

具有输入饱和的电液伺服位置系统自适应动态面控制

方一鸣^{1,2†}, 许衍泽¹, 李建雄¹

(1. 燕山大学 工业计算机控制工程河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004;

2. 国家冷轧板带装备及工艺工程技术研究中心, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 针对具有非线性、参数不确定性及输入饱和问题的电液伺服位置系统, 提出了一种自适应动态面控制器的设计方法. 该方法充分考虑饱和特性, 利用双曲正切函数和辅助控制信号对系统非线性模型进行等价变换, 进而采用动态面方法设计抗饱和控制器. 设计过程中引入Nussbaum函数, 以补偿输入饱和引起的非线性项. 通过构造合适的Lyapunov函数, 证明闭环系统的所有信号一致最终有界. 仿真结果表明, 所设计的控制器具有良好的跟踪效果, 并有效地削弱了输入饱和对系统造成的不良影响.

关键词: 电液伺服位置系统; 饱和; 动态面控制; Nussbaum函数; 自适应控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Adaptive dynamic surface control for electro-hydraulic servo position system with input saturation

FANG Yi-ming^{1,2†}, XU Yan-ze¹, LI Jian-xiong¹

(1. Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao Hebei 066004, China;

2. National Engineering Research Center for Equipment and Technology of Cold Strip Rolling, Qinhuangdao Hebei 066004, China)

Abstract: A controller design method based on adaptive dynamic surface is proposed for electro-hydraulic servo position system containing nonlinearity, parameter uncertainties and input saturation problem. Taking the saturation characteristic into account sufficiently, we use a hyperbolic tangent function and an auxiliary control signal to achieve equivalent transformation of the nonlinear model. The anti-windup controller is thus obtained by using dynamic surface method. In the design process, a Nussbaum function is introduced to compensate for the nonlinear term arising from the input saturation. It is proved by constructing appropriate Lyapunov function that all the signals in the closed-loop system are uniformly ultimately bounded. The simulation results show that the designed controller works with good tracking effect and reduces the adverse effects caused by input saturation effectively.

Key words: electro-hydraulic servo position system; saturation; dynamic surface control; Nussbaum function; adaptive control

1 引言(Introduction)

电液伺服系统因具有输出功率大、响应速度快等优点, 在工业、航天等各个领域得到了广泛的应用. 非对称液压缸作为执行机构, 在电液系统中占有重要的位置. 但非对称缸正反向运动特性的不同, 使系统呈现出较强的非线性, 并且系统中的内部参数存在不确定性, 这些因素增加了控制系统设计的难度. 另外, 在电液伺服系统中还存在输入饱和现象, 饱和现象的存在很可能导致系统性能下降或失稳^[1].

近年来, 为提高非对称缸电液伺服系统的控制性能, 国内外学者做了大量的研究, 并取得了一些有意义的研究成果^[2-6]. 文献[2]对系统的非线性模型线性

化, 设计了鲁棒 H_∞ 控制器. 文献[3]将滑模自适应控制方法应用到系统中, 使系统对参数摄动具有较强的抗干扰能力. 文献[4-6]利用backstepping方法设计了电液伺服系统的控制器. 然而, 值得注意的是, 上述文献并没有考虑输入饱和问题, 而输入饱和和限制在实际系统中总是存在的.

目前, 对于具有输入饱和的非对称缸电液伺服系统的文章还未见报道, 但是非线性系统的饱和控制方法已有不少研究成果^[7-9]. 文献[7]应用anti-windup技术, 处理具有严格反馈形式的单输入自适应控制系统的饱和问题, 提出了一种修正自适应律的控制算法. 文献[8]提出一种基于神经网络的饱和补偿策略, 文中

收稿日期: 2013-07-24; 录用日期: 2013-11-11.

†通信作者. E-mail: fyming@ysu.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61074099); 河北省高等学校创新团队领军人才培育计划资助项目(LJRC013); 秦皇岛市科学技术研究与发展计划资助项目(2012021A006).

利用神经网络对超出饱和的受限部分 $\delta(t)$ 进行补偿,但 $\delta(t)$ 含有待设计控制信号 u ,故该控制方案在实际设计时是不可实现的.文献[9]针对一类具有输入饱和和外部扰动的不确定非线性系统,基于backstepping方法,在控制器设计过程中对饱和特性进行补偿,但是该方法在控制器的设计中需要对虚拟控制量重复微分,特别是对于高阶系统来说,会增加算法的复杂性.

动态面控制方法通过对传统逆向递推技术中的虚拟控制量进行一阶滤波,极大地简化了控制器的设计[10-12],并成功解决一些实际问题[13-14].因而利用动态面方法研究具有输入饱和的非对称缸电液伺服系统具有重要的理论和实际应用价值.综上所述,本文针对具有参数不确定、非线性和饱和特性的非对称缸位置伺服系统,提出了一种自适应动态面控制器的设计方法.该方法充分考虑饱和的结构特性,无需约束条件,放宽了系统设计的使用范围.理论分析表明,所设计的控制器能够保证闭环系统所有信号一致最终有界.最后以某电液伺服位置系统为例进行仿真研究,仿真结果表明,本文所设计的控制器能有效削弱输入饱和对系统性能的影响,并具有良好的跟踪性能.

2 问题描述(Problem statement)

电液伺服位置系统,通过电液伺服阀实现液压缸活塞位移的伺服控制,阀控非对称液压缸的基本原理如图1所示.

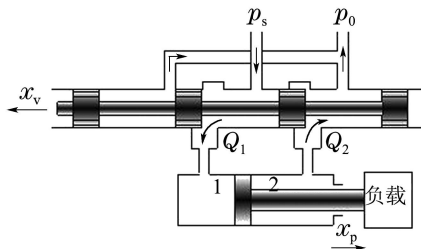


图1 阀控非对称液压缸的基本原理图

Fig. 1 Schematic diagram of the valve controlled asymmetrical hydraulic cylinder

系统的力平衡方程为[15]

$$A_1 p_1 - A_2 p_2 = M_t \ddot{x}_p + B_p \dot{x}_p + k x_p + F_L, \quad (1)$$

式中: x_p 为缸位移; p_1 和 p_2 分别为油缸无杆腔和有杆腔的压力; A_1 和 A_2 分别为无杆腔和有杆腔活塞的有效作用面积; M_t 为活塞和负载的总重量; B_p 为活塞的粘性阻尼系数; k 为弹性刚度系数; F_L 为作用在活塞上的外负载力.

忽略外泄漏的影响,系统的流量方程为[2]

$$\begin{cases} A_1 \dot{x}_p + C_t(p_1 - p_2) + \frac{V_{10} + A_1 x_p}{\beta_e} \dot{p}_1 = Q_1, \\ A_2 \dot{x}_p + C_t(p_1 - p_2) = \frac{V_{20} - A_2 x_p}{\beta_e} \dot{p}_2 + Q_2, \end{cases} \quad (2)$$

式中: C_t 为液压缸内泄漏系数; β_e 为体积弹性模量;

V_{10} 和 V_{20} 分别为液压缸两腔的初始容积; Q_1 和 Q_2 分别为流入无杆腔与流出有杆腔的流量,可表示为[15]

$$\begin{cases} Q_1 = k_q x_v \psi_1(p_1) = k_q x_v \begin{cases} \sqrt{p_s - p_1}, & x_v \geq 0, \\ \sqrt{p_1 - p_0}, & x_v < 0, \end{cases} \\ Q_2 = k_q x_v \psi_2(p_2) = k_q x_v \begin{cases} \sqrt{p_2 - p_0}, & x_v \geq 0, \\ \sqrt{p_s - p_2}, & x_v < 0, \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

式中: x_v 为阀芯位移; $k_q = C_d \omega \sqrt{2\rho}$, C_d 为阀口流量系数; ω 为伺服阀面积梯度; ρ 为液压油密度; p_s 为供油压力; p_0 为回油压力.

忽略伺服阀的阀芯动态特性,将伺服阀阀芯位移与输入信号的关系简化为比例关系[2],即可表示为 $x_v = k_v u$,其中 $k_v > 0$ 为增益系数.

为使各系数的数量级相近,引入合适的比例系数 s_c ,相应地,压力各量可表示为 $\bar{p}_1 = p_1/s_c$, $\bar{p}_2 = p_2/s_c$, $\bar{p}_0 = p_0/s_c$, $\bar{p}_s = p_s/s_c$.定义状态变量 $[x_1, x_2, x_3, x_4]^T = [x_p, \dot{x}_p, \bar{p}_1, \bar{p}_2]^T$.则由式(1)-(3),整理可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{\theta_1} [x_3 - \bar{A}_c x_4 - \bar{b} x_2 - \bar{k} x_1] - \theta_2, \\ \dot{x}_3 = h_1(x_1) \left[\frac{1}{\theta_3} (-\bar{A}_1 x_2 + g_3 u - T(x_3 - x_4)) \right], \\ \dot{x}_4 = h_2(x_1) \left[\frac{1}{\theta_3} (\bar{A}_2 x_2 - g_4 u + T(x_3 - x_4)) \right], \end{cases} \quad (4)$$

式中:

$$\bar{A}_c = \frac{A_2}{A_1}, \quad \bar{b} = \frac{B_p}{s_c A_1}, \quad \bar{k} = \frac{k}{s_c A_1}, \quad T = \frac{C_t \sqrt{s_c}}{k_q k_v},$$

$$h_1(x_1) = \frac{1}{1 + \bar{A}_{h1} x_1}, \quad \bar{A}_{h1} = \frac{A_1}{k_q k_v \sqrt{s_c}},$$

$$h_2(x_1) = \frac{1}{V_{hc} - \bar{A}_{h2} x_1}, \quad \bar{A}_{h1} = \frac{A_1}{V_{10}}, \quad \bar{A}_{h2} = \frac{A_2}{V_{10}},$$

$$g_3 = \psi_1(\bar{p}_1) = \begin{cases} \sqrt{|\bar{p}_s - x_3|}, & u \geq 0, \\ \sqrt{|x_3 - \bar{p}_0|}, & u < 0, \end{cases} \quad V_{hc} = \frac{V_{20}}{V_{10}},$$

$$g_4 = \psi_2(\bar{p}_2) = \begin{cases} \sqrt{|x_4 - \bar{p}_0|}, & u \geq 0, \\ \sqrt{|\bar{p}_s - x_4|}, & u < 0, \end{cases} \quad \theta_3 = \frac{\sqrt{s_c} V_{10}}{\beta_e k_q k_v},$$

$$\bar{A}_2 = \frac{A_2}{k_q k_v \sqrt{s_c}}, \quad \theta_1 = \frac{M_t}{s_c A_1}, \quad \theta_2 = \frac{F_L}{M_t}.$$

参数 β_e , B_p , k , C_t , C_d 和 ρ 在不同工作环境、不同系统温度等情况下是不确定的.另外,总重量 M_t 不能精确已知,而且外负载力 F_L 也是时变的.在以下的分析中,仅考虑主要参数 M_t , β_e 和 F_L 存在不确定性.因此,参数 θ_i ($i = 1, 2, 3$),是不确定的,但在实际系统中,它们都是有界的,其上下界分别为 $\theta_{i\min}$ 和 $\theta_{i\max}$, $i = 1, 2, 3$.将 θ_1 , θ_3 写成倒数的形式是为了避免在设计控制

器时出现自适应律与控制律间的嵌套问题.

考虑实际系统中存在输入饱和的问题, 即有

$$u = \text{sat}(v) = \begin{cases} \text{sgn } v u_M, & |v| \geq u_M, \\ v, & |v| < u_M, \end{cases} \quad (5)$$

式中 u_M 是 u 的饱和限幅值.

饱和函数(5)可由如下双曲正切函数近似表示

$$g(v) = u_M \times \tanh\left(\frac{v}{u_M}\right) = u_M \frac{e^{v/u_M} - e^{-v/u_M}}{e^{v/u_M} + e^{-v/u_M}}. \quad (6)$$

饱和函数和近似函数曲线如图2所示.

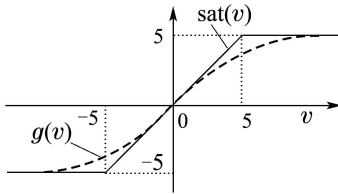


图2 饱和函数和近似函数曲线

Fig. 2 The curves of saturation and approximated functions

令 $d_1(v)$ 为近似误差, 即 $d_1(v) = \text{sat}(v) - g(v)$, 由图2可知 $d_1(v)$ 为有界函数, 其界可表示为

$$|d_1(v)| = |\text{sat}(v) - g(v)| \leq u_M(1 - \tanh 1) = D. \quad (7)$$

容易验证, 当 $|v| \leq u_M$ 时, 随着 $|v|$ 从0增加到 u_M , $d_1(v)$ 从0增加到 D ; 当 $|v| > u_M$ 时, $d_1(v)$ 从 D 减小到0. 根据以上分析, 同时为了简化系统方程, 定义新的状态变量 $\bar{x}_3 = x_3 - \bar{A}_c x_4$, 则系统(4)可重写为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{\theta_1}(\bar{x}_3 - \bar{b}x_2 - \bar{k}x_1) - \theta_2, \\ \dot{\bar{x}}_3 = \frac{1}{\theta_3}[-(\bar{A}_1 h_1 + \bar{A}_c \bar{A}_2 h_2)x_2 - (h_1 + \bar{A}_c h_2)T(x_3 - x_4) + g_n(g(v) + d_1(v))], \end{cases} \quad (8)$$

式中: $g_n = h_1 g_3 + \bar{A}_c h_2 g_4$, $g_n > 0$.

针对形如式(8)的带未知参数的严格反馈非线性系统, 通常采用backstepping方法设计控制器. 为避免backstepping带来的“项爆炸”现象, 本文采用动态面控制方法设计控制器. 然而, 由于在式(8)中, 非线性函数 $g(v)$ 使得控制信号 v 很难直接设计, 为此, 首先引入辅助控制信号 w 以及如下辅助方程:

$$\dot{v} = -cv + w, \quad (9)$$

其中 $c > 0$ 为待设计参数.

本文的主要目标是: 针对具有饱和和非线性和参数不确定性的电液伺服位置系统, 设计控制器使系统输出 $y = x_1$ 能够快速有效地跟踪参考轨迹 x_d , 并假定 \dot{x}_d , \ddot{x}_d 和 \dddot{x}_d 存在且有界.

在下节的控制器设计中将用到Nussbaum类型函数, 下面给出Nussbaum类型函数的定义及应用性质.

任意一个连续函数 $N(s) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ 可以称作是Nussbaum类型函数, 如果具有如下性质^[16]:

$$\begin{cases} \limsup_{k \rightarrow \pm\infty} \frac{1}{k} \int_0^k N(\varepsilon) d\varepsilon = \infty, \\ \liminf_{k \rightarrow \pm\infty} \frac{1}{k} \int_0^k N(\varepsilon) d\varepsilon = -\infty. \end{cases} \quad (10)$$

本文中取 $N(\varepsilon) = \varepsilon^2 \cos\left(\frac{\pi}{2}\varepsilon\right)$.

引理 1^[16] $V(\cdot)$ 和 $\varepsilon(\cdot)$ 是定义在区间 $[0, t_f)$ 上的光滑函数, 并且对于 $\forall t \in [0, t_f)$, 都有 $V(\cdot) \geq 0$. $N(\zeta)$ 是光滑的Nussbaum类型函数且为偶函数, 如果对任意的 $t \in [0, t_f)$, 有如下不等式成立:

$$0 \leq V(t) \leq c_0 + e^{-c_1 t} \int_0^t (\xi N(\varepsilon) + 1) \dot{\varepsilon} e^{c_1 \tau} d\tau, \quad (11)$$

其中: $c_0 > 0$, $c_1 > 0$ 是常数, ξ 是时变参数. 那么 $V(\cdot)$, $\varepsilon(\cdot)$ 和 $\int_0^t \xi N(\varepsilon) \dot{\varepsilon} e^{c_1 \tau} d\tau$ 在区间 $[0, t_f)$ 上有界.

3 自适应动态面控制器的设计(Design of adaptive dynamic surface controller)

针对电液伺服位置系统(8)和(9), 采用动态面方法设计控制器. 控制器的设计包括4步, 前3步中分别设计虚拟控制量 x_i^* , $i = 2, 3, 4$; 最后一步设计辅助控制律 w 和不确定参数的自适应律.

第1步 定义第1个误差面 $e_1 = x_1 - x_d$, 并对 e_1 求导可得

$$\dot{e}_1 = x_2 - \dot{x}_d. \quad (12)$$

设计虚拟控制量

$$x_2^* = -k_1 e_1 + \dot{x}_d, \quad (13)$$

式中 $k_1 > 0$ 为控制器参数.

将 x_2^* 输入到如下时间常数为 τ_2 的低通滤波器, 得到新的状态变量 x_{2d} :

$$\tau_2 \dot{x}_{2d} + x_{2d} = x_2^*, \quad x_{2d}(0) = x_2^*(0). \quad (14)$$

第2步 定义第2个误差面 $e_2 = x_2 - x_{2d}$, 并对 e_2 求导可得

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{\theta_1}(\bar{x}_3 - \bar{b}x_2 - \bar{k}x_1) - \theta_2 - \dot{x}_{2d}. \quad (15)$$

设计虚拟控制量

$$x_3^* = \bar{b}x_2 + \bar{k}x_1 - k_2 e_2 + \hat{\theta}_1 \dot{x}_{2d} + \hat{\beta}, \quad (16)$$

式中: $\hat{\beta}$, $\hat{\theta}_1$ 分别为 β , θ_1 的估计值, 定义 $\beta = \theta_1 \theta_2$, 并且由 θ_1 , θ_2 有界可知, θ_2 是有界的, 即 $\beta_{\min} \leq \beta \leq \beta_{\max}$, $k_2 > 0$ 为控制器参数.

将 x_3^* 输入到如下时间常数为 τ_3 的低通滤波器, 得到新的状态变量 x_{3d} :

$$\tau_3 \dot{x}_{3d} + x_{3d} = x_3^*, \quad x_{3d}(0) = x_3^*(0). \quad (17)$$

第3步 定义第3个误差面 $e_3 = \bar{x}_3 - x_{3d}$, 并对 e_3 求导可得

$$\dot{e}_3 = \frac{1}{\theta_3} [-(\bar{A}_1 h_1 + \bar{A}_c \bar{A}_2 h_2) x_2 + g_n(g(v) + d_1(v)) - (h_1 + \bar{A}_c h_2) T(x_3 - x_4)] - \dot{x}_{3d}. \quad (18)$$

设计虚拟控制量

$$x_4^* = \frac{1}{g_n} [(\bar{A}_1 h_1 + \bar{A}_c \bar{A}_2 h_2) x_2 + \hat{\theta}_3 \dot{x}_{3d} - 2g_n^2 e_3 + (h_1 + \bar{A}_c h_2) T(x_3 - x_4) - k_3 e_3] - \text{sgn } e_3 \hat{D}, \quad (19)$$

式中: \hat{D} , $\hat{\theta}_3$ 为 D , θ_3 的估计值, $k_3 > 0$ 为控制器参数.

将 x_4^* 输入到如下时间常数为 τ_4 的低通滤波器, 得到新的状态变量 x_{4d} :

$$\tau_4 \dot{x}_{4d} + x_{4d} = x_4^*, x_{4d}(0) = x_4^*(0). \quad (20)$$

第4步 定义第4个误差面 $e_4 = g(v) - x_{4d}$, 并对 e_4 求导可得

$$\dot{e}_4 = \frac{\partial g(v)}{\partial v} \dot{v} - \dot{x}_{4d} = \xi(-cv + w) - \dot{x}_{4d}, \quad (21)$$

$$\text{式中 } \xi = \frac{\partial g(v)}{\partial v} = \frac{4}{(e^{v/u_M} + e^{-v/u_M})^2} > 0.$$

由于 ξ 是变化的, 这就增加了设计和分析的难度. 为了处理这个问题, 本文设计一个辅助控制律 w , 并引入一个Nussbaum类型函数 $N(\varepsilon)$.

辅助控制律 w 设计如下:

$$w = N(\varepsilon) \bar{w}, \bar{w} = k_4 e_4 - cv\xi - \dot{x}_{4d}, \quad (22)$$

式中 $k_4 > 0$ 为控制器参数.

Nussbaum类型函数 $N(\varepsilon)$ 设计如下:

$$N(\varepsilon) = \varepsilon^2 \cos\left(\frac{\pi}{2}\varepsilon\right), \dot{\varepsilon} = \gamma_\varepsilon \bar{w} e_4, \quad (23)$$

式中 $\gamma_\varepsilon > 0$ 是待设计参数.

设计不确定参数的自适应律为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_1 = \text{proj}_{\hat{\theta}_1} \left(-\frac{1}{\lambda_1} (e_2 \dot{x}_{2d} + l_{\theta_1} \hat{\theta}_1)\right), \\ \dot{\hat{\beta}} = \text{proj}_{\hat{\beta}} \left(-\frac{1}{\lambda_2} (e_2 + l_{\beta} \hat{\beta})\right), \\ \dot{\hat{\theta}}_3 = \text{proj}_{\hat{\theta}_3} \left(-\frac{1}{\lambda_3} (e_3 \dot{x}_{3d} + l_{\theta_3} \hat{\theta}_3)\right), \\ \dot{\hat{D}} = \frac{1}{\lambda_4} (|e_3| g_n - l_D \hat{D}), \end{cases} \quad (24)$$

式中: $\lambda_i > 0$, $i = 1, 2, 3, 4$, $l_{\theta_1} > 0$, $l_{\beta} > 0$, $l_{\theta_3} > 0$, $l_D > 0$, 为自适应系数, 定义 $\text{proj}_{\hat{\theta}}(\cdot)$ 为如下投影算子:

$$\text{proj}_{\hat{\theta}}(\chi) = \begin{cases} (1 + \delta(\hat{\theta} - \theta_{\min}))\chi, & \hat{\theta} \leq \theta_{\min}, \chi < 0, \\ (1 + \delta(\theta_{\max} - \hat{\theta}))\chi, & \hat{\theta} \geq \theta_{\max}, \chi > 0, \\ \chi, & \text{其他,} \end{cases} \quad (25)$$

式中: $\delta > 0$, $0 < \theta_{\min} < \theta < \theta_{\max}$.

4 闭环系统稳定性分析(Stability analysis of closed-loop system)

动态面控制设计过程简单并且具有一定规律性, 文献[11]给出了一般动态面控制的稳定性证明过程. 在此基础上, 给出本文控制系统的稳定性证明过程. 首先对新坐标下的闭环系统进行描述, 然后, 基于Lyapunov方法分析闭环系统的稳定性.

定义边界层误差:

$$y_i = x_{id} - x_i^*, i = 2, 3, 4. \quad (26)$$

定义自适应参数的估计误差:

$$\begin{cases} \tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1, \tilde{\beta} = \beta - \hat{\beta}, \\ \tilde{\theta}_3 = \theta_3 - \hat{\theta}_3, \tilde{D} = D - \hat{D}. \end{cases} \quad (27)$$

利用上一节设计的虚拟控制量和辅助控制律, 可得误差面的导数为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 + y_2, \\ \dot{e}_2 = \frac{1}{\theta_1} (-k_2 e_2 + e_3 + y_3 - \tilde{\beta} - \tilde{\theta}_1 \dot{x}_{2d}), \\ \dot{e}_3 = \frac{1}{\theta_3} [(e_4 + y_4) g_n + g_n d_1(v) - \text{sgn } e_3 g_n \hat{D} - k_3 e_3 - 2g_n^2 e_3 - \tilde{\theta}_3 \dot{x}_{3d}], \\ \dot{e}_4 = -k_4 e_4 + \frac{1}{\gamma_\varepsilon e_4} (\xi N(\varepsilon) + 1) \dot{\varepsilon}. \end{cases} \quad (28)$$

对边界层误差求导得到

$$\begin{cases} \dot{y}_2 = -\frac{y_2}{\tau_2} + k_1 \dot{e}_1 - \ddot{x}_d, \\ \dot{y}_3 = -\frac{y_3}{\tau_3} - \bar{b} \dot{x}_2 - \bar{k} \dot{x}_1 + k_2 \dot{e}_2 - \hat{\theta}_1 \ddot{x}_{2d} - \dot{\hat{\theta}}_1 \dot{x}_{2d} - \dot{\hat{\beta}}, \\ \dot{y}_4 = -\frac{y_4}{\tau_4} - \frac{1}{g_n} [(\bar{A}_1 \dot{h}_1 + \bar{A}_c \bar{A}_2 \dot{h}_2) x_2 - k_3 \dot{e}_3 + (\bar{A}_1 h_1 + \bar{A}_c \bar{A}_2 h_2) \dot{x}_2 - 2g_n^2 \dot{e}_3 - 4g_n \dot{g}_n e_3 + (\dot{h}_1 + \bar{A}_c \dot{h}_2) T(x_3 - x_4) + \dot{\hat{\theta}}_3 \dot{x}_{3d} + \dot{\hat{\theta}}_3 \ddot{x}_{3d} + (h_1 + \bar{A}_c h_2) T(\dot{x}_3 - \dot{x}_4)] + \frac{\dot{g}_n}{g_n^2} [(\bar{A}_1 h_1 + \bar{A}_c \bar{A}_2 h_2) x_2 + \hat{\theta}_3 \dot{x}_{3d} - k_3 e_3 + (h_1 + \bar{A}_c h_2) T(x_3 - x_4)] + \text{sgn } e_3 \dot{\hat{D}}. \end{cases} \quad (29)$$

由 $\theta_i (i = 1, 2, 3)$ 有界可知, $\hat{\theta}_1, \hat{\beta}, \hat{\theta}_3, \hat{D}$ 有界, 因而 $\tilde{\theta}_1, \tilde{\beta}, \tilde{\theta}_3, \tilde{D}$ 是有界的. 由式(24)(28)–(29)可知, 存在非负连续函数 $B_i (i = 2, 3, 4)$, 使得

$$|\dot{y}_2 + \frac{y_2}{\tau_2}| \leq B_2(e_1, e_2, y_2, k_1, x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d), \quad (30)$$

$$|\dot{y}_3 + \frac{y_3}{\tau_3}| \leq B_3(e_1, e_2, e_3, y_2, y_3, k_1, k_2, \tau_2, x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d), \quad (31)$$

$$|\dot{y}_4 + \frac{y_4}{\tau_4}| \leq B_4(e_1, e_2, e_3, e_4, y_2, y_3, y_4, k_1, k_2, k_3, \tau_2, \tau_3, x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d). \quad (32)$$

由不等式(30)–(32)容易得到下述不等式:

$$y_i \dot{y}_i \leq -\frac{y_i^2}{\tau_i} + B_i |y_i|, \quad i = 2, 3, 4. \quad (33)$$

考虑如下紧集:

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= \{[x_d, \dot{x}_d, \ddot{x}_d] : x_d^2 + \dot{x}_d^2 + \ddot{x}_d^2 \leq r\}, \\ \Pi_2 &= \{e_1^2 + \theta_1 e_2^2 + \theta_3 e_3^2 + e_4^2 + \sum_{i=2}^4 y_i^2 + \lambda_1 \tilde{\theta}_1^2 + \\ &\quad \lambda_2 \tilde{\beta}^2 + \lambda_3 \tilde{\theta}_3^2 + \lambda_4 \tilde{D}^2 \leq 2p\}, \end{aligned}$$

并且注意到 $\Pi_1 \times \Pi_2$ 仍然是一个紧集, 因此连续函数 $B_i \in \Pi_1 \times \Pi_2$, 存在最大值 $M_i (i = 2, 3, 4)$.

闭环系统的稳定性定理可描述如下:

定理 1 针对具有输入饱和的电液伺服位置系统(4), 利用辅助方程(9), 设计控制律(22)–(23)和自适应律(24), 并选择适当的控制参数 $k_i (i = 1, 2, 3, 4)$, $\tau_i (i = 2, 3, 4)$, $\lambda_i (i = 1, 2, 3, 4)$, $l_{\theta_1}, l_{\beta}, l_{\theta_3}, l_D$ 能够保证闭环系统所有信号一致最终有界, 并且跟踪误差信号 $e_1 = x_1 - x_d$ 将最终趋于紧集 Ω , 其中

$$\Omega = \{\|x_1 - x_d\|_{[0, T]} \|x_1 - x_d\|_{[0, T]} \leq C_1\}, \quad (34)$$

式中: $\|x(t)\|_{[t_1, t_2]} = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (x(t))^2 dt}$, $t_1 < t_2$, $C_1 > 0$.

证 考虑Lyapunov函数

$$V = V_1 + V_2 + V_3, \quad (35)$$

式中:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{\theta_1}{2} e_2^2 + \frac{\theta_3}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2, \quad V_2 = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^4 y_i^2, \\ V_3 &= \frac{1}{2} \lambda_1 \tilde{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} \lambda_2 \tilde{\beta}^2 + \frac{1}{2} \lambda_3 \tilde{\theta}_3^2 + \frac{1}{2} \lambda_4 \tilde{D}^2. \end{aligned}$$

首先对 V_1 求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + \theta_1 e_2 \dot{e}_2 + \theta_3 e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 = \\ &= e_1 (-k_1 e_1 + e_2 + y_2) + e_2 (-k_2 e_2 + e_3 + y_3 - \\ &\quad \tilde{\beta} - \tilde{\theta}_1 \dot{x}_{2d}) + e_3 ((e_4 + y_4) g_n + g_n d_1(v) - \\ &\quad \text{sgn } e_3 g_n \tilde{D} - k_3 e_3 - 2g_n^2 e_3 - \tilde{\theta}_3 \dot{x}_{3d}) + \\ &= e_4 (-k_4 e_4 + \frac{1}{\gamma_\varepsilon} (\xi N(\varepsilon) + 1) \dot{\varepsilon}). \end{aligned}$$

由于 $|d_1(v)| \leq D$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq e_1 (-k_1 e_1 + e_2 + y_2) + e_2 (-k_2 e_2 + e_3 + \\ &\quad y_3 - \tilde{\beta} - \tilde{\theta}_1 \dot{x}_{2d}) + e_3 ((e_4 + y_4) g_n - k_3 e_3 - \\ &\quad 2g_n^2 e_3 - \tilde{\theta}_3 \dot{x}_{3d}) + |e_3| g_n \tilde{D} + \\ &= e_4 (-k_4 e_4 + \frac{1}{\gamma_\varepsilon} (\xi N(\varepsilon) + 1) \dot{\varepsilon}). \quad (36) \end{aligned}$$

对 V_2 求导得

$$\dot{V}_2 = \sum_{i=2}^4 (y_i \dot{y}_i) \leq \sum_{i=2}^4 (-\frac{y_i^2}{\tau_i} + B_i |y_i|). \quad (37)$$

对 V_3 求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \lambda_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\tilde{\theta}}_1 + \lambda_2 \tilde{\beta} \dot{\tilde{\beta}} + \lambda_3 \tilde{\theta}_3 \dot{\tilde{\theta}}_3 + \lambda_4 \tilde{D} \dot{\tilde{D}} = \\ &= -\lambda_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\tilde{\theta}}_1 - \lambda_2 \tilde{\tau} \dot{\tilde{\tau}} - \lambda_3 \tilde{\theta}_3 \dot{\tilde{\theta}}_3 - \lambda_4 \tilde{D} \dot{\tilde{D}}. \quad (38) \end{aligned}$$

综合式(36)–(38), 然后利用不等式 $2xy \leq x^2 + y^2$, $f(x)e_i e_j \leq e_i^2/4 + f^2(x)e_j^2$, 得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \frac{1}{\gamma_\varepsilon} (\xi N(\varepsilon) + 1) \dot{\varepsilon} - k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - \\ &= k_4 e_4^2 - 2g_n^2 e_3^2 + \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) + \frac{1}{2} (e_1^2 + y_2^2) + \\ &= \frac{1}{2} (e_2^2 + e_3^2) + \frac{1}{2} (e_2^2 + y_3^2) + \frac{1}{4} e_4^2 + g_n^2 e_3^2 + \\ &= \frac{1}{4} y_4^2 + g_n^2 e_3^2 + \sum_{i=2}^4 (-\frac{y_i^2}{\tau_i} + B_i |y_i|) - \\ &= \tilde{\theta}_1 e_2 \dot{x}_{2d} - e_2 \tilde{\beta} - \tilde{\theta}_3 e_3 \dot{x}_{3d} + |e_3| g_n \tilde{D} - \\ &= \lambda_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\tilde{\theta}}_1 - \lambda_2 \tilde{\tau} \dot{\tilde{\tau}} - \lambda_3 \tilde{\theta}_3 \dot{\tilde{\theta}}_3 - \lambda_4 \tilde{D} \dot{\tilde{D}}. \end{aligned}$$

根据投影算子的定义, 若对未知参数 θ 的估计为 $\hat{\theta} = \text{proj}_{\hat{\theta}}(\chi/\lambda)$, $0 < \theta_{\min} < \theta < \theta_{\max}$, 故容易验证: $\tilde{\theta}(\chi - \lambda \text{proj}_{\hat{\theta}}(\chi/\lambda)) \leq 0$. 若令 $\chi_1 = -e_2 \dot{x}_{2d} - l_{\theta_1} \tilde{\theta}_1$, $\chi_2 = -e_2 - l_{\beta} \tilde{\beta}$, $\chi_3 = -e_3 \dot{x}_{3d} - l_{\theta_3} \tilde{\theta}_3$, 利用不等式

$$B_i |y_i| \leq \frac{y_i^2 B_i^2}{2\varsigma} + \frac{\varsigma}{2}, \quad l_{\theta} \tilde{\theta} \hat{\theta} \leq -\frac{1}{2} l_{\theta} \tilde{\theta}^2 + \frac{1}{2} l_{\theta} \theta^2$$

和自适应律(24), 整理可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \frac{1}{\gamma_\varepsilon} (\xi N(\varepsilon) + 1) \dot{\varepsilon} - (k_1 - 1) e_1^2 - (k_2 - \frac{3}{2}) e_2^2 - \\ &= (\frac{1}{\tau_2} - \frac{1}{2} - \frac{B_2^2}{2\varsigma}) y_2^2 - (k_3 - \frac{1}{2}) e_3^2 - \\ &= (\frac{1}{\tau_3} - \frac{1}{2} - \frac{B_3^2}{2\varsigma}) y_3^2 - (k_4 - \frac{1}{4}) e_4^2 - \\ &= (\frac{1}{\tau_4} - \frac{1}{4} - \frac{B_4^2}{2\varsigma}) y_4^2 + \frac{3}{2} \varsigma + l_D \tilde{D} \dot{\tilde{D}} + \\ &= \tilde{\theta}_1 (\chi_1 - \lambda_1 \text{proj}_{\hat{\theta}_1}(\frac{\chi_1}{\lambda_1})) + l_{\theta_1} \tilde{\theta}_1 \dot{\tilde{\theta}}_1 + \\ &= \tilde{\beta} (\chi_2 - \lambda_2 \text{proj}_{\hat{\beta}}(\frac{\chi_2}{\lambda_2})) + l_{\beta} \tilde{\beta} \dot{\tilde{\beta}} + \\ &= \tilde{\theta}_3 (\chi_3 - \lambda_3 \text{proj}_{\hat{\theta}_3}(\frac{\chi_3}{\lambda_3})) + l_{\theta_3} \tilde{\theta}_3 \dot{\tilde{\theta}}_3 \leq \\ &= \frac{1}{\gamma_\varepsilon} (\xi N(\varepsilon) + 1) \dot{\varepsilon} - (k_1 - 1) e_1^2 - (k_2 - \frac{3}{2}) e_2^2 - \\ &= (\frac{1}{\tau_2} - \frac{1}{2} - \frac{B_2^2}{2\varsigma}) y_2^2 - (k_3 - \frac{1}{2}) e_3^2 + \frac{1}{2} l_{\theta_1} \tilde{\theta}_1^2 - \\ &= (\frac{1}{\tau_3} - \frac{1}{2} - \frac{B_3^2}{2\varsigma}) y_3^2 - (k_4 - \frac{1}{4}) e_4^2 - \frac{1}{2} l_{\beta} \tilde{\beta}^2 - \\ &= (\frac{1}{\tau_4} - \frac{1}{4} - \frac{B_4^2}{2\varsigma}) y_4^2 + \frac{3}{2} \varsigma - \frac{1}{2} l_{\theta_1} \tilde{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} l_{\beta} \tilde{\beta}^2 - \\ &= \frac{1}{2} l_{\theta_3} \tilde{\theta}_3^2 + \frac{1}{2} l_{\theta_3} \theta_3^2 - \frac{1}{2} l_D \tilde{D} + \frac{1}{2} l_D D^2. \quad (39) \end{aligned}$$

若选取控制参数满足如下关系:

$$k_1 \geq \lambda + 1, \quad k_2 \geq \lambda + \frac{3}{2}, \quad k_3 \geq \lambda + \frac{1}{2},$$

$$k_4 \geq \lambda + \frac{1}{4}, \frac{1}{\tau_2} \geq \lambda + \frac{1}{2} + \frac{M_2^2}{2\zeta},$$

$$\frac{1}{\tau_3} \geq \lambda + \frac{1}{2} + \frac{M_3^2}{2\zeta}, \frac{1}{\tau_4} \geq \lambda + \frac{1}{4} + \frac{M_4^2}{2\zeta},$$

式中 λ 为待设计的正数. 则有

$$\dot{V} \leq \frac{1}{\gamma_\varepsilon}(\xi N(\varepsilon) + 1)\dot{\varepsilon} - \lambda\left(\sum_{i=1}^4 e_i^2 + \sum_{i=2}^4 y_i^2\right) -$$

$$\frac{1}{2}l_{\theta_1}\tilde{\theta}_1^2 - \frac{1}{2}l_\beta\tilde{\beta}^2 - \frac{1}{2}l_{\theta_3}\tilde{\theta}_3^2 - \frac{1}{2}l_D\tilde{D}^2 + M, \quad (40)$$

$$M = \frac{1}{2}l_{\theta_1}\theta_1^2 + \frac{1}{2}l_\beta\beta^2 + \frac{1}{2}l_{\theta_3}\theta_3^2 + \frac{1}{2}l_D D^2 + \frac{3}{2}\zeta.$$

因此, 若令

$$\bar{V} = e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + y_2^2 + y_3^2 + y_4^2 +$$

$$\tilde{\theta}_1^2 + \tilde{\beta}^2 + \tilde{\theta}_3^2 + \tilde{D}^2, \quad (41)$$

$$f_- = \min\left\{\lambda, \frac{1}{2}l_{\theta_1}, \frac{1}{2}l_\beta, \frac{1}{2}l_{\theta_3}, \frac{1}{2}l_D\right\}, \quad (42)$$

$$f_+ = \max\left\{\frac{1}{2}, \frac{\theta_1}{2}, \frac{\theta_3}{2}, \frac{1}{2}\lambda_1, \frac{1}{2}\lambda_2, \frac{1}{2}\lambda_3, \frac{1}{2}\lambda_4\right\}. \quad (43)$$

结合式(35), 可得到如下不等式:

$$f_- \bar{V} \leq V \leq f_+ \bar{V}. \quad (44)$$

同时由式(40)可得

$$\dot{V} \leq -f^* V + M + \frac{1}{\gamma_\varepsilon}(\xi N(\varepsilon) + 1)\dot{\varepsilon}, \quad (45)$$

式中 $f^* = f_-/f_+$. 对式(45)两边积分可得

$$V \leq V(0)e^{-f^*t} + (1 - e^{-f^*t})\frac{M}{f^*} +$$

$$\frac{e^{-f^*t}}{\gamma_\varepsilon} \int_0^t (\xi N(\varepsilon) + 1)\dot{\varepsilon}e^{f^*\tau} d\tau. \quad (46)$$

由引理1可知 $\varepsilon, \int_0^t \xi N(\varepsilon)\dot{\varepsilon}e^{c_1\tau} d\tau, V(t)$ 是有界的. 由 $V(t)$ 有界, 可知 $e_1, e_2, e_3, e_4, y_2, y_3, y_4, \hat{\theta}_1, \hat{\beta}, \hat{\theta}_3, \hat{D}$ 都是有界的. 从而, $x_1, x_2, x_3, x_4, x_i^*, x_{id}, i = 2, 3, 4,$ 也都是有界的. 由于

$$\left|\frac{\partial g(v)}{\partial v}v\right| = \left|\frac{4v}{(e^{v/u_M} + e^{-v/u_M})^2}\right| \leq \frac{u_M}{2}. \quad (47)$$

利用式(22)和式(47), 且由 e_4, y_4 有界可知, \bar{w} 是有界的. 同时, 利用式(23), 且由 ε 有界得知 w 是有界的. 因而由式(9)可知, v 也是有界的.

下面推导跟踪误差的界. 首先, 构造下面的定义:

$$\|e\|_{[0,T]} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (e(t))^2 dt}, \quad (48)$$

其中 $e(t) = (e_1, e_2, e_3, e_4)^T$.

对式(40)两边积分, 有

$$\|e\|_{[0,T]} \leq \frac{1}{\lambda} \left(\frac{|V(0) - V(T)|}{T} + M + \right.$$

$$\left. \frac{1}{\gamma_\varepsilon T} \int_0^T (\xi N(\varepsilon)\dot{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}) dt \right). \quad (49)$$

另一方面, 将式(45)两端同时乘以 e^{f^*T} , 有

$$\frac{d}{dt}(Ve^{f^*T}) \leq Me^{f^*T} + \frac{e^{f^*T}}{\gamma_\varepsilon}(\xi N(\varepsilon) + 1)\dot{\varepsilon}. \quad (50)$$

再对式(50)在区间 $[0, T]$ 上积分, 并利用不等式 $(1 - e^{-f^*T})/T \leq f^*$, 对于 $\forall T \geq 0$, 有

$$\frac{|V(0) - V(T)|}{T} \leq$$

$$M + f^*V(0) + \frac{1}{T} \int_0^T e^{-f^*(T-t)} \left(\frac{\xi N(\varepsilon)\dot{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}}{\gamma_\varepsilon} \right) dt. \quad (51)$$

由于 $\|x_1 - x_d\|_{[0,T]} \leq \|e\|_{[0,T]}$, 利用式(49)(51), 不等式 $f^*/\lambda \leq 2$ 和 $e^{-f^*(T-t)} \leq 1$, 跟踪误差 $\|x_1 - x_d\|_{[0,T]}$ 的界就可以定量的表示出来.

跟踪误差 $\|x_1 - x_d\|_{[0,T]}$ 满足

$$\|x_1 - x_d\|_{[0,T]} \leq$$

$$\frac{1}{2}V(0) + \frac{2M}{\lambda} +$$

$$\frac{2}{T\lambda} \int_0^T e^{-f^*(T-t)} \left(\frac{\xi N(\varepsilon)\dot{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}}{\gamma_\varepsilon} \right) dt \leq$$

$$\frac{1}{2}V(0) + \frac{2M}{\lambda} + \frac{2}{T\lambda\gamma_\varepsilon}C_0 \leq C_1, \quad (52)$$

其中:

$$C_0 = \sup\left(\int_0^T e^{-f^*(T-t)} \times (\xi N(\varepsilon)\dot{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}) dt\right),$$

$$C_1 = \frac{1}{2}V(0) + \frac{2M}{\lambda} + \frac{2}{T\lambda\gamma_\varepsilon}C_0.$$

由式(52)可以看出, 通过选择适当的控制参数可使 C_1 尽可能小. 综上所述, 定理1得证.

本文只考虑了系统(4)中几个主要参数含有不确定性的情形, 显然, 考虑其他参数也含有不确定性时, 只需对其他参数做类似处理便可设计出稳定的控制器.

5 仿真研究(Simulation)

给出电液伺服位置系统的标称参数如下:

$$k_v = 2.33 \times 10^{-4} \text{ m/V}, M_t = 100 \text{ kg}, F_L = 10^4 \text{ N},$$

$$\beta_e = 1.05 \times 10^8 \text{ Pa}, V_{10} = 2.25 \times 10^{-3} \text{ m}^3, C_d = 0.7,$$

$$B_p = 700 \text{ N} \cdot \text{s/m}, A_1 = 0.015 \text{ m}^2, A_2 = 0.0108 \text{ m}^2,$$

$$V_{20} = 1.62 \times 10^{-3} \text{ m}^3, p_0 = 0.1 \text{ MPa},$$

$$k = 75000 \text{ N/m}, C_t = 2 \times 10^{-15} \text{ m}^5/(\text{N} \cdot \text{s}),$$

$$\rho = 845 \text{ kg/m}^3, \omega = 0.02, p_s = 15 \text{ MPa}.$$

根据上面给出的数据, 经过计算可以得出系统参数 $\theta_1 = 2.667 \times 10^{-5}$, $\beta = 2.67 \times 10^{-3}$, $\theta_3 = 2.117$. 假设未知参数的界为 $\theta_{1\max} = 3.734 \times 10^{-5}$, $\theta_{1\min} = 1.600 \times 10^{-5}$, $\beta_{\max} = 3.738 \times 10^{-3}$, $\beta_{\min} = 1.602 \times 10^{-3}$, $\theta_{3\max} = 2.964$, $\theta_{3\min} = 1.270$.

给定正弦信号为 $x_d = 0.1 \sin(\pi t) \text{ m}$, 饱和限幅值

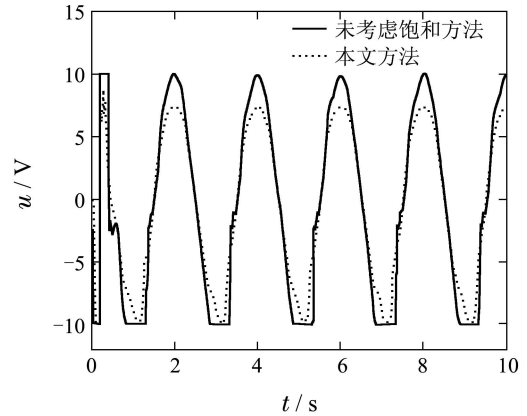
为 $u_M = 10 \text{ V}$, 初始条件为 $x(0) = [0.1 \ 0 \ 0]^T$, $\hat{\theta}_1(0) = 2 \times 10^{-5}$, $\hat{\beta}(0) = 3.1 \times 10^{-3}$, $\hat{\theta}_3(0) = 2.1$, $\hat{D}(0) = 0$.

仿真中选取的参数为

$$\begin{aligned} k_1 &= 20, k_2 = 20, k_3 = 22, k_4 = 30, c = 7, \\ l_{\theta_1} &= 400, l_{\beta} = 5 \times 10^{-6}, l_{\theta_3} = 0.05, l_D = 250, \\ \lambda_1 &= 1 \times 10^5, \lambda_2 = 420, \lambda_3 = 8000, \lambda_4 = 2000, \\ \tau_2 &= 0.05, \tau_3 = 0.05, \tau_4 = 0.05, s_c = 2.5 \times 10^8. \end{aligned}$$

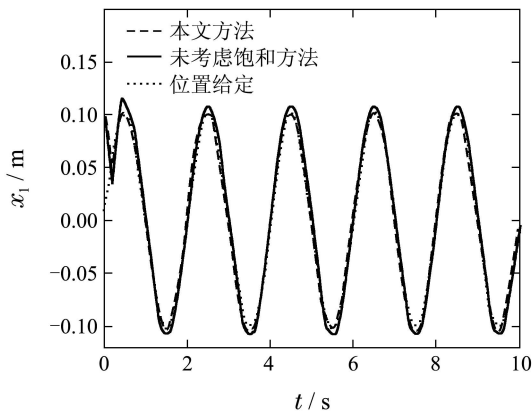
为了明确饱和和非线性对系统的影响, 采用两种控制方法进行仿真对比. 第1种是本文提出的抗饱和和自适应动态面控制方法, 第2种方法未考虑饱和对系统影响设计自适应动态面控制器. 两种方法的对比仿真结果如图3所示. 通过对比可以发现, 本文方法可以将控制量限制在饱和幅值之内, 在控制量存在饱和的情况下, 未考虑饱和的方法相比于本文方法, 跟踪误差明显增加, 这说明所提出的控制方法能够有效地克服饱和和非线性的影响, 大大提高了系统性能. 在实际系统中, 跟踪误差要求 $\leq \pm 5\%$, 由仿真结果可见, 本文方法最终的跟踪误差 $\leq \pm 4\%$, 优于未考虑饱和控制方法的跟踪误差 ($\leq \pm 13\%$).

各参数的估计结果如图4所示, 通过在参数自适应律中引入投影算子, 可以防止参数漂移现象的发生. 仿真结果表明, 各参数的估计值都收敛到其稳定值.

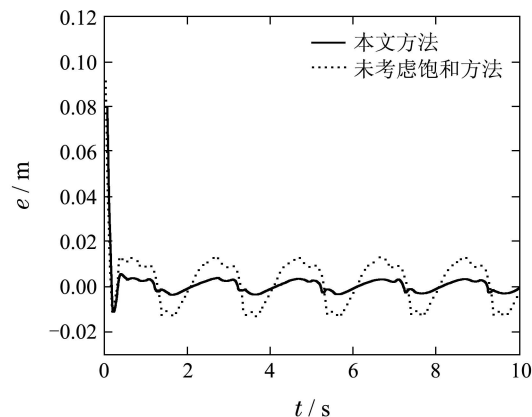


(c) 控制量曲线比较

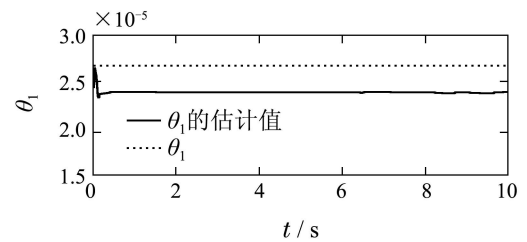
图3 两种方法的系统响应及控制量曲线比较
Fig. 3 Comparison of system response and controller curves of two methods



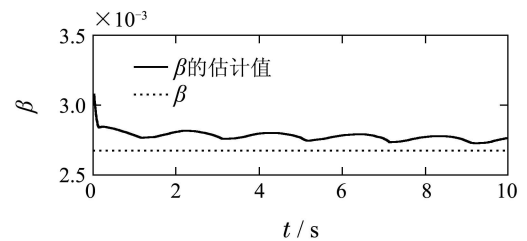
(a) 位置跟踪曲线比较



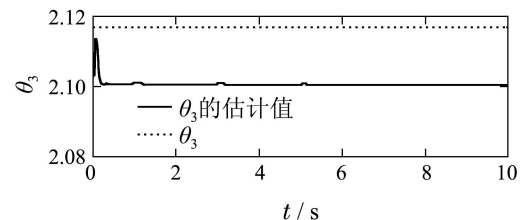
(b) 位置跟踪误差曲线比较



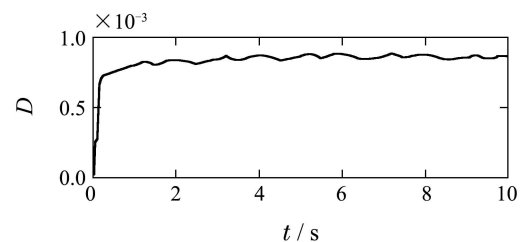
(a) θ_1 及其估计值



(b) β 及其估计值



(c) θ_3 及其估计值



(d) D 的估计值

图4 不确定参数和近似误差上界的估计曲线
Fig. 4 The estimate curves of uncertain parameters and the upper bound of approximate error

6 结论(Conclusions)

本文针对电液伺服位置系统存在的非线性、参数不确定性,以及输入饱和问题,提出了一种自适应动态面控制方法.该方法充分考虑饱和的结构特性,无需约束条件,放宽了系统设计的使用范围.所采用的饱和补偿方法,能够有效削弱输入饱和对系统性能的不良影响.结合动态面方法,简化控制器的设计,具有更好的实用性.最后通过仿真对比表明,该方法控制精度较高,很好地克服了参数不确定性和饱和非线性对系统的影响.

参考文献(References):

- [1] 王瑞芬,贾廷纲,牛玉刚.一类控制输入饱和和受限的不确定系统滑模控制[J].控制理论与应用,2011,28(9):1154-1158.
(WANG Ruifen, JIA Tinggang, NIU Yugang. Sliding-mode control for uncertain systems with input saturation [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(9): 1154-1158.)
- [2] MILIC V, SITUM Z, ESSERT M. Robust H_∞ position control synthesis of an electro-hydraulic servo system [J]. *ISA Transactions*, 2010, 49(4): 535-542.
- [3] GUAN C, PAN S X. Adaptive sliding mode control of electro-hydraulic system with nonlinear unknown parameters [J]. *Control Engineering Practice*, 2008, 16(11): 1275-1284.
- [4] YAO B, BU F P, REEDY J, et al. Adaptive robust motion control of single-rod hydraulic actuators: theory and experiments [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2000, 5(1): 79-91.
- [5] GUAN C, PAN S X. Nonlinear adaptive robust control of single-rod electro-hydraulic actuators with unknown nonlinear parameters [J]. *IEEE Transactions on Systems Technology*, 2008, 16(3): 434-445.
- [6] NAKKARAT P, KUNTANAPREEDA S. Observer-based backstepping force control of an electro-hydraulic actuator [J]. *Control Engineering Practice*, 2009, 17(8): 895-902.
- [7] DO H M, BASAR T, CHOI J Y. An anti-windup design for single input adaptive control systems in strict feedback form [C] // *Proceedings of the 2004 American Control Conference*. Boston: AACC, 2004: 2551-2556.
- [8] GAO W Z, SELMIC R R. Neural network control of a class of nonlinear systems with actuator saturation [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2006, 17(1): 147-156.
- [9] WEN C Y, ZHOU J, LIU Z T, et al. Robust adaptive control of uncertain nonlinear systems in the presence of input saturation and external disturbance [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2011, 56(7): 1672-1678.
- [10] HOU Z G, ZOU A M, WU F X, et al. Adaptive dynamic surface control of a class of uncertain nonlinear systems in pure-feedback form using fuzzy backstepping approach [C] // *IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*. Arlington: IEEE, 2008: 821-826.
- [11] 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.
- [12] 张天平,施泉铖,沈启坤,等.具有未建模动态的自适应神经网络动态面控制[J].控制理论与应用,2013,30(4):475-481.
(ZHANG Tianping, SHI Xiaocheng, SHEN Qikun, et al. Adaptive neural-network dynamic surface-control with unmodeled dynamics [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(4): 475-481.)
- [13] ZENG H, SEPEHRI N. Dynamic surface control of cooperating hydraulic manipulators in the presence of friction [C] // *Proceedings of the 2007 American Control Conference*. New York: IEEE, 2007: 94-99.
- [14] WEI D Q, LUO X S, WANG B H, et al. Robust adaptive dynamic surface control of chaos in permanent magnet synchronous motor [J]. *Physics Letters A*, 2007, 363(1): 71-77.
- [15] GARIMELLA P, YAO B. Nonlinear adaptive robust observer for velocity estimation of hydraulic cylinders using pressure measurement only [C] // *Proceedings of the 2002 American Control Conference*. New Orleans: ASME, 2002: 907-916.
- [16] GE S S, HONG F, LEE T H. Adaptive neural control of nonlinear time-delay systems with unknown virtual control coefficients [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2004, 34(1): 499-516.

作者简介:

- 方一鸣 (1965-),男,教授,博士生导师,目前研究方向为自适应鲁棒控制理论与应用、冶金自动化等, E-mail: fyiming@ysu.edu.cn;
- 许衍泽 (1988-),女,硕士研究生,目前研究方向为多模型切换控制、鲁棒自适应控制理论与应用, E-mail: xuyanze2011@163.com;
- 李建雄 (1980-),男,博士,讲师,目前研究方向为自适应鲁棒控制理论与应用、预测控制等, E-mail: jxli@ysu.edu.cn.