

未知控制方向的 Bouc-Wen 迟滞系统控制器设计

楼 爽,赵新龙,潘海鹏

(浙江理工大学机械与自动控制学院,杭州 310018)

摘 要: 在非线性系统中的迟滞特性和未知控制方向,会增大超调,增加不精确性,甚至影响系统稳定。针对一类具有未知常数和执行器非线性的迟滞系统,提出了一种自适应反步控制方案。首先,用 Bouc-Wen 模型来描述迟滞特性,并得到该微分方程的上界值;然后,采用 Nussbaum 函数来处理未知控制方向,采用误差变换使得跟踪误差限定在预设范围之内;最后,用自适应控制来减少非线性带来的振荡和超调。该方案中闭环系统的所有信号都是有界的,确保了系统暂态和稳态的性能。仿真结果表明该方案有效。

关键词: 迟滞;自适应控制;误差变化;Nussbaum 函数

中图分类号: TP20

文献标志码: A

文章编号: 1673-3851 (2018) 07-0442-05

0 引 言

基于智能材料(如压电陶瓷、形状记忆合金等)的执行器可广泛应用到诸多精密领域中。执行器中的迟滞具有记忆、多映射和非平滑特性,它的存在往往是导致控制性能变差的原因,甚至可能导致控制系统的不稳定^[1-2]。近年来,对非线性系统的控制设计和分析已经得到了广泛的关注。一般来说,有两种方法来处理执行器的迟滞。一是自适应逆控制,以实现驱动器非线性的逆构造^[3-4];另一种方法是采用鲁棒自适应技术,它不涉及逆问题^[5-6]。

Bouc-Wen 模型最早由 Bouc 提出并由 Wen 完善。该模型通过调节微分方程参数,能够描述大部分迟滞特性,在执行机构非线性系统的控制问题中得到了广泛的应用,如压电执行器、磁流变阻尼器、机械受迫振动系统等^[7-8]。Rakotondrabe^[9]提出采用逆乘法结构来补偿 Bouc-Wen 模型的迟滞特性,只要确定系统的直接模型就可以避免大量计算。Minh 等^[10]研究了压电驱动器中的 Bouc-Wen 迟滞的非线性、不光滑特性,并且设计了自适应控制器。赵新龙等^[11]通过傅里叶变换得到了 Bouc-Wen 模

型的近似解,并针对该近似模型特性采用设计了自适应控制器,解决了开环控制中未知参数逆模型无法直接构造的难点。

虽然针对非线性系统的自适应控制已经取得了很大的进展,但当系统的控制方向未知时,难以对其设计控制器,而 Nussbaum 函数就是处理未知控制方向的方法之一。针对一类状态不可测的迟滞非线性系统,Liu 等^[12]将 Bouc-Wen 模型和 Nussbaum 函数相结合,用鲁棒滤波消除了系统状态不可测的限制,设计出一种基于李雅普诺夫神经网络控制器。Zhang 等^[13]研究了一类具有参数不确定性的非线性系统,考虑了对称死区和 Bouc-Wen 迟滞,并且基于反步技术和 Nussbaum 函数设计了一类自适应控制器。

在非线性系统中,迟滞、未知控制方向和不确定干扰都会对系统产生消极的影响,使得控制器设计的难度大大增加。本文针对结合了迟滞、未知方向控制和不确定干扰的非线性系统,提出了一种自适应反步控制,重点研究了 Nussbaum 函数与基于 Lyapunov 函数的反步控制,在解决未知控制方向的同时,采用误差变换,把跟踪误差限定在预设范围之

内,实现了对这一类未知控制方向的迟滞不确定非线性系统的有效控制。

1 非线性系统描述

整个 Bouc-Wen 迟滞不确定非线性系统可以描述为:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_i(\mathbf{x}_i) + g_i(\mathbf{x}_i)x_{i+1} + \omega_i(\mathbf{x}_i) \\ \dot{x}_n = f_n(\mathbf{x}_n) + g_n(\mathbf{x}_n)u + \omega_n(\mathbf{x}_n) \\ y = x_1 \\ u = d_p v - h \\ \dot{h} = A_{bw}\dot{v} - \beta|\dot{v}|h|h|^{n-1} - \gamma\dot{v}|h|^n \end{cases} \quad (1)$$

其中: $i=1,2,\dots,n-1$, $\mathbf{x}_i=[x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 是系统状态, v, u 和 y 分别是系统输入且迟滞输入、迟滞输出和系统输出, $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ 是不确定干扰, f_1, f_2, \dots, f_n 和 g_1, g_2, \dots, g_n 是未知光滑函数, A_{bw} 是恢复力参数, β 和 γ 是迟滞形状参数。由于 Bouc-Wen 模型采用微分方程表达, 不能得到通解, 但其上界值 h_M 可确定为 $h_M = \sqrt{\frac{n A_{bw}}{\beta + \gamma}}$, $A_{bw} > 0, \beta + \gamma > 0$ ^[14]。

本文作如下假设: a) 函数 $g(x)$ 和未知常数 \bar{g}_0 和 \bar{g}_1 , 满足 $\bar{g}_1 \geq |g(x)| \geq \bar{g}_0 > 0$; b) 有非负光滑函数 $\varphi_i(x)$ 和未知常数 q_i , 满足 $|\omega_i| = q_i \varphi_i(x)$; c) 期望输出 $y_d(t)$ 已知有界且可导。

2 基于误差变换的自适应控制

采用径向基神经网络估计系统的 $f_i(x): f_i(x) = Z_{f_i}^T(x)\theta_{f_i}^* + w_{f_i}(x)$, 其中: $Z_{f_i}(x)$ 是选择基函数, $\theta_{f_i}^*$ 是理想权重向量, 定义权重估计误差 $\bar{\theta}_{f_i} = \hat{\theta}_{f_i} - \theta_{f_i}^*$, $w_{f_i}(x)$ 是重构误差, 由于神经网络的逼近特性, 存在未知常数 $W_{f_i} > 0$ 满足 $|w_{f_i}(x)| \leq W_{f_i}$ 。

若函数 $V(t) \geq 0$ 和 $\zeta(t), g(x(\tau))$, 且 $N(\zeta)$ 为 Nussbaum 函数, 则不等式恒成立^[15]:

$$V \leq c_0 + \int_0^t g(x(\tau))N(\zeta)\dot{\zeta}e^{c_1(\tau-t)}d\tau + \int_0^t \dot{\zeta}e^{c_1(\tau-t)}d\tau \quad (2)$$

其中: 常量 $c_1, c_0 > 0$, 因此 $V(t)$ 和 $\zeta(t)$ 必然有界。

本文选择 Nussbaum 函数的表达式: $N(\zeta) = \zeta^2 \cos(\zeta)$, 选择预设性能函数: $\rho(t) = (\rho_0 - \rho_\infty)e^{-\mu} + \rho_\infty$, 其中: $\rho_0 = \rho(0)$ 是误差允许的最大值; 稳态时 ρ_∞ 是跟踪误差的最大值; μ 是决定 $\rho(t)$ 递减的速率^[16]。误差转换的定义为 $e(t) = \rho(t)S(z_1)$, 其中: z_1 表示转换后的误差, $S(\cdot)$ 表示一类平滑、严格递增的可逆函数。

因此, 原系统现在可以被转换成如下系统状态方程:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \chi(-m + f_1 + g_1 x_2 + \omega_1) \\ \dot{x}_i = g_i x_{i+1} + f_i + \omega_i \\ \dot{x} = g_n u + f_n + \omega_n \\ u = d_p v - h \\ \dot{h} = A_{bw}\dot{v} - \beta|\dot{v}|h|h|^{n-1} - \gamma\dot{v}|h|^n \end{cases} \quad (3)$$

其中: $i=2,3,\dots,n-1$, $\chi = \partial S^{-1}/(\partial(e(t)/\rho(t))\rho(t))$, $m = \dot{y}_d(t) + \frac{e(t)\dot{\rho}(t)}{\rho(t)}$ 。

本次设计包括 n 步, 首先设计虚拟控制量, 最终在第 n 步设计出控制量^[17]。

第 1 步: 令 $z_2 = x_2 - \alpha_1$, 其中: α_1 为一个虚拟控制函数。选择如下 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}|\bar{\theta}_{f_1}|^2 \quad (4)$$

其中: $\bar{\theta}_{f_1} = \hat{\theta}_{f_1} - \theta_{f_1}^*$ 。对式(4)进行求导, 得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 + \bar{\theta}_{f_1}^T \dot{\bar{\theta}}_{f_1} \\ &= z_1 r(-m + f_1 + g_1 x_2 + \omega_1) + \bar{\theta}_{f_1}^T \dot{\bar{\theta}}_{f_1} \end{aligned} \quad (5)$$

设计虚拟控制量 α_1 :

$$\alpha_1 = N(\zeta_1)\eta_1, \zeta_1 = z_1 r \eta_1 \quad (6)$$

其中: η_1 为一个光滑函数, 将式(6)带入式(5), 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -rmz_1 + z_1 r Z_{f_1}^T(x_1)\bar{\theta}_{f_1} + |z_1 r|q_1\varphi_1(x_1) + \\ &|z_1 r|W_{f_1} - z_1 r \eta_1 + \dot{\zeta}_1 + z_1 r g_1 z_2 + \\ &g_1 N(\zeta_1)\dot{\zeta}_1 + \bar{\theta}_{f_1}^T (\dot{\bar{\theta}}_{f_1} - z_1 r Z_{f_1}^T(x_1)) \end{aligned} \quad (7)$$

选择 $\eta_1 = \frac{k_1}{2r}z_1 - m + Z_{f_1}^T(x_1)\bar{\theta}_{f_1} + n_{f_1}z_1 r + n_{\varphi_1}z_1 r \varphi_1^2(x_1)$, $\dot{\bar{\theta}}_{f_1} = -\sigma_1 \bar{\theta}_{f_1} + z_1 r Z_{f_1}^T(x_1)$, 其中: $k_1 > \frac{r^2}{2}, n_{f_1}, n_{\varphi_1}, \sigma_1 > 0$, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -\frac{k_1}{2}z_1^2 - \frac{\sigma_1}{2}\|\bar{\theta}_{f_1}\|^2 + z_1 r g_1 z_2 + \dot{\zeta}_1 + \\ &g_1 N(\zeta_1)\dot{\zeta}_1 + \frac{\sigma_1}{2}\|\theta_{f_1}^*\|^2 + \frac{W_{f_1}^2}{4n_{f_1}} + \frac{q_1^2}{4n_{\varphi_1}} \end{aligned} \quad (8)$$

选择 $c_{01} = \frac{\sigma_1}{2}\|\theta_{f_1}^*\|^2 + \frac{W_{f_1}^2}{4n_{f_1}} + \frac{q_1^2}{4n_{\varphi_1}} > 0$ 是一个常数, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -\frac{k_1}{2}z_1^2 - \frac{\sigma_1}{2}\|\bar{\theta}_{f_1}\|^2 + z_1 r g_1 z_2 + \\ &g_1 N(\zeta_1)\dot{\zeta}_1 + \dot{\zeta}_1 + c_{01} \end{aligned} \quad (9)$$

选择 $c_{11} = \min\left\{k_1 - \frac{r^2}{2}, \sigma_1\right\} > 0$, c_{11} 是一个常数, 可得:

$$\dot{V}_1 \leq -c_{11}V_1 + g_1 N(\zeta_1)\dot{\zeta}_1 + \dot{\zeta}_1 + c_{01} + g_1^2 z_2^2 \quad (10)$$

两边同乘以 $e^{c_{11}t}$, 然后积分, 再两边同除以 $e^{c_{11}t}$, 可变成:

$$V_1 \leq V_1(0) + \frac{c_{01}}{c_{11}} + \int_0^t \dot{\zeta}_1 e^{c_{11}(\tau-t)} d\tau + \int_0^t g_1^2 z_2^2 e^{c_{11}(\tau-t)} d\tau + \int_0^t g_1 N(\zeta_1)\dot{\zeta}_1 e^{c_{11}(\tau-t)} d\tau \quad (11)$$

根据式(2)可知, 如果 z_2 有界, 则 z_1 也有界。

第 i 步: 当 $2 \leq i \leq n-1$ 时, 选择如下参数: $V_i =$

$$\frac{1}{2} z_i^2 + \frac{1}{2} |\tilde{\theta}_{f_i}|^2, \tilde{\theta}_{f_i} = \hat{\theta}_{f_i} - \theta_{f_i}^*, \alpha_1 = N(\zeta_i) \eta_i, \zeta_i =$$

$$z_i r \eta_i, k_i > \frac{1}{2}, \eta_i = \frac{k_i}{2} z_i + Z_{f_i}^T(x_i) \hat{\theta}_{f_i} + n_{f_i} z_i + n_{\varphi_i} z_i \varphi_i^2$$

$$(x_i) - \alpha_{i-1}, \dot{\hat{\theta}}_{f_i} = -\sigma_i \hat{\theta}_{f_i} + z_i Z_{f_i}^T(x_i), n_{f_i}, n_{\varphi_i}, \sigma_i > 0,$$

$$c_{0i} = \frac{\sigma_i}{2} \|\theta_{f_i}^*\|^2 + \frac{W_{f_i}^2}{4n_{f_i}} + \frac{q_i^2}{4n_{\varphi_i}}, c_{1i} = \min\left\{k_i - \frac{1}{2}, \sigma_i\right\}.$$

根据式(2)可知, 如果 z_{i+1} 有界, 则 $V_i, \zeta_i, z_i, \hat{\theta}_{f_i}$ 都有界。

第 n 步: 考虑 n 阶系统:

$$\begin{cases} z_n = x_n - \alpha_{n-1} \\ \dot{x}_n = f_n + g_n u + \omega_n \\ u = d_p v - h \end{cases} \quad (12)$$

设计如下控制律:

$$\begin{cases} v = N(\zeta_n) \eta_n / d_p \\ \alpha_n = u = N(\zeta_n) \eta_n \\ \dot{\zeta}_n = z_n \eta_n \\ D = g_n h_M, \dot{\hat{D}} = z_n d \\ \eta_n = \frac{k_n}{2} z_n + Z_{f_n}^T(x_n) \hat{\theta}_{f_n} + n_{f_n} z_n + n_{\varphi_n} z_n \varphi_n^2(x_n) - \dot{\alpha}_{n-1} + \hat{D} \\ \dot{\hat{\theta}}_{f_n} = -\sigma_n \hat{\theta}_{f_n} + z_n Z_{f_n}^T(x_n) \end{cases} \quad (13)$$

其中: $k_n, n_{f_n}, n_{\varphi_n}, \sigma_n > 0, \hat{D}$ 是 D 的估计值。

定理 1 考虑 Bouc-Wen 迟滞非线性系统(1), 满足假设, 经过 $e(t) = \rho(t)S(z_1)$ 误差变换, 采用控制律(13), 那么闭环系统所有信号有界, 而且系统误差能控制在预设范围之内。

证明 先证明闭环信号有界, 选取 Lyapunov 函数

$$V_n = \frac{1}{2} z_n^2 + \frac{1}{2} |\tilde{\theta}_{f_n}|^2 + \frac{1}{2d} \tilde{D}^2 \quad (14)$$

其中: $\tilde{\theta}_{f_n} = \hat{\theta}_{f_n} - \theta_{f_n}^*, \tilde{D} = \hat{D} - D, d$ 是一个常数。对式(15)进行求导, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= z_n f_n + z_n g_n N(\zeta_n) \eta_n + z_n \hat{D} + \\ & z_n \omega_n + \tilde{\theta}_{f_n}^T \dot{\hat{\theta}}_{f_n} + \frac{1}{d} \tilde{D} \dot{\tilde{D}} \end{aligned} \quad (15)$$

将式(13)、(14)带入式(16)中, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &\leq -\frac{k_n}{2} z_n^2 - \frac{\sigma_n}{2} \|\tilde{\theta}_{f_n}\|^2 g_n N(\zeta_n) \zeta_n + \zeta_n + \\ & \frac{\sigma_n}{2} \|\theta_{f_n}^*\|^2 + \frac{W_{f_n}^2}{4n_{f_n}} + \frac{q_n^2}{4n_{\varphi_n}} + \tilde{D} \left(\frac{1}{d} \dot{\tilde{D}} - z_n \right) \end{aligned} \quad (16)$$

选取 $c_{0n} = \frac{\sigma_n}{2} \|\theta_{f_n}^*\|^2 + \frac{W_{f_n}^2}{4n_{f_n}} + \frac{q_n^2}{4n_{\varphi_n}}, c_{1i} = \min\{k_i, \sigma_i\}$, 其中: $c_{0n}, c_{1i} > 0$ 是常数, 可得:

$$\dot{V}_n \leq -c_{1n} V_n + g_n N(\zeta_n) \zeta_n + \zeta_n + c_{0n} \quad (17)$$

两边同乘以 $e^{c_{1n}t}$, 然后积分, 再两边同除以 $e^{c_{1n}t}$, 可变成:

$$\begin{aligned} V_n &\leq V_n(0) + \frac{c_{0n}}{c_{1n}} + \int_0^t \zeta_n e^{c_{1n}(\tau-t)} d\tau + \\ & \int_0^t g_n N(\zeta_n) \zeta_n e^{c_{1n}(\tau-t)} d\tau \end{aligned} \quad (18)$$

其中: 根据式(2)可知, V_n, ζ_n 是有界的, 所以 z_n 和 $\hat{\theta}_{f_n}$ 都是有界的。同理可得, $V_1, V_2, \dots, V_n, \zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_n, \hat{\theta}_{f_1}, \hat{\theta}_{f_2}, \dots, \hat{\theta}_{f_n}, z_1, z_2, \dots, z_n$ 也都是有界的。所以, 闭环系统的所有信号都有界。

根据误差变换的预设性能函数 $e(t) = \rho(t)S(z_1)$, 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| < \rho_\infty$, 可知系统的跟踪误差可以限定在预设范围之内, 故该系统的预设性能得到保障。

3 仿 真

一个常规二阶非线性系统用来验证所提出方案的有效性, 其描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_1 e^{-0.5x_1} + (1+x_1^2)x_2 + \omega_1 \\ \dot{x}_2 = x_1 x_2 + (3+\cos(x_1 x_2))u + \omega_2 \\ y = x_1 \\ u = d_p v - h \\ \dot{h} = A_{bw} \dot{v} - \beta |v| h |h|^{n-1} - \gamma v |h|^n \end{cases}$$

要求系统的状态误差不大于 0.01, 且通过性能函数来确保暂态和稳态的性能, 该性能函数取 $\rho(t) = (0.3 - 0.01)e^{-2.5t} + 0.01, \delta = 0.3, \rho_0(0) = 0.3, \rho_\infty = 0.01, l = 2.5$ 。期望输出为 $y_d = 0.5(\sin(t) + \cos(2t))$ 。设定 $x_1(0) = 0.5, x_2(0) = 0$, 不确定干扰为 $\omega_1 = 0.1\sin(t), \omega_2 = 0.1\sin(t)$, 且 $k_1 = 2, k_2 = 0, A_{bw} = 0.12, d_p = 1.5, \beta = 0.02, \gamma = -0.015, \varphi_2(x_2) = 3.51 + 0.5\cos(x_1 x_2), \varphi_1(x_1) = 3.01 + x_1, n_{f_1} = n_{\varphi_1} = 0.12, n_{f_2} = n_{\varphi_2} = 0.12, \sigma_1 = \sigma_2 = 5$ 。

图 1 表示系统的控制量, 图 2 表示系统的期望输出和实际输出, 图 3 表示加误差变化时系统的跟踪误差。从图 1—图 3 中可以看出, 本文设计的控制方案能够有效地跟踪期望轨迹, 而且系统误差能

够限定在预设的范围之内,保障了系统的暂态和稳态性能。

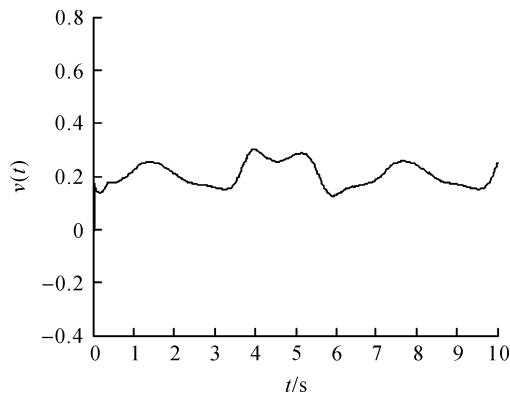


图1 系统的控制量

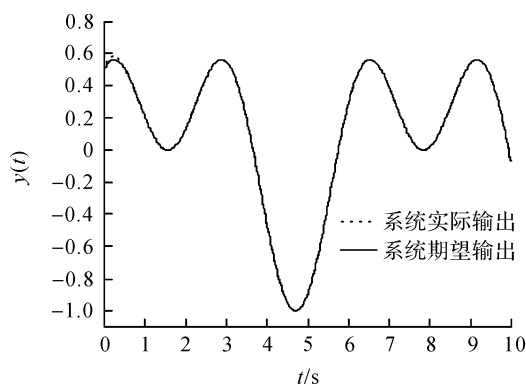


图2 系统的输出轨迹

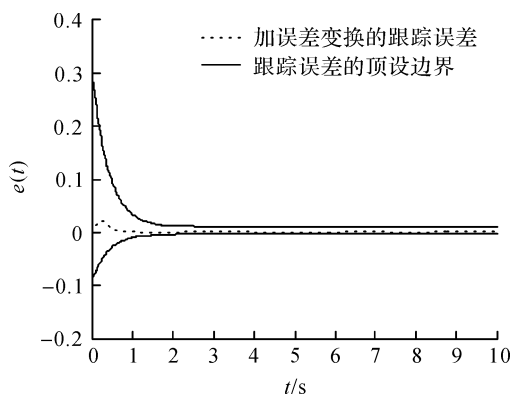


图3 系统的输出误差

4 结 论

本文针对未知控制方向的迟滞不确定非线性系统提出了一类自适应反步控制。用 Bouc-Wen 模型来描述系统的迟滞,使用 Nussbaum 增益型函数来处理未知控制方向的问题,采用误差变换与基于 Lyapunov 函数的反步控制相结合的方法来实现自适应控制器的设计。结果表明,不但闭环系统的所有信号都是有界的,有效地削弱迟滞的不良影响,保证了系统的精度,而且保障了系统的预设性能,能把跟踪误差限定在预设的范围之内。

参考文献:

- [1] Tao G, Kolotovic P V. Adaptive control of plants with unknown hystereses[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(2): 200-212.
- [2] Su C Y, Wang Q, Chen X, et al. Adaptive variable structure control of a class of nonlinear systems with unknown Prandtl-Ishlinskii hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(12): 2069-2074.
- [3] Zhou J, Zhang C, Wen C. Robust adaptive output control of uncertain nonlinear plants with unknown backlash nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(3): 503-509.
- [4] Zhou J, Wen C, LI T. Adaptive output feedback control of uncertain nonlinear systems with hysteresis nonlinearity [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(10): 2627-2633.
- [5] Chen X, Su C Y, Fukuda T. Adaptive control for the systems preceded by hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(4): 1019-1025.
- [6] Zhang X, Lin Y. An adaptive output feedback dynamic surface control for a class of nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis[J]. Asian Journal of Control, 2013, 15(2): 489-500.
- [7] 于巍. Bouc-Wen 模型线性化研究现状[J]. 机械工程与自动化, 2017, 202(3): 36-37.
- [8] 陈盛, 程雷, 姬翔. 基于 Bouc-Wen 迟滞模型的霍尔传感器速度检测系统[J]. 仪表技术与传感器, 2017(4): 63-66.
- [9] Rakotondrabe M. Bouc-Wen modeling and inverse multiplicative structure to compensation hysteresis nonlinearity in piezoelectric actuators [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2011, 8(2): 428-431.
- [10] Minh T V, Chen X. Adaptive control for piezoelectric actuator using discrete-time Bouc-Wen model[C]// IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics. IEEE, 2015: 1554-1559.
- [11] 赵新龙, 李智, 苏春翌. 基于 Bouc-Wen 模型的迟滞非线性系统自适应控制[J]. 系统科学与数学, 2014, 34(12): 1496-1507.
- [12] Liu Z, Lai G Y, Zhang Y, et al. Adaptive neural output feedback control of output-constrained nonlinear systems with unknown output nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(8): 1789-1802.
- [13] Zhang Z Q, Xie X J. Asymptotic tracking control of uncertain nonlinear systems with unknown actuator nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2014, 59(5): 1336-1341.

- [14] Ikhoulane F, Rodellar J. Systems with Hysteresis: Analysis, Identification and Control Using the Bouc-Wen Model[M]. England: John Wiley and Sons, 2007: 13-24.
- [15] Nussbaum R D. Some remarks on a conjecture in parameter adaptive control[J]. Systems & Control Letter, 1983, 3(5): 243-246.
- [16] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems[J]. Automatica, 2009, 45(2): 532-538.
- [17] 赵新龙, 汪佳丽. 未知控制方向的迟滞非线性系统预设自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(5): 682-688.

Controller design for Bouc-Wen hysteresis system with unknown control direction

LOU Shuang, ZHAO Xinlong, PAN Haipeng

(Faculty of Mechanical Engineering & Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Hysteresis and unknown control direction in nonlinear system will increase overshoot and inaccuracy, even affecting system stability. An adaptive backstepping control scheme is proposed for a class of nonlinear hysteresis systems with unknown constant and actuator. Firstly, Bouc-Wen model is used to describe the hysteresis and the upper bound of differential equation is derived. Then, the unknown control direction is solved by Nussbaum function and error transformation is used to confine the error to a predefined residual. Finally, an adaptive approach is employed to reduce oscillation and overshoot caused by nonlinearity. All the signals in the closed-loop system are uniformly bounded and the controller ensures the transient and steady performance. Simulation results show that this scheme is feasible.

Key words: hysteresis; adaptive control; error transformation; Nussbaum function

(责任编辑: 康 锋)