一类非线性系统的鲁棒拟人智能控制

廖道争 张明廉

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083)

摘 要: 针对一类非线性不确定系统,结合二级倒立摆控制系统设计作为实例,提出一种鲁棒拟人智能控制器设计方法. 首先,基于被控对象的物理模型设计拟人定性控制律,采用优化搜索算法得到标称系统的定量控制律;然后在拟人控制律基础上增加一个鲁棒补偿器,用以抑制模型不确定性部分对系统稳定的不利影响、提高系统的鲁棒性. 补偿器的设计根据 Lyapunov 稳定性理论进行,但设计过程中避免了构造具体的 Lyapunov 函数这一难题. 对二级倒立摆系统的稳定控制问题进行了实验验证,实验结果进一步证明了设计方案的有效性.

关 键 词: 拟人智能控制; 鲁棒; 非线性系统; 二级倒立摆

中图分类号: TP 273.5

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2006)07-0793-04

Robust human-imitating intelligent control for a class of nonlinear systems

Liao Daozheng Zhang Minglian

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: A robust human-imitating intelligent control was proposed for nonlinear systems. Firstly, a human-imitating qualitative control law was developed through the analyses of the physical model of the plant. The qualitative control law was quantified by some method of parameter-optimization based on the nominal model of the plant. Then, on the basis of the developed human-imitating controller, a robust compensator was proposed to overcome the bad influences resulted from modeling errors, unmodeled dynamics and disturbances. The compensator was derived by Lyapunov stability theory, thus the stability of the closed-loop system was guaranteed. However, the specified Lyapunov function usually essential in a common Lyapunov-based approach was not needed during the design of the robust compensator, as a result, the difficulties in designing the Lyapunov function for a nonlinear system was conquered. Applying the proposed scheme to control a double inverted pendulum, the results of experiment verify the validity of this design.

Key words: human-imitating intelligent control; robust; nonlinear system; double inverted pendulum

随着科学技术的进步,被控对象日趋复杂,系统表现出严重的非线性. 为解决这类复杂非线性系统的控制问题,20 世纪 90 年代,张明廉提出了拟人智能控制理论[1-3],其基本思想是模拟人类处理控制问题的一般方法与思路,针对被控对象的非线性物理本质和控制目标直接解决复杂非线性被控对象的控制问题. 采用拟人智能控制方法进行控制器设计时,首先基于被控对象的物理模型,拟人形成定性控制律,在形成定性控制律后再通过优化搜索算法得到定量控制律[3-4]. 实际物理系统,通常存在各种因素的干扰,而拟人控制律的定量化通常是采用优化搜索算法基于被控对象的标称模型进行的,因此,如何设计基于拟人智能控制方法的鲁棒控制器一直是一个未解决的问题. 本文针对一类不确定仿射非线性系统,在采用拟人智能控制的基础上,通过增加一个衰减补偿器[5-7]来设计系统的鲁棒控制律. 补偿器的设计基于 Lyapunov 稳定性理论进行,然而设计过程和

收稿日期: 2005-07-18

基金项目: 航空基础科学基金资助项目(03E51002)

作者简介: 廖道争(1969-),男,安徽宿松人,博士生, ldz_2006@yahoo.com.cn.

结果均不依赖于具体的 Lyapunov 函数,从而避开了非线性系统 Lyapunov 函数难以构造的难题. 最后,通过对二级倒立摆的稳定控制进行实验研究来进一步验证设计方案的有效性.

1 问题简介

1.1 拟人智能控制方法简介[8-9]

拟人智能控制是一种基于被控对象物理模型的控制方法. 物理模型是指被控对象的物理结构、参数和运动特征等. 拟人智能控制模拟人类处理控制问题的一般方式与思路,依据有关的学科知识,针对被控对象的物理模型,根据控制目标直接设计出定性控制律. 这样,一方面不受线性的局限,另一方面使所设计的控制器具有良好的物理可实现性和调试性. 拟人智能控制的核心是广义归约和拟人设计控制律. 所谓归约就是化简,即将待解决的复杂控制问题逐层分解为复杂程度较低的子问题,并最终得到可直接解决的本原问题集. 本原问题一经解决,各层子问题以致初始复杂问题均可逐级解决. 广义归约是人工智能中归约方法的延伸,人工智能的归约只关心解决子问题的顺序,而不考虑相互之间的耦合问题;广义归约则必须确认子问题之间可能存在的耦合. 拟人形成控制律是在广义归约的基础上,利用有关学科知识、人的一般控制经验和宏观决策能力等直接写出定性控制律. 在形成定性控制律后,一般通过参数优化搜索方法得到实用的定量控制律. 拟人控制设计的一般流程如图 1 所示.

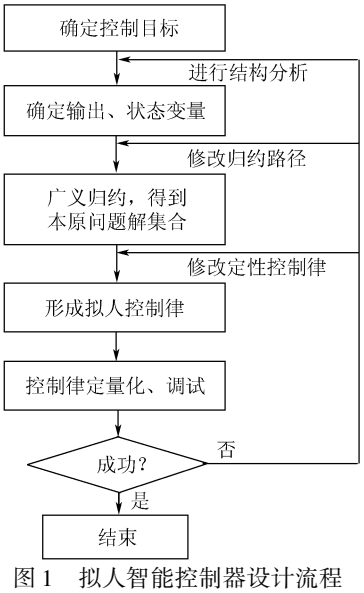


图 1 拟人智能控制器设计流程

1.2 基于拟人控制的鲁棒控制器设计方法

拟人控制的定量控制律是在定性控制律基础上,通过参数优化搜索方法得到的. 这种优化搜索是基于系统的标称数学模型进行的,而实际系统通常存在各种不确定性干扰因素,从而导致所采用的搜索模型与实际物理模型不一致. 这样,所得到的定量控制律就可能需要进行较大的调整. 本文针对一类仿射非线性不确定系统,提出一种鲁棒拟人智能控制器设计方法. 设计思路是:首先,基于被控对象的标称模型设计拟人智能控制器 $\varphi(z)$;然后在拟人智能控制器的基础上增加一个鲁棒补偿器 $v(z)$,以抑制系统参数变化、未建模型动态以及外界干扰等不确定因素对系统稳定的不利影响,提高系统的鲁棒性. 控制器设计原理如图 2 所示,补偿后的系统控制律为: $u=\varphi(z)+v(z)$.

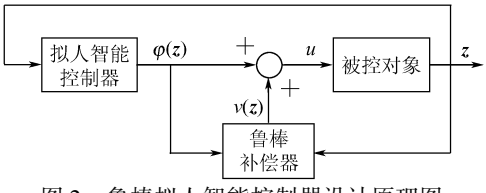


图 2 鲁棒拟人智能控制器设计原理图

2 控制器的设计

由于拟人控制器的设计是基于被控对象的物理模型进行的,下面以二级倒立摆系统作为被控对象说明鲁棒拟人控制器的设计方法.

2.1 二级倒立摆系统结构与模型

二级倒立摆结构如图 3 所示.

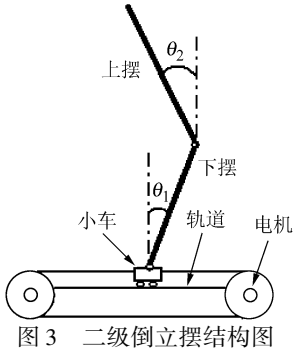


图 3 二级倒立摆结构图

采用拉格朗日方程建立其数学模型如下:

$$\boldsymbol{M}(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{N}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{G}(\boldsymbol{q})=\boldsymbol{K}u \quad (1)$$

其中,$\boldsymbol{q}=[x \quad \theta_1 \quad \theta_2]^{\mathrm{T}}$,$x$ 为小车位移;

$$\boldsymbol{M}(\boldsymbol{q})=\begin{bmatrix} h_1 & h_2\cos\theta_1 & h_3\cos\theta_2 \\ h_2\cos\theta_1 & h_4 & h_5\cos(\theta_1-\theta_2) \\ h_3\cos\theta_2 & h_5\cos(\theta_1-\theta_2) & h_6 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{N}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})=$$

$$\begin{bmatrix} \mu_0 & -h_2\dot{\theta}_1\sin\theta_1 & -h_3\dot{\theta}_2\sin\theta_2 \\ 0 & \mu_1+\mu_2 & h_5\dot{\theta}_2\sin(\theta_1-\theta_2)-\mu_2 \\ 0 & -h_5\dot{\theta}_1\sin(\theta_1-\theta_2)-\mu_2 & \mu_2 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}) = -[0 \quad h_2 g\sin\theta_1 \quad h_8\sin\theta_2]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{K} = [k_u \quad 0 \quad 0]^{\mathrm{T}}$$

$$h_1 = m_0 + m_1 + m_2 \quad h_2 = m_1 l_1 + m_2 L_1$$

$$h_3 = m_2 l_2 \quad h_4 = m_1 l_1^2 + m_2 L_1^2 + J_1$$

$$h_5 = m_2 l_2 L_1 \quad h_6 = m_2 l_2^2 + J_2$$

$$h_7 = (m_1 l_1 + m_2 L_1) g \quad h_8 = m_2 g l_2$$

上述公式中,J_1 和 J_2 分别为下摆和上摆相对其质心的转动惯量;l_1 和 l_2 分别为下摆和上摆的质心到其转轴的距离;L_1 为下摆的全长;m_0,m_1 和 m_2 分别表示小车、下摆和上摆的质量;μ_0 表示小车与轨道之间的摩擦系数;μ_1 和 μ_2 分别表示下摆与小车、上摆与下摆连接轴摩擦系数.

定义 $\boldsymbol{z} = [x \quad \dot{x} \quad \theta_1 \quad \dot{\theta}_1 \quad \theta_2 \quad \dot{\theta}_2]^{\mathrm{T}}$,由于 $\boldsymbol{M}(\boldsymbol{q})$ 为正定矩阵,方程(1)可进一步转化为仿射非线性形式

$$\dot{\boldsymbol{z}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})u \tag{2}$$

当系统存在参数摄动以及其它未知干扰时,系统真实模型可表示为如下不确定形式

$$\dot{\boldsymbol{z}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + [\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})]u \tag{3}$$

式中,$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z})$,$\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z}) \in \boldsymbol{R}^{6\times1}$;$u \in \mathbf{R}$;$\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) \in \boldsymbol{R}^{6\times1}$ 为由于参数摄动以及未知干扰而引起的不确定项;$\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z}) \in \boldsymbol{R}^{6\times1}$ 为由系统参数摄动而引起的不确定项.

假定系统的参数摄动或干扰是有界的,如小车或摆杆质量摄动 $|\Delta m_i| \leqslant \delta M_i$,摆杆长度摄动 $|\Delta l_i| \leqslant \delta L_i$,$\delta M_i$ 和 δL_i 为已知正数;摩擦系数 $|\mu_i| \leqslant \Lambda_i$. 那么 $\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z})$ 与 $\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})$ 满足:$\|\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z})\|_2 \leqslant p(\boldsymbol{z})$,$\|\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\|_2 \leqslant q(\boldsymbol{z})$,其中 $p(\boldsymbol{z})$,$q(\boldsymbol{z}) \in \mathbf{R}$ 为已知的正值函数;进一步假设 $\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})$ 满足

$$\frac{\|\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\|_2}{\|\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\|_2} \leqslant k_0 < 1$$

2.2　二级倒立摆拟人智能控制器设计

首先基于二级倒立摆的物理模型,对二级摆的控制问题进行广义归约(具体过程参考文献[9]),得到本原问题集. 然后,基于各本原问题的解以及各子问题间的相互耦合关系形成如下的拟人定性控制律

$$\varphi(\boldsymbol{z}) = -k_x x - k_{\dot{x}}\dot{x} + k_{\theta_1}\theta_1 + k_{\dot{\theta}_1}\dot{\theta}_1 - k_{\theta_2}\theta_2 - k_{\dot{\theta}_2}\dot{\theta}_2 \tag{4}$$

其中,k_x,$k_{\dot{x}}$,k_{θ_1},$k_{\dot{\theta}_1}$,k_{θ_2},$k_{\dot{\theta}_2}$ 为非负的控制参数.

为了提高控制电机的响应速度,将式(4)修改为如式(5)所示的开立方控制律.

$$\varphi(\boldsymbol{z}) = u_{\max} \cdot \sqrt[3]{\frac{\left(-k_x x - k_{\dot{x}}\dot{x} + k_{\theta_1}\theta_1 + k_{\dot{\theta}_1}\dot{\theta}_1 - k_{\theta_2}\theta_2 - k_{\dot{\theta}_2}\dot{\theta}_2\right)}{u_{\max}}} \tag{5}$$

式中,$u_{\max}$ 为电机峰值输出. 由于开 3 次方函数在(0,1)上的值大于其自变量,这样在摆杆偏角较小时,就会放大电机的控制作用,从而将小车的频带放宽,使其响应速度更快.

在形成二级倒立摆的定性控制律式(5)后,再基于系统标称模型式(2)通过参数优化搜索方法得到实用的定量控制律[3,9],即确定出 k_x,$k_{\dot{x}}$,k_{θ_1},$k_{\dot{\theta}_1}$,k_{θ_2},$k_{\dot{\theta}_2}$ 的具体数值.

2.3　鲁棒补偿器 v(z) 的设计

当 $\forall \boldsymbol{z}(t_0) \in D_0 = \{\boldsymbol{z} \in \boldsymbol{R}^n \mid \|\boldsymbol{z}\| < r_0\}$,$\forall t \geqslant t_0$ 时,拟人控制律 $u = \varphi(\boldsymbol{z})$ 能够实现标称系统

$$\dot{\boldsymbol{z}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})u \tag{6}$$

的渐近稳定控制;但是当系统参数变化较大或受到较大的干扰时,扰动项 $\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z})$,$\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})$ 的存在就会使得系统的稳定性遭到破坏. 因此在拟人控制器 $u = \varphi(\boldsymbol{z}) \in \mathbf{R}$ 的基础上,增加一个反馈补偿器 $v(\boldsymbol{z}) \in \mathbf{R}$ 来克服 $\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z})$,$\Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})$ 对系统稳定的不利影响.

控制律 $u = \varphi(\boldsymbol{z})$ 能够实现式(2)的渐近稳定控制,根据 Lyapunov 逆定理[8],一定存在 Lyapunov 函数 $V(\boldsymbol{z})$ 满足

$$\left.\begin{aligned} & a_1(\|\boldsymbol{z}\|) \leqslant V(\boldsymbol{z}) \leqslant a_2(\|\boldsymbol{z}\|) \\ & \frac{\partial V}{\partial \boldsymbol{z}}[\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\varphi(\boldsymbol{z})] \leqslant -a_3(\|\boldsymbol{z}\|) \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

其中,$a_i(\cdot)$,$i = 1,2,3$ 分别为定义在 $[0, r_0]$ 上的 K 函数(即 $a_i(\cdot)$ 为单调递增函数,且满足 $a_i(0) = 0$);$\|\boldsymbol{z}\|$ 表示状态向量 $\boldsymbol{z}$ 的范数.

仍然选用式(7)的 Lyapunov 函数 $V(\boldsymbol{z})$,将 $V(\boldsymbol{z})$ 按不确定系统方程(3)进行求导,并代入 $u = \varphi(\boldsymbol{z}) + v(\boldsymbol{z})$,得

$$\dot{V}(\boldsymbol{z}) = \frac{\partial V}{\partial \boldsymbol{z}}[\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\varphi(\boldsymbol{z})] + \frac{\partial V}{\partial \boldsymbol{z}}\{\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + [\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})]v(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\varphi(\boldsymbol{z})\} \leqslant -a_3(\|\boldsymbol{z}\|) + \frac{\partial V}{\partial \boldsymbol{z}}\{\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + [\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})]v(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\varphi(\boldsymbol{z})\} \tag{8}$$

因此,只需设计补偿器 $v(\boldsymbol{z})$,使

$$\frac{\partial V}{\partial \boldsymbol{z}}\{\Delta\boldsymbol{f}(\boldsymbol{z}) + [\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})] \cdot v(\boldsymbol{z}) + \Delta\boldsymbol{g}(\boldsymbol{z})\varphi(\boldsymbol{z})\} \leqslant 0 \tag{9}$$

成立,就可以实现对式(3)的鲁棒稳定控制.

因为拟人定性控制律定量化时所采用的目标函数就是一个满足式(7)的 Lyapunov 函数,所取 $V(z)$ 为该目标函数. 因此,要使式(9)成立,只需取

$$v(z) = -\frac{\left\|\frac{\partial V}{\partial z}\right\|_2}{(1-k_0)\frac{\partial V}{\partial z}\boldsymbol{g}(z)} \cdot (q(z)\,|\,\varphi(z)\,|+p(z)) \tag{10}$$

证明:

$$\frac{\partial V}{\partial z}\{\Delta\boldsymbol{f}(z)+[\boldsymbol{g}(z)+\Delta\boldsymbol{g}(z)]\cdot v(z)+\Delta\boldsymbol{g}(z)\varphi(z)\} \leqslant \left\|\frac{\partial V}{\partial z}\right\|_2(p(z)+q(z)\,|\,\varphi(z)\,|)-\frac{\frac{\partial V}{\partial z}[\boldsymbol{g}(z)+\Delta\boldsymbol{g}(z)]}{(1-k_0)\frac{\partial V}{\partial z}\boldsymbol{g}(z)}\cdot\left\|\frac{\partial V}{\partial z}\right\|_2(p(z)+q(z)\,|\,\varphi(z)\,|)\leqslant 0 \tag{11}$$

所以,式(9)成立.

从而有

$$\dot{V}(z)=\frac{\partial V}{\partial z}\{\boldsymbol{f}(z)+\Delta\boldsymbol{f}(z)+[\boldsymbol{g}(z)+\Delta\boldsymbol{g}(z)](\varphi(z)+v(z))\}\leqslant -a_3(\|z\|) \tag{12}$$

即,控制律 $u=\varphi(z)+v(z)$ 实现对不确定被控对象式(3)的鲁棒稳定控制.

3 实验结果

所用二级倒立摆标称模型参数为:小车质量 $m_0=0.3$ kg;上、下摆杆质量 $m_1=0.4$ kg, $m_2=0.5$ kg;摆杆长度分别为 $L_1=L_2=0.36$ m;摆杆质心到转轴的距离为 $l_1=l_2=0.18$ m. 进行实验时,倒立摆实际物理参数摄动取:质量变化 $|\Delta m_0|\leqslant 0.05$ kg; $|\Delta m_1|\leqslant 0.05$ kg; $|\Delta m_2|\leqslant 0.2$ kg;摆长变化 $|\Delta l_i|\leqslant 0.05$ m;小车摩擦系数小于 0.28 kg/s,摆杆转轴处摩擦力矩系数小于 0.001 N·m/s. 按照上述方法,设计鲁棒拟人控制律对二级倒立摆系统进行控制. 在进行控制实验时,用两根直杆构成的曲折杆代替标称模型中的垂直上摆,以验证设计方案的有效性. 图 4 为实测控制数据曲线.

在进行控制实验时,以手扶起摆杆时的位置作为初始零位,因此该零位并不是真正的机械零位;图 4 中,系统稳定后,小车位置 x 稳定在 -0.2 m附近就是由于这种原因造成的. 可以采用零位补偿的方法使小车稳定在 0 附近. 由实验结果看出,在实际系统参数与标称模型参数具有较大差异的情况下(上摆质量和转动惯量发生较大的变化),系统仍然得到了很好的稳定效果.

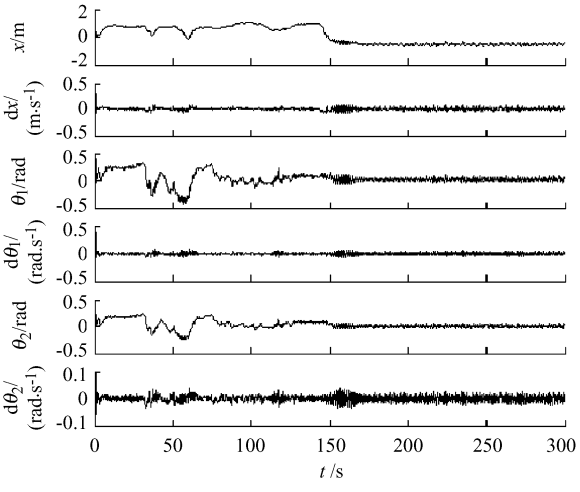


图 4 实测控制数据曲线

4 结束语

以二级倒立摆的稳定控制为例,提出一种鲁棒拟人智能控制器设计方法. 首先,根据系统标称模型设计拟人控制律;然后,在拟人控制律的基础上,设计一个鲁棒补偿器用来抑制系统参数摄动、未建模动态或外界扰动对系统稳定的不利影响. 补偿器的设计基于 Lyapunov 稳定性理论进行,因此保证了闭环系统的鲁棒稳定. 补偿器的设计并不需要构造具体的 Lyapunov 函数,从而避开了非线性系统 Lyapunov 函数难以构造的难题. 由补偿器的设计过程可知,该设计方案适用于仿射非线性或可转化为仿射非线性形式的被控对象. 最后,对二级倒立摆系统的稳定控制进行了实验研究,实验结果进一步验证了设计方案的有效性.

参考文献 (References)

[1] Zhang Minglian, Hao Jiankang, He Weidong. Human-imitating intelligent control and tripleinverted-pendulum [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 1996, 9(2):135-146

[2] 张明廉,孙昌龄,杨亚炜. 拟人控制二维单倒立摆[J]. 控制与决策, 2002, 17(1):53-56
Zhang Minglian, Sun Changling, Yang Yawei. Human imitating control for 2-D inverted pendulum[J]. Control and Decision, 2002, 17(1):53-56(in Chinese)

(下转第 801 页)