_p$,则气动位置伺服系统完整的非线性模型为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ m \dot{x}_2 = \bar{A}(x_3 - x_4) - \theta_1 x_2 - \theta_2 S_f(x_2) + \theta_3 + \tilde{f}_0 \\ \dot{x}_3 = \frac{\gamma R}{S_p V_a}(\dot{m}_{ain} T_s - \dot{m}_{aout} T_a) - \frac{\gamma A}{V_a} x_2 x_3 + \frac{\gamma - 1}{S_p V_a} \dot{Q}_a + \theta_5 + \tilde{d}_{a0} \\ \dot{x}_4 = \frac{\gamma R}{S_p V_b}(\dot{m}_{bin} T_s - \dot{m}_{bout} T_b) + \frac{\gamma A}{V_b} x_2 x_4 + \frac{\gamma - 1}{S_p V_b} \dot{Q}_b + \theta_7 + \tilde{d}_{b0} \end{cases} \quad (8)$$

其中 $\bar{A} = AS_p$
未知参数向量 θ_1 、 θ_2 及 θ_3 的变化范围在实际中是可以预测的,满足

$$\begin{cases} \theta_i \in \Omega_{\theta_i} = \{\theta_i : \theta_{imin} \leq \theta_i \leq \theta_{imax}\} & (i = 1, 2, 3) \\ |\tilde{f}_0(t)| \leq f_{max} \\ |\tilde{d}_{a0}(t)| \leq d_{amax} \\ |\tilde{d}_{b0}(t)| \leq d_{bmax} \end{cases} \quad (9)$$

式中 θ_{imin} ——参数向量的最小值
 θ_{imax} ——参数向量的最大值
 f_{max} 、 d_{amax} 、 d_{bmax} ——已知的正值

2 控制器设计

自适应鲁棒控制器由在线参数估计和基于反步法设计的非线性鲁棒控制器组成。在线参数估计用于辨识模型中未知参数(包括死区参数),鲁棒控制器用于抑制参数估计误差、未建模动态和干扰的影响,两者结合保证系统具有良好的动态性能和较高的轨迹跟踪精度。运用标准投影映射技术,使控制器的两个部分可以独立进行设计。

2.1 在线参数估计

采用参数自适应律对未知参数向量 θ_1 、 θ_2 及 θ_3 进行在线估计^[13]

$$\hat{\theta}_i = \text{sat}_{\dot{\theta}_{Mi}}(\text{Proj}_{\hat{\theta}_i}(\Gamma_i \tau_i)) \quad (\hat{\theta}_i(0) \in \Omega_{\theta_i}, i = 1, 2, 3) \quad (10)$$

式中 τ_i ——自适应函数
 Γ_i ——正定对称自适应率矩阵
 $\text{Proj}_{\hat{\theta}_i}(\cdot)$ ——标准投影映射
 $\dot{\theta}_{Mi}$ ——预先设定的参数最大更新速度
 $\text{sat}_{\dot{\theta}_{Mi}}(\cdot)$ ——饱和函数

该自适应律使参数估计设计和鲁棒控制器设计完全分离,保证了参数自适应过程在有干扰时仍良好可控,参数估计值始终在已知界 $\bar{\Omega}_{\theta_i}$ (Ω_{θ_i} 的闭包集)内。

为构建 τ_i 和 Γ_i ,假设式(8)只具有参数不确定性,即 $\tilde{f}_0(t) = \tilde{d}_{a0}(t) = \tilde{d}_{b0}(t) = 0$ 。尽管死区非线性不能够被全局线性化,但如果只有当阀芯位移在死区之外($u \geq u_+$ 或者 $u \leq u_-$)且系统处于向腔内充气工况时,才对参数向量 θ_2 和 θ_3 进行在线估计,它是可以被局部线性参数化的。基于上述假设,将式(8)后 3 个方程写成线性模型形式,然后两边同时乘以相对阶数为 3 的低通滤波器 H_f ,可得

$$\begin{cases} y_{1f} = H_f [\bar{A}(x_3 - x_4) - m\dot{x}_2] = \\ \theta_1 x_{2f} + \theta_2 S_{ff}(x_2) - \theta_3 \\ y_{2f} = H_f \left[\frac{\gamma R}{S_p V_a} g(p_a, p_s, T_s) T_s k_x u - \frac{\gamma A}{V_a} x_2 x_3 + \right. \\ \left. \frac{\gamma - 1}{S_p V_a} \dot{Q}_a \right] = \varphi_{af} \theta_4 - \theta_5 \\ y_{3f} = H_f \left[-\frac{\gamma R}{S_p V_b} g(p_b, p_s, T_s) T_s k_x u + \frac{\gamma A}{V_b} x_2 x_4 + \right. \\ \left. \frac{(\gamma - 1)}{S_p V_b} \dot{Q}_b \right] = \varphi_{bf} \theta_6 - \theta_7 \end{cases} \quad (11)$$

式中 x_{2f} 、 $S_{ff}(x_2)$ 、 φ_{af} 、 φ_{bf} 分别为 x_2 、 $S_f(x_2)$ 、 $\frac{\gamma R}{S_p V_a}$ 、 $\frac{\gamma R}{S_p V_b}$ 、 $g(p_a, p_s, T_s) T_s k_x$ 、 $-\frac{\gamma R}{S_p V_b} g(p_b, p_s, T_s) T_s k_x$ 经过滤波器的输出值。

将式(11)表示成标准的线性回归模型

$$y_{if} = \varphi_{if}^T \theta_i \quad (i = 1, 2, 3) \quad (12)$$

其中 $\varphi_{1f}^T = [x_{2f} \quad S_{ff}(x_2) - 1]$

$$\varphi_{2f}^T = [\varphi_{af} \quad -1] \quad \varphi_{3f}^T = [\varphi_{bf} \quad -1]$$

定义预测输出为 $\hat{y}_{if} = \varphi_{if}^T \hat{\theta}_i$, 则预测误差为

$$\varepsilon_i = \hat{y}_{if} - y_{if} = \varphi_{if}^T \tilde{\theta}_i \quad (i = 1, 2, 3) \quad (13)$$

式(13)为标准的参数估计模型,利用最小二乘法可得自适应率矩阵 Γ_i 为

$$\dot{\Gamma}_i =$$

$$\begin{cases} \alpha_i \Gamma_i - \frac{\Gamma_i \varphi_{if} \varphi_{if}^T \Gamma_i}{1 + \nu_i \varphi_{if}^T \Gamma_i \varphi_{if}} & (\lambda_{\max}(\Gamma_i(t)) \leq \rho_{iM} \text{ 且 } \|\text{Proj}_{\hat{\theta}_i}(\Gamma_i \tau_i)\| \leq \dot{\theta}_{Mi}) \\ 0 & (\text{其他}) \end{cases} \quad (14)$$

式中 α_i ——遗忘因子 ν_i ——归一化因子

ρ_{iM} —— $\|\Gamma_i(t)\|$ 预设的上界

自适应函数 τ_i 为

$$\tau_i = \frac{1}{1 + \nu_i \varphi_{if}^T \Gamma_i \varphi_{if}} \varphi_{if} \varepsilon_i \quad (15)$$

2.2 鲁棒控制器设计

步骤1:定义一个类似滑模面的变量为

$$e_2 = \dot{e}_1 + k_1 e_1 = x_2 - x_{2eq} \quad (16)$$

其中 $e_1 = x_1 - x_{1d}$ $x_{2eq} = \dot{x}_{1d} - k_1 e_1$

式中 e_1 ——轨迹跟踪误差 k_1 ——正的反馈增益

由于 e_2 到 e_1 的传递函数是稳定的,当 e_2 趋近于零时, e_1 必定也趋近于零。

定义一个半正定函数 $V_2 = \frac{1}{2} w_2 m e_2^2$, 其中 $w_2 > 0$

是权重因子,微分 V_2 可以得到

$$\dot{V}_2 = w_2 e_2 (\bar{A} p_L - \theta_1 x_2 - \theta_2 S_f(x_2) + \theta_3 + \dot{f}_0 - m \dot{x}_{2eq}) \quad (17)$$

其中

$$p_L = x_3 - x_4$$

将 p_L 作为第一层的虚拟控制输入,为使 e_2 趋近于零,期望的虚拟控制输入 p_{Ld} 为

$$p_{Ld} = p_{Lda1} + p_{Lda2} + p_{Lds1} + p_{Lds2} \quad (18)$$

其中 $p_{Lda1} = \frac{1}{A} (\hat{\theta}_1 x_2 + \hat{\theta}_2 S_f(x_2) - \hat{\theta}_3 + m \dot{x}_{2eq})$

$$p_{Lds1} = -\frac{1}{A} k_2 e_2 \quad (k_2 > 0)$$

式中 p_{Lda1} ——可调模型补偿项

p_{Lds1} ——用来稳定名义系统的项

p_{Lda2} ——待定的快速动态补偿项

p_{Lds2} ——用来抑制模型不确定性影响的鲁棒反馈项,待定

$\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3$ —— $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 的估计值

令实际的和期望的虚拟控制输入之间误差为

$$e_3 = p_L - p_{Ld} \quad (19)$$

将式(18)代入式(17),可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & w_2 \bar{A} e_2 e_3 - w_2 k_2 e_2^2 + \\ & w_2 e_2 (\bar{A} p_{Lda2} + \bar{A} p_{Lds2} + \tilde{\theta}_1 x_2 + \tilde{\theta}_2 S_f(x_2) - \tilde{\theta}_3 + \dot{f}_0) \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $\tilde{\theta}_i = \hat{\theta}_i - \theta_i \quad (i = 1, 2, 3)$

参数估计误差带来的模型不确定性以及干扰可以被分解为低频分量 d_{c1} 和 高频分量 $\Delta_1(t)$, 即

$$d_{c1} + \Delta_1(t) = \tilde{\theta}_1 x_2 + \tilde{\theta}_2 S_f(x_2) - \tilde{\theta}_3 + \dot{f}_0 \quad (21)$$

利用快速动态补偿项 p_{Lda2} 补偿低频分量 d_{c1} , 即

$$p_{Lda2} = -\frac{1}{A} \hat{d}_{c1} \quad (22)$$

式中 $\hat{d}_{c1}$ —— d_{c1} 的估计值

$\hat{d}_{c1}$ 的自适应律为

$$\begin{cases} \dot{\hat{d}}_{c1} = \text{Proj}_{\hat{d}_{c1}}(\gamma_{c1} e_2) = \\ 0 & (|\hat{d}_{c1}(t)| = d_{c1M} \text{ 且 } \hat{d}_{c1}(t) e_2 > 0) \\ \gamma_{c1} e_2 & (\text{其他}) \end{cases} \quad (23)$$

式中 γ_{c1} ——自适应率

d_{c1M} ——预先设定的边界

将式(21)和式(22)代入式(20)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & w_2 \bar{A} e_2 e_3 - w_2 k_2 e_2^2 + w_2 e_2 (\bar{A} p_{Lds2} + \Delta_1(t) - \tilde{d}_{c1}) = \\ & w_2 \bar{A} e_2 e_3 + \dot{V}_2|_{p_{Ld}} \end{aligned} \quad (24)$$

鲁棒反馈项 p_{Lds2} 选择为

$$p_{Lds2} = -\frac{h_2^2(t)}{4\eta_2 \bar{A}} e_2 \quad (25)$$

式中 $h_2(t)$ —— $\Delta_1(t) - \tilde{d}_{c1}$ 的界

η_2 ——任意小的正数

容易证明,式(24)满足

$$\dot{V}_2 \leq w_2 \overline{A} e_3 - w_2 k_2 e_2^2 + w_2 \eta_2 \tag{26}$$

步骤 2:由式(26)可知,若 $e_3 = 0$,则 e_2 将会有界。因此,步骤 2 的设计任务是使 e_3 趋近于零。将 e_3 对时间微分并结合式(8)可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 = & g_i x_e - \left(\frac{\gamma A}{V_a} x_2 x_3 + \frac{\gamma A}{V_b} x_2 x_4 \right) + \frac{\gamma - 1}{S_p V_a} \dot{Q}_a - \\ & \frac{\gamma - 1}{S_p V_b} \dot{Q}_b + \theta_5 - \theta_7 - \dot{p}_{Ldc} - \dot{p}_{Ldu} + \tilde{d}_{a0} - \tilde{d}_{b0} \end{aligned} \tag{27}$$

其中

$$g_i =$$

$$\begin{cases} \frac{\gamma R}{S_p V_a} g(p_a, p_s, T_s) T_s + \frac{\gamma R}{S_p V_b} g(p_0, p_b, T_b) T_b & (x_e \geq 0) \\ \frac{\gamma R}{S_p V_a} g(p_0, p_a, T_a) T_a + \frac{\gamma R}{S_p V_b} g(p_b, p_s, T_s) T_s & (x_e < 0) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \dot{p}_{Ldc} = & \frac{\partial p_{Ld}}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial p_{Ld}}{\partial x_2} \hat{x}_2 + \frac{\partial p_{Ld}}{\partial \hat{\theta}_1} \dot{\hat{\theta}}_1 + \frac{\partial p_{Ld}}{\partial \hat{d}_{c1}} \dot{\hat{d}}_{c1} \\ \hat{x}_2 = & \frac{1}{m} [\overline{A}(x_3 - x_4) - \hat{\theta}_1 x_2 - \hat{\theta}_2 S_f(x_2) + \hat{\theta}_3] \end{aligned}$$

$$\dot{p}_{Ldu} = \frac{1}{m} \frac{\partial p_{Ld}}{\partial x_2} (\tilde{\theta}_1 x_2 + \tilde{\theta}_2 S_f(x_2) - \tilde{\theta}_3 + \tilde{f}_0)$$

式中 $\dot{p}_{Ldc}$ —— p_{Ld} 微分的可计算部分

$\dot{p}_{Ldu}$ —— p_{Ld} 微分的不可计算部分

$\hat{x}_2$ —— $\dot{x}_2$ 的估计值

在进行第 2 层控制器设计时必须考虑不完美死区逆的影响。根据式(6)和式(7)可推导出实际死区输出 x_e 和理想输出 x_{ed} 之间的误差为

$$\begin{aligned} \Delta_D(t) = & x_e - x_{ed} = D[ID(x_{ed})] - x_{ed} = \\ & \begin{cases} k_x \tilde{\theta}_4 & (u \geq u_+) \\ -x_{ed} & (u_- < u < u_+) \\ k_x \tilde{\theta}_6 & (u \leq u_-) \end{cases} \end{aligned} \tag{28}$$

其中 $\tilde{\theta}_4 = \hat{\theta}_4 - \theta_4$ $\tilde{\theta}_6 = \hat{\theta}_6 - \theta_6$

式中 $\hat{\theta}_4, \hat{\theta}_6$ —— θ_4, θ_6 的估计值

因为参数估计值始终在已知界内,所以误差 Δ_D 是有界的。

将 $q_{Ld} = g_i x_{ed}$ 看成是第 2 层的虚拟控制输入,采用与步骤 1 类似的方法设计控制器

$$q_{Ld} = q_{Lda1} + q_{Lda2} + q_{Lds1} + q_{Lds2} \tag{29}$$

其中

$$\begin{aligned} q_{Lda} = & -\frac{w_2 \overline{A}}{w_3} e_2 + \left(\frac{\gamma A}{V_a} x_2 x_3 + \frac{\gamma A}{V_b} x_2 x_4 \right) - \\ & \frac{\gamma - 1}{S_p V_a} \dot{Q}_a + \frac{\gamma - 1}{S_p V_b} \dot{Q}_b - \hat{\theta}_5 + \hat{\theta}_7 + \dot{p}_{Ldc} \\ & q_{Lds1} = -k_3 e_3 \quad (k_3 > 0) \end{aligned}$$

式中 $\hat{\theta}_5, \hat{\theta}_7$ —— θ_5, θ_7 的估计值

定义一个半正定函数

$$V_3 = \frac{1}{2} w_2 m e_2^2 + \frac{1}{2} w_3 e_3^2 \tag{30}$$

式中 w_3 ——权重因子

微分 V_3 并将式(27)~(29)代入可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & \dot{V}_2 |_{p_{Ld}} - w_3 k_3 e_3^2 + w_3 e_3 (q_{Lda2} + q_{Lds2} + g_i \Delta_D - \\ & \tilde{\theta}_5 + \tilde{\theta}_7 + \tilde{d}_{a0} - \tilde{d}_{b0} - \dot{p}_{Ldu} \end{aligned} \tag{31}$$

其中

$$\tilde{\theta}_i = \hat{\theta}_i - \theta_i \quad (i = 5, 7)$$

与式(21)类似,定义一个常量 d_{c2} 和时变函数 $\Delta_2(t)$ 满足

$$d_{c2} + \Delta_2(t) = g_i \Delta_D - \tilde{\theta}_5 + \tilde{\theta}_7 + \tilde{d}_{a0} - \tilde{d}_{b0} - \dot{p}_{Ldu} \tag{32}$$

类似的,快速动态补偿项 q_{Lda2} 可选择为

$$q_{Lda2} = -\hat{d}_{c2} \tag{33}$$

式中 $\hat{d}_{c2}$ —— d_{c2} 的估计值

$\hat{d}_{c2}$ 的自适应律为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{d}}_{c2} = & \text{Proj}_{\hat{d}_{c2}}(\gamma_{c2} e_3) = \\ & \begin{cases} 0 & (|\hat{d}_{c2}(t)| = d_{c2M} \text{ 且 } \hat{d}_{c2}(t) e_3 > 0) \\ \gamma_{c2} e_3 & (\text{其他}) \end{cases} \end{aligned} \tag{34}$$

式中 γ_{c2} ——自适应率

d_{c2M} ——预先设定的边界

鲁棒反馈项 q_{Lds2} 可以选择

$$q_{Lds2} = -\frac{h_3^2(t)}{4\eta_3} e_3 \tag{35}$$

式中 η_3 ——任意小的正数

$h_3(t)$ —— $\Delta_2(t) - \tilde{d}_{c2}$ 的界

容易证明,式(31)满足

$$\dot{V}_3 \leq -w_2 k_2 e_2^2 - w_3 k_3 e_3^2 + w_2 \eta_2 + w_3 \eta_3 \leq -\lambda V_3 + \eta \tag{36}$$

其中 $\lambda = \min\{2k_2/m, 2k_3\}$ $\eta = w_2 \eta_2 + w_3 \eta_3$

式(36)的解为

$$V_3(t) \leq \exp(-\lambda t) V_3(0) + \frac{\eta}{\lambda} [1 - \exp(-\lambda t)] \tag{37}$$

由此可见, e_2 和 e_3 是有界的,且这个界可以通过增大 k_2, k_3 或减小 η_2, η_3 来减小。

步骤 3:获得 q_{Ld} 后,期望的阀口轴向开度为

$$x_{ed} = g_i^{-1} q_{Ld} \tag{38}$$

然后将 x_{ed} 代入式(7),即可获得此时比例方向控制阀的控制电压 u 。

3 实验结果

通过实验对控制器的有效性进行验证,算法实

现的采样周期为 1 ms 。用到的主要模型参数为:
 $m = 1.88\text{ kg}$, $A = 4.908 \times 10^{-4}\text{ m}^2$, $L = 0.5\text{ m}$,
 $D = 0.032\text{ m}$, $V_{0a} = 2.5 \times 10^{-5}\text{ m}^3$, $V_{0b} = 5 \times 10^{-5}\text{ m}^3$,
 $\gamma = 1.4$, $C_d = 1.1$, $R = 287\text{ N}\cdot\text{m}/(\text{kg}\cdot\text{K})$, $T_s = 300\text{ K}$,
 $p_s = 7 \times 10^5\text{ Pa}$, $p_{\text{bal}} = 5.6 \times 10^5\text{ Pa}$, $p_0 = 1 \times 10^5\text{ Pa}$,
 $h = 50\text{ W}/(\text{m}^2\cdot\text{K})$ 。模型中未知参数的名义值为:
 $\theta_1 = 100\text{ N}\cdot\text{s}/\text{m}$, $\theta_2 = 80\text{ N}$, $\theta_3 = 0\text{ N}$, $\theta_4 = 0.2\text{ V}$, $\theta_5 = 0\text{ Pa}/\text{s}$,
 $\theta_6 = -0.2\text{ V}$, $\theta_7 = 0\text{ Pa}/\text{s}$ 。未知参数的界为:
 $\theta_{1\min} = [0\ 0\ -100]^T$, $\theta_{2\min} = [0.1\ -10]^T$,
 $\theta_{3\min} = [-1\ -10]^T$, $\theta_{1\max} = [300\ 250\ 100]^T$,
 $\theta_{2\max} = [1\ 10]^T$, $\theta_{3\max} = [-0.1\ 10]^T$ 。

控制器参数选择为: $k_1 = 45$, $k_2 = 30$, $h_2(t) = 100$, $\eta_2 = 4$, $k_3 = 200$, $h_3(t) = 400$, $\eta_3 = 10$, $\gamma_{c1} = 1000$, $\gamma_{c2} = 10$, $d_{c1M} = d_{c2M} = 10$, $w_2 = 1$, $w_3 = 0.1$ 。参数自适应率矩阵初值选择为: $\Gamma_1(0) = \text{diag}\{10^2, 10^2, 10^2\}$, $\Gamma_2(0) = \Gamma_3(0) = \text{diag}\{10, 10\}$ 。控制器中其他一些参数为: $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0.1$, $\rho_{1M} = 10^3$, $\rho_{2M} = \rho_{3M} = 10^2$, $\dot{\theta}_{M1} = [10\ 10\ 10]^T$, $\dot{\theta}_{M2} = \dot{\theta}_{M3} = [5\ 5]^T$, $\nu_1 = \nu_2 = \nu_3 = 0.1$ 。

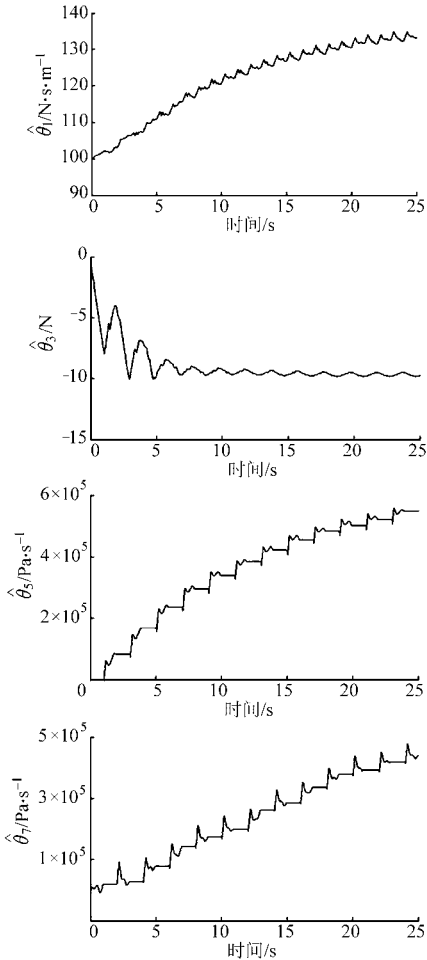


图4 跟踪 0.5 Hz 正弦轨迹时的参数估计

Fig. 4 Parameter estimation for 0.5 Hz sinusoidal trajectory motion

图3给出了系统跟踪幅值为 0.125 m , 频率分别为 0.25 、 0.5 和 1 Hz 的正弦期望轨迹时的误差曲线。图4显示的是跟踪上述 0.5 Hz 正弦轨迹时参数估计随时间变化的过程。可以看出,即使在系统

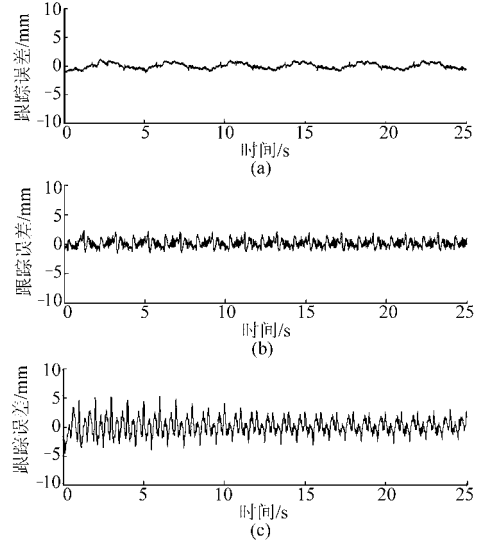
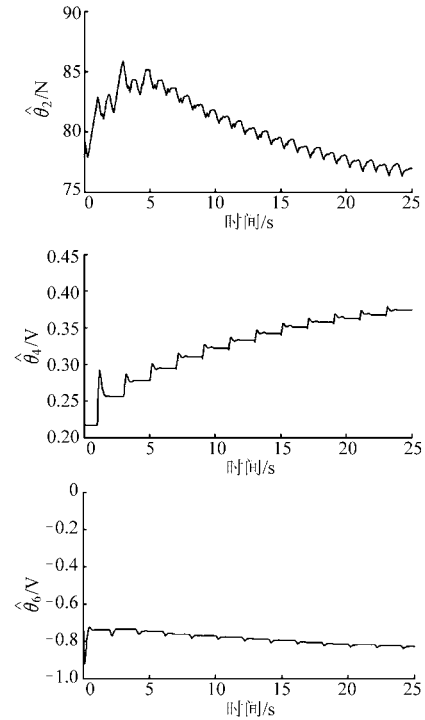


图3 对3种不同频率正弦轨迹的跟踪误差

Fig. 3 Tracking errors for three different sinusoidal trajectories

(a) 0.25 Hz (b) 0.5 Hz (c) 1 Hz



运行初期,参数估计还没有收敛时,系统也能获得较高的轨迹跟踪精度,随着参数估计很快收敛于物理参数的真实值,跟踪误差得到了进一步减小。参数估计收敛后,最大绝对跟踪误差分别为 1.03、1.96 和 2.96 mm,标准跟踪误差(计算公式是 $\|e_1\|_{rms} = \sqrt{\frac{1}{10} \int_{T_f-10}^{T_f} e_1^2 dt}$,其中 T_f 是实验结束时间)分别为 0.45、0.64 和 1.06 mm。由此可见,本文设计的控制器可以获得良好的轨迹跟踪控制性能,跟踪精度高于已有的研究成果。

在气缸滑块上加载 4.32 kg 的有效载荷,控制器参数保持不变,测试所设计的自适应鲁棒控制器的对于参数不确定性的性能鲁棒性。负载发生变化后,气缸摩擦力参数较之名义值会有大的改变,理论上,因为所设计的控制器具有在线参数估计能力,即使调整控制器增益,系统跟踪性能也不会恶化。图 5 给出的对 0.125 m、0.5 Hz 正弦轨迹的跟踪误差表明,参数估计收敛后的最大绝对跟踪误差和标准跟踪误差与无负载时候差别不大,这证明了控制器对于参数变化具有良好的性能鲁棒性。图 6 给出了对未知参数向量 θ_1 的估计。

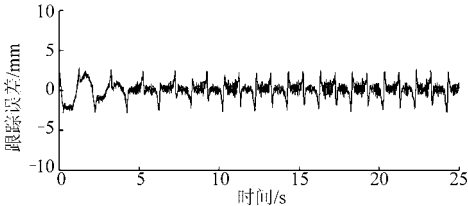


图 5 有负载情况下对 0.5 Hz 正弦轨迹的跟踪误差
Fig. 5 Tracking errors for 0.5 Hz sinusoidal trajectory motion with load

在 $t = 9.7$ s 时,给传感器施加一干扰,产生错误的反馈信息,这可认为系统受到了一个突变干扰的影响,并在 $t = 14.7$ s 时移除该干扰,以此测试控制器对外干扰的性能鲁棒性。图 7 给出对 0.125 m、0.5 Hz 正弦轨迹的跟踪误差只在扰动信号加入和消失瞬间会产生瞬时尖峰,系统没有产生振荡或不稳定,可见所加的干扰并没有明显影响轨迹跟踪控制性能,所设计的控制器具有较强的抗干扰能力。

4 结束语

提出了一种含死区补偿的自适应鲁棒控制策

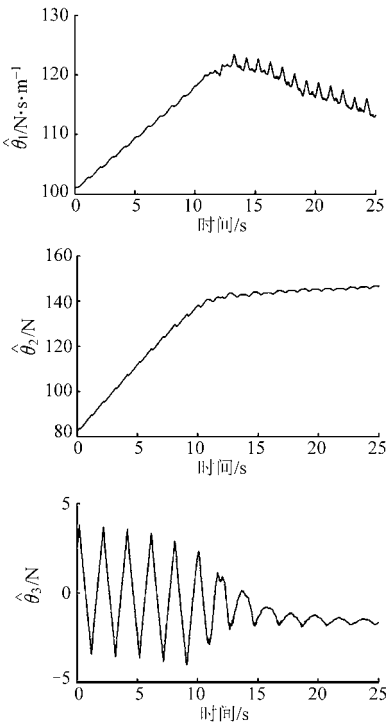


图 6 有负载下跟踪 0.5 Hz 正弦轨迹时的参数估计 θ_1
Fig. 6 Parameter estimation of θ_1 for 0.5 Hz sinusoidal trajectory motion with load

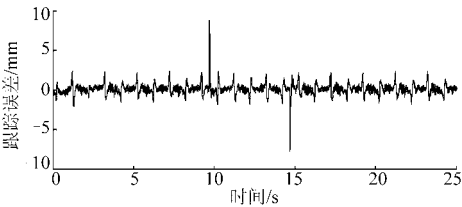


图 7 有干扰情况下对 0.5 Hz 正弦轨迹的跟踪误差
Fig. 7 Tracking errors for 0.5 Hz sinusoidal trajectory motion with disturbance

略,它的主体是由在线参数估计和一个基于反步法设计的非线性鲁棒控制器组成。前者用于减小模型中参数不确定性,后者用于抑制参数估计误差、模型不确定性和干扰的影响,二者合力实现了气缸的高精度运动轨迹跟踪控制。由于使用了标准投影映射来构建参数自适应律时,在线参数估计设计和鲁棒控制器设计可以独立进行。此外,由于控制器能在线辨识阀的死区参数并对死区进行补偿,算法的可移植性好。大量实验表明,控制器具有良好的轨迹跟踪控制性能,跟踪精度高于已有的研究成果,控制器对于参数变化和干扰具有较强的性能鲁棒性。

参 考 文 献

1 Xiang F, Wikander J. Block-oriented approximate feedback linearization for control of pneumatic actuator systems[J]. Control Engineering Practice, 2004, 12(4): 387 ~ 399.
2 Khayati K, Bigras P, Dessaint L A. LuGre model-based friction compensation and positioning control for a pneumatic actuator using multi-objective output-feedback control via LMI optimization[J]. Mechatronics, 2009, 19(4): 535 ~ 547.

- Yin Yunhua,Zheng Bin,Zheng Haoxin. A method for modeling and simulation of brushless DC motor control system based on Matlab[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(2): 293 ~ 298. (in Chinese)
- 4 Soe N N, Yee T T H, Aung S S. Dynamic modeling and simulation of three-phase small power induction motor[J]. World Academy of Science, Engineering and Technology, 2008(18): 421 ~ 424.
- 5 Mirafzal B, Skibinski G L, Tallam R M. Determination of parameters in the universal induction motor model[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 142 ~ 151.
- 6 Yousuf I K, Shahriar R, Debasis B, et al. Application of computational intelligence in motor modeling[J]. International Journal of Computer Applications, 2011, 35(12): 43 ~ 50.
- 7 Ishikawa M, Kitayoshi R, Wada T, et al. Modeling of R/C servo motor and application to underactuated mechanical systems[J]. Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers, 2011, 46(4): 237 ~ 244.
- 8 刘丽兰,刘宏昭,吴子英,等. 考虑摩擦和间隙影响的机床进给伺服系统建模与分析[J]. 农业机械学报, 2010, 41(11): 212 ~ 218.
- Liu Lilan,Liu Hongzhao,Wu Ziyang,et al. Modeling and analysis of machine tool feed servo systems with friction and backlash[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2010, 41(11): 212 ~ 218. (in Chinese)
- 9 Antoulas A C, Sorensen D C, Gugercin S. A survey of model reduction methods for large-scale systems [J]. Contemporary Mathematics, 2001, 280: 193 ~ 220.
- 10 李言俊,张科. 自适应控制理论及应用[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2005: 44 ~ 59.
- 11 Narendra K, Valavani L. Stable adaptive controller design—direct control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1978, 23(4): 570 ~ 583.
- 12 李鹏,胡天亮,张承瑞. Linux Rtai 平台下智能化 STEP—NC 控制器的实现方法[J]. 农业机械学报, 2012, 43(2): 198 ~ 204.
- Li Peng,Hu Tianliang,Zhang Chengrui. Approach of intelligent STEP—NC controller under Linux Rtai[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2012, 43(2): 198 ~ 204. (in Chinese)
-

(上接第 274 页)

- 3 Wang J, Wang D J D, Moore R, et al. Modelling study, analysis and robust servo control of pneumatic cylinder actuator systems [J]. IEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2001, 148(1): 35 ~ 42.
- 4 Richardson R, Plummer A R, Brown M D. Self-tuning control of a low-friction pneumatic actuator under the influence of gravity [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2001, 9(2): 330 ~ 334.
- 5 Shu Ning, Bone G M. Experimental comparison of two pneumatic servo position control algorithms[C] //2005 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2005,1: 37 ~ 42.
- 6 Girin A, Plestan F, Brun X, et al. High-order sliding-mode controllers of an electropneumatic actuator: application to an aeronautic benchmark[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 17(3): 633 ~ 645.
- 7 Takosoglu J E, Dindorf R F, Laski A A. Rapid prototyping of fuzzy controller pneumatic servo-system[J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2009, 40(1): 349 ~ 361.
- 8 Smaoui M, Brun X, Thomasset D. A study on tracking position control of an electropneumatic system using backstepping design [J]. Control Engineering Practice, 2006, 14(8): 923 ~ 933.
- 9 Rao Z, Bone G M. Nonlinear modeling and control of servo pneumatic actuators[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2008, 16(3): 562 ~ 569.
- 10 Cameiro J F, Almeida F G. A high-accuracy trajectory following controller for pneumatic devices[J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2012, 61(1 ~ 4): 253 ~ 267.
- 11 Meng D, Tao G, Chen J, et al. Modeling of a pneumatic system for high-accuracy position control[C] //International Conference on Fluid Power and Mechatronics, 2011: 505 ~ 510.
- 12 Cameiro J F, Almeida F G. Heat transfer evaluation of industrial pneumatic cylinders[J]. Proc. IMechE., Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2006, 221(4): 119 ~ 128.
- 13 Yao Bin. Integrated direct/indirect adaptive robust control of SISO nonlinear systems in semi-strict feedback form [C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003,4: 3 020 ~ 3 025.
- 14 徐志鹏,王宣银,罗语溪. 高压气动比例减压阀设计与仿真[J]. 农业机械学报,2011,42(1):209 ~ 212.
- Xu Zhipeng, Wang Xuanyin, Luo Yuxi. Design and simulation of a high pressure proportional pneumatic pressure reducing valve [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery,2011,42(1): 209 ~ 212. (in Chinese)