

文章编号: 1001-0920(2006)11-1298-05

## 带有未知虚拟控制增益符号的自适应输出反馈控制

郑云峰, 杨盐生

(大连海事大学 航海学院, 辽宁 大连 116026)

**摘要:** 针对带有未知虚拟控制增益符号的一类非线性系统, 采用基于参数的坐标变换和参数重定义, 将该系统转化为参数输出反馈形式, 从而将未知的虚拟控制增益归入高频控制增益中。由于该高频控制增益符号未知, 将 Nussbaum 增益技术融入自适应 Backstepping 方法中设计自适应输出反馈控制器。采用调节函数法设计参数自适应律以避免过参数估计。该方法所设计的自适应输出反馈控制器可确保闭环系统的所有信号一致有界, 且跟踪误差渐近收敛。仿真研究表明了该设计方法的有效性。

**关键词:** 非线性系统; 输出反馈控制; 虚拟控制增益符号; Nussbaum 增益; 调节函数

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Adaptive Output Feedback Control with Unknown Virtual Control Coefficients Signs

ZHENG Yun-feng, YANG Yan-sheng

(Navigation College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China Correspondent: ZHENG Yun-feng, E-mail: zyfxyn@sohu.com)

**Abstract** A global adaptive output-feedback control scheme is proposed for a class of systems in output-feedback form but with unknown virtual control coefficients signs. Through coordinate transformation and parameter redefinition, the system considered is transformed into the parametric output-feedback canonical form with unknown high-frequency gain sign. To tackle this situation, Nussbaum gain is incorporated in the adaptive backstepping technique. The tuning function method is employed to design the parameter adaptive law to avoid overparametrization. All the signals involved in the closed-loop system are globally uniformly bounded and asymptotic tracking is achieved. The simulation result shows the effectiveness of the method.

**Key words:** Nonlinear systems; Output feedback control; Virtual control gain sign; Nussbaum gain; Tuning function

### 1 引言

针对带有参数不确定性的非线性系统的自适应输出反馈控制, 近年来取得了许多重要成果。对于一类满足参数输出反馈形式的非线性控制系统, 文献[1~4]给出了全局的自适应输出反馈控制方案。但以上方法均假设非线性系统的虚拟控制增益为1且高频控制增益的符号已知。针对一类满足虚拟控制增益为1及高频控制增益的符号未知的参数输出反馈系统, 文献[5~6]将Nussbaum增益技术融入

自适应Backstepping设计方法, 给出了全局的自适应输出反馈控制结果。

本文针对虚拟控制增益与高频控制增益符号均未知的参数输出反馈控制系统, 通过坐标变换和参数重定义, 将该系统转化为虚拟控制增益为1及高频控制增益的符号未知的参数输出反馈系统, 从而利用文献[6]给出的方法设计全局输出反馈控制器。

### 2 问题描述

考虑具有如下形式的带有参数不确定性的非

收稿日期: 2005-07-11; 修回日期: 2005-11-30

基金项目: 国家自然科学基金项目(60474014); 高等院校博士点基金项目(20020151005)。

作者简介: 郑云峰(1974—), 男, 黑龙江绥棱人, 博士生, 从事非线性系统输出反馈控制研究; 杨盐生(1957—), 男, 江苏盐城人, 教授, 博士生导师, 从事非线性系统控制、模糊控制等研究。

线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = b_i x_{i+1} + \mathcal{Q}_{i,i}(y) + \sum_{j=1}^p \theta_j \mathcal{Q}_{j,i}(y), & 1 \leq i \leq n-1, \\ \dot{x}_n = b_n \beta(y) u + \mathcal{Q}_{n,n}(y) + \sum_{j=1}^p \theta_j \mathcal{Q}_{j,n}(y), \\ y = x_1. \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$  为系统状态,  $u \in R$  为系统的控制输入,  $y \in R$  为系统的可测量输出;  $\beta(y) \geq 0$  与  $\mathcal{Q}_{j,i}(y)$  ( $0 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq n$ ) 为已知的光滑函数;  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$  与  $b_1, b_2, \dots, b_n$  均为未知常数, 且  $b_i \neq 0, 1 \leq i \leq n$ , 并假定虚拟控制增益和高频控制增益的符号, 即  $\text{sgn}(b_i)$  是未知的

在只有系统输出可以量测的情况下, 本文的控制目标是设计输出反馈控制器, 在保证闭环系统所有信号全局有界的同时, 使系统的输出渐近跟踪给定的参考信号  $y_r$ , 并且给定的参考信号满足如下假设:

**假设 1** 参考信号  $y_r$  及其前  $n$  阶导数已知且有界, 并且  $y_r^{(n)}$  分段连续

### 3 坐标变换与参数重定义

系统(1) 由于带有未知的虚拟控制增益  $b_1, b_2, \dots, b_n$ , 因此不能利用已有的结果<sup>[3]</sup> 来设计状态估计器以估计不可测的状态变量 本文采用坐标变换与参数重定义方法将系统(1) 转化为参数输出反馈形式

首先采用如下坐标变换:

$$\begin{cases} \chi_1 = x_1, \\ \chi_i = \sum_{j=1}^{i-1} b_j x_j, & 2 \leq i \leq n, \end{cases} \quad (2)$$

则系统(1) 转化为

$$\begin{cases} \dot{\chi}_1 = \chi_2 + \mathcal{Q}_{1,1}(y) + \sum_{j=1}^p \theta_j \mathcal{Q}_{j,1}(y), \\ \dot{\chi}_2 = \chi_3 + \mathcal{Q}_{2,2}(y) b_1 + \sum_{j=1}^p \theta_j \mathcal{Q}_{j,2}(y) b_1, \\ \vdots \\ \dot{\chi}_{n-1} = \chi_n + \mathcal{Q}_{n-1,n-1}(y) b_{n-2} + \sum_{j=1}^{n-2} \theta_j \mathcal{Q}_{j,n-1}(y) b_{n-2}, \\ \dot{\chi}_n = \sum_{i=1}^n b_i \beta(y) u + \mathcal{Q}_{n,n}(y) b_1 + \sum_{j=1}^p \theta_j \mathcal{Q}_{j,n}(y) b_1. \end{cases} \quad (3)$$

然后对转化后的系统(3) 中的未知参数进行重

定义

$$\begin{cases} \mathfrak{u}_{i,j} = \theta_j, \mathfrak{u}_{i,p+1} = 0, \\ \mathfrak{u}_{i,j} = \sum_{k=1}^{i-1} b_k \theta_j, \mathfrak{u}_{i,p+1} = \sum_{k=1}^{i-1} b_k, \end{cases} \quad (4)$$

其中:  $2 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq p$ . 则系统(3) 转化为参数输出反馈形式

$$\begin{cases} \dot{X} = A X + e_1 \mathcal{Q}_{1,1}(y) + e_n \rho \beta(y) u + \Phi(y) \mathfrak{u}, \\ y = c^T X \end{cases} \quad (5)$$

其中:  $e_i$  为  $R^n$  空间的第  $i$  个基向量,  $\rho = \sum_{j=1}^n b_j$ ,

$$\begin{aligned} \Phi(y)_{n \times n(p+1)} &= \begin{bmatrix} \phi & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \phi & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \phi \end{bmatrix}, \\ \phi(y)^T &= [\mathcal{Q}_{1,1} \quad \mathcal{Q}_{1,2} \quad \dots \quad \mathcal{Q}_{1,p} \quad \mathcal{Q}_{1,0}], \\ \mathfrak{u}^T &= [\mathfrak{u}^T \quad \mathfrak{u}^T \quad \dots \quad \mathfrak{u}^T \quad \mathfrak{u}^T]_{1 \times n(p+1)}, \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

通过坐标变换(2) 和参数重定义(4), 系统(1) 转化为比较容易处理的参数输出反馈形式 下节将针对转化后的系统进行自适应输出反馈控制器设计.

### 4 自适应输出反馈控制设计

由于只有系统输出可以量测, 故需要对其他状态变量进行估计. 按照文献[3] 所提供的方法, 首先构造如下滤波器:

$$\dot{\xi} = A_0 \xi + ky + e_1 \mathcal{Q}_{1,1}(y), \quad (6)$$

$$\dot{\Xi} = A_0 \Xi + \Phi(y), \quad (7)$$

$$\dot{U} = A_0 U + e_n \rho \beta(y) u, \quad (8)$$

其中, 选择增益向量  $k^T = [k_1 \quad k_2 \quad \dots \quad k_n]$  使得矩阵  $A_0 = A - ke_1^T$  为 Hurwitz 矩阵, 即有

$$PA_0 + A_0^T P = -I, P = P^T > 0 \quad (9)$$

定义

$$\epsilon = X - \xi - \Xi - \rho U, \quad (10)$$

易得

$$\dot{\epsilon} = A_0 \epsilon \quad (11)$$

由于  $A_0$  为 Hurwitz 矩阵, 式(6) 意味着  $\epsilon$  以指数收敛到 0

在以上基础上, 采用递推设计方法进行输出反馈控制器设计. 该方法包括  $n$  步.

**Step1** 定义跟踪误差  $z_1 = y - y_r$ , 由式(1) ~

(3) 和式(10) 可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= b_1 x_2 + \mathcal{Q}_{0,1}(y) + \sum_{j=1}^p \theta_j \mathcal{Q}_{j,1}(y) - \dot{y}_r = \\ & \mathcal{X}_2 + \mathcal{Q}_{0,1}(y) + \sum_{j=1}^p \theta_j \mathcal{Q}_{j,1}(y) - \dot{y}_r = \\ & \rho u_2 + \xi_2 + \Xi_{(2)} \iota + \epsilon + \\ & \mathcal{Q}_{0,1}(y) + \Phi_{(1)} \iota - \dot{y}_r = \\ & \rho u_2 + \omega + \omega + \epsilon - \dot{y}_r, \end{aligned} \quad (12)$$

其中:  $\omega = \mathcal{Q}_{0,1}(y) + \xi_2$ ,  $\omega = \Phi_{(1)} + \Xi_{(2)}$ .

为处理未知的高频控制增益的符号  $\text{sgn}(\rho)$ , 由文献[6], 在镇定函数  $\alpha_i$  中应用 Nussbaum 增益 定义如下镇定函数  $\alpha_i$ :

$$\alpha_i = N(k) (c_1 z_1 + d_1 z_1 + \omega - \dot{y}_r + \hat{\omega}), \quad (13)$$

$$\hat{\kappa} = \mathcal{Y}_{z_1} (c_1 z_1 + d_1 z_1 + \omega - \dot{y}_r + \hat{\omega}). \quad (14)$$

其中:  $c_1, d_1, \mathcal{Y}$  为正的设计参数;  $\iota$  为参数  $\iota$  的估计;  $N(k)$  为具有如下 Nussbaum 特性的光滑函数:

$$\begin{aligned} \limsup_{\kappa \rightarrow +\infty} \frac{1}{\kappa} \int_0^{\kappa} N(s) ds &= +\infty, \\ \liminf_{\kappa \rightarrow +\infty} \frac{1}{\kappa} \int_0^{\kappa} N(s) ds &= -\infty, \\ \limsup_{\kappa \rightarrow -\infty} \frac{1}{\kappa} \int_0^{\kappa} N(s) ds &= -\infty, \\ \liminf_{\kappa \rightarrow -\infty} \frac{1}{\kappa} \int_0^{\kappa} N(s) ds &= +\infty. \end{aligned}$$

常用的 Nussbaum 型函数有:  $\kappa^2 \cos(\kappa)$ ,  $\kappa^2 \sin(\kappa)$  和  $e^{\kappa^2} \cos((\pi/2)\kappa)$  等

定义

$$z_2 = u_2 - \alpha_i, \quad (15)$$

由式(11) ~ (15), 定义如下 Lyapunov 函数:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} (\iota - \hat{\iota})^T \Gamma^{-1} (\iota - \hat{\iota}) + \\ & \sum_{j=1}^n \frac{1}{4d_j} \epsilon^T P \epsilon \end{aligned}$$

其中:  $d_j > 0, \Gamma = \Gamma^T > 0$  为设计参数 则有

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= [\rho(\alpha_i + z_2) + \omega + \omega + \epsilon - \dot{y}_r] z_1 - \\ & (\iota - \hat{\iota})^T \Gamma^{-1} \dot{\iota} - \sum_{j=1}^n \frac{1}{4d_j} \epsilon^T \dot{\epsilon} = \\ & (\rho N(k) + 1) (c_1 z_1 + d_1 z_1 + \omega - \dot{y}_r + \hat{\omega}) z_1 - c_1 z_1^2 - d_1 z_1^2 + \\ & (\iota - \hat{\iota})^T \Gamma^{-1} (\Gamma \alpha_{\tau_1} - \dot{\iota}) + \\ & \epsilon z_1 - \sum_{j=1}^n \frac{1}{4d_j} \epsilon^T \dot{\epsilon} + \rho z_1 z_2 = \\ & \mathcal{Y}^{-1} (\rho N(k) + 1) \hat{\kappa} - c_1 z_1^2 + \\ & (\iota - \hat{\iota})^T \Gamma^{-1} (\Gamma \alpha_{\tau_1} - \dot{\iota}) - \\ & (d_1 z_1^2 - \epsilon z_1 + \frac{1}{4d_1} \epsilon^T \dot{\epsilon}) - \\ & \sum_{j=2}^n \frac{1}{4d_j} \epsilon^T \dot{\epsilon} + \rho z_1 z_2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \mathcal{Y}^{-1} (\rho N(k) + 1) \hat{\kappa} - c_1 z_1^2 + \\ & (\iota - \hat{\iota})^T \Gamma^{-1} (\Gamma \alpha_{\tau_1} - \dot{\iota}) - \\ & \sum_{j=2}^n \frac{1}{4d_j} \epsilon^T \dot{\epsilon} + \rho z_1 z_2, \end{aligned} \quad (16)$$

其中  $\tau_1 = \alpha_{\tau_1}$  为第 1 个调节函数

Step2 - n 与文献[3]的设计步骤类似, 为节约篇幅, 在此省略具体的设计步骤而直接给出自适应输出反馈控制器的设计结果

$$u = \frac{1}{\beta(y)} \alpha_n, \quad (17)$$

$$\hat{\tau}_i = \Gamma \tau_i, \quad (18)$$

$$\hat{\rho} = \mathcal{Y}_\rho \mu_n. \quad (19)$$

其中

$$\begin{aligned} z_1 &= y - y_r, \\ z_i &= u - \alpha_{i-1}, i = 2, \dots, n, \\ \alpha_i &= N(k) (c_1 z_1 + d_1 z_1 + \omega - \dot{y}_r + \hat{\omega}), \\ \alpha_i &= -\hat{\rho} z_1 - c_2 z_2 - d_2 \left( \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \right)^2 z_2 + \\ & k_2 u + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} (\omega + \hat{\omega} + \hat{\rho} u) + \\ & \sum_{j=1}^2 \frac{\partial \alpha_i}{\partial y^{(j-1)}} y_r^{(j)} + \\ & \frac{\partial \alpha_i}{\partial \xi} (A_0 \xi + ky + e_1 \mathcal{Q}_{0,1}) + \\ & \frac{\partial \alpha_i}{\partial \Xi} (A_0 \Xi + \Phi) + \\ & \frac{\partial \alpha_i}{\partial \Gamma} \Gamma \tau_2 + \frac{\partial \alpha_i}{\partial \hat{\kappa}} \hat{\kappa}, \\ \alpha_i &= -z_{i-1} - c_i z_i - d_i \left( \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} \right)^2 z_i + \\ & k_i u + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} (\omega + \hat{\omega} + u_2 \hat{\rho}) + \\ & \sum_{j=1}^i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y^{(j-1)}} y_r^{(j)} + \\ & \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \Xi} (A_0 \Xi + \Phi) + \\ & \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \xi} (A_0 \xi + ky + e_1 \mathcal{Q}_{0,1}) + \\ & \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial u_j} (-k_j u + u_j) + \\ & \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \Gamma} \Gamma \tau_i + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} \mathcal{Y}_\rho \mu_i + \\ & \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \hat{\kappa}} \hat{\kappa} - \sum_{j=2}^{i-1} \left( \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \Gamma} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} \omega + \right. \\ & \left. \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} \mathcal{Y}_\rho \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} u_2 \right) z_j, \\ \tau_1 &= \alpha_{\tau_1}, \\ \tau_i &= \tau_{i-1} - \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} \alpha_{\tau_i}, i = 2, \dots, n, \end{aligned}$$



$$\mu_1 = z_1 z_2,$$

$$\mu_i = \mu_{i-1} - \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} U_2 z_i, i = 2, \dots, n.$$

为分析闭环自适应系统的全局稳定性, 将利用如下引理:

**引理 1<sup>[7]</sup>** 设  $V(\bullet)$  和  $\kappa(\bullet)$  为定义在  $[0, t_f)$  上的光滑函数, 其中  $V(t) > 0, \forall t \in [0, t_f)$ , 并且  $N(\bullet)$  为一个光滑的 Nussbaum 型偶函数 如果下列不等式成立:

$$\dot{V}(t) \leq -c_0 + \int_0^t (gN(\kappa + 1) \kappa) d\tau, \forall t \in [0, t_f), \quad (20)$$

其中:  $g$  为一非零常数,  $c_0$  表示某一适当的常数, 则

$V(t), \kappa(t), \int_0^t (gN(\kappa + 1) \kappa) d\tau$  在  $[0, t_f)$  上必定有界

定义如下 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} z^T z + \frac{1}{2} (\hat{U} - \hat{U}^T \Gamma^{-1} (\hat{U} - \hat{U}))^2 + \sum_{j=1}^n \frac{1}{4d_j} \epsilon^T P \epsilon + \frac{1}{2} \gamma_\rho (\hat{\rho} - \hat{\rho})^2 = V_1 + \sum_{j=2}^n \frac{1}{2} z_j^2 + \frac{1}{2} \gamma_\rho (\hat{\rho} - \hat{\rho})^2. \quad (21)$$

由式(16) ~ (19), 并参考文献[3] 的推导过程, 有

$$\dot{V} \leq -\gamma^1 (\hat{N}(\hat{\kappa} + 1) \hat{\kappa}) - \sum_{j=2}^n c_j z_j^2. \quad (22)$$

对式(22) 进行积分并应用引理 1, 有  $V(t)$  和  $\kappa(t)$ , 因而  $z(t), \hat{\rho}$  在  $[0, t_f)$  上均是有界的, 并且  $t_f = \infty$ . 作为一个中间结果, 在  $[0, t_f)$  上,  $z(t)$  是平方可积的,  $\hat{z}(t)$  均是有界的, 由 Barbalat's 引理可得当  $t \rightarrow \infty$  时,  $z(t) \rightarrow 0$ , 从而有  $\lim_{t \rightarrow \infty} [y - y_r] = 0$

闭环系统中其他信号的有界性可参考文献[3] 的分析过程 由坐标变换式(2) 可知, 系统的状态变量  $x$  的有界性可由变换后系统的状态变量  $\chi$  的有界性推得

由以上分析可得如下结论:

**定理 1** 针对系统(1), 经过坐标变换式(2) 和参数重定义式(4) 得到转化后的系统(5), 在只有系统输出可量测的情况下, 通过构造滤波器(6) ~ (8), 采用自适应 Backstepping 方法设计自适应输出反馈控制器(17) 和参数自适应律(18), (19), 可以使所得的闭环自适应系统的所有信号全局有界并且使得输出跟踪误差收敛, 即  $\lim_{t \rightarrow \infty} [y - y_r] = 0$

### 5 仿真结果

考虑如下系统的跟踪问题:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= b_1 x_2 + y^2 \theta \\ \dot{x}_2 &= b_2 u, \\ y &= x_1, \end{aligned}$$

其中:  $b_1, b_2, \theta$  为未知参数, 且有  $b_1 > 0, b_2 < 0$  假设参数  $b_1, b_2$  的符号是未知的, 并且只有系统输出  $y$  可量测

取坐标变换

$$\chi_2 = b_1 x_2,$$

可得转化后的系统为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \chi_2 + y^2 \theta \\ \dot{\chi}_2 &= b_1 b_2 u, \\ y &= x_1. \end{aligned}$$

构造如下滤波器:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= -k_1 \xi_1 + \xi_2 + k_1 y, \\ \dot{\xi}_2 &= -k_2 \xi_1 + k_2 y, \\ \dot{\Xi}_1 &= -k_1 \Xi_1 + \Xi_2 + y^2, \\ \dot{\Xi}_2 &= -k_2 \Xi_1, \\ \dot{U}_1 &= -k_1 U_1 + U_2, \\ \dot{U}_2 &= -k_2 U_1 + u. \end{aligned}$$

利用第 4 节的方法可得如下自适应输出反馈控制器:

$$\begin{aligned} u &= -\hat{\rho} z_1 - c_2 z_2 - d_2 \left( \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \right)^2 z_2 + \\ & k_2 U_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\xi_2 + \hat{\theta} (\Xi_2 + y^2)) + \\ & \hat{\rho} U_2 + \sum_{j=1}^2 \frac{\partial \alpha_j}{\partial y^{(j-1)}} y_r^{(j)} + \\ & \frac{\partial \alpha_1}{\partial \xi_2} (-k_2 \xi_1 + k_2 y) + \\ & \frac{\partial \alpha_1}{\partial \Xi_2} (-k_2 \Xi_1) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \theta} \hat{\theta} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \kappa} \hat{\kappa} \\ \hat{\kappa} &= \gamma_{\kappa z_1} (c_1 z_1 + d_1 z_1 + \xi_2 + \\ & (\Xi_2 + y^2) \hat{\theta} - \dot{y}_r), \\ \hat{\theta} &= \gamma_{\theta} (\Xi_2 + y^2) (z_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} z_2), \\ \hat{\rho} &= \gamma_{\rho} (z_1 z_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} U_2 z_2), \end{aligned}$$

其中:  $k_1, k_2, c_1, d_1, c_2, d_2, \gamma_{\kappa}, \gamma_{\theta}, \gamma_{\rho}$  为正的设计参数,  $\rho = b_1 b_2, z_1 = y - y_r, z_2 = U_2 - \alpha_1, \alpha_1 = N(\hat{\kappa}) [c_1 z_1 + d_1 z_1 + \xi_2 + (\Xi_2 + y^2) \hat{\theta} - \dot{y}_r]$

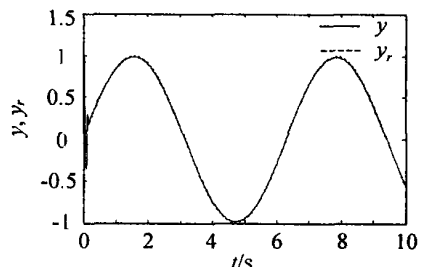


图 1 系统输出  $y$  和参考信号  $y_r$

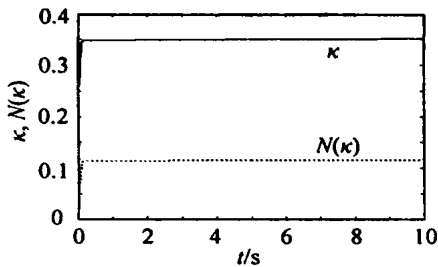


图2 自适应参数  $\kappa$  和 Nussbaum 增益  $N(\kappa)$

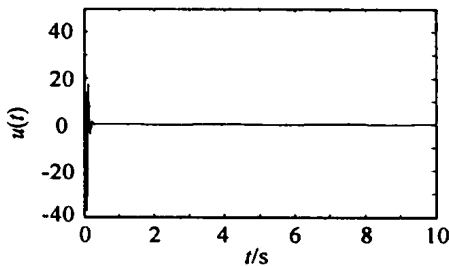


图3 控制输入  $u$

仿真取  $b_1 = -6, b_2 = 6, \theta = 3$  (假设未知), 参考信号  $y_r = \sin t$ , 初值为  $x_1(0) = 2, x_2(0) = 0, \hat{\theta}(0) = 0, \hat{\rho}(0) = 0, \kappa(0) = 0$  Nussbaum 函数取为  $N(\kappa) = \kappa^2 \cos \kappa$  仿真结果由图 1~3 给出 仿真结果表明了本文方法的有效性

## 6 结 语

对于带有未知虚拟控制增益符号的参数输出反馈非线性系统, 由于未知虚拟控制增益的存在, 增加了构造滤波器用于估计不可量测状态的困难 本文采用基于参数的坐标变换和参数重定义将所考虑的系统转化为参数输出反馈标准形, 从而利用文献[6]给出的方法, 将 Nussbaum 增益技术融入自适应 Backstepping 方法中, 给出了一种全局自适应输出

反馈控制方法 对参数自适应律采用调节函数法, 从而避免了过参数估计 该方法所设计的自适应输出反馈控制器可确保闭环系统的所有信号一致有界及跟踪误差渐近收敛 本文的结果扩展了全局自适应输出反馈控制所能解决的非线性系统的种类

## 参考文献 (References)

- [1] Kanellakopoulos I, Kokotovic P V, Morse A S. Adaptive Output-feedback Control of a Class of Nonlinear Systems [A]. *Proc of 30th IEEE Conf on Decision and Control* [C]. Brighton, 1991: 1082-1087.
- [2] Marino R, Tomei P. Global Adaptive Output-feedback Control of Nonlinear Systems, Part I: Linear Parametrization [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1993, 33(7): 1239-1245.
- [3] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. *Nonlinear and Adaptive Control Design* [M]. New York: Wiley, 1995: 327-369.
- [4] Krstic M, Kokotovic P V. Adaptive Nonlinear Output Feedback Schemes with Marino-Tomei Controller [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1996, 41(2): 274-280.
- [5] Ding Z. Global Adaptive Output Feedback Stabilization of Nonlinear Systems of Any Relative Degree with Unknown High-frequency Gain Sign [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1998, 43(10): 1442-1446.
- [6] Ye X. Adaptive Nonlinear Output-feedback Control with Unknown High-frequency Gain Sign [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2001, 46(1): 112-115.
- [7] Ye X, Jiang J. Adaptive Nonlinear Design Without a Prior Knowledge of Control Directions [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1998, 43(1): 1617-1621.

## 2007 年第 26 届中国控制会议 (CCC07) 征文通知

由中国自动化学会控制理论专业委员会组织召开的中国控制会议, 现已成为有关控制理论与技术的国际性学术年会 大会采用会前讲座、大会报告、分组报告与张贴论文等形式进行学术交流 自 2005 年起会议论文集由 ISTEP (Index to Scientific and Technical Proceedings) 收录, 自 2006 年起会议论文集进入 IEEE CPP (Conference Publications Program). 第 26 届中国控制会议由中南大学信息科学与工程学院承办, 定于 2007 年 7 月 26 日~31 日在湖南张家界举行, 热忱欢迎海内外广大同仁踊跃投稿参加本届大会

有关事宜详见 <http://sise.csu.edu.cn/ccc07>.