

# 一类非线性严格反馈系统基于干扰观测器的抗干扰控制

魏新江, 张玲艳

(鲁东大学 数学与统计科学学院, 山东 烟台 264025)

**摘要:** 针对一类带有干扰的非线性严格反馈系统, 研究其抗干扰控制问题. 系统干扰满足不匹配条件, 代表一类部分信息已知的干扰. 通过设计非线性干扰观测器, 提出基于非线性干扰观测器和 back-stepping 的抗干扰控制方法来补偿干扰, 该方法可以保证闭环系统所有信号是半全局最终一致有界的. 最后, 通过与现有方法的对比验证了所提出方法的正确性和有效性.

**关键词:** 非线性严格反馈系统; 不匹配干扰; 干扰观测器; 抗干扰控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

## Anti-disturbance control based on disturbance observer for a class of nonlinear strict-feedback systems

WEI Xin-jiang, ZHANG Ling-yan

(School of Mathematics and Statistics Science, Ludong University, Yantai 264025, China. Correspondent: WEI Xin-jiang, E-mail: weixinjiang@163.com)

**Abstract:** Anti-disturbance control problem is studied for a class of nonlinear strict-feedback systems with disturbances. The system disturbances satisfy mismatched condition and represent a class of disturbances with partially-known information. By designing a nonlinear disturbance observer, the nonlinear disturbance observer plus back-stepping(NDOPBS) control strategy is proposed to compensate the disturbances. It is proved that all the signals in the closed-loop system are semi-global uniformly ultimate bounded(SGUUB). Finally, the numerical simulation result demonstrates the correctness and effectiveness of the proposed approach by the comparison with existing methods.

**Keywords:** nonlinear strict-feedback systems; mismatched disturbances; disturbance observer; anti-disturbance control

### 0 引言

1987年, Nakao等<sup>[1]</sup>提出了基于干扰观测器的控制策略(DOBC), 其基本思想是通过构建一个干扰观测器估计干扰, 基于干扰观测器的输出, 将前馈补偿器和传统的反馈控制器相结合达到补偿干扰的目的. DOBC方法可以处理一类非线性系统的抗干扰控制问题, 能够针对部分信息已知的干扰进行有效的稳定性分析, 因此具有高精度、结构简单等特性. 另外, 该方法可以有效避免部分自适应控制、随机控制中偏微分方程的求解问题. 目前, DOBC方法已经广泛应用于实际工程中, 如机器人系统<sup>[2]</sup>、航天器系统<sup>[3]</sup>、磁盘驱动器系统<sup>[4]</sup>等.

近年来, DOBC方法已经从线性化设计逐渐发展到非线性设计<sup>[5-6]</sup>. 文献[5]研究了一类带有干扰和非

线性动态的多输入多输出(MIMO)非线性系统, 针对非线性动态为已知、未知两种情况, 分别设计相应的全维、降维干扰观测器估计干扰, 利用DOBC方法达到抑制干扰的目的. 文献[6]考虑了一类带有干扰的一般单输入单输出(SISO)非线性系统, 通过设计新的非线性干扰观测器, 提出一种基于非线性干扰观测器的控制方法(NDOBC). 另外, DOBC方法已经与其他控制策略进行了有效的结合, 如: 复合DOBC与 $H_\infty$ 控制方法<sup>[7]</sup>、复合DOBC与滑模控制方法<sup>[8]</sup>、复合DOBC与模糊控制方法<sup>[9]</sup>、复合DOBC与自适应控制方法<sup>[10]</sup>等. 在文献[11]中, 针对一类带有干扰和非线性动态的非线性系统, 提出了一种干扰观测器与back-stepping方法相结合的控制策略. 然而, 文献[11]研究的系统主体部分是线性的, 干扰观测器也是线性

收稿日期: 2015-07-20; 修回日期: 2015-12-11.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61374108).

作者简介: 魏新江(1977—), 男, 教授, 从事鲁棒控制、非线性控制、随机控制等研究; 张玲艳(1989—), 女, 硕士生, 从事非线性系统抗干扰控制的研究.

的. 基于此, 考虑将其推广到更一般的非线性严格反馈系统中, 并引进非线性干扰观测器来估计干扰.

本文将研究对象从主体部分为线性的系统拓展到一类更一般的非线性严格反馈系统, 所提出的基于非线性干扰观测器和 back-stepping 的 NDOPBS 方法将干扰估计值引入到虚拟控制中以补偿干扰. 与传统的 back-stepping 方法相比, 可以进一步改善控制精度, 提高系统性能.

## 1 问题描述

带有不匹配干扰的非线性严格反馈系统描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_i(\bar{x}_i) + g_i(\bar{x}_i)x_{i+1} + h_i d_i(t), & 1 \leq i \leq n-1; \\ \dot{x}_n = f_n(\bar{x}_n) + g_n(\bar{x}_n)u + h_n d_n(t); \\ y = s(x). \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $\bar{x}_i = [x_1, x_2, \dots, x_i]^T \in R^i$ ,  $u \in R$ ,  $y$  分别为系统的状态、控制输入和系统输出;  $f_i$ 、 $g_i$ 、 $s$  为可微的光滑函数, 且  $f_i(0) = 0$ ,  $g_i(\cdot) \neq 0$ ;  $h_i$  为常量,  $i = 1, 2, \dots, n$ ;  $d_i(t) \in R$  为系统干扰.

**假设 1**<sup>[6]</sup> 干扰  $d_i(t)$  由以下外源系统生成:

$$\begin{cases} \dot{w}_i(t) = A_i w_i(t), \\ d_i(t) = C_i w_i(t). \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $w_i \in R^{m \times 1}$  为外源系统的状态,  $A_i \in R^{m \times m}$  和  $C_i \in R^{1 \times m}$  为适维矩阵. 通常, 假设外源系统 (2) 是中立稳定的.

**注 1** 模型 (2) 可以代表一类部分信息已知的干扰, 例如频率已知、振幅和相位未知的谐波干扰.

## 2 非线性干扰观测器

为了估计未知干扰  $d_i$ , 基于文献 [6], 设计如下非线性干扰观测器:

$$\begin{cases} \dot{q}_i = [A_i - l_i(x_i)h_i C_i]q_i + A_i p_i(x_i) - \\ \quad l_i(x_i)[h_i C_i p_i(x_i) + f_i + g_i x_{i+1}], \\ \quad 1 \leq i \leq n-1; \\ \dot{q}_n = [A_n - l_n(x_n)h_n C_n]q_n + A_n p_n(x_n) - \\ \quad l_n(x_n)[h_n C_n p_n(x_n) + f_n + g_n u]; \\ \hat{w}_i = q_i + p_i(x_i), \quad 1 \leq i \leq n; \\ \hat{d}_i = C_i \hat{w}_i, \quad 1 \leq i \leq n. \end{cases} \quad (3)$$

其中:  $\hat{w}_i$ 、 $\hat{d}_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) 分别为  $w_i$  和  $d_i$  的估计值; 中间辅助变量  $q_i \in R^{m \times 1}$  为非线性干扰观测器 (3) 的状态;  $p_i(x_i) \in R^{m \times 1}$  为需要设计的非线性函数;  $l_i(x_i)$  为干扰观测器的非线性增益函数, 且满足

$$l_i(x_i) = \frac{\partial p_i(x_i)}{\partial x_i}. \quad (4)$$

干扰估计误差表示为  $e_i = w_i - \hat{w}_i$ . 基于式 (1)~(3), 得到如下误差系统:

$$\dot{e} = [A - l(x)hC]e. \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} e &= [e_1, e_2, \dots, e_n]^T, \\ A &= \text{diag}\{A_1, A_2, \dots, A_n\}, \\ C &= \text{diag}\{C_1, C_2, \dots, C_n\}, \\ h &= \text{diag}\{h_1, h_2, \dots, h_n\}, \\ l(x) &= \text{diag}\{l_1(x_1), l_2(x_2), \dots, l_n(x_n)\}. \end{aligned}$$

将系统 (1) 重新描述为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x) + G(x)U(t) + HD(t), \\ y = s(x). \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} F(x) &= [f_1, f_2, \dots, f_n]^T; \\ G(x) &= [G_1(x), G_2(x), \dots, G_n(x)]; \\ G_i(x) &= [0, 0, \dots, g_i x_{i+1}, \dots, 0]^T, \\ & \quad i = 1, 2, \dots, n-1; \\ G_n(x) &= [0, \dots, g_n]^T, \quad U(t) = [1, \dots, 1, u]^T; \\ H &= [H_1, H_2, \dots, H_n]; \quad H_i = [0, \dots, h_i, \dots, 0]^T; \\ D(t) &= [d_1, d_2, \dots, d_n]^T. \end{aligned}$$

**假设 2**<sup>[6,10]</sup> 针对非线性严格反馈系统 (1), 假设存在干扰  $d_i$  到输出的相对阶  $r_i$  ( $r_i \geq 1$ ), 使  $m_i(x) = L_{H_i} L_F^{r_i-1} s(x) \neq 0$ , 并且  $m_i(x)$  在  $x$  的可行域内有界.

根据文献 [6,10], 选择

$$p_i(x_i) = K_i L_F^{r_i-1} s(x). \quad (7)$$

基于式 (4), 得到如下非线性观测增益函数:

$$l_i(x_i) = K_i \frac{\partial L_F^{r_i-1} s(x)}{\partial x_i}. \quad (8)$$

由假设 2, 可得

$$m_i(x) = \frac{\partial L_F^{r_i-1} s(x)}{\partial x_i} h_i. \quad (9)$$

因此有

$$l_i(x_i)h_i = K_i m_i(x). \quad (10)$$

按照假设 2, 不妨设  $m_i(x) = L_{H_i} L_F^{r_i-1} s(x) > 0$ , 如果存在一个常数  $m_{0i} > 0$  和一个有界的非线性函数  $m_{ii}(x)$ , 满足

$$m_i(x) = m_{0i} + m_{ii}(x). \quad (11)$$

其中:  $m_{0i}$  取  $m_i(x)$  的最小值,  $m_{ii}^2(x) \leq \bar{m}_{ii}^2$ ,  $\bar{m}_{ii}$  为已知常量. 则估计误差系统 (5) 可以进一步描述为

$$\dot{e} = [\bar{A} - KM(x)C]e. \quad (12)$$

其中

$$\bar{A} = A - KMC,$$

$$K = \text{diag}\{K_1, K_2, \dots, K_n\},$$

$$M(x) = \text{diag}\{m_{11}(x), m_{22}(x), \dots, m_{nn}(x)\},$$

$$M = \text{diag}\{m_{01}, m_{02}, \dots, m_{0n}\}.$$

定义矩阵  $\bar{M} = \text{diag}\{\bar{m}_{11}^{-1}, \bar{m}_{22}^{-1}, \dots, \bar{m}_{nn}^{-1}\}$ , 则  $M(x)M^T(x) \leq (\bar{M}^{-1})^2$ . 对估计误差系统(5)进行稳定性分析, 可得到如下结论.

**定理 1** 针对带有干扰(2)的非线性严格反馈系统(1), 在满足假设1和假设2的条件下, 对于给定的矩阵  $M$  和  $\bar{M}$ , 如果存在矩阵  $P > 0$  和  $Q$  满足

$$\begin{bmatrix} \Gamma + C^T C & Q \\ Q^T & -\bar{M}^2 \end{bmatrix} < 0, \quad (13)$$

其中  $\Gamma = A^T P + PA - C^T M^T Q^T - QMC$ , 则设计非线性干扰观测器(3), 选取观测增益矩阵  $K = P^{-1}Q$ , 使得干扰估计误差系统(5)渐近稳定.

**证明** 考虑如下李雅普诺夫函数:

$$V(e) = e^T P e. \quad (14)$$

沿着式(12)的轨迹, 对  $V(e)$  关于时间求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(e) &= e^T \{[\bar{A} - KM(x)C]^T P + P[\bar{A} - KM(x)C]\} e = \\ &= e^T [\bar{A}^T P + P\bar{A} - C^T M^T(x)K^T P - PKM(x)C] e = \\ &= e^T [\bar{A}^T P + P\bar{A} - C^T M^T(x)Q^T - QM(x)C] e = \\ &= e^T \{[\bar{A}^T P + P\bar{A} + QM(x)M^T(x)Q^T + C^T C - \\ & \quad [QM(x) + C^T][QM(x) + C^T]^T\} e \leq \\ &= e^T [\bar{A}^T P + P\bar{A} + Q(\bar{M}^{-1})^2 Q^T + C^T C] e = \\ &= e^T \Omega e. \end{aligned} \quad (15)$$

其中

$$\Omega = \Gamma + C^T C + Q(\bar{M}^{-1})^2 Q^T, \quad (16)$$

$$\Gamma = A^T P + PA - C^T M^T Q^T - QMC. \quad (17)$$

根据 Schur 补定理,  $\Omega < 0$  等价于式(13). 因此, 如果式(13)成立, 则  $\dot{V}(e) < 0$ , 即系统(12)渐近稳定. 当假设1和假设2成立时, 由式(12)可以得到(5), 所以干扰估计误差系统(5)是渐近稳定的.  $\square$

### 3 NDOPBS 控制器

基于以上提出的非线性干扰观测器, 结合 back-stepping 方法, 可以设计一个 NDOPBS 控制器补偿干扰, 设计步骤<sup>[12]</sup>如下.

引入以下坐标变换:

$$z_1 = x_1, \quad (18)$$

$$z_i = x_i - \alpha_{i-1}, \quad i = 2, 3, \dots, n, \quad (19)$$

其中  $\alpha_i$  为需要设计的虚拟控制律.

**Step  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, n-1$ )** 根据文献[12-13]中 back-stepping 设计方法, 针对前  $n-1$  个子系统, 虚拟

控制律  $\alpha_i$  设计如下:

$$\begin{aligned} \alpha_i &= \frac{1}{g_i} \left\{ -z_{i-1} g_{i-1} - f_i - h_i \hat{d}_i + \right. \\ & \quad \left. \sum_{j=1}^{i-1} \left[ \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_j} (f_j + g_j x_{j+1} + h_j \hat{d}_j) + \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \hat{d}_j} C_j A_j \hat{w}_j \right] - k_i z_i - \sum_{j=1}^{2i-1} \delta_{ij} z_j \right\}, \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $k_i > 0, \delta_{ij} > 0 (j = 1, 2, \dots, 2i-1)$  为可调节的控制器参数.

**Step  $n$**  选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_n = \sum_{j=1}^n \frac{1}{2} z_j^2. \quad (21)$$

对  $V_n$  沿时间求导, 得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \sum_{j=1}^{n-1} \left( -k_j z_j^2 + z_j h_j C_j e_j - \sum_{s=1}^{2j-1} \delta_{js} z_j^2 \right) - \\ & \quad \sum_{t=2}^{n-1} \left[ z_t \sum_{j=1}^{t-1} \left( \frac{\partial \alpha_{t-1}}{\partial x_j} h_j C_j e_j + \frac{\partial \alpha_{t-1}}{\partial \hat{d}_j} C_j l_j h_j C_j e_j \right) \right] + \\ & \quad z_n \left\{ z_{n-1} g_{n-1} + f_n + g_n u + h_n d_n - \right. \\ & \quad \left. \sum_{j=1}^{n-1} \left\{ \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_j} (f_j + g_j x_{j+1} + h_j d_j) + \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial \hat{d}_j} C_j [(A_j - l_j h_j C_j) \hat{w}_j + l_j h_j d_j] \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (22)$$

$u$  作为真正的控制器, 设计如下:

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{g_n} \left\{ -z_{n-1} g_{n-1} - f_n - h_n \hat{d}_n + \right. \\ & \quad \left. \sum_{j=1}^{n-1} \left[ \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_j} (f_j + g_j x_{j+1} + h_j \hat{d}_j) + \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial \hat{d}_j} C_j A_j \hat{w}_j \right] - k_n z_n - \sum_{j=1}^{2n-1} \delta_{nj} z_n \right\}, \end{aligned} \quad (23)$$

其中  $k_n > 0, \delta_{nj} > 0 (j = 1, 2, \dots, 2n-1)$  为可调节的控制器参数. 将式(23)代入(22), 可得

$$\dot{V}_n \leq - \sum_{j=1}^n k_j z_j^2 + \varepsilon_n, \quad (24)$$

其中

$$\begin{aligned} \varepsilon_n &= \frac{1}{\delta_{n1}} h_n^2 C_n e_n e_n^T C_n^T + \frac{1}{\delta_{n2}} \left( \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_1} h_1 \right)^2 C_1 e_1 e_1^T C_1^T + \\ & \quad \dots + \frac{1}{\delta_{n(n+1)}} \left( \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial \hat{d}_1} h_1 \right)^2 C_1 l_1 C_1 e_1 e_1^T C_1^T l_1^T C_1^T + \\ & \quad \dots + \varepsilon_{n-1}. \end{aligned}$$

不等式(24)可以进一步写为

$$\dot{V}_n \leq -\lambda V_n + \varepsilon_n, \quad (25)$$

其中  $\lambda = \min\{2k_1, 2k_2, \dots, 2k_n\}$ . 不等式 (25) 又等价于

$$0 < V_n \leq \frac{\varepsilon_n}{\lambda} + \left[ V_n(0) - \frac{\varepsilon_n}{\lambda} \right] e^{-\lambda t}. \quad (26)$$

由式 (26) 和文献 [14-15] 中类似的证明可以得到, 闭环系统是半全局最终一致有界的.

根据上述的设计和分析, 得到如下定理.

**定理 2** 针对带有干扰 (2) 的非线性严格反馈系统 (1), 在满足假设 1 和假设 2 的条件下, 通过设计非线性干扰观测器 (3) 和 NDOPBS 控制器 (23), 可使得闭环系统是半全局最终一致有界的.

**注 2** 由式 (24)~(26) 可知, 当选择参数  $k_i$  和  $\delta_{ij}$  ( $i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, 2n - 1$ ) 较大时, 可以使参数  $\lambda$  相对较大,  $\varepsilon_n$  相对较小, 故系统状态可以趋于相对小的界, 从而保证闭环系统的半全局最终一致有界稳定性.

### 4 仿真算例

为验证所提出方法的有效性, 选取如下二阶非线性严格反馈系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_1^3 + 2x_1 + x_2 + 3d_1(t), \\ \dot{x}_2 = -x_1 + x_2^5 + x_2 + (2 + 3x_1^2 + x_2^2)u + d_2(t), \\ y = x_1 + x_2. \end{cases} \quad (27)$$

其中:  $x = [x_1, x_2]^T, u \in R, y$  分别为系统的状态、输入和输出;  $d_i(t)$  ( $i = 1, 2$ ) 为频率已知、振幅和相位未知的谐波干扰, 其系数矩阵描述为

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -5 \\ 5 & 0 \end{bmatrix}, C_1 = [2 \ 0],$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -2 \\ 2 & 0 \end{bmatrix}, C_2 = [10 \ 0].$$

将系统 (27) 转化为式 (6), 通过计算, 得到干扰  $d_i$  ( $i = 1, 2$ ) 到输出的相对阶分别为  $r_1 = 2, r_2 = 2$ , 且  $m_1(x) = 9x_1^2 + 3, m_2(x) = 5x_2^4 + 1$ . 基于式 (11), 选择  $m_{01} = 3, m_{02} = 1, m_{11}(x) = 9x_1^2, m_{22}(x) = 5x_2^4, \bar{m}_{11} = 0.1, \bar{m}_{22} = 0.1$ , 即

$$M = \begin{bmatrix} 3 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \bar{M} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}. \quad (28)$$

根据定理 1, 利用 Matlab 下的 LMI 工具箱求解式 (13), 可以得到如下观测增益矩阵:

$$K = \begin{bmatrix} 0.1632 & 0 \\ -0.0156 & 0 \\ 0 & 0.1158 \\ 0 & -0.0255 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

基于式 (23), NDOPBS 控制器设计如下:

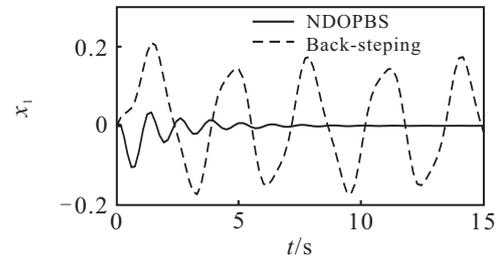
$$u = \frac{1}{2 + 3x_1^2 + x_2^2} \left\{ -x_2 - x_2^5 - \hat{d}_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} [x_1^3 + 2x_1 + x_2 + 3\hat{d}_1] + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{d}_1} C_1 A_1 \hat{w}_1 - k_2 z_2 - (\delta_{21} + \delta_{22} + \delta_{23}) z_2 \right\}. \quad (30)$$

其中

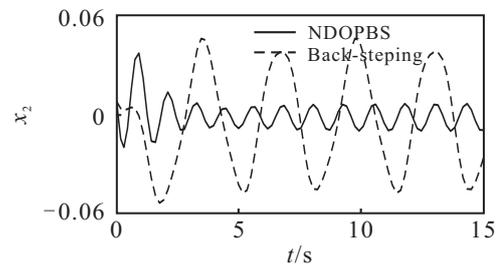
$$\frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = -3x_1^2 - (k_1 + \delta_{11} + 2), \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{d}_1} = -3,$$

$$z_2 = x_2 + x_1^3 + 3\hat{d}_1 + (k_1 + \delta_{11} + 2)x_1,$$

$k_1, k_2, \delta_{11}, \delta_{2j} > 0$  ( $j = 1, 2, 3$ ) 为可调节的控制器参数. 在仿真中, 取状态的初始值为  $x_1(0) = 0, x_2(0) = 0.1$ , 控制器参数为  $k_1 = 0.1, k_2 = 0.1, \delta_{11} = 1, \delta_{21} = 1, \delta_{22} = 1, \delta_{23} = 1$ . 仿真结果如图 1~图 3 所示. 图 1 为分别采用 NDOPBS 方法和传统 back-stepping 方法

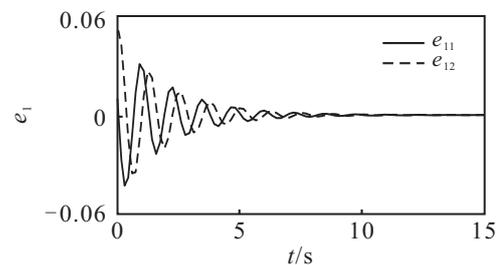


(a) 系统状态  $x_1$  对比图

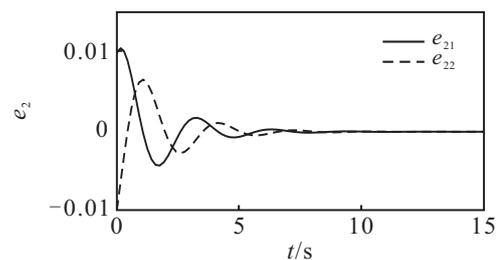


(b) 系统状态  $x_2$  对比图

图 1 系统状态响应曲线



(a) 估计误差  $e_1$



(b) 估计误差  $e_2$

图 2 干扰估计误差响应曲线

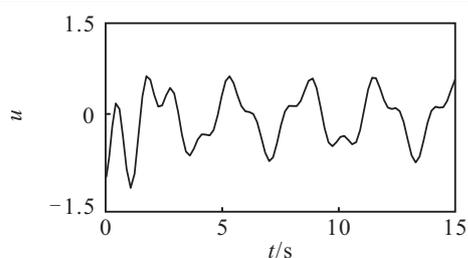


图3 控制输入响应曲线

得到的系统状态响应曲线对比图. 在较短的时间内, 系统状态趋于平衡位置的邻域内. 与传统的 back-stepping 方法相比, 所提出方法可以进一步改善抗干扰性能, 提高控制精度. 图2为在 NDOPBS 方法下得到的干扰估计误差响应曲线, 干扰估计误差在较短时间内趋于平衡位置, 表明所设计的非线性干扰观测器具有较高的观测精度. 图3为采用 NDOPBS 方法得到的控制输入响应曲线.

## 5 结 论

针对一类非线性严格反馈系统, 本文提出了一种 NDOPBS 抗干扰控制策略. 考虑到本文研究的干扰是单一干扰, 下一步研究的工作是针对带有多源干扰的一般非线性系统提出新的干扰建模方法和抗干扰控制方法.

## 参考文献(References)

- [1] Nakao M, Ohnishi K, Miyachi K. A robust decentralized joint control based on interference estimation[C]. Proc of IEEE Int Conf on Robotics and Automation. Raleigh: IEEE, 1987, 4: 326-331.
- [2] Chen W H, Ballance D J, Gawthrop P J, et al. A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 932-938.
- [3] Zhang R, Li T, Guo L. Disturbance observer based control for flexible spacecraft with time-varying input delay[J]. Advances in Difference Equations, 2013, 2013(1): 1-12.
- [4] Iwasaki M, Shibata T, Matsui N. Disturbance-observer-based nonlinear friction compensation in the table drive systems[J]. IEEE/ASME Trans on Mechatronics, 1999, 4(1): 3-8.
- [5] Guo L, Chen W H. Disturbance attenuation and rejection for systems with nonlinearity via DOBC approach[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2005, 15(3): 109-125.
- [6] Chen W H. Disturbance observer based control for nonlinear systems[J]. IEEE/ASME Trans on Mechatronics, 2004, 9(4): 706-710.
- [7] Wei X J, Guo L. Composite disturbance-observer-based control and  $H_\infty$  control for complex continuous models[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2010, 20(1): 106-118.
- [8] Wei X J, Guo L. Composite disturbance-observer-based control and terminal sliding mode control for nonlinear systems with disturbances[J]. Int J of Control, 2009, 82(6): 1082-1098.
- [9] Wei X J, Chen N. Composite hierarchical anti-disturbance control for nonlinear systems with DOBC and fuzzy control[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2014, 24(2): 362-373.
- [10] Guo L, Wen X Y. Hierarchical anti-disturbance adaptive control for non-linear systems with composite disturbances and applications to missile systems[J]. Trans of the Institute of Measurement and Control, 2011, 33(8): 942-956.
- [11] Sun H B, Guo L. Composite adaptive disturbance observer based control and back-stepping method for nonlinear system with multiple mismatched disturbances[J]. J of the Franklin Insitute, 2014, 351(2): 1027-1041.
- [12] Zhou J, Wen C Y, Yang G H. Adaptive back-stepping stabilization of nonlinear uncertain systems with quantized input signal[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2014, 59(2): 460-464.
- [13] Zhang T, Ge S S, Hang C C. Adaptive neural network control for strict-feedback nonlinear systems using back-stepping design[J]. Automatica, 2000, 36(12): 1835-1846.
- [14] Tong S C, Li Y M. Observer-based adaptive fuzzy backstepping control of uncertain nonlinear pure-feedback systems[J]. Science China Information Sciences, 2014, 57(1): 1-14.
- [15] 李军, 乃永强. 基于 ELM 的一类 MIMO 仿射非线性系统的鲁棒自适应控制[J]. 控制与决策, 2015, 30(9): 1559-1566.

(Li J, Nai Y Q. Robust adaptive control for a class of MIMO affine nonlinear systems using extreme learning machine[J]. Control and Decision, 2015, 30(9): 1559-1566.)

(责任编辑: 郑晓蕾)