



基于模糊干扰观测器的抗饱和自适应反步控制

摘要

针对一类输入受限的非匹配不确定非线性系统,提出了一种抗饱和自适应反步控制方法.利用模糊干扰观测器在线逼近系统的未知非匹配不确定及干扰,采用反步控制方法设计自适应控制器.控制系统设计中引入限幅滤波器,有效降低了控制输入饱和对系统稳定性的影响,并且控制器设计无需对虚拟控制律进行重复求导.利用李亚普诺夫稳定性定理,证明了闭环系统渐近稳定.仿真结果表明了该方法的有效性.

关键词

自适应控制;反步法;模糊干扰观测器;非线性系统

中图分类号 TP273

文献标志码 A

收稿日期 2013-10-12

资助项目 国家自然科学基金(61104073, 61104123);江苏省政府留学奖学金(JS-2013-166)

作者简介

周丽,女,博士,讲师,主要研究智能控制、非线性鲁棒自适应控制等.lk_zhouli@163.com

0 引言

近年来,伴随着在线学习方法在非线性控制系统设计中的应用,自适应反步控制方法取得了很多成果,解决了一大类未知非线性系统的控制器设计问题^[1-4].针对反步法的计算膨胀问题,文献[5]首次提出了动态面控制方法(Dynamic Surface Control, DSC).在控制器设计中引入了低通滤波器对虚拟控制律进行估计,避免了对虚拟控制律进行重复求导,进一步简化了控制器设计.

然而,从实际应用角度来说,利用反馈控制设计的自适应反步控制方法存在的一个问题是,根据反馈控制律产生的控制输入可能不容易实现,其原因是由于实际物理系统的限制,无法提供无限大的控制律.比较常见的例子是控制输入饱和,限制了控制输入的幅值和变化率.当结合非线性在线补偿技术时,这个问题对于系统的稳定性至关重要.如果控制输入受限,则系统的跟踪误差不再是估计误差引起,原来的自适应调整方法不能保证闭环系统的稳定性^[6],因此,控制器设计中必须考虑控制输入受限产生对系统稳定性产生的影响.文献[7]针对控制输入幅值受限的非线性系统,设计了基于小波网络的抗饱和自适应反步控制器.文献[8]提出了一种抗饱和自适应反步控制方法用于F-16战斗机控制系统设计,文中引入的限幅滤波器可以同时舵面、舵面偏转率及虚拟自适应律进行限幅,相对于传统的自适应方法,该方法在控制输入饱和情况下,其稳定性更好,文中仅考虑了参数不确定性.

本文针对一类不确定非线性系统,设计了一种基于状态反馈的抗饱和反步自适应控制器,利用模糊干扰观测器(Fuzzy Disturbance Observer, FDO)对系统的未知非匹配不确定进行在线逼近,同时利用限幅滤波器,对系统的控制输入、输入变化率进行限幅,保证系统稳定的情况下,减少系统的跟踪误差.本方法可以同时避免对虚拟控制律重复求导.最后,基于李亚普诺夫稳定性定理,证明了闭环系统渐近稳定.仿真结果表明本方法在控制输入的受限范围内仍具有良好的动态特性.

1 抗饱和自适应反步控制器设计

考虑如下 n 阶非匹配不确定非线性系统

¹ 南京信息工程大学 信息与控制学院,南京, 210044

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(\bar{x}_1) + g_1(\bar{x}_1)x_2 + \Delta_1(x_1, t), \\ \vdots \\ \dot{x}_i = f_i(\bar{x}_i) + g_i(\bar{x}_i)x_{i+1} + \Delta_i(\bar{x}_i, t), \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f(\bar{x}_n) + g(\bar{x}_n)u + \Delta_n(\bar{x}_n, t), \\ y = x_1. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\bar{x}_i = [x_1, \dots, x_i]^T, i = 1, \dots, n; f_i(\bar{x}_i), g_i(\bar{x}_i)$ 为已知光滑有界函数; $\Delta_i(\bar{x}_i, t)$ 为不确定和外界干扰构成的未知复合干扰, 满足 $|\Delta_i| \leq D(\bar{x}_i, t), D(\bar{x}_i, t)$ 为 C^1 上的光滑有界函数. 为了方便起见, 以下将函数 $f_i(\bar{x}_i), g_i(\bar{x}_i)$ 分别简写为 f_i 和 g_i .

控制器的设计目标是在系统存在未知参数摄动和外界干扰的情况下, 使得系统能稳定跟踪给定参考信号 $y_r(t)$.

在这一节中, 将构造模糊干扰观测器 (Fuzzy Disturbance Observer) 对复合干扰 Δ_i 进行补偿. 干扰观测器结构简单、意义明确, 在设计时能充分利用系统已知信息等特点, 同时充分利用了模糊逻辑系统的逼近能力, 因而能很好地在线逼近复合干扰, 已成为研究不确定系统的重要方法. 本文所使用的模糊系统输出 $y(x)$ 可表示为如下形式:

$$y(x) = \theta^T \zeta(x), \quad (2)$$

其中 $\theta = [\theta^1, \dots, \theta^K]^T$ 为权值矩阵, $\zeta: \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}^p$ 为模糊基函数, $\zeta(x) = [\zeta_1(x), \zeta_2(x), \dots, \zeta_k(x)]$, $\zeta_i(x) = \frac{\prod_{j=1}^n \mu_{h_j}^i(x_j)}{\sum_{i=1}^K [\prod_{j=1}^n \mu_{h_j}^i(x_j)]}$. 对于式(2)形式的模糊系统, 已被证明其具有全局逼近性质, 即下面的万能逼近定理.

定理 1^[9]: 设 $f(x)$ 是定义在紧集 $U \in \mathbf{R}^n$ 上的连续函数, 对任意常数 $\varepsilon > 0$, 一定存在形如式(2)的模糊系统 $y(x)$, 使得不等式

$$\sup_{x \in U} \|f(x) - y(x)\| \leq \varepsilon \quad (3)$$

成立. 由定理 1 可知, 对于任意给定的 U 上的连续函数 $f: U \rightarrow \mathbf{R}$, 存在形如式(2)的模糊系统, 使得

$$f(x) = \theta^{*T} \zeta(x) + \varepsilon, \quad (4)$$

其中, ε 为模糊系统的逼近误差, $|\varepsilon| \leq \varepsilon_h, \varepsilon_h$ 为常数, $\zeta: \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}$ 为模糊基函数, $\theta^* \in \mathbf{R}^p$ 为理想的权值矩阵, 取为在紧集 Ω 内使得 $|\varepsilon|$ 最小的 $\hat{\theta}$, 定义为

$$\theta^* = \arg \min_{\hat{\theta} \in \mathbf{R}^p} \left\{ \sup_{x \in \Omega} \|f(x) - \hat{\theta}^T \zeta(x)\| \right\}. \quad (5)$$

1.1 控制器设计

控制器设计应满足如下假设条件:

假设 1 控制增益 g_i 有界, 即存在常数 $g_{i1} \geq g_{i0} >$

0, 使得 $g_{i0} \leq |g_i| \leq g_{i1}$.

假设 2 模糊系统的权值估计值 $\hat{\theta}_i (1 \leq i \leq n)$ 有界.

下面给出控制器设计的具体步骤:

Step 1: 定义闭环系统(1)的跟踪误差为

$$z_1 = x_1 - y_r, \quad (6)$$

对其求导得

$$\dot{z}_1 = \dot{f}_1 + g_1 x_2 + \Delta_1 - \dot{y}_r. \quad (7)$$

定义

$$z_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (8)$$

为闭环系统的第 2 个子系统的跟踪误差, α_1 为该子系统的虚拟控制律, 则式(7)可表示为如下形式:

$$\dot{z}_1 = f_1 + g_1 z_2 + g_1 \alpha_1 + \Delta_1 - \dot{y}_r. \quad (9)$$

按照模糊干扰观测器的设计方法^[10], 构造如下观测器动态系统:

$$\dot{\mu}_1 = -\sigma_1 \mu_1 + p_1(x_1, \alpha_1, \hat{\theta}_1), \quad (10)$$

其中, $p_1(x_1, \alpha_1, \hat{\theta}_1) = \sigma_1 z_1 + f_1 + g_1 \alpha_1 - \dot{y}_r + \hat{\Delta}_1(x_1, \alpha_1 | \hat{\theta}_1) + \delta_{1r} + g_1 z_2$.

定义干扰观测器误差变量

$$\varphi_1 = z_1 - \mu_1, \quad (11)$$

对其求导得

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_1 &= -\sigma_1 \varphi_1 + \Delta_1(x_1, \alpha_1 | \theta_1^*) - \\ &\quad \hat{\Delta}_1(x_1, \alpha_1 | \hat{\theta}_1) + \varepsilon_1 - \delta_{1r}, \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$\delta_{1r} = \hat{F}_1 \text{sign}(\varphi_1) \quad (13)$$

为鲁棒项, 用于对模糊逼近误差进行补偿.

定义 $\tilde{\theta} = \theta^* - \hat{\theta}$, 于是式(12)可改写为

$$\dot{\varphi}_1 = -\sigma_1 \varphi_1 + \tilde{\theta}_1^T \zeta_1(x_1, \alpha_1) + \varepsilon_1 - \delta_{1r}. \quad (14)$$

根据式(9), 设计如下虚拟控制律:

$$\alpha_1^0 = -g_1^{-1}(k_1 z_1 + f_1 + \hat{\theta}_1^T \zeta_1 - \dot{y}_r + v_{1r}) - \chi_2, \quad (15)$$

将其通过限幅滤波器进行滤波, 得到虚拟控制输入 α_1 及其导数 $\dot{\alpha}_1$, 滤波器的表达式如下^[8]:

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_1(t) \\ \dot{q}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_2 \\ 2\xi\omega_n \left(S_R \left\{ \frac{\omega_n^2}{2\xi\omega_n} [S_M(x_c^0) - q_1] \right\} - q_2 \right) \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} x_c \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

其中, $S_M(\cdot)$ 和 $S_R(\cdot)$ 分别为幅值和速率限幅函数, $S_M(\cdot)$ 定义如下:

$$S_M(x) = \begin{cases} M, & x \geq M, \\ x, & |x| < M, \\ -M, & x \leq -M. \end{cases}$$

$S_R(\cdot)$ 的定义与 $S_M(\cdot)$ 相似.图 1 给出了限幅滤波器的结构框图.式(15)中 χ_2 为由滤波器引起的边界层误差:

$$\dot{\chi}_2 = -c_2\chi_2 + g_2(\alpha_2 - \alpha_2^0). \quad (18)$$

定义

$$\bar{z}_1 = z_1 - \chi_1, \quad (19)$$

其中,

$$\dot{\chi}_1 = -k_r\chi_1 + g_1(\alpha_1 - \alpha_1^0). \quad (20)$$

对 \bar{z}_1 求导,并将虚拟控制律 α_1^0 代入得

$$\dot{\bar{z}}_1 = -k_1\bar{z}_1 + g_1\bar{z}_2 + \bar{\theta}_1^T \zeta_1 + \varepsilon_1 - v_{1r}, \quad (21)$$

其中, $v_{1r} = \hat{F}_1 \text{sign}(\bar{z}_1)$ 为鲁棒项,用于对模糊逼近误差进行补偿.

对误差 \bar{z}_1 进行增广,得到

$$\dot{\Xi}_1 = -A_1\Xi_1 + B_1(\bar{\theta}_1^T \zeta_1 + \varepsilon_1) + R_1 + C_1g_1\bar{z}_2, \quad (22)$$

其中, $\Xi_1 = [\bar{z}_1, \varphi_1]^T$ 定义为子系统的增广误差, $A_1 = -\text{diag}[k_1, \sigma_1]$, $B_1 = [1, 1]^T$, $R_1 = [v_{1r}, \delta_{1r}]^T$, $C_1 = [1, 0]^T$.

Step i ($i = 2, \dots, n-1$):考虑闭环系统(1)的第 i 个子系统,对 z_i 求导得

$$\dot{z}_i = f_i + g_i x_{i+1} + \theta_i^{*T} \zeta_i + \varepsilon_i - \dot{\alpha}_{i-1}, \quad (23)$$

定义第 $i+1$ 个子系统的跟踪误差为

$$z_{i+1} = x_{i+1} - \alpha_i, \quad (24)$$

则式(23)可以表示为如下形式:

$$\dot{z}_i = f_i(\bar{x}_i) + g_i z_{i+1} + g_i \alpha_i + \theta_i^{*T} \zeta_i(\bar{x}_i, \alpha_i) + \varepsilon_i - \dot{\alpha}_{i-1}. \quad (25)$$

同 Step 1 类似,用模糊干扰观测器对复合干扰 $\Delta_i(\bar{x}_i)$ 进行补偿,构造如下观测器动态系统:

$$\dot{\mu}_i = -\sigma_i \mu_i + p_i(\bar{x}_i, \alpha_i, \hat{\theta}_i), \quad (26)$$

其中, $p_i(\bar{x}_i, \alpha_i, \hat{\theta}_i) = \sigma_i z_i + f_i + g_i \alpha_i - \dot{\alpha}_{i-1} + \hat{\Delta}_i(\bar{x}_i, \alpha_i | \hat{\theta}_i) + \delta_{ir} + g_i z_{i+1}$, α_i 为第 i 个子系统的虚拟控制输入,则式(26)可以写为

$$\dot{\mu}_i = f_i + g_i \alpha_i - \dot{\alpha}_{i-1} + \hat{\Delta}_i(\bar{x}_i, \alpha_i | \hat{\theta}_i) + \sigma_i(z_i - \mu_i) + \delta_{ir} + g_i z_{i+1}. \quad (27)$$

定义干扰观测器误差变量

$$\varphi_i = z_i - \mu_i, \quad (28)$$

则 FDO 的干扰观测误差可以表示为

$$\dot{\varphi}_i = -\sigma_i \varphi_i + \bar{\theta}_i^T \zeta_i(\bar{x}_i, \alpha_i) + \varepsilon_i - \delta_{ir}. \quad (29)$$

根据式(25),将第 i 个子系统的虚拟控制律设计为如下形式:

$$\alpha_i^0 = -g_i^{-1}[k_i z_i + f_i - \dot{\alpha}_{i-1} + \bar{\theta}_i^T \zeta_i + g_{i-1} z_{i-1} + v_{ir}] - \chi_{i+1}, \quad (30)$$

将其通过限幅滤波器进行滤波,得到虚拟控制输入 α_i 及其导数 $\dot{\alpha}_i$.

定义

$$\bar{z}_i = z_i - \chi_i, \quad (31)$$

其中,

$$\dot{\chi}_i = -k_i \chi_i + g_i(\alpha_i - \alpha_i^0). \quad (32)$$

对 \bar{z}_i 求导,并将虚拟控制律 α_i^0 代入得

$$\dot{\bar{z}}_i = -k_i \bar{z}_i + g_i \bar{z}_{i+1} + \bar{\theta}_i^T \zeta_i + \varepsilon_i - v_{ir} - g_{i-1} \bar{z}_{i-1}, \quad (33)$$

对误差 \bar{z}_i 进行增广,得到

$$\dot{\Xi}_i = -A_i \Xi_i + B_i(\bar{\theta}_i^T \zeta_i + \varepsilon_i) + R_i + C_i g_i \bar{z}_{i+1} - C_i g_{i-1} \bar{z}_{i-1}, \quad (34)$$

其中, $\Xi_i = [\bar{z}_i, \varphi_i]^T$ 定义为子系统的增广误差, $A_i = -\text{diag}[k_i, \sigma_i]$, $B_i = [1, 1]^T$, $R_i = [v_{ir}, \delta_{ir}]^T$, $C_i = [1, 0]^T$.

Step n :考虑闭环系统(1)的第 n 个子系统,目标是设计整个闭环系统的控制输入 u ,使得系统在有界输入下所有状态有界.

定义第 n 个子系统的跟踪误差为

$$z_n = x_n - \alpha_{n-1}, \quad (35)$$

对 z_n 求导得

$$\dot{z}_n = f_n + g_n u + \theta_n^{*T} \zeta_n + \varepsilon_n - \dot{\alpha}_{n-1}, \quad (36)$$

用模糊干扰观测器对 Δ_n 进行补偿,构造如下观测器动态系统:

$$\dot{\mu}_n = -\sigma_n \mu_n + p_n(\bar{x}_n, u, \hat{\theta}_n), \quad (37)$$

其中, $p_n(\bar{x}_n, u, \hat{\theta}_n) = \sigma_n z_n + f_n + g_n u - \dot{\alpha}_{n-1} + \hat{\Delta}_n(\bar{x}_n, u | \hat{\theta}_n)$,则式(37)可以写为

$$\dot{\mu}_n = f_n + g_n u - \dot{\alpha}_{n-1} + \hat{\Delta}_n(\bar{x}_n, u | \hat{\theta}_n) + \sigma_n(z_n - \mu_n) + \delta_{nr}. \quad (38)$$

定义干扰观测器误差变量

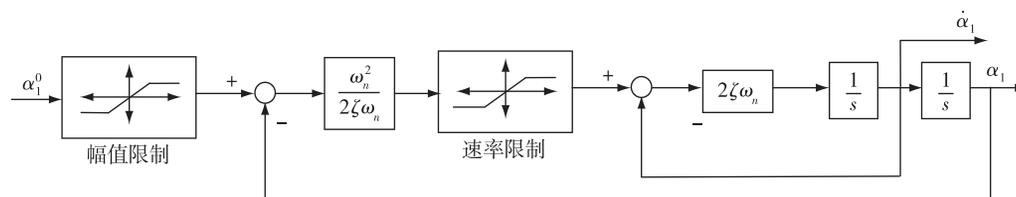


图 1 限幅滤波器

Fig. 1 Filter enforces magnitude, bandwidth, and rate limit constraints

$$\varphi_n = z_n - \mu_n, \quad (39)$$

则 FDO 的干扰观测误差可以表示为

$$\dot{\varphi}_n = -\sigma_n \varphi_n + \tilde{\theta}_n^T \zeta_n(\bar{x}_n, u) + \varepsilon_n - \delta_{nr}. \quad (40)$$

整个闭环系统的控制输入设计为如下形式:

$$u^0 = -g_n^{-1} [k_n z_n + f_n - \dot{\alpha}_{n-1} + \tilde{\theta}_n^T \zeta_n(\bar{x}_n, u) - g_{n-1} \bar{z}_{n-1} + v_{nr}], \quad (41)$$

并使其通过限幅滤波器进行滤波,得到实际的控制输入 u 及其导数 \dot{u} . 定义滤波误差

$$\bar{z}_n = z_n - \chi_n, \quad (42)$$

其中

$$\dot{\chi}_n = -k_i \chi_n + g_n (u - u^0). \quad (43)$$

对 \bar{z}_n 求导,并将控制输入 u^0 代入得

$$\dot{\bar{z}}_n = -k_n \bar{z}_n + \tilde{\theta}_n^T \zeta_n + \varepsilon_n - v_{nr} - g_{n-1} \bar{z}_{n-1}, \quad (44)$$

对误差 \bar{z}_n 进行增广,得到

$$\dot{\Xi}_n = -A_n \Xi_n + B_n (\tilde{\theta}_n^T \zeta_n + \varepsilon_n) + R_n - C_n g_{n-1} \bar{z}_{n-1}, \quad (45)$$

则式(21)、(33)和(44)构成了闭环系统(1)的误差跟踪系统.

1.2 控制器稳定性分析

定义闭环系统的 Lyapunov 函数为

$$V(t) = \frac{1}{2} \Xi_i^T \Xi_i + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_i^T \Lambda_i^{-1} \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2} \lambda_i^{-1} \tilde{F}_i^2, \quad (46)$$

其中, Λ_i 为正定对角阵. 对式(46)两端按时间 t 求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \Xi_i^T \dot{\Xi}_i - \tilde{\theta}_i^T \Lambda_i^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_i - \lambda_i^{-1} \tilde{F}_i \dot{\tilde{F}}_i = \\ & -\Xi_i^T A_i \Xi_i + \Xi_i^T B_i \tilde{\theta}_i^T \zeta_i + \Xi_i^T B_i (\varepsilon_i - v_{ir}) - \\ & \tilde{\theta}_i^T \Lambda_i^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_i - \lambda_i^{-1} \tilde{F}_i \dot{\tilde{F}}_i. \end{aligned} \quad (47)$$

根据式(47),可将 FDO 的参数自适应律设计为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\theta}}_i = \Lambda_i \zeta_i \Xi_i^T B_i, \\ \dot{\tilde{F}}_i = \lambda_i \|\Xi_i\|_i. \end{cases} \quad (48)$$

由于 $\|\varepsilon_i\| \leq F_i^*$, 则

$$\begin{aligned} \Xi_i^T B_i (\varepsilon_i - v_{ir}) - \lambda_i^{-1} \tilde{F}_i \dot{\tilde{F}}_i = \\ (\bar{z}_i + \varphi_i) \varepsilon_i - \hat{F}_i \|\bar{z}_i + \varphi_i\| - \tilde{F}_i \|\Xi_i\|_i \leq \\ (F_i^* - \hat{F}_i) \|\bar{z}_i + \varphi_i\| - \tilde{F}_i \|\Xi_i\|_i \leq 0, \end{aligned} \quad (49)$$

由于 $\dot{V}(t) \leq 0$, 因此闭环系统渐近稳定. 可得到如下结论:

定理 2 考虑闭环系统(1), 在假设 1 和假设 2 的条件下, 构造模糊干扰观测器误差动态系统(10)、(26)和(37), FDO 的自适应律由式(48)给出, 则在虚拟控制律 α_i 及控制输入 u 的作用下, 闭环系统渐

近稳定.

2 仿真

为了验证算法的有效性, 对其进行了数字仿真, 仿真模型为如下倒立摆模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{mlx_2^2 \sin(x_1) \cos(x_1) - (M+m)g \sin(x_1)}{4} + \\ \frac{ml \cos^2(x_1) - \frac{4}{3l(M+m)}}{-\cos(x_1)} u + d, \\ \frac{ml \cos^2(x_1) - \frac{4}{3l(M+m)}}{3l(M+m)} \end{cases}$$

其中, x_1, x_2 分别表示倒立摆的偏转角和偏转角速率, $\theta_1 = 0.1, \theta_2 = 0.1, \theta_3 = -0.2, u$ 为控制输入, d 为外界干扰, 仿真时所加干扰为幅值为 1, 频率为 $\frac{1}{(20\pi)}$ Hz 的方波. 仿真初始条件为 $x_1(0) = 0.1, x_2(0) = 0$. 仿真中为每个状态变量定义如下 5 个模糊集合:

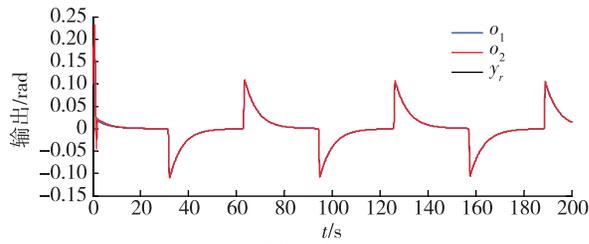
$$\begin{aligned} \mu_{A_{hi}}^1 &= \exp[-(x + 0.4)^2], \\ \mu_{A_{hi}}^2 &= \exp[-(x + 0.2)^2], \\ \mu_{A_{hi}}^3 &= \exp[-(x)^2], \\ \mu_{A_{hi}}^4 &= \exp[-(x - 0.2)^2], \\ \mu_{A_{hi}}^5 &= \exp[-(x - 0.4)^2]. \end{aligned}$$

仿真中与将抗饱和控制器(以下简称控制器 1)与未考虑控制输入饱和的控制器(以下简称控制器 2)进行了仿真对比. 控制输入幅值取为 $[-4, 4]$. 为了验证方法的有效性, 分别给出 2 种情况下的仿真, 第 1 种情况控制输入速率限幅为 $[-10, 10]$, 第 2 种情况控制输入速率限幅为 $[-9.6, 9.6]$.

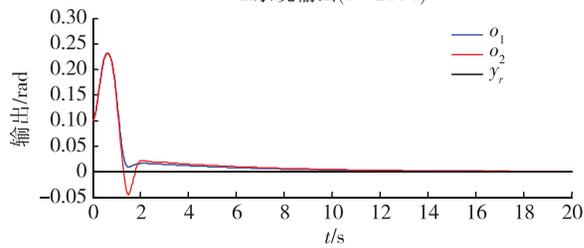
仿真结果如图 2—5 所示. 其中图 2—3 为第 1 种情况下的仿真结果, o_1, u_1 和 d_{u1} 为控制器 1 的仿真结果, o_2, u_2 和 d_{u2} 为控制器 2 的仿真结果. 从图 2b 可以看出控制器 1 的系统输出动态曲线好于控制器 2, 而且控制器 1 的控制输入和控制输入速率均小于控制器 2. 图 4—5 给出了第 2 种情况下的仿真结果. 可以看出, 当控制输入限幅降低, 控制器 1 仍能达到较好的输出结果, 而控制器 2 已失去系统稳定性.

3 结论

针对输入受限的非匹配不确定非线性系统, 提出了一种抗饱和自适应反步控制方法. 利用限幅滤波器对控制输入的幅值及其变化率进行限幅, 系统



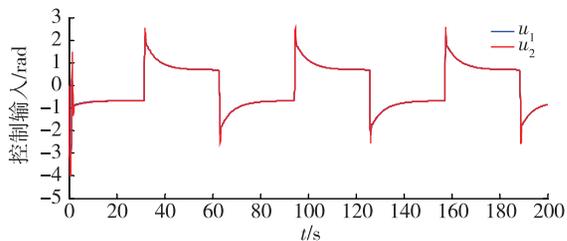
a. 系统输出(0~200 s)



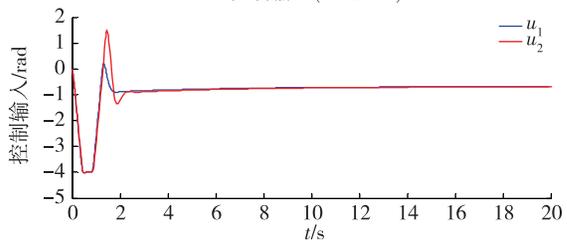
b. 系统输出(0~20 s)

图 2 系统输出仿真曲线

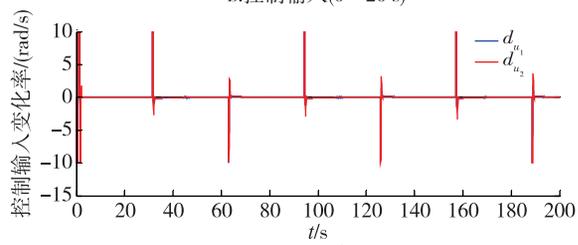
Fig. 2 Simulation results of system output



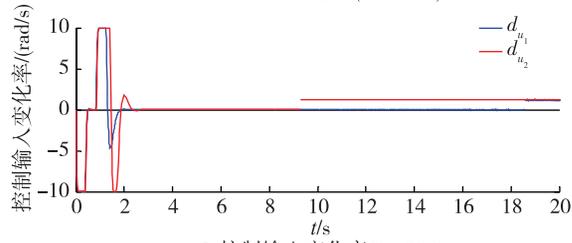
a. 控制输入(0~200 s)



b. 控制输入(0~20 s)



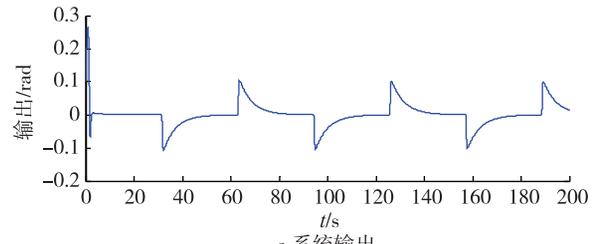
c. 控制输入变化率(0~200 s)



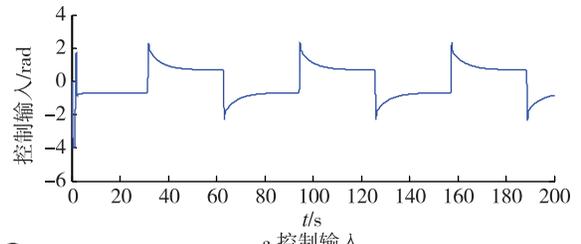
d. 控制输入变化率(0~20 s)

图 3 控制输入仿真曲线

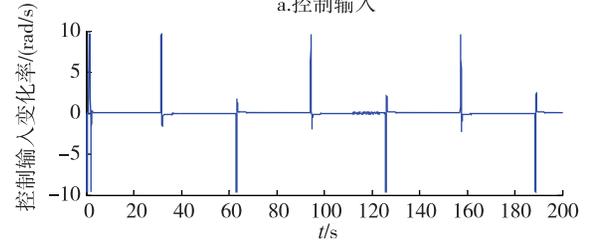
Fig. 3 Simulation results of control input



a. 系统输出



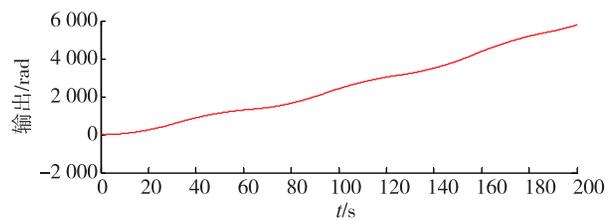
a. 控制输入



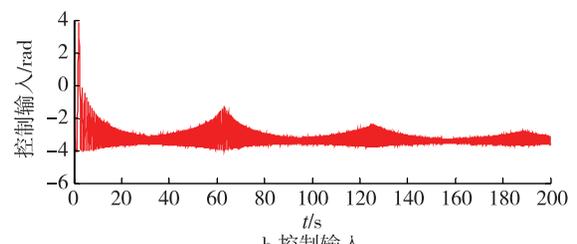
c. 控制输入变化率曲线

图 4 控制器 1 仿真结果

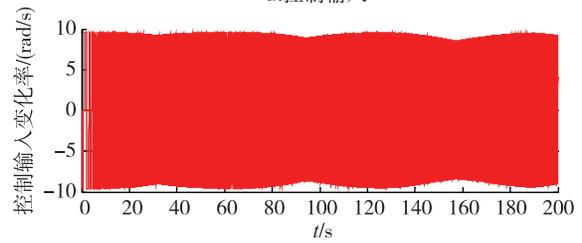
Fig. 4 Simulation results of controller 1



a. 系统输出



b. 控制输入



c. 控制输入变化率曲线

图 5 控制器 2 仿真结果

Fig. 5 Simulation results of controller 2

的未知非匹配不确定性及外界干扰由模糊干扰观测器在线逼近,利用反步法设计得到了渐近稳定的自适应跟踪控制器,使闭环系统的所有信号渐近稳定.基于 Lyapunov 稳定性分析方法推导出参数自适应律.对倒立摆的仿真结果表明,该方法在控制输入饱和的情况下仍具有良好的动态特性.

参考文献

References

- [1] Zhou S S, Feng G, Feng C B. Robust control for a class of uncertain nonlinear systems: Adaptive fuzzy approach based on backstepping [J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2005, 151(1): 1-20
- [2] Shen Q, Shi P, Zhang T, et al. Novel neural control for a class of uncertain pure-feedback systems [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, IEEE Early Access Articles, 2013
- [3] Wai R J, Muthusamy R. Design of fuzzy-neural-network inherited backstepping control for robot manipulator including actuator dynamics [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, IEEE Early Access Articles, 2013
- [4] 臧强,叶薛飞,林前程,等.基于神经网络方法的不确定非线性微分-代数系统的鲁棒反推镇定控制[J].南京信息工程大学学报:自然科学版,2012,4(4):340-344
ZANG Qiang, YE Xuefei, LIN Qiancheng, et al. Robust backstepping stabilization control for uncertain nonlinear differential-algebraic equations subsystems based-on artificial neural networks [J]. *Journal of Nanjing University of Information Science & Technology: Natural Science Edition*, 2012, 4(4): 340-344
- [5] 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
- [6] Farrell J, Polycarpou M, Sharma M. Adaptive backstepping with magnitude, rate, and bandwidth constraints: Aircraft longitude control [C] // *Proceedings of the American Control Conference*, 2003: 3898-3904
- [7] Kulkarni A, Purwar S. Wavelet based adaptive backstepping controller for a class of nonregular systems with input constraints [J]. *Expert Systems with Applications*, 2009, 36(3): 6686-6696
- [8] Sonneveldt L, Chu Q P, Mulder J A. Nonlinear flight control design using constrained adaptive backstepping [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*. 2007, 30(2): 322-336
- [9] 王立新. 自适应模糊系统与控制: 设计与稳定性分析 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1995
WANG Lixin. *Adaptive fuzzy system and control: Design and stability analysis* [M]. Beijing: Defense Industry Press, 1995
- [10] Kim E. A fuzzy disturbance observer and its application to control [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2002, 10(1): 77-84

Constrained adaptive backstepping control based on fuzzy disturbance observer

ZHOU Li¹ YIN Liping¹

¹ School of Information and Control, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

Abstract In this paper, a constrained adaptive control approach is proposed for nonlinear system with unmatched uncertainties. Fuzzy disturbance observer is used to approximate the unknown and unmatched uncertainties online. The backstepping method is adopted to design the adaptive controller. The command filter is introduced into the control system, which can effectively decrease the effect of the control input saturation on system stability. The controller design avoids the repeated derivation for the virtual control law. The closed-loop system is verified to be asymptotical with Lyapunov stability theorem. Simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Key words adaptive control; backstepping method; fuzzy disturbance observer; nonlinear system