

DOI:10.3969/j.issn.1673-4785.201204012

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/23.1538.TP.20130115.1743.001.html>

带执行器饱和的柔性关节机器人位置反馈动态面控制

郭一, 刘金琨

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘要:针对带有执行器饱和的柔性关节机器人系统,提出一种位置反馈动态面控制,以实现机器人连杆的角位置跟踪.在一般动态面控制的设计框架下,设计观测器重构系统未知速度状态,利用径向基函数神经网络学习饱和非线性特性,结合“最小参数学习”算法减轻计算负担.通过Lyapunov方法证明得出闭环系统所有信号半全局一致有界,跟踪误差可以通过调节控制器参数达到任意小.仿真结果表明,控制系统能够克服外界干扰,有效补偿系统存在的执行器饱和,实现柔性关节机器人的准确跟踪控制.该方法避免了传统反演设计存在的“微分爆炸”现象,简化了设计过程.

关键词:柔性关节机器人;动态面控制;执行器饱和;神经网络;观测器

中图分类号:TP24 **文献标志码:**A **文章编号:**1673-4785(2013)01-0021-07

Position feedback dynamic surface control for flexible-joint robots with actuator saturation

GUO Yi, LIU Jinkun

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: The research explored the compensation of flexible-joint robot's actuator saturation using a dynamic surface controller for tracking control of link position. Under the design of a general dynamic surface control, an observer was designed to aid in the estimation of unknown velocity states. Radical basis function (RBF) neural network was used to examine saturation nonlinearity and “minimal learning parameter” technique for the reduction of computational burden. Based on the Lyapunov stability analysis, it was shown that the control strategy could guarantee the semi-global stability of the closed-loop system and arbitrarily small tracking error by adjusting the controller parameters. The simulation results indicated that the proposed control system may overcome the external disturbances, compensate for the existing actuator saturation of systems effectively, and realize more accurate tracking control for flexible-joint robots. The proposal eliminates the problem of “explosion of complexity” existing in traditional backstepping approaches and simplifies controller design procedures plainly.

Keywords: flexible-joint robots; dynamic surface control; actuator saturation; neural network; observer

随着科技的进步,机器人被广泛应用于机械加工、航天、太空探测等多种行业.由于谐波减速器和关节力矩传感器的使用,实际机器人系统通常带有关节柔性^[1].研究与实践表明,如果在控制设计时忽略关节柔性,那么机器人执行高频率和高精度任务的能力将会受到很大的限制^[2].因此,国内外许多学者对柔性关节机器人的控制方法展开了研究,

方法遍及反馈线性化法^[3]、奇异摄动法^[1,4]、智能控制^[5,6]、变结构控制^[7]等.

实际工程中的机器人系统通常带有不同程度的非匹配不确定性,而反演设计(backstepping)恰恰为非匹配不确定非线性系统控制提供了一种有效方法.文献[8-9]用反演控制完成了柔性关节机器人的连杆位置跟踪.然而,反演控制的设计存在“微分爆炸”现象,由于需要对非线性函数重复求导,因此复杂程度会随着系统阶数的增加而剧增.为了克服这个缺点,Swaroop等^[10]提出了动态面控制,通过引入

收稿日期:2012-04-18. 网络出版日期:2013-01-15.

基金项目:教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20121102110008).

通信作者:郭一. E-mail: guoyiandy@yahoo.cn.

一阶低通滤波器大大简化了设计过程.

本文针对柔性关节机器人系统,考虑两大实际问题:1)执行器饱和,即控制输入受执行器上下界限限制;2)位置反馈,即速度信号不可测时仅利用位置信号设计控制律.采用动态面控制避免反演设计的“微分爆炸”现象,同时引入观测器重构系统未知状态,并利用 RBF 神经网络补偿饱和和非线性特性,采用“最小参数学习法”减轻计算负担.

1 问题描述

饱和是一类常见的非线性特性.在实际工程中,执行机构对控制输入通常不可避免地存在最大值和最小值限制.若定义 u_0 为控制器输入, u 为执行器输出, y 为系统输出,则带执行器饱和的系统如图 1 所示.

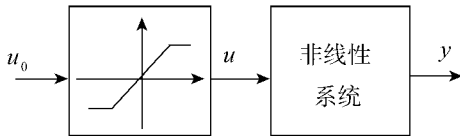


图 1 执行器饱和系统

Fig. 1 System with actuator saturation

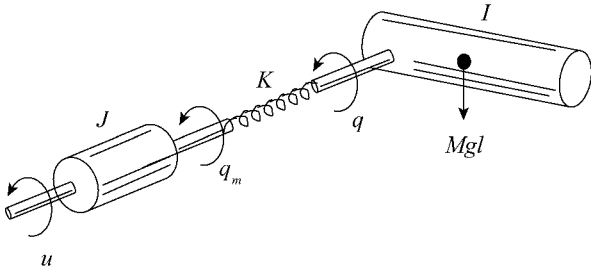


图 2 柔性关节机器人

Fig. 2 Flexible-joint robot system

考虑一种典型的单连杆柔性关节机器人,如图 2 所示.根据 Spong 的假设,关节柔性可以等效为一个无惯量的弹簧,则柔性关节机器人动力学模型可表示为^[3]:

$$\begin{cases} I\ddot{q} + K(q - q_m) + Mgl\sin q = 0, \\ J\ddot{q}_m - K(q - q_m) = u. \end{cases} \quad (1)$$

式中: q, q_m 分别表示连杆和转子的角位置, I, J 分别表示连杆和转子的转动惯量, K 代表关节刚度系数, M, g, l 分别为连杆质量、重力加速度和关节到杆质心距离, u 表示电机转矩.由于系统带有执行器饱和,故 u 可以被表示为:

$$u = \text{sat}(u_0) = \begin{cases} u_{\max}, & u_0 > u_{\max}; \\ u_0, & u_{\min} < u_0 \leq u_{\max}; \\ u_{\min}, & u_0 \leq u_{\min}. \end{cases}$$

式中: $u_{\max} > 0, u_{\min} < 0$ 分别是执行器的最大值和最

小值限制.这说明,假如控制输入超出限制范围,则控制指令不能被执行机构完全执行.将控制输入超出执行器范围的部分定义为 δ ,即

$$\delta = u - u_0 = \begin{cases} u_{\max} - u_0, & u_0 > u_{\max}; \\ 0, & u_{\min} < u_0 \leq u_{\max}; \\ u_{\min} - u_0, & u_0 \leq u_{\min}. \end{cases}$$

选取状态变量 $x_1 = q, x_2 = \dot{q}, x_3 = q_m, x_4 = \dot{q}_m$,并且考虑外界干扰力矩,则式(1)可写成:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = a_1 x_3 + f_1(x_1) + \Delta_1(t), \\ \dot{x}_3 = x_4, \\ \dot{x}_4 = a_2 u + f_2(x_1, x_3) + \Delta_2(t). \end{cases} \quad (2)$$

式中: $a_1 = K/I, f_1(x_1) = -Mgl/I \times \sin x_1 - K/I \times x_1, a_2 = 1/J, f_2(x_1, x_3) = K/J \times (x_1 - x_3), \Delta_1(t), \Delta_2(t)$ 为外界干扰力矩,且对于正数 ρ_1, ρ_2 满足 $|\Delta_1(t)| \leq \rho_1, |\Delta_2(t)| \leq \rho_2$.本文的控制目标为设计动态面控制器使得连杆位置 x_1 跟踪理想轨迹 x_{1d} .在实际工程中,位置信号容易通过传感器获得,而速度信号则不容易获得.根据这种实情,控制器设计中仅采用连杆和转子的位置作为反馈信号.

假设 1 理想轨迹 x_{1d} 有界,其一阶、二阶导数存在并对正数 χ 满足 $\dot{x}_{1d}^2 + \ddot{x}_{1d}^2 \leq \chi$.

假设 1 的提出是为了便于动态面控制律的设计,这意味着控制律设计不需要理想轨迹 x_{1d} 的三阶、四阶导数,相比于文献[11-12]采用的反演设计方法,降低了假设要求.

2 动态面控制设计

2.1 神经网络系统描述

RBF 神经网络能够有效地逼近任意连续非线性函数.一个 n 输入单输出且中间层有 N 个神经元的 RBF 神经网络可以表示为 $h = \theta^T \xi(x)$,其中 $x \in \mathbf{R}^n$ 是网络的输入向量, $h \in \mathbf{R}$ 是网络的输出, $\theta \in \mathbf{R}^N$ 为可调权向量, $\xi(x) \in \mathbf{R}^N$ 是非线性向量函数,且 $\xi(x) = [\beta_1(x) \ \beta_2(x) \ \cdots \ \beta_N(x)]^T, \beta_i(x) (i = 1, 2, \dots, N)$ 是高斯基函数,且有如下形式:

$$\beta_i(x) = \exp\left(-\frac{\|x - d_i\|^2}{2b^2}\right).$$

式中: $d_i \in \mathbf{R}^n (i = 1, 2, \dots, N)$ 为第 i 个高斯基函数的中心, $b > 0$ 为高斯基函数的宽度.

引理 1^[13] 对于紧集 $\Omega \subset \mathbf{R}^n$ 上的任意连续函数 $f: \Omega \rightarrow \mathbf{R}$ 和任意 $\sigma_M > 0$,通过选择合适的中间层神经元数量 N 以及合适的参数 b 和 $d_i (i = 1, 2, \dots, N)$,总存在理想权向量 $\theta^* \in \mathbf{R}^N$ 使得神经网络

$\theta^{*T}\xi(x)$ 可以足够逼近给定函数 f ,并且逼近误差绝对值不大于 σ_M ,即

$$f(x) = \theta^{*T}\xi(x) + \sigma^*, x \in \Omega$$

式中: σ^* 为逼近误差且满足 $|\sigma^*| \leq \sigma_M$.

由于 θ^* 未知,故需要设计自适应律在线估计. 仿照文献[14],假设存在已知正数 θ_M 使得 $\|\theta^*\| \leq \theta_M$.

2.2 观测器设计

由于速度状态不可测,需要设计观测器对状态进行重构.设计观测器如式(3):

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_1 = \lambda_2 + l_1(x_1 - \lambda_1) + D_1(x_1 - \lambda_1), \\ \dot{\lambda}_2 = a_1x_3 + f_1(x_1) + \bar{D}_2(x_1 - \lambda_1), \\ \dot{\lambda}_3 = \lambda_4 + l_2(x_3 - \lambda_3) + D_3(x_3 - \lambda_3), \\ \dot{\lambda}_4 = a_2u + f_2(x_1, x_3) + \bar{D}_4(x_3 - \lambda_3). \end{cases} \quad (3)$$

式中: $l_1, l_2, D_1, \bar{D}_2, D_3, \bar{D}_4$ 均为待设计的正数,设计方法将在稳定性分析部分给出.利用式(4)重构系统状态:

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \lambda_1, \\ \hat{x}_2 = \lambda_2 + l_1(x_1 - \lambda_1), \\ \hat{x}_3 = \lambda_3, \\ \hat{x}_4 = \lambda_4 + l_2(x_3 - \lambda_3). \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\hat{x}_i (i=1,2,3,4)$ 为状态估计值.定义估计误差 $\tilde{x}_i = x_i - \hat{x}_i$,由式(3)~(4)得到

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \lambda_2 + l_1(x_1 - \lambda_1) + D_1(x_1 - \lambda_1) = \hat{x}_2 + D_1\tilde{x}_1, \\ \dot{\hat{x}}_2 &= a_1x_3 + f_1(x_1) + \bar{D}_2(x_1 - \lambda_1) + l_1(x_2 - \hat{x}_2 - D_1\tilde{x}_1) = \\ & a_1x_3 + f_1(x_1) + l_1\tilde{x}_2 + (\bar{D}_2 - l_1D_1)\tilde{x}_1, \\ \dot{\hat{x}}_3 &= \lambda_4 + l_2(x_3 - \lambda_3) + D_3(x_3 - \lambda_3) = \hat{x}_4 + D_3\tilde{x}_3, \\ \dot{\hat{x}}_4 &= a_2u + f_2(x_1, x_3) + \bar{D}_4(x_3 - \lambda_3) + l_2(x_4 - \hat{x}_4 - D_3\tilde{x}_3) = \\ & a_2u + f_2(x_1, x_3) + l_2\tilde{x}_4 + (\bar{D}_4 - l_2D_3)\tilde{x}_3. \end{aligned}$$

记 $D_2 = \bar{D}_2 - l_1D_1, D_4 = \bar{D}_4 - l_2D_3$,则

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + D_1\tilde{x}_1, \\ \dot{\hat{x}}_2 = a_1x_3 + f_1(x_1) + l_1\tilde{x}_2 + D_2\tilde{x}_1, \\ \dot{\hat{x}}_3 = \hat{x}_4 + D_3\tilde{x}_3, \\ \dot{\hat{x}}_4 = a_2u + f_2(x_1, x_3) + l_2\tilde{x}_4 + D_4\tilde{x}_3. \end{cases}$$

2.3 控制器设计

针对单连杆柔性关节机器人系统,仿照反演控制的“递进式”设计方法,将整个复杂系统分解成4个子系统,逐层设计虚拟控制量,并一直后退到整个系统,进而得到最终的控制量.控制器的设计步骤如下.

1)定义第1个误差表面 $S_1 = x_1 - x_{1d}$,并对其求

导,得

$$\dot{S}_1 = x_2 - \dot{x}_{1d} = \hat{x}_2 + \tilde{x}_2 - \dot{x}_{1d}. \quad (5)$$

设计虚拟控制 \bar{x}_2 :

$$\bar{x}_2 = -c_1S_1 + \dot{x}_{1d}.$$

式中: c_1 为正数.将 \bar{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} :

$$\tau_2\dot{x}_{2d} + x_{2d} = \bar{x}_2, x_{2d}(0) = \bar{x}_2(0).$$

2)定义第2个误差表面 $S_2 = \hat{x}_2 - x_{2d}$,并对其求导,得

$$\dot{S}_2 = a_1x_3 + f_1(x_1) + l_1\tilde{x}_2 + D_2\tilde{x}_1 - \dot{x}_{2d}. \quad (6)$$

设计虚拟控制 \bar{x}_3 :

$$\bar{x}_3 = \frac{1}{a_1}[-f_1(x_1) - D_2\tilde{x}_1 + \dot{x}_{2d} - c_2S_2].$$

式中: c_2 为正数.将 \bar{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} :

$$\tau_3\dot{x}_{3d} + x_{3d} = \bar{x}_3, x_{3d}(0) = \bar{x}_3(0).$$

3)定义第3个误差表面 $S_3 = x_3 - x_{3d}$,并对其求导,得

$$\dot{S}_3 = x_4 - \dot{x}_{3d} = \hat{x}_4 + \tilde{x}_4 - \dot{x}_{3d}. \quad (7)$$

设计虚拟控制 \bar{x}_4 :

$$\bar{x}_4 = -c_3S_3 + \dot{x}_{3d}.$$

式中: c_3 为正数.将 \bar{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} :

$$\tau_4\dot{x}_{4d} + x_{4d} = \bar{x}_4, x_{4d}(0) = \bar{x}_4(0).$$

4)定义最后一个误差表面 $S_4 = \hat{x}_4 - x_{4d}$,并对其求导,得

$$\begin{aligned} \dot{S}_4 &= a_2u + f_2(x_1, x_3) + l_2\tilde{x}_4 + D_4\tilde{x}_3 - \dot{x}_{4d} = \\ & a_2u_0 + a_2\delta + f_2(x_1, x_3) + l_2\tilde{x}_4 + D_4\tilde{x}_3 - \dot{x}_{4d}. \end{aligned} \quad (8)$$

由于 δ 是连续函数,可以用RBF神经网络逼近

$$\delta = \theta^{*T}\xi(x_{NN}) + \sigma^*.$$

式中: $|\sigma^*| \leq \sigma_M, \|\theta^*\| \leq \theta_M$.神经网络补偿器的输入选为 $x_{NN} = [x_1 \quad \hat{x}_2 \quad x_3 \quad \hat{x}_4]^T$ [15].定义 $\|\theta^*\|^2 = \phi, \hat{\phi}$ 为 ϕ 的估计值,设计实际的控制器:

$$\begin{aligned} u_0 &= \frac{1}{a_2}[-f_2(x_1, x_3) - D_4\tilde{x}_3 + \dot{x}_{4d} - c_4S_4] - \\ & \frac{1}{2}S_4\hat{\phi}\xi^T\xi. \end{aligned} \quad (9)$$

式中: c_4 为正数.设计参数估计的自适应律:

$$\dot{\hat{\phi}} = \frac{1}{2}\Gamma S_4^2\xi^T\xi - \eta\Gamma\hat{\phi}.$$

式中: Γ, η 为正设计参数.

这种控制器设计方法采用了“最小参数学习”算法[16],定义 $\|\theta^*\|^2 = \phi$ 并估计 ϕ .如此便无需在线估计每个权值,大大减小了计算量;并且待设计量

Γ 是常数而非矩阵,减轻了调参负担. 需要指出的是,在利用神经网络学习饱和非线性特性时,虽然“最小参数学习”算法的引入减轻了计算负担,但是由于自适应律估计的不是权向量,所以无法得到神经网络学习的动态过程. 第3部分将从理论角度论证神经网络学习结果可以代表饱和非线性特性.

3 稳定性分析

动态面控制设计过程简单并且具有一定规律性,但是由于低通滤波器的引入,稳定性证明较复杂. 文献[10]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.

定义边界层误差:

$$y_i = x_{id} - \bar{x}_i, \quad i = 2, 3, 4.$$

结合低通滤波器表达式得到

$$\dot{x}_{id} = -\frac{y_i}{\tau_i}, \quad i = 2, 3, 4.$$

定义 $\tilde{\phi} = \hat{\phi} - \phi$, 将设计的虚拟控制和实际控制代入式(5)~(8)得到:

$$\dot{S}_1 = S_2 + y_2 + \bar{x}_2 + \tilde{x}_2 - \dot{x}_{1d} = S_2 + y_2 + \tilde{x}_2 - c_1 S_1,$$

$$\dot{S}_2 = a_1(S_3 + y_3 + \bar{x}_3) + f_1(x_1) + l_1 \tilde{x}_2 + D_2 \tilde{x}_1 - \dot{x}_{2d} = a_1(S_3 + y_3) + l_1 \tilde{x}_2 - c_2 S_2,$$

$$\dot{S}_3 = S_4 + y_4 + \bar{x}_4 + \tilde{x}_4 - \dot{x}_{3d} = S_4 + y_4 + \tilde{x}_4 - c_3 S_3,$$

$$\dot{S}_4 = -\frac{1}{2} a_2 S_4 \hat{\phi} \xi^T \xi + a_2 \theta^{*T} \xi + a_2 \sigma^* + l_2 \tilde{x}_4 - c_4 S_4.$$

对边界层误差求导,得

$$\dot{y}_2 = \dot{x}_{2d} - \dot{\bar{x}}_2 = -\frac{y_2}{\tau_2} + c_1 \dot{S}_1 - \ddot{x}_{1d},$$

$$\dot{y}_3 = \dot{x}_{3d} - \dot{\bar{x}}_3 = -\frac{y_3}{\tau_3} - \frac{1}{a_1}(-\dot{f}_1 - D_2 \dot{\bar{x}}_1 + \ddot{x}_{2d} - c_2 \dot{S}_2),$$

$$\dot{y}_4 = \dot{x}_{4d} - \dot{\bar{x}}_4 = -\frac{y_4}{\tau_4} + c_3 \dot{S}_3 - \ddot{x}_{3d}.$$

可知,存在非负连续函数 $B_i (i=2, 3, 4)$ 使得

$$\left| \dot{y}_2 + \frac{y_2}{\tau_2} \right| \leq B_2(S_1, S_2, y_2, \tilde{x}_2, \ddot{x}_{1d}), \quad (10)$$

$$\left| \dot{y}_3 + \frac{y_3}{\tau_3} \right| \leq B_3(S_1, S_2, S_3, y_2, y_3, \tilde{x}_1, \tilde{x}_2, x_{1d}, \dot{x}_{1d}, \ddot{x}_{1d}), \quad (11)$$

$$\left| \dot{y}_4 + \frac{y_4}{\tau_4} \right| \leq$$

$$B_4(S_1, S_2, S_3, S_4, y_2, y_3, y_4, \tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_4, x_{1d}, \dot{x}_{1d}, \ddot{x}_{1d}). \quad (12)$$

由不等式(10)~(12)容易得到如下不等式:

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

考虑如下紧集:

$$\Omega_1 := \{(x_{1d}, \dot{x}_{1d}, \ddot{x}_{1d}) : x_{1d}^2 + \dot{x}_{1d}^2 + \ddot{x}_{1d}^2 \leq \chi\},$$

$$\Omega_2 := \left\{ \sum_{i=1}^4 S_i^2 + \sum_{i=2}^4 y_i^2 + \sum_{i=1}^4 \tilde{x}_i^2 + a_2 \Gamma^{-1} \tilde{\phi}^2 \leq 2p \right\}.$$

式中: p 是任意正数. 注意到, $\Omega_1 \times \Omega_2$ 也是紧集, 并且 $B_i (i=2, 3, 4)$ 在 $\Omega_1 \times \Omega_2$ 上有最大值, 记为 M_i . 考虑 Lyapunov 函数:

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + V_4.$$

$$\text{式中: } V_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 S_i^2, V_2 = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^4 y_i^2, V_3 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \tilde{x}_i^2, V_4 = \frac{1}{2} a_2 \Gamma^{-1} \tilde{\phi}^2.$$

定理1 考虑由对象(2)、观测器(3)与实际控制器(9)组成的闭环系统. 如果满足假设1并且初始条件满足 $V(0) \leq p$, 其中 p 是任意正数, 则存在可调参数 $c_i (i=1, 2, 3, 4)$ 、 $\tau_i (i=2, 3, 4)$ 、 l_1 、 l_2 、 Γ 、 η 、 $D_i (i=1, 2, 3, 4)$ 使得闭环系统所有信号半全局一致有界, 系统跟踪误差可以收敛到任意小残集内.

证明 首先对 V_1 求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq S_1(S_2 + y_2 + \tilde{x}_2 - c_1 S_1) + S_2[a_1(S_3 + y_3) + \\ &\quad l_1 \tilde{x}_2 - c_2 S_2] + S_3(S_4 + y_4 + \tilde{x}_4 - c_3 S_3) + \\ &\quad S_4(-\frac{1}{2} a_2 S_4 \hat{\phi} \xi^T \xi + a_2 \theta^{*T} \xi + a_2 \sigma^* + l_2 \tilde{x}_4 - c_4 S_4). \end{aligned}$$

由于

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} S_4^2 \hat{\phi} \xi^T \xi + \frac{1}{2} &\geq S_4 \theta^{*T} \xi, \\ -\frac{1}{2} a_2 S_4 \hat{\phi} \xi^T \xi + a_2 S_4 \theta^{*T} \xi &\leq -\frac{1}{2} a_2 S_4^2 \tilde{\phi} \xi^T \xi + \frac{1}{2} a_2. \end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq S_1(S_2 + y_2 + \tilde{x}_2 - c_1 S_1) + S_2[a_1(S_3 + y_3) + \\ &\quad l_1 \tilde{x}_2 - c_2 S_2] + S_3(S_4 + y_4 + \tilde{x}_4 - c_3 S_3) - \\ &\quad \frac{1}{2} a_2 S_4^2 \tilde{\phi} \xi^T \xi + \frac{1}{2} a_2 + S_4(a_2 \sigma^* + l_2 \tilde{x}_4 - c_4 S_4). \end{aligned} \quad (13)$$

对 V_2 、 V_3 分别求导, 得

$$\dot{V}_2 \leq \sum_{i=2}^4 \left(-\frac{y_i^2}{\tau_i} + B_i |y_i| \right), \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \tilde{x}_1(x_2 - \hat{x}_2 - D_1 \tilde{x}_1) + \tilde{x}_2(\Delta_1 - l_1 \tilde{x}_2 - D_2 \tilde{x}_1) + \\ &\quad \tilde{x}_3(x_4 - \hat{x}_4 - D_3 \tilde{x}_3) + \tilde{x}_4(\Delta_2 - l_2 \tilde{x}_4 - D_4 \tilde{x}_3) = \\ &\quad \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 - D_1 \tilde{x}_1^2 - l_1 \tilde{x}_2^2 - D_2 \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 + \tilde{x}_3 \tilde{x}_4 - D_3 \tilde{x}_3^2 - \\ &\quad l_2 \tilde{x}_4^2 - D_4 \tilde{x}_3 \tilde{x}_4 + \Delta_1 \tilde{x}_2 + \Delta_2 \tilde{x}_4. \end{aligned}$$

选取 $D_2 = D_4 = 1$ 并利用 $\rho_i^2/2 + \tilde{x}_j^2/2 \geq \rho_i |\tilde{x}_j| \geq \Delta_i \tilde{x}_j$, 得

$$\dot{V}_3 \leq -D_1 \tilde{x}_1^2 - l_1 \tilde{x}_2^2 - D_3 \tilde{x}_3^2 - l_2 \tilde{x}_4^2 + \frac{\rho_1^2}{2} + \frac{\tilde{x}_2^2}{2} + \frac{\rho_2^2}{2} + \frac{\tilde{x}_4^2}{2}. \quad (15)$$

对 V_4 求导, 得

$$\dot{V}_4 = a_2 \Gamma^{-1} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} = \frac{1}{2} a_2 \tilde{\phi} S_4^2 \xi^T \xi - a_2 \eta \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}}. \quad (16)$$

综合式(13)~(16),利用 Young 不等式得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \frac{1}{2}(S_1^2 + S_2^2) + \frac{1}{2}(S_1^2 + y_2^2) + \frac{1}{2}(S_1^2 + \tilde{x}_2^2) + \\ & \frac{a_1}{2}(S_2^2 + S_3^2) + \frac{a_1}{2}(S_2^2 + y_3^2) + \frac{1}{2}l_1(S_2^2 + \tilde{x}_2^2) + \\ & \frac{1}{2}(S_3^2 + S_4^2) + \frac{1}{2}(S_3^2 + y_4^2) + \frac{1}{2}(S_3^2 + \tilde{x}_4^2) + \\ & \frac{a_2}{2} + \frac{a_2}{2}(S_4^2 + \sigma_M^2) + \frac{1}{2}l_2(S_4^2 + \tilde{x}_4^2) - \sum_{i=1}^4 c_i S_i^2 + \\ & \sum_{i=2}^4 \left(-\frac{y_i^2}{\tau_i} + \frac{B_i^2 y_i^2}{2} + \frac{1}{2} \right) - \frac{a_2 \eta}{2}(\dot{\phi}^2 - \phi^2) - D_1 \tilde{x}_1^2 - \\ & l_1 \tilde{x}_2^2 - D_3 \tilde{x}_3^2 - l_2 \tilde{x}_4^2 + \frac{\rho_1^2}{2} + \frac{\tilde{x}_2^2}{2} + \frac{\rho_2^2}{2} + \frac{\tilde{x}_4^2}{2}. \end{aligned}$$

整理得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \left(\frac{3}{2} - c_1 \right) S_1^2 + \left(\frac{1}{2} + a_1 + \frac{l_1}{2} - c_2 \right) S_2^2 + \left(\frac{3}{2} + \frac{a_1}{2} - \right. \\ & c_3 \left. \right) S_3^2 + \left(\frac{1}{2} + \frac{a_2}{2} + \frac{l_2}{2} - c_4 \right) S_4^2 + \left(\frac{1}{2} + \frac{B_2^2}{2} - \frac{1}{\tau_2} \right) y_2^2 + \\ & \left(\frac{a_1}{2} + \frac{B_3^2}{2} - \frac{1}{\tau_3} \right) y_3^2 + \left(\frac{1}{2} + \frac{B_4^2}{2} - \frac{1}{\tau_4} \right) y_4^2 - D_1 \tilde{x}_1^2 - \\ & D_3 \tilde{x}_3^2 + \left(1 - \frac{1}{2} l_1 \right) \tilde{x}_2^2 + \left(1 - \frac{1}{2} l_2 \right) \tilde{x}_4^2 - \frac{a_2 \eta}{2} \dot{\phi}^2 + \\ & \frac{a_2}{2} + \frac{a_2}{2} \sigma_M^2 + \frac{3}{2} + \frac{\rho_1^2}{2} + \frac{\rho_2^2}{2} + \frac{a_2 \eta}{2} \phi^2. \end{aligned}$$

控制参数选取如下:

$$\begin{aligned} l_1 & \geq 2(1+r), l_2 \geq 2(1+r), D_1 \geq r, D_3 \geq r, \\ c_1 & \geq \frac{3}{2} + r, c_2 \geq \frac{1}{2} + a_1 + \frac{l_1}{2} + r, \\ c_3 & \geq \frac{3}{2} + \frac{a_1}{2} + r, c_4 \geq \frac{1}{2} + \frac{a_2}{2} + \frac{l_2}{2} + r, \\ \frac{1}{\tau_2} & \geq \frac{1}{2} + \frac{M_2^2}{2} + r, \frac{1}{\tau_3} \geq \frac{a_1}{2} + \frac{M_3^2}{2} + r, \\ \frac{1}{\tau_4} & \geq \frac{1}{2} + \frac{M_4^2}{2} + r, \eta \geq 2r\Gamma^{-1}. \end{aligned}$$

式中: r 为待设计正数. 则

$$\dot{V} \leq -2rV + Q + \sum_{i=2}^4 \left(\frac{B_i^2}{M_i^2} - 1 \right) \frac{M_i^2 y_i^2}{2}.$$

式中: $Q = 3/2 + (\rho_1^2 + \rho_2^2)/2 + a_2(1 + \sigma_M^2)/2 + a_2 \eta \theta_M^4/2$, 选取 $r \geq Q/(2p)$. 由于当 $V = p$ 时, $B_i \leq M_i$ 成立, 所以当 $V = p$ 时, $\dot{V} \leq -2rp + Q \leq 0$. 由此可知 $V \leq p$ 是一个不变集, 即如果 $V(0) \leq p$, 则对所有 $t > 0$ 均有 $V(t) \leq p$. 由于有条件 $V(0) \leq p$, 所以有

$$\dot{V} \leq -2rV + Q. \quad (17)$$

解式(17), 得

$$V \leq \frac{Q}{2r} + [V(0) - \frac{Q}{2r}]e^{-2rt}.$$

显然, 闭环系统所有信号半全局有界, 并且有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) \leq \frac{Q}{2r}.$$

这意味着可以通过调节参数 $c_i (i=1, 2, 3, 4)$ 、 $\tau_i (i=2, 3, 4)$ 、 l_1 、 l_2 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 η 、 Γ 使得 r 任意大, 即跟踪误差任意小, 证明完毕.

稳定性分析中利用李雅普诺夫稳定条件实现观测器参数设计, 并且证明了观测误差可以达到任意小, 这说明观测结果能够满足原系统状态的物理意义. 此外, $\dot{\phi}$ 能够达到任意小, 理论上验证了神经网络学习的有效性.

4 仿真实验与结果

仿真实验中, 理想轨迹设定为 $x_{1d} = \sin(t)$, 设定执行器的最大输出范围为 $-2 \sim 2 \text{ N} \cdot \text{m}$. 假设外部干扰力矩为 $\Delta_1 = 0.5 \sin(2t)$ 和 $\Delta_2 = 0.4 \cos(2t)$. 取系统物理参数: $Mgl = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$, $K = 20 \text{ N} \cdot \text{m/rad}$, $I = 4 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J = 1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 初始状态设为 $\mathbf{x}(0) = [0.1 \ 0 \ 0.05 \ 0]^T$. 用于估计连续函数 δ 的神经网络采用 4-18-1 的结构. 控制参数选取如下: $l_1 = l_2 = 5$, $D_1 = D_3 = 4$, $D_2 = D_4 = 1$, $\tau_2 = \tau_3 = \tau_4 = 0.01$, $c_1 = 3$, $c_2 = 8$, $c_3 = 5$, $c_4 = 5$, $\eta = 0.01$, $\Gamma = 100$.

仿真结果如图 3~6. 图 3 反映连杆角位置跟踪效果, 点线表示理想轨迹, 实线表示实际输出. 图 4 反映控制转矩, 由于执行器饱和的影响, 控制转矩保持在 $-2 \sim 2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的范围内. 图 5 和 6 分别反映了系统 2 个速度状态的估计效果, 点线表示实际状态, 实线表示估计状态. 仿真结果说明, 在执行器存在饱和的情况下, 连杆角位置也能快速从初始状态跟踪上目标轨迹, 克服了饱和非线性特性, 神经网络补偿器起到了补偿效果; 估计状态与实际状态几乎重合, 观测效果良好, 观测器起到了状态估计作用. 总之, 所提出的策略保证了闭环系统半全局稳定, 对外界干扰具备一定的鲁棒性.

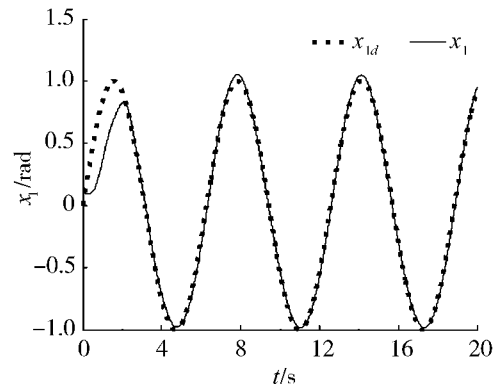


图3 跟踪效果

Fig. 3 Tracking performance

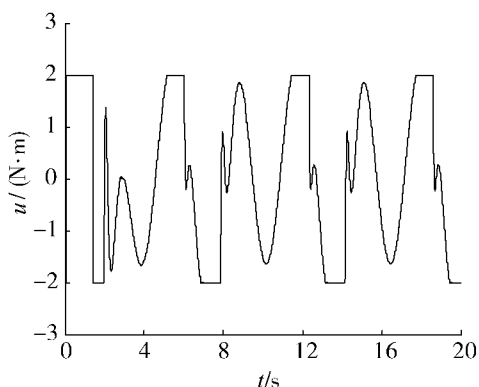
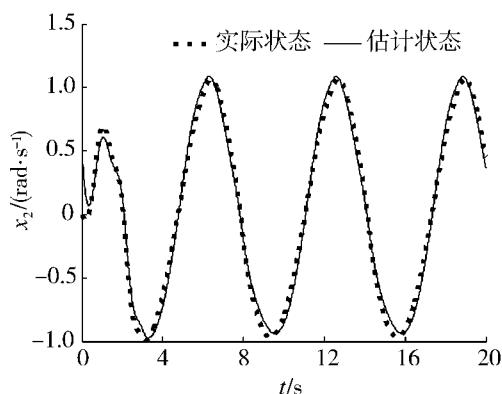
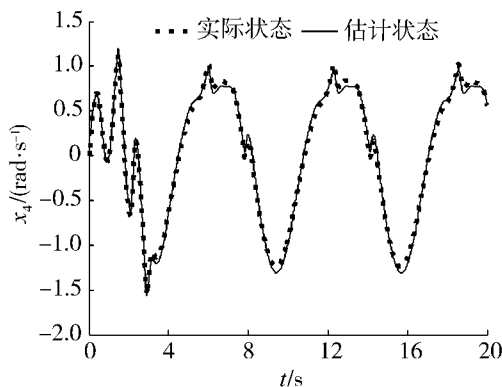


图4 控制转矩

Fig. 4 Control torque

图5 状态 \dot{q} 估计Fig. 5 Estimation of state \dot{q} 图6 状态 \dot{q}_m 估计Fig. 6 Estimation of state \dot{q}_m

5 结 论

本文针对带有执行器饱和的柔性关节机器人系统,提出了一种位置反馈动态面控制,得到结论如下:

1) 所设计的观测器能在有外界干扰的情况下重构系统速度状态,观测效果良好;

2) 所提出的神经网络补偿器能够在线学习饱和和非线性特性,采用最小参数学习算法后减轻了计算负担;

3) 该方法设计步骤清晰,设计过程简单,消除了传统反演设计存在的“微分爆炸”现象,保证了闭环系统的半全局一致稳定;

4) 该控制策略对于处理类似结构系统的抗饱和和控制、位置反馈控制均有较好的参考价值和工程意义。

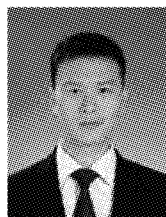
参考文献:

- [1] 刘业超, 金明河, 刘宏. 柔性关节机器人基于柔性补偿的奇异摄动控制[J]. 机器人, 2008, 30(5): 460-466.
LIU Yechao, JIN Minghe, LIU Hong. Singular perturbation control for flexible-joint manipulator based on flexibility compensation[J]. Robot, 2008, 30(5): 460-466.
- [2] 彭济根, 倪元华, 乔红. 柔性关节机械手的神经网络控制[J]. 自动化学报, 2007, 33(2): 175-180.
PENG Jigen, NI Yuanhua, QIAO Hong. Neural network control of flexible-joint robot manipulators[J]. Acta Automatica Sinica, 2007, 33(2): 175-180.
- [3] SPONG M W. Modeling and control of elastic joint robots[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1987, 109(4): 310-319.
- [4] 刘业超, 刘伊威, 刘宏. 柔性关节机器人奇异摄动控制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(3): 436-441.
LIU Yechao, LIU Yiwei, LIU Hong. Singular perturbation control for flexible-joint manipulator[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(3): 436-441.
- [5] TANG Weiming, CHEN Guanrong, LU Rongde. A modified fuzzy PI controller for a flexible-joint robot arm with uncertainties[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2001, 118(1): 109-119.
- [6] AKYUZ I H, KIZIR S, BINGUL Z. Fuzzy logic control of single-link flexible joint manipulator[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology. Auburn, USA, 2011: 306-311.
- [7] TENREIRO MACHADO J A. Variable structure control of manipulators with compliant joints[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Budapest, Hungary, 1993: 554-559.
- [8] OH J H, LEE J S. Control of flexible joint robot system by backstepping design approach[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation. Albuquerque, USA, 1997: 3435-3440.
- [9] ABOUELSOUD A A. Robust regulator for flexible-joint robots using integrator backstepping[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 1998, 22(1): 23-38.
- [10] 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.

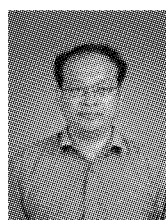
- [11] OH J H, LEE J S. Backstepping control design of flexible joint manipulator using only position measurements [C]// Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control. Tampa, USA, 1998: 931-936.
- [12] NICOSIA S, TOMEI P. A tracking controller for flexible joint robots using only link position feedback [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(5): 885-890.
- [13] PARK I, SANDBERG I W. Universal approximation using radial-basis-function networks [J]. Neural Computation, 1991, 3(2): 246-257.
- [14] WANG Dan. Neural network-based adaptive dynamic surface control of uncertain nonlinear pure-feedback systems [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(5): 527-541.
- [15] 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.

- [16] CHEN Bing, LIU Xiaoping, LIU Kefu, et al. Direct adaptive fuzzy control of nonlinear strict-feedback systems [J]. Automatica, 2009, 45(6): 1530-1535.

作者简介:



郭一,男,1988年生,硕士研究生,主要研究方向为动态面控制与智能控制。



刘金琨,男,1965年生,教授,博士生导师。主要研究方向为智能控制、机器人控制和电机控制等。曾主持国家自然科学基金、航空基金等项目12项。发表学术论文90余篇,其中被EI检索20余篇,出版专著4部。

可拓学与创新方法国际研讨会

International Symposium on Extenics and Innovation Methods

为了交流与总结可拓学30年的研究成果与应用推广经验,以便更好地开展可拓学研究,为国内外从事理论研究和应用研究的专家、学者和专业技术人员提供一个了解学习可拓学、交流可拓学研究成果的机会,促进和推动各种创新理论与方法的发展,定于2013年8月16—18日在北京召开“可拓学与创新方法国际研讨会”。会议期间,同时举办“可拓学创立30周年庆典”。本次会议将为国内外学者提供一个交流最新成果的平台。我们热诚欢迎国内外从事创新研究的高校及科研院所的学者和企业界代表参加本次研讨会。

本次会议欢迎可拓论、可拓工程、可拓创新方法及其他创新理论与方法等领域的论文投稿,主要范围包括(但不限于):

- 1) 各种创新理论与方法的理论及其应用成果、发明和专利;
- 2) 可拓论:包括可拓集理论、可拓数学、基元理论、可拓逻辑和可拓学的哲学基础及可拓论的应用研究成果;
- 3) 可拓创新方法:包括可拓策略生成方法、转换桥方法、拓展分析方法、共轭分析方法和可拓变换方法等及可拓创新方法的应用研究成果;
- 4) 可拓学与其他学科交叉融合的研究,包括与各专业领域(如信息、设计、机械与电工、自动化、管理与经济等)相结合产生的可拓工程理论、方法以及它们在各领域的应用研究论文等。

重要日期

论文全文提交截止日期:2013年3月31日

论文录用通知日期:2013年4月30日

最终论文提交:2013年5月10日

会议时间:2013年8月16—18日

联系地址及联系人

(1) 广州:番禺区广州大学城外环西路100号中国人工智能学会可拓工程专业委员会办公室(广东工业大学可拓学与创新方法研究所)(邮编:510006) 李剑明老师;

(2) 北京:海淀区清华东路17号(邮编:100083)中国农业大学理学院 陈薇教授。

电话:0086-20-39322973