

一类非线性纯反馈系统的预定性能控制器设计

蒋 沅[†], 贾付金, 代冀阳

(1. 南昌航空大学 无损检测技术教育部重点实验室, 南昌 330063; 2. 南昌航空大学 信息工程学院, 南昌 330063)

摘要: 研究一类非线性纯反馈系统的预定性能控制问题. 首先, 为了避免采用繁琐的公式计算来处理纯反馈系统中的非仿射性结构, 提出一种非传统状态变换并引入关于控制输入的一阶辅助系统; 然后, 为了保证纯反馈系统预定性能, 设计一个相对简易的 Lyapunov 函数, 利用反步法给出一种新的控制算法. 实验仿真表明, 所设计的控制器可使非线性系统状态全局有界, 且可保证系统的预定性能, 与现有的方法相比, 其跟踪误差精度有显著提高, 同时也具有一定鲁棒性.

关键词: 纯反馈系统; 预定性能; 非传统状态变换; 跟踪误差; 反步法

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Design of prescribed performance controller for a class of nonlinear pure feedback systems

JIANG Yuan[†], JIA Fu-jin, DAI Ji-yang

(1. Key Laboratory of Nondestructive Testing of Ministry of Education, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, China; 2. School of Information Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, China)

Abstract: An issue with regards to the predetermined performance control of a class of non-linear pure feedback system is studied. Firstly, to avoid using the cumbersome formula to handle the non-affine structure of the pure feedback system, a type of non-traditional state transformation is proposed and a first order auxiliary system for controlling input is introduced. Secondly, to ensure the predetermined performance of the pure feedback system, a fairly simple Lyapunov function is designed and a new controlling algorithm based on the Backstepping method is proposed. Finally, the simulation results show that, the designed controller is able to make the state of the non-linear system bounded globally, and to guarantee the predetermined performance of the system. Compared with the conventional methods, the approach proposed here can significantly improve the accuracy of the tracking error and have some certain robustness.

Keywords: pure feedback system; predetermined performance; non-traditional state transformation; the tracking error; Backstepping method

0 引言

自二十世纪七十年代以来,非线性系统控制的研究得到了广大研究者的广泛关注,至今为止已取得很多令人瞩目的成果,如1989年Isidori^[1]提出的精确线性化技术,1995年著名学者Krstic等^[2]提出的反步法,Asolfi等^[3]提出的自适应控制法等.然而,在大部分非线性系统跟踪问题^[4-7]的研究中,都是把系统全局或半全局渐近稳定、跟踪误差渐近稳定作为最终

控制目标,缺少对系统性能的进一步考虑.实际上,系统稳定和误差稳定是跟踪问题研究中的基本系统要求,使控制器达到更高的预定性能是一个热门的理论研究方向.因此,如何对系统作进一步考虑,使所设计的控制器满足预定性能是一个既有趣又值得重视和考虑的问题.

为了达到预定系统性能的要求,常规非线性控制通常是采取改变控制器参数的方法,其方法难以使多

收稿日期: 2017-05-12; **修回日期:** 2017-07-26.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61663030, 61663032);江西省自然科学基金项目(20142BAB207021);江西省教育厅科技项目(GJJ150753);无损检测技术教育部重点实验室(南昌航空大学)开放基金项目(ZD29529005);南昌航空大学研究生创新专项资金省级项目(YC2016-S350);南昌航空大学第十二届三小重点项目(2017ZD021).

责任编辑: 张维海.

作者简介: 蒋沅(1982—),男,副教授,博士,从事非线性系统控制理论与应用等研究;贾付金(1988—),男,硕士生,从事非线性系统的分析与综合的研究.

[†]通讯作者. E-mail: jiangyuan@nchu.edu.cn

个性能指标同时达到预定要求,所以Wang等^[8]根据Bechlioulis等^[9]提出的性能约束转换思想,研究了一类执行器失效的不确定严格反馈非线性系统的控制问题,进而提出了一个达到系统性能要求的自适应控制方法;Bechlioulis等^[10]为了研究一类含有动态不确定性、未知非线性和时变参数的级联系统,在文献[9]的基础上提出了一种鲁棒部分状态反馈保性能控制算法;Zhang等^[11]为了研究一类具有未知饱和和回滞输入的非线性时滞系统,结合回滞补偿策略,提出了一个满足预定系统性能的鲁棒自适应动态面控制器;Kostarigka等^[12]为了研究一类多输入多输出不确定非线性系统的保性能输出反馈问题,提出了无状态观测器的鲁棒自适应输出反馈系统控制的设计方法.文献[13-15]分别分析了不同条件下的机械臂力/位置的跟踪控制问题,提出了满足预定系统性能的控制方法;文献[16]为了研究一类不确定非线性系统的预定性能自适应控制问题,设计了一个简易的障碍型Lyapunov函数,结合反步法与自适应控制方法,提出了一种保证系统预定性能的控制方法.

本文将非线性纯反馈系统^[5,17]作为研究对象.与非线性严格反馈系统^[18]相比,纯反馈系统更普遍、更符合实际.但是,因为纯反馈系统存在非仿射结构,用常规的状态变换会给控制器设计带来困难,为此提出一种非常规状态变换并引入一个一阶辅助系统;为了使系统具有预定性能,设计相对简单和巧妙的Lyapunov函数,结合反步法,提出一种具有预定性能的控制算法.理论与实验仿真结果表明,此算法可使系统所有闭环信号有界,使得跟踪误差具有预定性能;与以往不具有预定性能的方法^[5]相比,跟踪误差精度有显著提高,且可基本抵御一定的外部干扰.

1 系统和问题描述

考虑如下纯反馈非线性系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= f_i(x_{i+1}, X_i), \dot{x}_n = f_n(u, X_n), \\ i &= 1, 2, \dots, n, y = x_1, e = y - r, \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 为系统状态; $X_i = (x_1, x_2, \dots, x_i)$; $u \in R$ 为控制输入; $f_i(x_{i+1}, X_i)$ 是关于 x_{i+1} 状态的非仿射性函数; $f_u(u, X_n)$ 是带有控制输入 u 的光滑非仿射性函数; $y \in R$ 为系统输出; r 为有界且 $n+1$ 阶导数也有界的跟踪信号; $e \in R$ 为跟踪误差.

在进行控制器设计时,为避免出现系统的能控问题,作出如下假设.

假设1 对于函数 f_i, f_n , 使得在任意时刻

$$\frac{\partial f_i}{\partial x_{i+1}} \neq 0, \frac{\partial f_n}{\partial u} \neq 0, i = 1, 2, \dots, n, \quad (2)$$

这样,就避免了系统(1)出现能控性问题.

为了解决系统(1)中非仿射输入问题,引入一个辅助积分系统

$$\dot{u} = w, \quad (3)$$

其中 w 为辅助控制输入.

注1 就某种意义而言,引入式(3)是把控制输入看成系统状态,只要设计出待定函数 w , 任意初始值的控制输入也就生成了,从而避免了过多繁杂的公式计算.

预定性能 $K^{[11]}$ 为

$$K = \{(t \geq 0, e(t)) \in R \times R | A(t) < e(t) < B(t)\}. \quad (4)$$

其中: $A(t), B(t)$ 均为预定性能光滑函数,同时满足下列条件:

- 1) $A(t) \neq 0, B(t) \neq 0, A(t), B(t)$ 及 $n+1$ 阶导数为有界函数,且 $B(t) > A(t)$;
- 2) 如果 $\lim_{t \rightarrow \infty} A(t) = a, \lim_{t \rightarrow \infty} B(t) = b$, 则 $a + b = 0$ (非必要性条件).

注2 式(4)可以说明,通过设计 $A(t), B(t)$ 两个函数使跟踪误差 $e(t)$ 始终在 $A(t)$ 与 $B(t)$ 之间,即达到了预定性能.如果预定性能中的条件2)存在,则结合下面的设计方法就可以达到预定性能的目的,所以条件2)为非必要性条件.但是,条件2)的存在性在于可以使得跟踪误差 $e(t)$ 稳定.

问题描述:对于由系统(1)与辅助系统(3)组成的增广系统,通过状态变换,利用Backstepping反步法和Lyapunov函数设计出控制器,使得闭环系统所有信号全局有界,且使得跟踪误差满足预定性能.

2 控制器设计

在设计控制器之前,先给出如下引理.

引理1 有下面两个函数:

$$y_1(t) = 1 - \sqrt{1-t^2}, y_2(t) = \frac{t^2}{\sqrt{1-t^2}}.$$

y_1 与 y_2 的大小对比如图1所示.

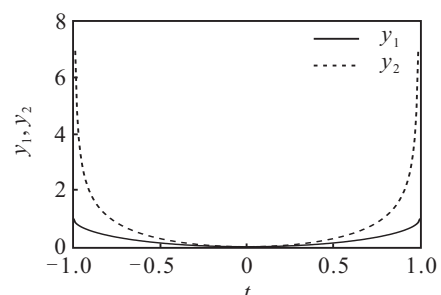


图1 y_1 与 y_2 的大小对比

由Matlab仿真图1可知,在 $-1 < t < 1$ 的区间里,满足不等式

$$y_1(t) \leq y_2(t).$$

引理2^[19] 设 $x : [0, \infty) \rightarrow R$ 为一阶连续可导,且当 $t \rightarrow \infty$ 时有极限,如果 $\dot{x}(t), t \in [0, \infty)$ 一致连续,则 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{x}(t) = 0$. 引理2即为Barbalat引理.

为了设计控制器,使得非线性系统(1)全局稳定有界,作如下形式的非传统状态变换:

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - r; \\ z_i &= \dot{x}_{i-1} - a_{i-1}, i = 2, 3, \dots, n + 1. \end{aligned} \quad (5)$$

其中: a_1, a_2, \dots, a_n 为虚拟控制器,且 $x_{n+1} = u$.

注3 在传统变换^[14]中,常常把 x_i 与第 $i-1$ 虚拟控制器 a_{i-1} 的差作为第 i 个新状态,因此采取的状态变换为

$$z_1 = x_1 - r, z_i = x_i - a_{i-1},$$

基于上述坐标变换,有效地解决了严格反馈非线性系统的控制器设计问题.然而,由于纯反馈系统存在非仿射性函数,使得传统反推法很难直接用于系统的控制器设计.由于系统状态的导数包含了非仿射结构,本文所提出的反推思想是把 \dot{x}_i 与第 $i-1$ 个虚拟控制器 a_{i-1} 的差作为第 i 个新状态.

由反步法可得如下步骤.

Step 1: 由式(5)的第1个等式可知

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{r} = z_2 + a_1 - \dot{r}.$$

构造如下Lyapunov函数:

$$V_1 = 1 - \sqrt{1 - L^2}, L = \frac{z_1 - A}{B - A} + \frac{z_1 - B}{B - A}. \quad (6)$$

注4 与文献[16]设计的障碍性Lyapunov函数 V_1 相比,本文的 V_1 相对简单,由此可以设计出较为简单的虚拟控制器 a_1 和 a_2 ,减少繁杂的公式计算.由此可以得到

$$\dot{V}_1 = \frac{L}{\sqrt{1 - L^2}} \dot{L},$$

且有

$$\dot{L} = \frac{2\dot{z}_1 - \dot{A} - \dot{B} - L(\dot{B} - \dot{A})}{B - A}. \quad (7)$$

将式(7)代入 \dot{V}_1 ,可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \frac{L}{(B - A)\sqrt{1 - L^2}} [2a_1 - 2\dot{r} - \dot{A} - \dot{B} - \\ &L(\dot{B} - \dot{A})] + \frac{2L}{(B - A)\sqrt{1 - L^2}} z_2. \end{aligned}$$

选取虚拟控制器 a_1 ,即

$$a_1 = -\frac{1}{2}c_1L(B - A) + \dot{r} + \frac{1}{2}[\dot{A} + \dot{B} + L(\dot{B} - \dot{A})],$$

代入可得

$$\dot{V}_1 = -c_1 \frac{L^2}{\sqrt{1 - L^2}} + \frac{2L}{(B - A)\sqrt{1 - L^2}} z_2.$$

Step 2: 由式(5)的第2个等式可知

$$\dot{z}_2 = \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} (z_3 + a_2) - \dot{a}_1.$$

选取虚拟控制器

$$\begin{aligned} a_2 &= \\ &\frac{1}{\frac{\partial f_1}{\partial x_2}} \left(-c_2 z_2 - \frac{2L}{(B - A)\sqrt{1 - L^2}} - \frac{\partial f_1}{\partial x_1} f_1 + \dot{a}_1 \right), \end{aligned}$$

代入可得

$$\dot{z}_2 = -c_2 z_2 - \frac{2L}{(B - A)\sqrt{1 - L^2}} + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} z_3.$$

定义如下Lyapunov函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2.$$

由此可得

$$\dot{V}_2 = -c_1 \frac{L^2}{\sqrt{1 - L^2}} - c_2 z_2^2 + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} z_2 z_3.$$

Step i ($3 \leq i \leq n$): 由式(5)的第 i 个等式可知

$$\begin{aligned} \dot{z}_i &= \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \dot{x}_{i-1}}{\partial x_j} \dot{x}_j + \frac{\partial \dot{x}_{i-1}}{\partial x_i} \dot{x}_i - \dot{a}_{i-1} = \\ &\sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_j} f_j + \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_i} (z_{i+1} + a_i) - \dot{a}_{i-1}. \end{aligned}$$

选取虚拟控制器

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{1}{\frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_i}} \left(-c_i z_i - \frac{\partial f_{i-2}}{\partial x_{i-1}} z_{i-1} - \right. \\ &\left. \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_j} \dot{x}_j + \dot{a}_{i-1} \right), \end{aligned}$$

代入可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_i &= \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_j} f_j - \frac{\partial f_{i-2}}{\partial x_{i-1}} z_{i-1} - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_j} \dot{x}_j - \\ &c_i z_i + \dot{a}_{i-1} - \dot{a}_{i-1} + \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_i} z_{i+1} = \\ &-c_i z_i - \frac{\partial f_{i-2}}{\partial x_{i-1}} z_{i-1} + \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_i} z_{i+1}. \end{aligned}$$

定义如下Lyapunov函数:

$$V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} z_i^2.$$

由此可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= -c_1 \frac{L^2}{\sqrt{1 - L^2}} - \sum_{j=2}^{i-1} c_{j-1} z_{j-1}^2 + \frac{\partial f_{i-2}}{\partial x_{i-1}} z_{i-1} z_i - \\ &\frac{\partial f_{i-2}}{\partial x_{i-1}} z_{i-1} z_i + \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_i} z_i z_{i+1} - c_i z_i^2 = \end{aligned}$$

$$-c_1 \frac{L^2}{\sqrt{1-L^2}} - \sum_{j=2}^i c_j z_j^2 + \frac{\partial f_{i-1}}{\partial x_i} z_i z_{i+1}.$$

Step $n+1$: 由式(5)的第 $n+1$ 个等式和辅助系统

(3)可知

$$\begin{aligned} \dot{z}_{n+1} &= \sum_{j=1}^n \frac{\partial \dot{x}_n}{\partial x_j} \dot{x}_j + \frac{\partial \dot{x}_n}{\partial x_{n+1}} \dot{x}_{n+1} - \dot{a}_n = \\ &\sum_{j=1}^n \frac{\partial f_n}{\partial x_j} f_j + \frac{\partial f_n}{\partial u} w - \dot{a}_n. \end{aligned}$$

设计辅助控制器

$$w = \frac{1}{\frac{\partial f_n}{\partial u}} \left(-c_{n+1} z_{n+1} - \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_n}{\partial x_j} \dot{x}_j - \frac{\partial f_{n-1}}{\partial x_n} z_n + \dot{a}_n \right). \quad (8)$$

代入可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_{n+1} &= \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_n}{\partial x_j} \dot{x}_j - \frac{\partial f_{n-1}}{\partial x_n} z_n - \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_n}{\partial x_j} \dot{x}_j - \\ &c_{n+1} z_{n+1} - \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_n}{\partial x_j} \dot{x}_j = \\ &-c_{n+1} z_{n+1} - \frac{\partial f_{n-1}}{\partial x_n} z_n, \end{aligned}$$

则

$$z_{n+1} \dot{z}_{n+1} = -c_{n+1} z_{n+1}^2 - \frac{\partial f_{n-1}}{\partial x_n} z_n.$$

定理1 对于满足假设1的非线性纯反馈系统(1),采用辅助控制器(8),则系统跟踪误差满足预定性能,且闭环系统所有信号全局有界.

证明 选取如下Lyapunov函数:

$$V = V_1 + \sum_{j=2}^{n+1} \frac{1}{2} z_j^2,$$

综合上述推导过程,对 V 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \\ &-c_1 \frac{L^2}{\sqrt{1-L^2}} + \frac{2L}{(B-A)\sqrt{1-L^2}} z_2 - \sum_{j=2}^{n+1} z_j \dot{z}_j = \\ &-c_1 \frac{L^2}{\sqrt{1-L^2}} - \sum_{j=2}^{n+1} c_j z_j^2. \end{aligned} \quad (9)$$

由引理1可得

$$\dot{V} \leq -c_1(1-\sqrt{1-L^2}) - \sum_{j=2}^{n+1} c_j z_j^2,$$

由引理2可得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (1-\sqrt{1-L^2}) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} z_i = 0,$$

从而 $\lim_{t \rightarrow \infty} L = 0$, 由式(6)第2个等式可得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{2} (A(t) + B(t)), \quad (10)$$

再根据式(4)可知,上式表明达到了预定性能.

注5 预定性能条件2)可使跟踪误差满足

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0.$$

注6 本文在Step 1时没有用到Lyapunov函数的放大或缩小,从而避免了由于函数缩放存在的弊端.

由此可知 z_i 有界. 由 z_1 有界和 r 有界可知, x_1, a_1, \dot{x}_1 有界,即 x_2 有界,同时可得 \dot{x}_1 的各个偏导也有界;结合 z_2 有界可得 a_2 有界,从而 \dot{x}_2 有界,从而偏导也有界;依此类推,可知 $x_1, \dots, x_n, a_1, \dots, a_{n-1}, u, w$ 都是有界的. \square

3 仿真算例

考虑下面的非线性非仿射性系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= u + u^3 + e^{x_1} + \varepsilon v_1, \\ \dot{u} &= w, \quad y = x_1, \quad e = y - r_1, \end{aligned} \quad (11)$$

其中: x_1 为系统状态; u 为控制输入, w 为 u 的辅助控制输入, $u + u^3$ 为控制输入的非仿射性结构; y 为系统输出; e 为跟踪误差; r 为跟踪信号; ε 为干扰系数; v_1 为干扰有界信号,且由下面线性系统产生:

$$\dot{v}_1 = 10v_2, \quad \dot{v}_2 = -10v_1. \quad (12)$$

由 $\frac{\partial f_1}{\partial u} = \frac{\partial(u+u^3)}{\partial u} = 1+3u^2 \neq 0$ 可知满足假设1.

通过理论推导可知,辅助控制器设计如下:

$$w = \frac{1}{1+3u^2} \left[-c_2 z_2 - \frac{2L}{(e^{-t}+0.1)\sqrt{1-L^2}} - \dot{x}_1 e^{x_1} + \dot{a}_1 \right]. \quad (13)$$

取 $A(t) = -0.05, B(t) = e^{-t} + 0.05$.

为了与文献[5]的方法作对比,数据设置及仿真如下:

1) 无外部干扰,即 $\varepsilon = 0$ 时,取 $c_1(0) = 15, c_2(0) = 15$,取初始值 $u(0) = 0$,其仿真结果如图2~图4所示.图2表示在无干扰下具有预测性能时与文献[5]的误差对比;图3表示控制输入;图4表示 $u(0) = 2$ 和 $u(0) = -5$ 时的误差预定性能.

2) 在仿真实验上加上外部干扰信号,是为了验证所设计的辅助控制器在外部信号的干扰下是否具有一定的鲁棒性,所以本文在仿真实验中加入外部干扰信号.现取 $\varepsilon = 1, c_1(0) = 100, c_2(0) = 100$,初始值 $x_1(0) = 1, u(0) = 0, v_1(0) = 1, v_2(0) = -1$,其仿真结果如图5~图7所示.

图5表示存在干扰时预定性能与文献[5]误差对比;图6表示控制输入;图7表示 $u(0) = 2$ 和 $u(0) = -5$ 时的误差预定性能.

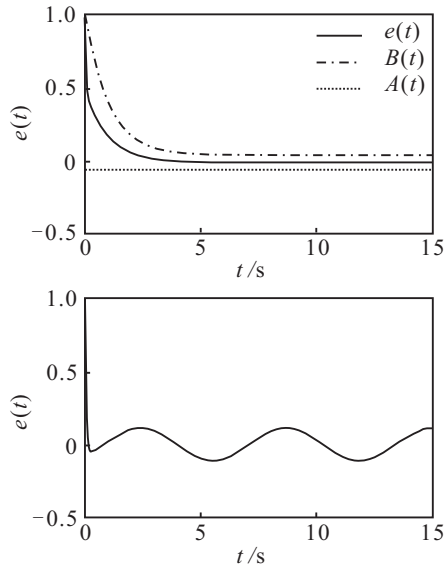


图2 无干扰下具有预测性能时与文献[5]误差对比

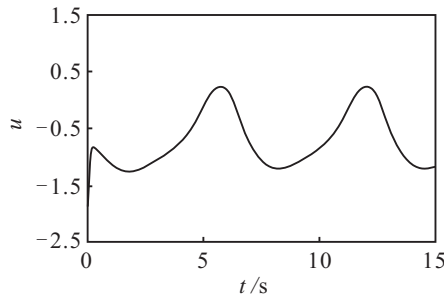


图3 无干扰下有预定性能时的控制输入 u

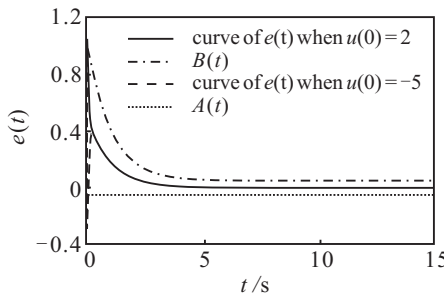


图4 无干扰不同控制输入 u(0) 的误差预定性能

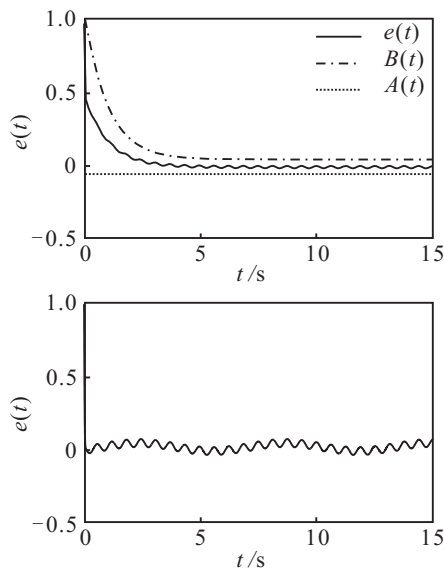


图5 存在干扰下具备预定性能时与文献[5]误差对比

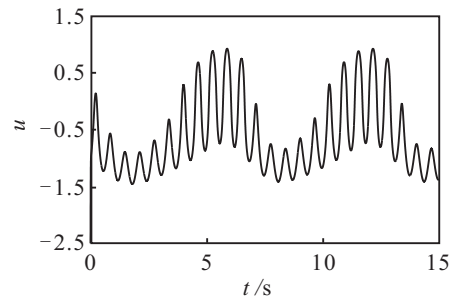


图6 存在干扰下具有预定性能时的控制输入 u

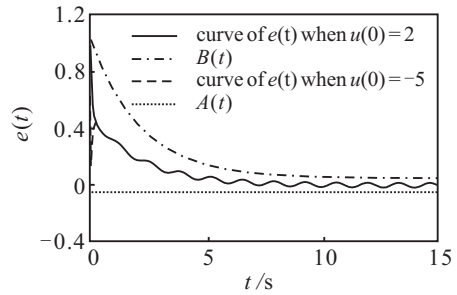


图7 存在干扰下具有预定性能时不同 u(0) 的误差

由上述理论和仿真实验可知,在同样系统下,与文献[5]提供的方法相比,本文控制器的优点在于:具有预定性能下的跟踪误差较平滑,不会有大的阶跃的可能;而且跟踪误差的精度得到了显著的提高;也能够基本抵御一定的干扰,说明了所设计的辅助控制器具有一定的鲁棒性。

4 结论

针对一类非线性纯反馈系统,本文提出了一种新的预定性能控制算法.与基于传统状态变换的方法相比,本文提出的方法不同于传统反推法,采用非传统坐标变换,有效克服了纯反馈系统中非仿射结构引起的控制器设计困难的问题;与文献[17]相比,本文得到的辅助控制器可使系统输出误差渐近稳定,且可保证闭环系统所有信号有界,而文献[17]方法只讨论了系统输出误差问题,没有考虑系统全局问题;与文献[20]相比,对于控制输入存在非仿射结构而言,本文通过提出非常规状态变换和引入一个一阶辅助系统可以解决类似于文献[20]的问题,而文献[20]需要结合鲁棒控制理论和复杂的公式运算来完成控制器的设计,相比之下,本文相对简易;本文所提出的算法使得闭环系统状态全局有界,跟踪误差具有预定性能,且跟踪误差精度可更高。

参考文献(References)

[1] Isidori V. Nonlinear control systems[M]. New York: Springer-Verlag, 1989: 168-174.
 [2] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: John Wiley

- and Sons, 1995: 124-183.
- [3] Asolfi A, Karagiannis D, Ortega R. Nonlinear and adaptive control with applications[M]. Berlin: Springer-Verlag, 2008: 58-96.
- [4] Shen Q S, Shi P, Zhang T P, et al. Novel neural control for a class of uncertain pure-feedback systems[J]. IEEE Trans on Neural Networks and Learning Systems, 2014, 25(4): 718-727.
- [5] 刘勇华. 纯反馈非线性系统的控制研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2014: 33-36.
(Liu Y H. Control for Pure-feedback nonlinear systems[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2014: 33-36.)
- [6] Chang C Y, Zhao X, Yang F, et al. Bifurcation and chaos in high-frequency peak current mode Buck converter[J]. Chinese Physics B, 2016, 25(7): 070504-1-070504-8.
- [7] Wu Z J, Xie X J, Zhang S Y. The reduced order design of robust adaptive Back stepping controller[J]. Acta Automatic Sinica, 2005, 31(4): 543-548.
- [8] Wang W, Wen C. Adaptive actuator failure compensation control of uncertain nonlinear systems with guaranteed transient performance[J]. Automatic, 2010, 46(12): 2082-2091.
- [9] Bechlioulis C P, Rovithakis A. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems[J]. Automatic, 2009, 45(2): 532-538.
- [10] Bechlioulis C P, Rovithakis A. Robust adaptive control of feedback linearizable MIMO nonlinear systems with prescribed performance[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2008, 53(9): 2090-2099.
- [11] Zhang X, Lin Y. Adaptive control for a class of nonlinear time-delay systems preceded by unknown hysteresis[J]. Int J of Systems Science, 2013, 44(8): 1468-1482.
- [12] Kostarigka A K, Rovithakis G A. Prescribed performance output feedback/observer-free robust adaptive control of uncertain systems using neural networks[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 2011, 41(6): 1483-1494.
- [13] 王巍, 于洋. 满足指定性能的一类非线性多功能智能体系统的协同控制[J]. 辽宁工业大学学报: 自然科学版, 2015, 35(5): 281-284.
(Wang W, Yu Y. Consensus control for a class of nonlinear multi-agent systems with prescribed performance[J]. J of Liaoning University of Technology: Natural Science Edition, 2015, 35(5): 281-284.)
- [14] Kostarigka A K, Doulgeri Z. Model-free robot joint position regulation and tracking with prescribed performance guarantees[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2012, 60(2): 214-226.
- [15] Kostarigka A K, Doulgeri Z, Rovithakis A. Prescribed performance tracking for flexible joint robots with unknown dynamics and variable elasticity[J]. Automatic, 2013, 49(5): 1137-1147.
- [16] 刘勇华. 一类不确定非线性系统的预定性能自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(8): 1123-1127.
(Liu Y H. Adaptive control for a class of uncertain nonlinear systems with prescribed performance[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(8): 1123-1127.)
- [17] Seto D, Wnnaswamy A M, Baillieul J. Adaptive control of nonlinear systems with a triangular structure[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(7): 1411-1428.
- [18] 胡云安, 耿宝亮, 赵永涛. 严格反馈非线性系统预设性能Backstepping控制器设计[J]. 控制与决策, 2014, 29(8): 1509-1512.
(Hu Y A, Geng B L, Zhao Y T. Prescribed performance Backstepping control of strict feedback nonlinear systems[J]. Control and Decision, 2014, 29(8): 1509-1512.)
- [19] Khalil H K. Nonlinear systems[M]. 2nd ed. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 1996: 303-333.
- [20] 张强, 吴庆宪, 姜长生, 等. 基于Backstepping的非仿射性非线性系统鲁棒控制[J]. 控制与决策, 2014, 29(1): 19-26.
(Zhang Q, Wu Q X, Jiang C S, et al. Robust control for nonaffine nonlinear systems based on Backstepping[J]. Control and Decision, 2014, 29(1): 19-26.)

(责任编辑: 闫妍)