

文章编号: 1001-0920(2013)11-1679-06

基于控制系统直接方法的非线性系统预见控制器设计

廖福成^a, 任祯琴^{a,b}

(北京科技大学 a. 数理学院; b. 自动化学院, 北京 100083)

摘要: 针对一类非线性离散时间系统给出最优预见控制器设计方法. 首先运用非线性控制系统直接控制方法的思想, 将非线性反馈部分作为形式输入, 使得系统成为“形式上”的线性系统; 然后, 针对该线性系统, 利用最优预见控制的基本方法设计最优预见控制器; 最后, 利用形式输入与实际输入的关系得到非线性离散时间系统的最优预见控制器. 证明了如果形式线性系统满足一定的可镇定和可检测条件, 则闭环系统是渐近稳定的. 数值仿真结果表明了控制器的有效性.

关键词: 非线性系统; 离散时间系统; 最优控制; 预见控制

中图分类号: TP13

文献标志码: A

Design of a preview controller for nonlinear systems based on the control system directly method

LIAO Fu-cheng^a, REN Zhen-qin^{a,b}

(a. School of Mathematics and Physics, b. School of Automation Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China. Correspondent: LIAO Fu-cheng, E-mail: fc_liao@ustb.edu.cn)

Abstract: In this paper, an optimal preview controller design method for a type of nonlinear discrete-time control systems is proposed. Firstly, based on the idea of the direct control method of nonlinear control system, the part of nonlinear feedback is taken as the formal input in order to make the nonlinear system into a “formal” linear system. Then, for this linear system, an optimal preview controller is designed by using the basic methods in the optimal preview control. Finally, by the application of the relationship between the formal input and actual input, the optimal preview controller for the nonlinear discrete-time system is obtained. It is also proved that the close-loop system is asymptotically stable if the formal linear system satisfies the stabilization and detectable conditions. The simulation results show the effectiveness of the proposed controller.

Key words: nonlinear system; discrete-time system; optimal control; preview control

0 引言

非线性控制理论最初作为线性控制理论的推广而提出, 早期的研究均针对一些特殊的系统, 主要方法有相平面法和描述函数法等^[1]. 随着建模技术的发展, 人们发现许多实际系统都是非线性系统, 如经济系统、电力系统、受限力学系统等^[2]. 对于非线性系统, 较为简便且有用的方法是作线性化处理, 这样的处理在系统工作点附近效果较好, 但当遇到较大扰动时控制效果便较差. 之后发展起来的控制系统几何理论^[2]给出了精确线性化的思想, 但对系统本身要求较高. 为了克服这些不足, 20 世纪 90 年代, 韩京清^[3-4]提出了“非线性系统直接方法”的概念. 该方法本质上是一种精确线性化方法, 但对系统本身要求不高, 因

此扩大了能够精确线性化的系统范围, 而且克服了线性化方法中忽略次要因素带来的误差. 具体而言, 直接方法的基本思想是将非线性反馈部分作为形式输入, 使得系统“形式上”成为线性系统, 按照线性系统理论的成熟方法对系统设计控制器. 如果从形式系统与真实系统控制输入的关系可以求出真实控制输入, 则可以求出原系统的控制输入, 使得闭环系统渐近稳定. 之后的研究从各个角度对该方法进行了推广和完善, 形成了非线性跟踪-微分器^[5-6]、非线性 PID 控制器^[7]等, 并且这种直接方法又成功地应用于感应电动机系统^[8]、系统辨识^[9]等方面.

另一方面, 与移动机器人系统一样, 很多实际系统的目标值信号是已知的, 此时, 大多采用预见控制

收稿日期: 2012-06-01; 修回日期: 2012-09-29.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61174209); 内蒙古自治区科技创新引导奖励基金项目(2012).

作者简介: 廖福成(1957—), 男, 教授, 博士生导师, 从事控制理论和应用等研究; 任祯琴(1983—), 女, 博士生, 从事预见控制理论与应用的研究.

方法提高闭环系统对于目标值信号的跟踪性能. 预见控制理论的研究已经有近 50 年历史, 成果较多^[10]. 文献 [11-14] 提出并深入研究了预见控制的鲁棒性问题. 文献 [15-18] 将预见控制理论与多采样率系统相结合, 提出并较为系统地研究了多采样率系统的预见控制理论. 文献 [19] 研究了变系数系统的预见控制, 巧妙地克服了变系数场合差分算子为非线性的困难, 构造了另一形式的扩大误差系统, 文献 [20] 将这种方法进行了推广. 文献 [21] 将预见控制理论与广义系统相结合, 较为完整地研究了一类线性广义系统的预见控制问题.

目前, 对非线性系统预见控制问题的研究没有较大进展, 本文将非线性系统的直接方法和预见控制理论相结合, 提出一类非线性系统的预见控制方法. 首先通过引入形式输入, 将非线性问题转化为“形式上”的线性系统; 然后运用最优预见控制的方法求出形式系统的最优预见控制器; 最后求出带有预见信号的非线性离散时间系统的控制输入. 另外, 本文对扩大误差系统的可镇定性和可检测性等问题给予了严格证明.

1 问题描述和基本假设

考虑非线性离散时间系统

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + B(x(k), k)u(k), \\ y(k) = Cx(k) + DB(x(k), k)u(k). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(k) \in \mathbf{R}^n$, $u(k) \in \mathbf{R}^r$ 和 $y(k) \in \mathbf{R}^m$ 分别为状态向量、控制输入向量和输出向量; $B(x(k), k) \in \mathbf{R}^{n \times r}$ 为含有非线性项的函数向量; A, C, D 为适当维数的常数矩阵.

关于系统 (1), 给出以下基本假设.

假设 1 设 $B(x(k), k)$ 可以分解为 $BB_1(x(k), k)$. 其中: B 为 $n \times r$ 常数矩阵, $B_1(x(k), k)$ 对于任何 $x(k)$ 和 k 均为 $r \times r$ 可逆矩阵.

注 1 文中 $B(x(k), k)$ 和 B 表示不同矩阵, 前者为时变矩阵, 后者为常数矩阵.

注 2 模仿高等代数中 λ 矩阵的相关知识可以证明, $B_1(x(k), k)$ 对于任何 $x(k)$ 和 k 均可逆的充要条件是 $\det[B_1(x(k), k)]$ 等于非零常数.

假设 2 矩阵 $\begin{bmatrix} A-I & B \\ C & D \end{bmatrix}$ 行满秩且 $[A \ B]$ 可镇定.

假设 3 $[C \ A]$ 可检测.

注 3 对于系统 (1), 希望通过适当的状态反馈, 使得所得到的闭环系统是常系数线性系统. 假设 2 和假设 3 的实际意义是保证本文将要导出的扩大误差系统是可镇定和可检测的, 从而保证所希望的状态反

馈存在, 且相应的 Riccati 方程存在惟一的半正定解.

假设目标值信号是可预见的.

假设 4 设目标信号 $R(k)$ 有 M_R 步可预见, 即在当前时刻 k , $R(k+1), R(k+2), \dots, R(k+M_R)$ 为已知. 采用预见控制中常用的手法, 在 M_R 步之后认为它是常数, 即 $R(k+j) = R(k+M_R)$, $j = M_R+1, M_R+2, \dots$.

目标信号与系统输出之间的差值定义为系统的误差, 有

$$e(k) = R(k) - y(k). \quad (2)$$

本文的目的是设计一个带有预见补偿的控制器, 使得系统的输出 $y(k)$ 能够跟踪目标值信号 $R(k)$, 即使得

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = \lim_{k \rightarrow \infty} (R(k) - y(k)) = 0, \quad (3)$$

且式 (1) 的闭环系统是常系数线性系统.

2 系统的初步变换

本文的基本思路是将系统 (1) 中的非线性项 $B(x(k), k)$ 看作一个形式输入, 这样, 系统 (1) 即可成为形式上的常系数线性系统, 然后对该形式的常系数线性系统进行预见控制器的设计, 求出形式输入, 根据 $u(k)$ 与形式输入的关系, 得到原系统的控制器.

由假设 1 可知, $B(x(k), k) = BB_1(x(k), k)$, 所以系统 (1) 为

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + BB_1(x(k), k)u(k), \\ y(k) = Cx(k) + DBB_1(x(k), k)u(k). \end{cases} \quad (4)$$

引入形式输入向量 $v(k) = B_1(x(k), k)u(k)$, 记 $D_1 = DB$, 系统 (1) 可以转换为

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bv(k), \\ y(k) = Cx(k) + D_1v(k). \end{cases} \quad (5)$$

系统 (5) 是形式上的常系数线性离散时间系统. 下面对系统 (5) 构造最优预见控制器.

3 扩大误差系统的推导^[10]

由于系统 (5) 的输出方程与文献 [10] 不同, 这里给出推导过程. 取差分算子 Δ 为

$$\Delta x(k) = x(k+1) - x(k).$$

将 Δ 作用在系统 (5) 的状态方程和输出方程两边得到

$$\begin{cases} \Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + B\Delta v(k), \\ \Delta y(k) = C\Delta x(k) + D_1\Delta v(k). \end{cases} \quad (6)$$

再将 Δ 作用在误差信号 (2) 上, 由 $\Delta e(k) = e(k+1) - e(k)$ 和式 (6), 可以得到

$$e(k+1) = e(k) - C\Delta x(k) - D_1\Delta v(k) + \Delta R(k). \quad (7)$$

综合系统 (6) 的 $\Delta x(k+1)$ 和式 (7) 得到

$$X_0(k+1) = \bar{A}X_0(k) + \bar{B}\Delta v(k) + G_R\Delta R(k). \quad (8)$$

其中

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} I_m & -C \\ 0 & A \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} -D_1 \\ B \end{bmatrix},$$

$$G_R = \begin{bmatrix} I_m \\ 0 \end{bmatrix}, X_0 = \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta x(k) \end{bmatrix}.$$

由式(1)可知, 对于式(8), 观测方程应取为 $e(k) = [I \ 0]X_0(k)$, 进而得到形式系统

$$X_0(k+1) = \bar{A}X_0(k) + \bar{B}\Delta v(k) + G_R\Delta R(k),$$

$$e(k) = [I \ 0]X_0(k). \quad (9)$$

式(9)是形式系统(5)的扩大误差系统. 如果直接对系统(1)构造扩大误差系统, 则要面临差分算子不再是线性的问题, 这里的作法可以巧妙地避免这一问题.

对系统(9)引入如下二次型性能指标函数:

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [e^T(k)Q_e e(k) + \Delta v^T(k)H\Delta v(k)]. \quad (10)$$

其中: Q_e 为 $m \times m$ 正定矩阵, H 为 $r \times r$ 正定矩阵. 这相当于对系统(1)引入了二次型性能指标函数

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [e^T(k)Q_e e(k) + [B_1(x(k), k)u(k)]^T H [B_1(x(k), k)u(k)]].$$

因此, 研究转化为讨论系统(1)的最优控制问题.

利用系统(9)的状态向量, 性能指标函数(10)可以改写为

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [X_0^T(k)QX_0(k) + \Delta v^T(k)H\Delta v(k)], \quad (11)$$

其中 $Q = \begin{bmatrix} Q_e & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{(m+n) \times (m+n)}$.

至此, 问题转化为: 设计使性能指标函数(11)取最小值的系统(9)的最优预见控制器, 再给出系统(1)的带有预见前馈补偿的控制器. 按照最优控制理论, 如果设计出这样的控制器, 则系统(9)的闭环系统的零解渐近稳定, 从而作为系统(9)状态向量一部分的 $e(k)$ 可以满足式(3).

4 最优预见控制器的设计

由预见控制理论可知, 如果 $[\bar{A} \ \bar{B}]$ 可镇定且 $[Q^{1/2} \ \bar{A}]$ 可检测, 则系统(9)的带有预见前馈作用的最优输入为

$$\Delta v(k) = F_0 X_0(k) + \sum_{j=0}^{M_R} F_R(j) \Delta R(k+j). \quad (12)$$

其中

$$F_0 = -[H + \bar{B}^T P \bar{B}]^{-1} \bar{B}^T P \bar{A}; \quad (13)$$

$$F_R(j) = -[H + \bar{B}^T P \bar{B}]^{-1} \bar{B}^T (\xi^T)^{j-1} P G_R,$$

$$F_R(0) = 0, \quad j = 1, 2, \dots, M_R; \quad (14)$$

$$\xi = \bar{A} + \bar{B}F_0. \quad (15)$$

这里, P 为 Riccati 方程

$$P = Q + \bar{A}^T P \bar{A} - \bar{A}^T P \bar{B} [H + \bar{B}^T P \bar{B}]^{-1} \bar{B}^T P \bar{A} \quad (16)$$

的惟一对称半正定解. 注意到, $v(k) = v(k-1) + \Delta v(k-1)$, 由式(12)递推地解出 $v(k)$, 即可得到系统(5)的最优控制输入.

定理 1 若 $[\bar{A} \ \bar{B}]$ 可镇定且 $[Q^{1/2} \ \bar{A}]$ 可检测, 则系统(5)的最优控制输入为

$$v(k) = v(k-1) + F_0 X_0(k-1) + \sum_{j=0}^{M_R} F_R(j) \Delta R(k+j-1) = v(k-1) + F_e e(k-1) + F_x \Delta x(k-1) + \sum_{j=0}^{M_R} F_R(j) \Delta R(k+j-1). \quad (17)$$

其中: $F_0 = [F_e \ F_x]$, $F_R(j) (j=0, 1, \dots, M_R)$ 由式(13)~(16)确定.

注 4 定理 1 中的最后一项 $\sum_{j=0}^{M_R} F_R(j) \Delta R(k+j-1)$ 即为预见前馈补偿项.

5 控制器存在的条件

5.1 $[\bar{A} \ \bar{B}]$ 的可镇定性

采用 PHB(Popov-Belevitch-Hautus) 判别法^[22], $[\bar{A} \ \bar{B}]$ 可镇定的充要条件是对于任何满足 $|s| \geq 1$ 的复数 s , 矩阵 $[\bar{A} - sI \ \bar{B}]$ 行满秩. 由 \bar{A} 和 \bar{B} 的表达式有

$$[\bar{A} - sI \ \bar{B}] = \begin{bmatrix} (1-s)I & -C & -D_1 \\ 0 & A - sI & B \end{bmatrix}.$$

由于初等变换不改变矩阵的秩, 如果 $s \neq 1$, 则 $(1-s)I$ 可逆, 经初等变换得到

$$\text{rank}[\bar{A} - sI \ \bar{B}] = \text{rank} \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & A - sI & B \end{bmatrix} =$$

$$m + \text{rank}[A - sI \ B].$$

这时 $[\bar{A} - sI \ \bar{B}]$ 行满秩的充要条件是 $[A - sI \ B]$ 行满秩. 当 $s = 1$ 时, 有

$$\text{rank}[\bar{A} - sI \ \bar{B}] = \text{rank} \begin{bmatrix} 0 & -C & -D_1 \\ 0 & A - I & B \end{bmatrix} = \text{rank} \begin{bmatrix} A - I & B \\ C & D_1 \end{bmatrix}.$$

如果 $\begin{bmatrix} A - I & B \\ C & D_1 \end{bmatrix}$ 行满秩, 则可以保证 $[\bar{A} - sI \ \bar{B}]$ 行满秩. 由此可知, 如果 $[A \ B]$ 可镇定且 $\begin{bmatrix} A - I & B \\ C & D_1 \end{bmatrix}$ 行满秩, 则可以保证 $[\bar{A} - sI \ \bar{B}]$ 行满秩.

定理 2 如果假设 2 成立, 即 $[A \ B]$ 可镇定且

$\begin{bmatrix} A-I & B \\ C & D_1 \end{bmatrix}$ 行满秩, 则 $[\bar{A} \ \bar{B}]$ 可镇定.

5.2 $[Q^{1/2} \ \bar{A}]$ 的可检测性

同样根据 PHB 判别法^[22], $[Q^{1/2} \ \bar{A}]$ 可检测的充要条件是对于任何满足 $|s| \geq 1$ 的复数 s , 矩阵 $\begin{bmatrix} \bar{A} - sI \\ Q^{1/2} \end{bmatrix}$ 列满秩. 由于 $(Q_e)^{1/2}$ 可逆, 有

$$\begin{bmatrix} \bar{A} - sI \\ Q^{1/2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-s)I & -C \\ 0 & A - sI \\ (Q_e)^{1/2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & -C \\ 0 & A - sI \\ I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & A - sI \\ 0 & C \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

由此得到

$$\text{rank} \begin{bmatrix} \bar{A} - sI \\ Q^{1/2} \end{bmatrix} = \text{rank} \begin{bmatrix} \bar{A} - sI \\ Q^{1/2} \end{bmatrix} = m + \text{rank} \begin{bmatrix} A - sI \\ C \end{bmatrix}.$$

定理 3 如果假设 3 成立, 即 $[C \ A]$ 可检测, 则 $[Q^{1/2} \ \bar{A}]$ 可检测.

定理 4 如果假设 1~假设 4 成立, 则原系统 (1) 具有如下带有预见作用的稳定化控制器:

$$u(k) = [B_1(x(k), k)]^{-1} \{ [B_1(x(k-1), (k-1))]u(k-1) + F_e e(k-1) + F_x x(k-1) + \sum_{j=0}^{M_R} F_R(j) \Delta R(k+j-1) \}. \quad (18)$$

其中: $F_0 = [F_e \ F_x]$, $F_R(j) (j=0, 1, \dots, M_R)$ 由式 (13)~(16) 确定.

证明 如果假设 1~假设 4 成立, 则由定理 2 和定理 3 可以推导出 $[\bar{A} \ \bar{B}]$ 可镇定且 $[Q^{1/2} \ \bar{A}]$ 可检测, 定理 1 成立. 注意到

$$v(k) = B_1(x(k), k)u(k),$$

$$v(k-1) = B_1(x(k-1), k-1)u(k-1),$$

定理 1 中的式 (17) 即为

$$B_1(x(k), k)u(k) = B_1(x(k-1), k-1)u(k-1) + F_e e(k-1) + F_x \Delta x(k-1) + \sum_{j=0}^{M_R} F_R(j) \Delta R(k+j-1),$$

两边同时左乘 $[B_1(x(k))]^{-1}$, 可以得到式 (18). \square

6 数值仿真

考虑非线性离散时间系统

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1 & x_1^3(k) \\ 0 & 2 \\ 1 & x_1^3(k) + 4 \end{bmatrix} u(k),$$

$$y(k) = [1 \ 0 \ 1] x(k) + [0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} 1 & x_1^3(k) \\ 0 & 2 \\ 1 & x_1^3(k) + 4 \end{bmatrix} u(k).$$

与系统 (1) 对应, 有关系数矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix},$$

$$B_1(x(k), k) = \begin{bmatrix} 1 & x_1^3(k) \\ 0 & 2 \end{bmatrix},$$

$$C = [1 \ 0 \ 1], D = [0 \ 0 \ 1].$$

经检验可知假设 1~假设 3 均成立.

1) 阶跃信号.

目标值信号取为

$$R(k) = \begin{cases} 4, & k \geq 15; \\ 0, & k \leq 15. \end{cases}$$

设 $R(k)$ 可预见, 即假设 4 成立, 取权重矩阵为

$$Q_e = 50, H = \begin{bmatrix} 1 & 0.9 \\ 0.9 & 20 \end{bmatrix},$$

初始条件取为

$$x(0) = \begin{bmatrix} 0.5 \\ -0.3 \\ 0.5 \end{bmatrix}.$$

图 1 给出了预见步数为 $M_R = 0$ (即没有预见) 和 $M_R = 10$ 的闭环系统输出响应, 虚线表示目标值信号. 从图 1 中可以看出预见控制器的有效性.

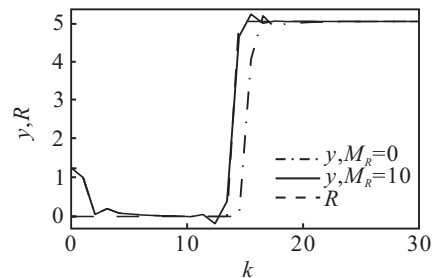


图 1 有预见和无预见时闭环系统对阶跃信号的跟踪

为了了解误差的详细情况, 计算 $e_1 = y(k) - R(k) (k = 1, 2, \dots)$ 和 $e_2 = y_{\text{preview}}(k) - R(k) (k = 1, 2, \dots)$, 其图像如图 2 所示. 从图 2 可以看出预见

控制的作用。

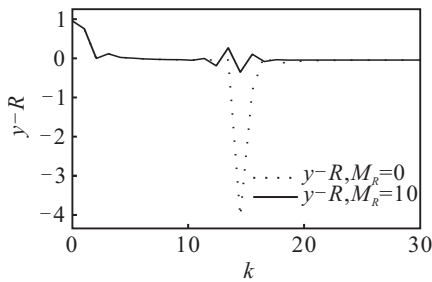


图 2 有预见和无预见时闭环系统对阶跃信号的跟踪误差

2) 一般信号。

目标值信号取为振幅不断增大的信号 $R(k) = 0.6k \sin(0.1k)$, 同样设 $R(k)$ 可预见, 即假设 4 成立, 权重矩阵和初值同上。

图 3 给出了预见步数为 $M_R = 0$ (即没有预见) 和 $M_R = 10$ 的闭环系统输出响应, 虚线表示目标值信号。由图 3 可见, 没有预见时总是有静态误差的, 加上预见后静态误差得以消除。

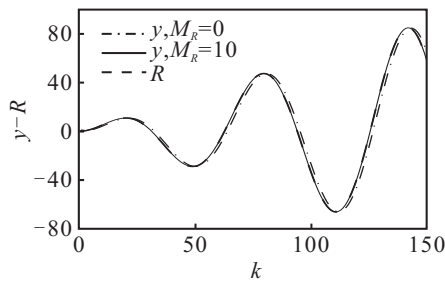


图 3 有预见和无预见时闭环系统对一般信号的跟踪

为了了解静态误差的细节, 针对此种情况再次计算 $e_1 = y(k) - R(k) (k = 1, 2, \dots)$ 和 $e_2 = y_{\text{preview}}(k) - R(k) (k = 1, 2, \dots)$, 如图 4 所示。由图 4 可见, 有预见时静态误差为 0, 没有预见时, 静态误差随着目标信号振幅的增大而增大。另外, 对于周期目标信号的仿真也表明, 没有预见消除不了静态误差, 加上预见后静态误差达到 0。此处不再详述。

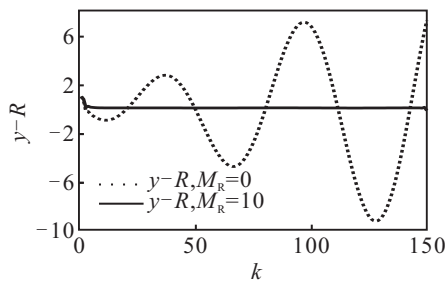


图 4 有预见和无预见时闭环系统对一般信号的跟踪误差

7 结 论

本文研究了一类非线性离散时间系统的最优预见控制问题。首先利用非线性系统的直接方法, 通过引入形式输入, 将问题转化为一个形式上的线性系

统; 然后通过对状态向量和误差信号取差分, 推导出一个扩大误差系统; 最后利用预见控制理论的相关结果对形式线性系统设计带有预见作用的控制器, 根据形式输入与真实输入的关系求出原系统的控制器。仿真分析表明了所设计控制器的有效性。

参考文献(References)

- [1] Derek P Atherton. Early developments in nonlinear control[J]. IEEE Control Systems Magazine, 1996, 16(3): 34-43.
- [2] 程代展. 非线性控制系统几何理论[M]. 北京: 科学出版社, 1988: 231-246.
(Cheng D Z. Geometric theory of nonlinear control system[M]. Beijing: Sciences Press, 1988: 231-246.)
- [3] 韩京清. 非线性控制系统中状态反馈的实现[J]. 控制与决策, 1991, 9(3): 161-167.
(Han J Q. State feedback realization of nonlinear control systems[J]. Control and Decision, 1991, 9(3): 161-167.)
- [4] Han Jing-qing. Dealing with the direct method of nonlinear control system[C]. Proc of the Annual Conf for Control Theory and Applications. Beijing: Chinese Academy of Sciences, 1993: 553-559.
- [5] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪-微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177-183.
(Han J Q, Wang W. Nonlinear tracking-differentiator[J]. J of System Science and Mathematical Science, 1994, 14(2): 177-183.)
- [6] 钟延炯, 廖福成, 杨遇术. 非线性系统的一种直接控制方法[J]. 自动化学报, 1994, 20(5): 632-636.
(Zhong Y J, Liao F C, Yang Y S. A new method for nonlinear system control[J]. Acta Automatica Sinica, 1994, 20(5): 632-636.)
- [7] 韩京清. 非线性 PID 控制器[J]. 自动化学报, 1994, 20(4): 487-490.
(Han J Q. Nonlinear PID controller[J]. Acta Automatica Sinica, 1994, 20(4): 487-490.)
- [8] 廖福成, 姜春梅. 感应电动机的一种全局稳定控制方法[J]. 电工技术学报, 1995, 18(1): 18-22.
(Liao F C, Jiang C M. An asymptotic stable control method for induction motors[J]. Electrical Technology J, 1995, 18(1): 18-22.)
- [9] 张文革, 韩京清. 跟踪-微分器用于连续系统辨识[J]. 控制与决策, 1999, 14(增): 557-560.
(Zhang W G, Han J Q. Continuous-time system identification with the tracking-differentiator[J]. Control and Decision, 1999, 14(S): 557-560.)
- [10] Tsuchiya Takeshi, Egami Tadashi. Digital preview and predictive control[M]. Beijing: Beijing Science and Technology Press, 1994: 28-40.

- [11] Agnes Cohen, Uri Shaked. Robust discrete-time H_∞ optimal tracking with preview[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 1995, 8(1): 29-37.
- [12] Kiyotsugu Takaba. Robust servomechanism with preview action for polytopic uncertain systems[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2000, 10(2): 101-111.
- [13] Chintae Choi, Tsu Chin Tsao. H_∞ preview control for discrete-time systems[J]. J of Dynamic Systems, Measurement and Control, 2001, 123(1): 117-124.
- [14] Agnes Cohen, Uri Shaked. Linear discrete-time H_∞ -optimal tracking with preview[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1997, 42(2): 270-276.
- [15] Liao F C, Kiyotsugu Takabai, Tohru Katayama, et al. Design of an optimal preview servomechanism for discrete-time systems in a multirate setting[J]. Dynamics of Continuous, Discrete and Impulsive Systems, Series B: Applications and Algorithms, 2003, 10(5): 727-744.
- [16] 廖福成, 刘贺平. 多重采样离散时间系统的最优预见伺服控制器设计[J]. 北京科技大学学报, 2007, 29(5): 542-547.
(Liao F C, Liu H P. Design of an optimal preview controller for a kind of discrete-time systems[J]. J of University of Science and Technology Beijing, 2007, 29(5): 542-547.)
- [17] 廖福成, 刘贺平. 带有状态时滞的多采样率线性离散时间系统的最优预见控制器设计[J]. 北京科技大学学报, 2008, 30(4): 452-460.
(Liao F C, Liu H P. Design of an optimal preview controller for a kind of discrete-time system with time-delay[J]. J of University of Science and Technology Beijing, 2008, 30(4): 452-460.)
- [18] 刘贺平, 廖福成. 一般目标信号和干扰信号下多采样率系统的最优预见控制器设计[J]. 纯粹数学与应用数学, 2008, 24(4): 634-642.
(Liu H P, Liao F C. Design of an optimal preview controller for multirate systems with general previewable signal[J]. Pure and Applied Mathematics, 2008, 24(4): 634-642.)
- [19] Liao F C, Cui Y H, Shen Z W. Optimal preview control for linear variant discrete systems[C]. Proc of the 8th Int Conf on Machine Learning and Cybernetics. Baoding, 2009: 1954-1960.
- [20] 徐玉洁, 廖福成. 一类具有输入时滞的时变离散系统的预见控制[J]. 控制与决策, 2013, 28(3): 466-470.
(Xu Y J, Liao F C. Preview control for a class of time-varying discrete systems with input time-delay[J]. Control and Decision, 2013, 28(3): 466-470.)
- [21] Liao F C, Cao M J, Hu Z X, et al. Design of an optimal preview controller for linear discrete-time causal descriptor systems[J]. Int J of Control, 2012, 85(10): 1616-1624.
- [22] Tohru Katayama, Takahira Ohki, Toshio Inoue, et al. Design of an optimal controller for a discrete time system subject to previewable demand[J]. Int J of Control, 1985, 41(3): 677-699.

~~~~~

(上接第1678页)

- [11] Bar-Shalom, Li X R, Kirubarajan T. Estimation with applications to tracking and navigation: Theory, algorithms and software[M]. Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory, Algorithms and Software. New York: Wiley, 2001: 105-147.
- [12] 王欢良, 韩纪庆, 郑铁然. 高斯混合分布之间的 K-L 散度的近似计算[J]. 自动化学报, 2008, 34(5): 529-534.  
(Wang H L, Han J Q, Zheng T R. Approximation of Kullback-Leibler divergence between two gaussian mixture distributions[J]. Acta Automatica Sinica, 2008, 34(5): 529-534.)
- [13] Sunsil Mathews. An efficient implementation of a batch-oriented, multitarget, multidimensional assignment tracking algorithm with application to passive sonar[R]. Island: Naval Undersea Warfare Center Division Newport, 2011.
- [14] Berkelaar M, Eikland K, Notebaert P. Introduction to Ip\_solve5.5.2.0[DB/OL]. 2004. <http://lpsolve.sourceforge.net/5.5/>.
- [15] German S, German D. Stochastic relaxation Gibbs distribution and Bayesian restoration of images[J]. IEEE Trans on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1984, 6(6): 721-741.