

文章编号: 1001-0920(2004)06-0616-05

不确定非线性系统的神经网络自适应 H 跟踪控制

潘晓宁, 胡寿松, 侯霞

(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016)

摘要: 提出一种 H 与神经网络混合自适应控制系统设计的新方法. 对于一类不确定非线性系统, 首先运用线性微分包含(LDI)的方法, 逼近模型中的非线性部分; 然后在考虑外部扰动的前提下, 设计忽略不确定项的 H 线性跟踪控制系统参考模型; 最后将设计好的 H 线性跟踪控制器用于控制实际的非线性不确定系统, 系统状态及其与参考模型的状态误差作为在线神经网络的输入, 动态调节网络权值以消除整个系统的不确定项. 仿真示例证实了该设计方法的有效性.

关键词: 神经网络; 线性微分包含; H 线性跟踪控制器

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Neural network adaptive H tracking control for uncertain nonlinear systems

PAN Xiaoning, HU Shousong, HOU Xia

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China. Correspondent: PAN Xiaoning, E-mail: pxn70@sohu.com)

Abstract: A new design method of H and neural network hybrid adaptive control systems is presented. For a class of uncertain nonlinear system, the neural network technology of linear differential inclusion (LDI) is employed first to approximate to the nonlinear parts. Next the reference model of the H linear track control system is designed while the uncertain items are ignored. Finally the designed H linear track controller is used to control the nonlinear uncertain system. The system state and the state error of the reference model are considered as the input of the neural network, dynamically adjusting the network weights to counteract the uncertain items of the whole system. The simulation results show that the presented method is valid.

Key words: neural network; linear differential inclusion (LDI); H linear track controller

1 引言

近年来, 求解非线性偏微分方程的耗散性理论成为非线性控制系统设计的主要方法. 非线性偏微分方程非常难解甚至无解, 因而只是在理论上证明了控制器存在的合理性, 在实际控制系统设计中很难加以应用^[1]. 神经网络具有逼近任意非线性函数及并行处理数据的能力, 并广泛应用于非线性控制

系统的设计, 如机械手控制^[2]和基于伪控制逆的飞行器设计^[3,4]. LDI 方法是一种线性化的神经网络技术, 该方法对于分析神经网络控制系统的稳定性和设计非线性控制系统, 起到了重要的作用^[5,6]. 此外, H 鲁棒控制系统设计问题也成为控制系统领域关注的重点^[7,8].

本文提出一种神经网络自适应控制与抑制外

收稿日期: 2003-06-13; 修回日期: 2003-08-28.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60234010); 国防基础科研项目(K1603060318).

作者简介: 潘晓宁(1970—), 男, 甘肃兰州人, 博士生, 从事鲁棒自适应及自修复的研究; 胡寿松(1937—), 男, 江苏南京人, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒自适应及自修复等研究.

部扰动的鲁棒 H 控制相结合的方法,以解决一类不确定非线性系统的控制问题.以倒立摆小车的确定非线性模型为例,证明了该设计方法的有效性.

2 基于神经网络的 LDI 描述

考虑如下—类不确定非线性系统:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + f(x(t)) + f(x(t)) + d(t). \quad (1)$$

其中: $x(t) \in R^n$ 为状态向量, $u(t) \in R^m$ 为控制输入, $f(x(t))$ 和 $f(x(t))$ 为 $R^n \rightarrow R^n$ 的连续非线性映射且具有范数界, $d(t)$ 为外部扰动, A 和 B 为具有适当维数的常值矩阵.

对于给定的 $f(x(t))$ 非线性部分,可用一个单隐层神经网络表示为

$$NN(x, W_1, W_2) = \sum_{i=1}^n W_{2i} \sigma_i(W_{1i} x). \quad (2)$$

其中: $W_1 \in R^{n_1 \times n}$ 和 $W_2 \in R^{n_2 \times n_1}$ 分别为权矩阵; $\sigma_i(v) = [\sigma_1(v_1) \dots \sigma_n(v_n)]^T, i = 1, 2, \dots, n$ 为神经元数; $\sigma_j(v) (j = 1, \dots, n)$ 为神经元基函数;网络的所有连接权值都可通过反推算来调节.对于给定精度的 $\epsilon > 0$,有

$$f(x(t)) - NN(x, W_1^*, W_2^*) \leq \epsilon. \quad (3)$$

神经元基函数导数向量 $\sigma(v)$ 的最大值定义为 $\sigma(1) = \max_v \partial \sigma(v) / \partial v$, 最小值定义为 $\sigma(0) = \min_v \partial \sigma(v) / \partial v$. 则

$$\sigma(v) = h(0) \sigma(0) + h(1) \sigma(1). \quad (4)$$

其中: $h(i) \in [0, 1], i = 0, 1$, 且 $\sum_{i=0}^1 h(i) = 1$. 对于

$\sigma(v) = F, \sigma(0) = 0, \sigma(1) = 1/2q$, 有

$$NN_k(x, W_1^*, W_2^*) = \sum_{i=1}^n W_{2i}^* \sigma_i(W_{1i}^* x) = \sum_{k=1}^l \mu_k A_k(x, W^*) x. \quad (5)$$

其中

$$A_k(x, W^*) = \text{diag}[\sigma_{2i}(2i, 2i)] W_{2i}^* \text{diag}[\sigma_{1i}(1i, 1i)] W_{1i}^*,$$

$$\mu_k = \prod_{i=1}^{n_1} \sigma_{i_1}(i_{1n_1}) \dots \sigma_{i_{n_1}}(i_{1n_1}) \dots \sigma_{i_{n_1}}(i_{1n_1}) = 1,$$

$$\sigma_{i_1}(i_{1n_1}) = \sigma_{i_2}(i_{2n_2}) \dots \sigma_{i_{n_1}}(i_{n_1n_1}) = 1, i_1 = 1, \dots, i_{n_1} = 1$$

且 $h_{ij} \in [0, 1], h_{ij}(0) + h_{ij}(1) = 1, i = 1, 2, \dots, n_1, n_2, \mu = 1, k = 1, \dots, l$ 表示非线性函数的映射数. 式(1)可写成

$$\dot{x}(t) = (A + \sum_{k=1}^l \mu_k A_k) x(t) + Bu(t) + \sum_{k=1}^l A_k(x(t)) + f(x(t)) + d(t). \quad (6)$$

式中

$$A_k(x(t)) = f(x(t)) - \sum_{k=1}^l \mu_k A_k x(t)$$

是由神经网络在逼近非线性函数 $f(x(t))$ 时所产生的非线性不确定项,且具有范数界.

3 H 线性跟踪控制律设计

如果忽略式(6)中的不确定项,则引出

$$\dot{x}(t) = (A + \sum_{k=1}^l \mu_k A_k) x(t) + Bu(t) + d(t). \quad (7)$$

对式(7)采用 LDI 后的 H 线性跟踪控制器设计,系统结构如图 1 所示. 设输出可测信号 $y(t)$ 可跟踪给定的参考输入信号 $r(t)$, 且稳态误差为零, 即当 $t \rightarrow \infty$ 时, $e(t) = 0$, 则

$$e(t) = r(t) - y(t) = r(t) - Cx(t). \quad (8)$$

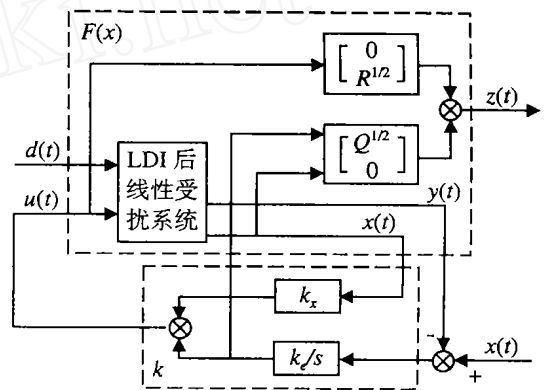


图 1 H 线性跟踪控制系统结构

式(8)与式(7)共同构成如下增广系统:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}(t) \\ \dot{x}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C \\ 0 & A + \sum_{k=1}^l \mu_k A_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int_0^t e(t) dt \\ x(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(t) \\ d(t) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

定义复合状态变量

$$z(t) = \left[\left(\int_0^t e(t) dt \right)^T \quad x^T(t) \right]^T,$$

扰动复合向量为 $d_F(t) = [r^T(t) \quad d^T(t)]^T$. 则式(9)可重新写成

$$\dot{z}(t) = A_F z(t) + B_F u(t) + d_F(t). \quad (10)$$

对于系统(10),采用如下状态反馈跟踪控制器:

$$u(t) = K_e \int_0^t e(t) dt + K_x x(t) = K(t), \quad (11)$$

可得出闭环增广系统

$$\dot{x}(t) = (A_F + B_F K) x(t) + d_F(t). \quad (12)$$

根据最优二次型原理,选择如下二次型性能指标:

$$J = \int_0^t \left[\left(\int_0^t e(t) dt \right)^T Q_1 \left(\int_0^t e(t) dt \right) + x^T(t) Q_2 x(t) + u^T(t) R u(t) \right] dt. \quad (13)$$

其中: $Q_1 \in R^{l \times l}$ 和 $Q_2 \in R^{n \times n}$ 是对称正半定的, $R \in R^{m \times m}$ 是对称正定的. 若使系统二次型性能指标 J 最小,则被控系统可达到动态和稳态综合性能最优. 为讨论图 1 中 H 的控制问题,定义辅助输出信号

$$z(t) = \begin{bmatrix} Q^{1/2} \\ 0 \end{bmatrix} \int_0^t e(t) dt + \begin{bmatrix} 0 \\ R^{1/2} \end{bmatrix} x(t) = \begin{bmatrix} Q_1^{1/2} \\ 0 \end{bmatrix} \int_0^t e(t) dt + \begin{bmatrix} Q_2^{1/2} \\ 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ R^{1/2} \end{bmatrix} u(t). \quad (14)$$

H 控制问题可描述为:在闭环增广系统(12)存在外部扰动 $d_F(t)$ 的情况下,求一正则实有理状态反馈跟踪控制器 K ,使得系统(12)内稳定,且使扰动项 $d_F(t)$ 到辅助输出信号 $z(t)$ 的传递函数 $T_{zd_F}(s)$ 的 H 范数极小,即

$$\int_0^t z(t)^2 dt \rightarrow \min \int_0^t d_F(t)^2 dt. \quad (15)$$

定理 1 对于 LDI 表示的闭环增广系统(12),当 $x(0) = x_0$ 时,若存在正定对称阵 $P = P^T > 0$,满足如下黎卡提方程:

$$P(A_F + B_F K) + (A_F + B_F K)^T P + \frac{1}{2} P P + Q + K^T R K = 0. \quad (16)$$

则必存在状态反馈控制器 K ,使得系统(12)的性能指标满足式(15).

证明 取闭环增广系统(12)的 Lyapunov 函数 $V = x^T(t) P x(t)$,矩阵 $P = P^T > 0$. 则

$$\dot{V}(t) = \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t). \quad (17)$$

式(12)代入(17),整理得

$$\dot{V}(t) = x^T(t) \left[P(A_F + B_F K) + (A_F + B_F K)^T P + \frac{1}{2} P P + Q + K^T R K - Q - K^T R K \right] x(t) + 2 d_F^T(t) d_F(t).$$

当式(16)成立,有

$$\dot{V} = x^T (-Q - K^T R K) x + 2 d_F^T d_F \Rightarrow x^T Q x + u^T R u = 2 d_F^T(t) d_F(t).$$

对上式两边积分,可得式(15).

对式(16)求解时,假设 $W = P^{-1}$, $Y = KW = KP^{-1}$. 式(16)左右同乘以 W ,并由 Schur 补定理,上式可化为

$$\begin{bmatrix} A_F W + B_F Y + W A_F + Y^T B_F^T + \frac{1}{2} I & W & Y^T \\ W & -Q^{-1} & 0 \\ Y & 0 & -R^{-1} \end{bmatrix} = 0. \quad (18)$$

选择合适的 Q 和 R 便可求出 W 和 Y ,状态反馈控制器为 $K = YW^{-1}$.

4 H 线性跟踪控制系统参考模型的建立

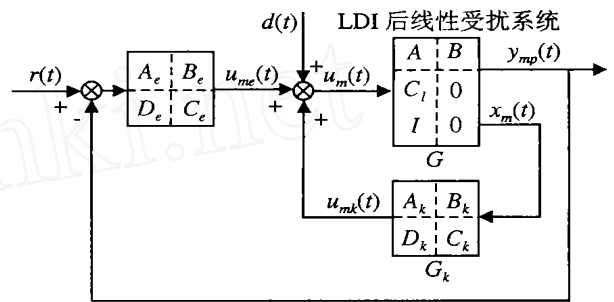


图 2 H 线性跟踪控制系统参考模型结构

图 2 给出了 H 线性参考模型的结构,它是由状态反馈构成的内环和误差前馈构成的外环组合而成. 其中: $y_{mp}(t)$ 是模型的输出被跟踪信号; G_k 和 G_e 分别为上节设计好的内环控制器 K_x 和外环控制器 K_e/s 的传递函数. 重新定义线性 LDI 化后的模型 G_m 为

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = A x_m(t) + B u_m(t), \\ y_m(t) = C x_m(t) + D u_m(t). \end{cases} \quad (19)$$

其中: $x_m(t) \in R^n$, 输出为

$$y_m(t) = C x_m(t) = \begin{bmatrix} C_1 \\ I \end{bmatrix} x_m(t) = \begin{bmatrix} y_{mp}(t) \\ x_m(t) \end{bmatrix}.$$

对于内环控制器 G_k ,可用状态空间表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_{mk}(t) = A_k x_{mk}(t) + B_k u_m(t), \\ u_{mk}(t) = C_k x_{mk}(t) + D_k x_m(t). \end{cases} \quad (20)$$

式中 $x_{mk}(t) \in R^p$. 外环控制器 K_e/s 可表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_{me}(t) = A_e x_{me}(t) + B_e (r(t) - y_{mp}(t)), \\ u_{me}(t) = C_e x_{me}(t) + D_e (r(t) - y_{mp}(t)). \end{cases} \quad (21)$$

式中 $x_{me}(t) \in R^q$. 系统 G_m 的控制为 $u_m(t) =$

$$u_{mk}(t) + u_{me}(t).$$

整个闭环线性参考模型系统可写成如下增广形式：

$$\begin{cases} \dot{x}_{ms}(t) = A_s x_{ms}(t) + B_s y_{mp}(t), \\ y_{mp}(t) = C_s x_{ms}(t). \end{cases} \quad (22)$$

其中

$$A_s = \begin{bmatrix} A_k & 0 & B_k \\ 0 & A_e & -B_e C_1 \\ B C_k & B C_e & A + B(D_k - D_e C_1) \end{bmatrix},$$

$$B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ B_e \\ B D_e \end{bmatrix}, C_s = [0 \quad 0 \quad C_1],$$

$$x_{ms}(t) = [x_{mk}^T(t) \quad x_{me}^T(t) \quad x_m^T(t)]^T.$$

式中 $x_{ms}(t) \in R^{n+p+q}$ ，并假设所有状态方程都是最小实现。没有特别说明时，式(19)(22)中的系数矩阵都取适当维数。

5 自适应 H 跟踪控制系统的设计

已设计好的补偿器 K_e/s 和 K_x 与原受扰不确定非线性系统(1)，构成了图 3 所示的闭环自适应 H 跟踪控制系统，其中 G_r 表示实际受扰非线性系统的传函。

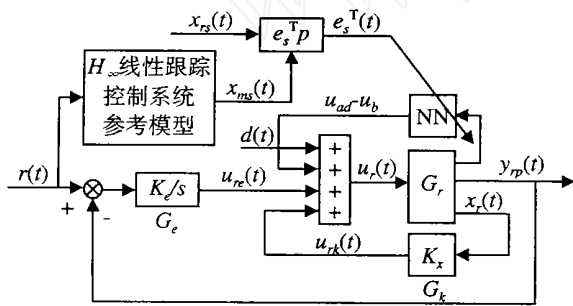


图 3 自适应 H 跟踪控制系统结构

由式(6)和(7)可知，与上面建立的理想参考模型相比，若采用同样的前馈和反馈控制器，则实际的不确定非线性闭环系统由式(6)和(11)构成，理想参考模型由式(7)和(11)构成，它们之间的差别在于式(6)中多出了不确定项 $A_k(x(t))$ 和 $f(x(t))$ 。因此可用 x_r, x_{rk}, x_{re} 和 x_{rs} 分别代替式(19)(22)中的状态变量，表示实际不确定非线性系统中的状态变量。系数矩阵应取一致，两个系统状态变量的误差定义为

$$e_s(t) = x_{ms} - x_{rs}. \quad (23)$$

于是

$$\dot{e}_s(t) = A_s e_s(t) - A_k(x(t)) - f(x(t)). \quad (24)$$

对于 H 参考模型，上式中 A_s 的特征值都具有负实部。若式(24)中的后两项为零，则当 $t \rightarrow \infty$ 时， $e_s(t) = 0$ 。因此可考虑加入补偿项 $u_c(t) = u_{ad} - u_b$ 来动态抵消不确定项，使之为零。后两项考虑用神经网络表示，则式(24)可重新写成

$$\dot{e}_s(t) = A_s e_s(t) + [u_{ad} - u_b - A_k(x(t)) - f(x(t))] = A_s e_s(t) + [\tilde{M}((N^T \bar{x}) - (N^T \bar{x}) N^T \bar{x})^T + M^T (N^T \bar{x}) \bar{N}^T \bar{x} + w - u_b]. \quad (25)$$

式中

$$u_{ad} = M^T (N^T \bar{x}),$$

$$\tilde{M} = M - M, \bar{N} = N - N,$$

$$w = M^T (N^T \bar{x}) N^T \bar{x} - M^T O(\bar{N}^T \bar{x}) - (\bar{x}),$$

N 和 M 分别为输入到隐层和隐层到输出层的权值， \bar{x} 为输入向量， N 和 M 表示对 N 和 M 的估值。定义 $r = e_s^T(t) P$ ，其中 P 为 Lyapunov 方程的正定解 $A_s^T P + P A_s + I = 0$ ； u_b 可视作鲁棒稳定项，它是通过 r 来抵消数值误差，并驱使整个网络权值发生更迭。由此可引出如下定理：

定理 2 在给定的域 $D \subset R^n$ 中，闭环误差系统(25)为连续可微且满足局部 Lipschitz 条件，则反馈控制律为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{N}} \\ \dot{\hat{M}} \\ u_{ad} \\ u_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G[\bar{x} r M^T (N^T \bar{x}) + N / r / N] \\ -F[(N^T \bar{x}) - (N^T \bar{x}) N^T \bar{x}] r + M / r / M \\ M^T (N^T \bar{x}) \\ K_v (Z_F + \bar{Z} + K_z) r \end{bmatrix} \quad (26)$$

当 $K_v, K_z, F, G, N, M > 0$ 且取适当值时，闭环误差系统的所有信号都保持一致渐近有界。

证明 取 Lyapunov 函数

$$V = -\frac{1}{2} e_s^T P e_s + \frac{1}{2} \text{tr}(\tilde{M}^T F^{-1} \tilde{M}) + \frac{1}{2} \text{tr}(\bar{N}^T F^{-1} \bar{N}). \quad (27)$$

其导数为

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e_s^T e_s + r[w - u_b] - |r| \text{tr}[\tilde{Z}^T (Z + \bar{Z})]. \quad (28)$$

引入以下表示：

$$Z = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & N \end{bmatrix}, \quad Z_F = Z - Z.$$

w 的上界可表示为

$$\begin{aligned} & |w| = c_0 + c_1 \tilde{Z}_F + \\ & c_2 \tilde{Z}_F / r + c_3 \tilde{Z}_F^2, \end{aligned} \quad (29)$$

并假设上式中的各系数都大于零. 则

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{1}{2} e_s^T e_s + |r| (K_z / r + (-d_4) \times \\ & [\tilde{Z}_F - \frac{d_2 + \bar{Z}}{2(-d_4)}]^2 - [d_1 + \frac{(d_2 + \bar{Z})^2}{4(-d_4)}] - \\ & r^2 [\tilde{Z}_F + \tilde{Z}] (K_v - d_5)). \end{aligned}$$

式中 $d_1 \sim d_5$ 均为正的常系数. 只要满足以下条件:

$$\begin{aligned} |r| &> \frac{1}{K_z} [d_1 + \frac{d_2 + \bar{Z}}{2(-d_4)}], \\ \tilde{Z}_F &> \\ \frac{d_2 + \bar{Z}}{2(-d_4)} &+ \sqrt{\frac{1}{-d_4} [d_1 + \frac{d_2 + \bar{Z}}{2(-d_4)}]}. \end{aligned}$$

则 \dot{V} 必定小于零. 因此系统(25)可稳, 且所有信号都保持一致有界.

6 示例仿真

考虑形如式(1)的倒立摆非线性数学模型

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \ddot{\ddot{x}} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 7.35 \sin \cdot \\ 0.75 \cos \cdot (0.1 \ddot{\sin} - 0.368 \sin 2 \cdot - 5.1 \dot{x}) \\ 0.1 \ddot{\sin} - 0.368 \sin 2 \cdot - 5.1 \dot{x} \\ 1.1 - 0.075 \cos^2 \\ 1.1 - 0.075 \cos^2 \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.732 \\ 0.976 \end{bmatrix} (u + d) + f(\cdot, x). \end{aligned}$$

$f(x)$ 中包括两个非线性函数映射, LDI化简时选用 $3 \times 4 \times 1$ 的神经网络表示上式. 取 $q = 1.67$, $\mu = 1$, 则最大值 $(1, \cdot) = 0.98$. 对于 \cdot 和 \dot{x} 求出相应的权矩阵, 代入式(5)和(3)可求出

$$\begin{aligned} A + \mu_1 A_1 + \mu_2 A_2 &= \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 43.747 & 0 & 4.011 & 80.531 \\ -39.695 & 0 & -0.004 & -149.18 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

不考虑式(6)中的不确定项, 设计 LDI 化后的 H 线性跟踪控制律. 选取式(8)中的 $C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$, 将求得的式(6)和(7)中的 B 整理成增广系统(9)的形式, 增广系统(10)中的 A_F 和 B_F 可随之相应求出. 在式(18)中分别选择: $\mu = 0.98$, $Q = \text{diag} [0.1, 0.02, 0.000 \ 03, 0.004, 0.000 \ 5]$, $R = 1.5$. 最终求得控制器为

$$\begin{aligned} K &= \\ [-1.854.7 \quad -1.116.4 \quad -3.902.6 \quad -120.62 \quad -51.326]. \end{aligned}$$

将状态反馈跟踪控制器 K 与式(12)和(1)分别构成闭环系统回路, 取式(1)中的 $f(x(t)) = [0 \ 0 \ 0.34 x \cos \cdot \ 0.45 x \sin \cdot]^T$, 外部扰动取方差为 10 均值为 0 的白噪声. 分别在没有在线神经网络补偿和有补偿的情况下, 加入幅值为 0.262 red(15 deg) 的方波偏角指令信号.

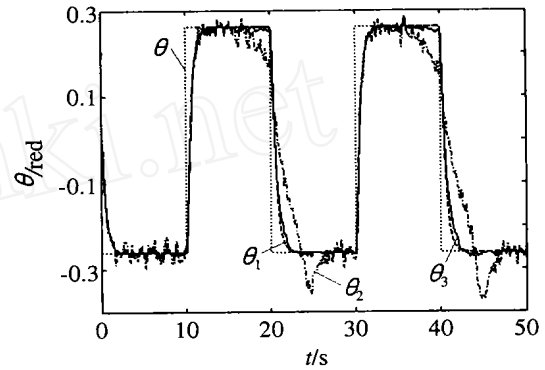


图4 倒立摆偏角输出信号响应曲线

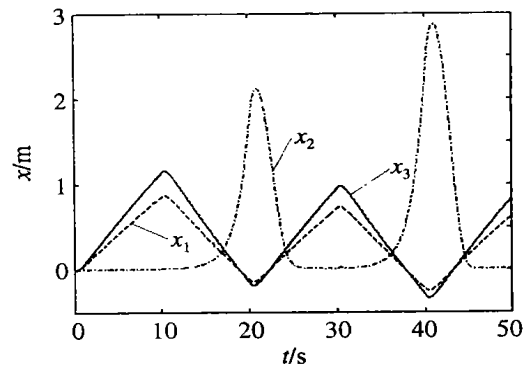


图5 倒立摆位移信号响应曲线

图4和图5为理想参考模型、没有在线神经网络补偿和加入网络补偿的情况下, 实际倒立摆偏角输出信号和位移状态响应曲线. 可以看出在未加入神经网络补偿时, 由于外部扰动和系统不确定项的影响, 系统虽然可稳, 但动态性能已经变差; 加入神经网络补偿后, 系统的被跟踪信号近似逼近 H 参考信号, 动态性能得到改善.

(下转第 625 页)

$$K(0) = - A(0) / [A(0) A(2) A(1) - 1],$$

$$K(1) = 0, K(2) = 0.$$

为不改变混沌吸引子中不稳定周期轨道的属性,在实际应用中,通常当 $x(k) - x(k - T) < \epsilon$ 时才施加控制,这里 ϵ 为小的正数.

图 1 显示了系统的动力行为,其中:初始状态 $x(0) = -0.5, \dot{x}(0) = 0.015$. 由图可以看出,系统最终稳定在 3-周期轨道 x_3 处,而且控制输入 $u(k)$ 收敛到 0.

4 结 论

文献[4]根据 Floquet 理论,研究了连续时滞反馈控制的稳定品质. 本文则重点讨论混沌离散系统中不稳定周期轨道的镇定问题,指出具有线性结构的时滞反馈控制方法同样具有奇数局限性,从而在这一点上实现了离散与连续时滞反馈控制理论的一致. 另外,本文从线性周期时滞系统的特点出发,提出一种改进的时滞反馈控制策略,给出了控制器设计的系统方法. 理论和仿真均表明,这种方法可在很

大程度上克服线性时滞反馈控制的稳定局限性.

参考文献 (References) :

[1] Pyragas K. Continuous control of chaos by self-controlling feedback[J]. *Physics Letters A*,1992,170:421-428.

[2] 陈亮,韩正之. 混沌系统时滞反馈控制综述[J]. *控制与决策*,2004,19(1):1-6.
(Chen Liang, Han Zhengzhi. A survey on time-delayed feedback control for chaotic systems[J]. *Control and Decision*,2004,19(1):1-6.)

[3] Socolar J E S, Sukow D W, Gauthier D J. Stabilizing unstable periodic orbits in fast dynamic systems[J]. *Physical Review E*,1994,50(4):3245-3248.

[4] Nakajima H, Ueda Y. Limitation of generalized delayed feedback control[J]. *Physics D*,1998,111:143-150.

[5] Hernandez V, Urbano A. Pole-assignment problem for discrete-time linear periodic systems[J]. *Int J of Control*,1986,46(2):687-697.

[6] Verhulst F. *Nonlinear Differential Equations and Dynamical Systems* [M]. 2nd Edition. Berlin Springer-Verlag,1996.

(上接第 620 页)

7 结 论

本文提出一类基于神经网络的 H_∞ 自适应跟踪控制系统的设计问题. 与一般的非线性控制方法相比,这种方法能克服非线性系统中未建模不确定外部扰动带来的影响,对于解决一类非线性系统的设计问题具有实际意义. 倒立摆小车仿真示例验证了新方法的实用性.

参考文献 (References) :

[1] Yang G H, Weng J L, Soh Y C. Reliable guaranteed cost control for uncertain nonlinear systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*,2000,45(11):2188-2192.

[2] Lewis F L, Yesidirek A, Liu K. Multilayer neural-net robot controller with guaranteed tracking performance[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*,1996,7(2):388-399.

[3] Calise D Enns, Elgersma M, Vougaris P. Direct adaptive reconfigurable control of a tailless advanced fighter aircraft

[J]. *Int J of Robust and Nonlinear Control* [J]. 1999,14(9):999-1012.

[4] McFarland M B, Calise A J. Multilayer neural networks and adaptive control of agile anti-air missiles[A]. *Presented at AIAA GNC Conf*[C]. New Orleans,1997. 1-10.

[5] Tanaka K. An approach to stability criteria of neural-network control systems[J]. *IEEE Trans on Neural Networks*,1996,7(3):629-642.

[6] Limanond S, Si J. Neural-network-based control design: An LMI approach[J]. *IEEE Trans on Neural Networks*,1998,9(6):1422-1429.

[7] Choi H H, Chung M J. Memoryless H_∞ controller design for linear systems with delayed state and control[J]. *Automatica*,1995,31(6):917-919.

[8] Su W Z, De Souza C E, Xie L H. H_∞ control for asymptotically stable nonlinear systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*,1999,44(4):1188-1191.

