

文章编号: 1001-0920(2008)04-0397-06

非线性离散系统的信息融合最优预见控制

王志胜

(南京航空航天大学 自动化学院, 南京 210016)

摘要: 将信息融合思想引入非线性离散系统的预见控制, 提出了信息融合最优预见控制, 将对控制系统的所有性能要求和系统动力学转化为可融合信息; 然后从信息融合估计的角度, 使原问题转化为求控制量的“融合估计”问题. 推导了基于卡尔曼滤波器的最优预见控制算法, 讨论了预见步数的选取问题, 并通过对机械手的转移控制仿真研究说明了信息融合最优预见控制算法的有效性.

关键词: 卡尔曼滤波; 预见控制; 信息融合; 非线性控制; 最优控制

中图分类号: TP13 **文献标识码:** A

Information fusion optimal preview control for nonlinear discrete system

WANG Zhi-sheng

(College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China. E-mail: wangzhisheng@uuaa.edu.cn)

Abstract: By introducing information fusion techniques into optimal preview control, information fusion optimal preview control (IFOPC) of nonlinear discrete system is proposed. All informations on control strategy, including ideal control strategy, expected object trajectory and dynamics of system, are regarded as measuring information of control strategy. Therefore, the problem of optimal control is transferred into the one of information fusion estimate. An algorithm of IFOPC is detailedly deduced, and the selection of preview step is discussed. Finally, the simulation of manipulator shift control shows the effectiveness of the proposed control system algorithm.

Key words: Kalman filter; Preview control; Information fusion; Nonlinear control; Optimal control

1 引言

预见控制是在某些未来信号、未来干扰或关联输入为已知的情况下, 充分利用这些未来信息来改善控制系统性能的方法.

对预见控制, 土谷武士^[1-6]提出的数字预见控制技术得到了广泛研究. 该技术采用基于误差面积最小的最优调节方法, 利用状态扩维将最优跟踪问题转化为最优调节问题. 由于转化后调节系统的维数扩大, 设计参数增多, 计算复杂, 计算量大, 该方法仅适用于线性系统.

本文从信息融合估计的角度, 研究非线性系统的最优预见控制问题. 将所有未来跟踪信息、未来干扰信息、系统状态方程以及控制约束等, 均视作“协状态”的“测量信息”, 从而估计出“最优协状态”. 这里“协状态”指通过施加控制作用后所期望的系统状态轨迹. 把“最优协状态”和对控制的约束视作“控制

量”的“测量信息”, 从而估计出“最优控制”. 研究发现, 协状态的“最优估计”过程正好等价于卡尔曼滤波过程. 首先给出信息融合估计定理以及基于信息融合估计的卡尔曼滤波算法; 然后, 详细推导了信息融合最优预见控制算法; 接着, 讨论了预见控制的几个关键技术, 包括预见步数的选取、权函数的确定、不同预见步数情况下滤波初值的计算; 最后, 通过一个实例说明了本文所提出方法的可行性和有效性.

2 信息融合估计基本理论

定理 1^[7] 设关于被估计量 $x \in R^n$ 的各种信息均可表示为

$$\hat{y}_i = H_i x + v_i, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (1)$$

式中: $\hat{y}_i \in R^{m_i}$ 为观测数据; $H_i \in R^{m_i \times n}$ 为信息传递矩阵; $v_i \in R^{m_i}$ 为观测误差, 且 $E[v_i] = 0$,

$$E[v_i v_j^T] = \begin{cases} R_i, & i = j; \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$$

收稿日期: 2006-12-07; 修回日期: 2007-03-02.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60673026).

作者简介: 王志胜(1970—), 男, 湖北松滋人, 副教授, 博士, 从事飞行控制、机电模拟技术等研究.

若 $\prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} H_i$ 为非奇异, 则 \hat{x} 是基于 $\hat{y}_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 的最优融合估计. 且

$$I[\hat{x} | x] = \prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} H_i, \quad (2)$$

$$\hat{x} = \{I[\hat{x} | x]\}^{-1} \prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} \hat{y}_i, \quad (3)$$

式中 $I[\hat{x} | x]$ 表示 \hat{x} 关于 x 的信息量.

定理 2^[8] 在定理 1 中, 关于 x 的各种信息表示为

$$\hat{y}_i = h_i(x) + v_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

式中 $h_i(\cdot)$ 是 R^n 上的 m_i 维光滑单调映射. 若 \hat{x} 是 x 的最优融合估计, 且 $\prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} H_i$ 为非奇异, 则有

$$\prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} h_i(\hat{x}) = \prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} \hat{y}_i, \quad (5)$$

$$I[\hat{x} | x] = \prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} H_i. \quad (6)$$

式中 $H_i = \left. \frac{\partial h_i}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}}$.

在线性信息融合中, 信息量显含在最优融合估计中, 且最优融合估计的信息量不依赖于最优融合估计; 在非线性的信息融合中, 信息量并不显含在最优融合估计中, 且最优融合估计的信息量依赖于最优融合估计.

定理 2 虽然从理论上解决了非线性信息最优融合估计的封闭式表达式, 但由于最优融合估计隐含在非线性的表达式中, 实际求解最优融合估计很不方便. 在实际求解最优融合估计时, 可作如下处理.

情况 1 若在 $h_i(\cdot) (i = 1, 2, \dots, n)$ 中, 存在 $h_j(\cdot)$ 为单位映射, 即 $\hat{y}_j = x + v_j$, 则由定理 2 可得到一种便于递推计算的显式表达式为

$$\hat{x} = \hat{y}_j + R_j \prod_{i=1, i \neq j}^n H_i^T R_i^{-1} [\hat{y}_i - h_i(\hat{x})], \quad (7)$$

$$I[\hat{x} | x] = R_j^{-1} + \prod_{i=1, i \neq j}^n H_i^T R_i^{-1} H_i. \quad (8)$$

情况 2 若有关于 x 的先验信息或计算假定 \tilde{x} , 则采用小偏差扰动线性融合算法. 因此, 将式 (4) 转化为如下增量线性信息:

$$\hat{y}_i - h_i(\tilde{x}) = H_i(x - \tilde{x}) + v_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (9)$$

式中 $H_i = \left. \frac{\partial h_i}{\partial x} \right|_{x=\tilde{x}}$.

于是, 根据定理 1, 有

$$I[\hat{x} | x] = \prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} H_i, \quad (10)$$

$$\hat{x} = \tilde{x} = \{I[\hat{x} | x]\}^{-1} \prod_{i=1}^n H_i^T R_i^{-1} [\hat{y}_i - h_i(\tilde{x})]. \quad (11)$$

公理 1 在定理 2 中, 求关于 x 的最优融合估计 \hat{x} , 等价于如下问题:

$$\hat{x} = \arg \min_x \sum_{i=1}^n (y_i - h_i(x))^2 R_i^{-1}. \quad (12)$$

3 非线性卡尔曼滤波的信息融合算法

考虑如下非线性离散系统:

$$x(k) = f[x(k-1), w(k-1)], \quad (13)$$

$$y(k) = h[x(k)] + v(k). \quad (14)$$

式中: $x(k) \in R^n$ 为状态量; $w(k) \in R^m$ 为系统激励信号, 是零均值且协方差为 $Q(k)$ 的白噪声; $y(k) \in R^p$ 为量测量; $v(k) \in R^p$ 为测量噪声, 是零均值且协方差为 $R(k)$ 的白噪声; $w(k)$ 与 $v(k)$ 不相关; $f(\cdot, \cdot)$ 是 $R^n \times R^m$ 上的 n 维光滑向量场; $h(\cdot)$ 是 R^n 上的 p 维光滑单调映射.

若已经得到第 $(k-1)$ 时刻的最优融合估计 $\hat{x}(k-1)$ 及其方差 $P(k-1)$, 则融合第 k 时刻的量测 $y(k)$ 后, 可得到第 k 时刻的最优融合估计 $\hat{x}(k)$ 及其方差 $P(k)$. 根据式 (13), 可得状态的一步预测为

$$\tilde{x}(k) = f[\hat{x}(k-1), 0]. \quad (15)$$

$\tilde{x}(k)$ 的方差 $\tilde{P}(k)$ 为

$$\tilde{P}(k) = A(k) P(k-1) A^T(k) + B(k) Q(k-1) B^T(k). \quad (16)$$

式中

$$A(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial x(k-1)} \right|_{x(k-1)=\hat{x}(k-1), w(k-1)=0},$$

$$B(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial w(k-1)} \right|_{x(k-1)=\hat{x}(k-1), w(k-1)=0}.$$

将状态预测信息 $\tilde{x}(k)$ 写成关于 $x(k)$ 的统一融合模型, 为

$$\tilde{x}(k) = x(k) + \bar{w}(k), \quad (17)$$

式中 $\bar{w}(k)$ 是零均值且方差为 $\tilde{P}(k)$ 的白噪声.

由定理 2, 融合式 (17) 和 (14), 有

$$P^{-1}(k) = \tilde{P}^{-1}(k) + H^T(k) R^{-1}(k) H(k), \quad (18)$$

$$\hat{x}(k) = \tilde{x}(k) + \tilde{P}(k) H^T(k) R^{-1}(k) [y(k) - h(\tilde{x}(k))], \quad (19)$$

式中

$$H(k) = \left. \frac{\partial h}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\tilde{x}(k)}.$$

若给定滤波初值 $\hat{x}(0)$ 及其方差 $P(0)$, 则根据式 (15), (16), (18) 和 (19) 即可构成基于信息融合估计的非线性卡尔曼滤波算法.

4 信息融合最优预见控制算法

4.1 问题描述

考虑如下非线性离散控制系统:

$$x(k) = f[x(k-1), u(k-1)], \quad (20)$$

$$y(k) = h[x(k)]. \quad (21)$$

式中: $x(k) \in R^n$ 为状态量; $u(k) \in R^m$ 为控制量; $y(k) \in R^p$ 为输出量; $f(\cdot, \cdot)$ 是 $R^n \times R^m$ 上的 n 维光滑向量场; $h(\cdot)$ 是 R^n 上的 p 维光滑单调映射, $n \times p; x(0) = x_0$.

设系统可控可观, 求最优控制序列 $\{u(k)\}$, 使性能指标

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [r(k) - y(k)]^2_{M(k)} + \sum_{k=0}^{\infty} u(k)^2_{N(k)} \quad (22)$$

为最小. 其中: $r(k) \in R^{p \times 1}$ 为期望输出向量, $M(k) \in R^{p \times p}$ 和 $N(k) \in R^{m \times m}$ 均为对称正定阵.

式(22)中, 右边第 1 项表示对系统实际输出 $y(k)$ 跟踪期望轨迹 $r(k)$ 的要求, $M(k)$ 表示相应的信息量; 第 2 项表示系统对控制量尽可能小的要求, $N(k)$ 表示相应的信息量.

若预见步数为 k_f , 将性能指标函数式(22)展开, 并改写为

$$J = J_k + J_f + J_{\infty} \quad (23)$$

式中

$$J_k = \sum_{j=1}^k [r(j) - y(j)]^2_{M(j)} + \sum_{j=0}^{k-1} u(j)^2_{N(j)}, \quad (24)$$

$$J_f = \sum_{j=k+1}^{k+k_f-1} [r(j) - y(j)]^2_{M(j)} + \sum_{j=k}^{k+k_f} u(j)^2_{N(j)}, \quad (25)$$

$$J_{\infty} = \sum_{j=k+k_f+1}^{\infty} [r(j) - y(j)]^2_{M(j)} + \sum_{j=k+k_f}^{\infty} u(j)^2_{N(j)}. \quad (26)$$

根据最优性原理, 最优策略的子策略总是最优的. 因此, 由式(23)可知, 若有 $\min J$, 则必有 $\min J_f$. 于是, 在时刻 k , 根据式(25), 可求得最优控制 $\hat{u}(k)$.

4.2 最优控制策略的信息融合算法

根据公理 1, 若将式(25)以信息的统一模型表示, 且考虑到式(13), 则有

$$r(j) = h[x(j)] + m(j), \quad j = k+1, k+2, \dots, k+k_f, \quad (27)$$

式中 $m(k)$ 为零均值且方差为 $M^{-1}(k)$ 的白噪声.

$$0 = u(j) + n(j), \quad j = k, k+1, \dots, k+k_f-1, \quad (28)$$

式中 $n(k)$ 为零均值且方差为 $N^{-1}(k)$ 的白噪声.

从信息融合的角度, 上述控制问题共包含 $3k_f$ 个信息, 包括 3 个部分: 1) 由式(20)所决定的 k_f 个等式约束信息; 2) 由式(27)所决定的 k_f 个跟踪信息; 3) 由式(28)所决定的 k_f 个控制约束信息. 信息融合控制的任务, 就是融合上述 $3k_f$ 个信息, 估计出 $\hat{x}(k)$.

首先, 假设在 k 时刻, 已融合 k 时刻以后的所有信息(共有 $(3k_f - 2)$ 个信息), 并得到 $\hat{x}(k+1)$ 及其信息量 $L(k+1)$. 称 $\hat{x}(k+1)$ 为协状态, $L(k+1)$ 为协状态的信息量. 此时, 关于 $u(k)$ 共有 3 个信息, 即

$$\hat{x}(k+1) = x(k+1) + w(k+1), \quad (29)$$

$$x(k+1) = f[x(k), u(k)], \quad (30)$$

$$0 = u(k) + n(k), \quad (31)$$

其中 $w(k+1)$ 是零均值且方差为 $P^{-1}(k+1)$ 的白噪声.

将式(29)融入式(30)后, 有

$$\hat{x}(k+1) = f[x(k), u(k)] + w(k+1). \quad (32)$$

根据式(7), 融合式(31)和(32), 有

$$\hat{u}(k) = N^{-1}(k) B^T(k) L(k + 1) \{ \hat{x}(k+1) - f[x(k), 0] \}, \quad (33)$$

式中 $B(k) = \frac{\partial f}{\partial u(k)} \Big|_{u(k)=0}$.

4.3 最优协状态的卡尔曼滤波算法

首先, 讨论最优协状态 $\hat{x}(k)$ 的融合估计算法.

即如何融合 k 时刻以后的所有信息得到 $\hat{x}(k)$ 及其信息量 $L(k)$. 同样, 假设已经融合 $(k+1)$ 时刻以后的所有信息并得到 $\hat{x}(k+1)$ 及其信息量 $L(k+1)$, 此时, 关于 $x(k)$ 的所有信息共有 4 个, 即

$$\hat{x}(k+1) = x(k+1) + w(k+1), \quad (34)$$

$$x(k+1) = f[x(k), u(k)], \quad (35)$$

$$0 = u(k) + n(k), \quad (36)$$

$$r(k) = h[x(k)] + m(k). \quad (37)$$

将式(34)和(36)代入(35), 有

$$\hat{x}(k+1) - w(k+1) = f[x(k), 0 - n(k)]. \quad (38)$$

若将式(38)写成 $\hat{x}(k+1) = f[x(k), 0] + v(k)$, 则 $v(k)$ 是零均值且方差为 $O^{-1}(k)$ 的白噪声, 有

$$O(k) = [L^{-1}(k+1) + B(k) N^{-1}(k) B^T(k)]^{-1}. \quad (39)$$

现在,所有关于 $x(k)$ 的信息浓缩为 2 个,即式 (37) 和 (39). 于是,根据信息融合估计定理,有

$$\begin{aligned} L(k) &= \\ A^T(k) O(k) A(k) + C^T(k) M(k) C(k), & \quad (40) \\ \hat{x}(k) &= \\ \hat{x}(k+1) + L^{-1}(k) \{ A^T(k) O(k) [\hat{x}(k+1) - \\ f(\hat{x}(k+1), 0)] + C^T(k) M(k) [r(k) - \\ h(\hat{x}(k+1))] \}. & \quad (41) \end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned} A(k) &= \left. \frac{\partial f}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k+1), u(k)=0}, \\ C(k) &= \left. \frac{\partial h}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k+1)}. \end{aligned}$$

讨论最优协状态 $\hat{x}(k)$ 的卡尔曼滤波算法. 将式 (36) 代入式 (35), 有

$$x(k+1) = f[x(k), n(k)]. \quad (42)$$

将式 (42) 写成逆时间形式, 有

$$\begin{aligned} x(k+k_f-i) &= \\ f^{-1}[x(k+k_f+1-i), n(k+k_f-i)]. & \quad (43) \end{aligned}$$

对应地, 将式 (37) 写成如下形式:

$$\begin{aligned} r(k+k_f-i) &= \\ h[f x(k+k_f-i)] + v(k+k_f-i). & \quad (44) \end{aligned}$$

若令 $\bar{i} = k+k_f+1-i$, 则式 (43) 和 (44) 变为

$$x(\bar{i}+1) = f^{-1}[x(\bar{i}), n(\bar{i}+1)], \quad (45)$$

$$r(\bar{i}+1) = h[f x(\bar{i}+1)] + v(\bar{i}+1). \quad (46)$$

显然, 由式 (45) 和 (46) 可构成一个滤波系统, 由第 2 节的卡尔曼滤波器算法, 有

$$\tilde{x}(\bar{i}+1) = f^{-1}[\hat{x}(\bar{i}), 0], \quad (47)$$

$$\begin{aligned} \tilde{L}(\bar{i}+1) &= \\ [A^{-1}(\bar{i}) L^{-1}(\bar{i}) A^{-T}(\bar{i}) + \\ A^{-1}(\bar{i}) B(\bar{i}) N^{-1}(\bar{i}+1) B^T(\bar{i}) A^{-T}(\bar{i}) J^{-1}], & \quad (48) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L(\bar{i}+1) &= \\ \tilde{L}(\bar{i}+1) + C^T(\bar{i}+1) M(\bar{i}+1) C(\bar{i}+1), & \quad (49) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{x}(\bar{i}+1) &= \\ \tilde{x}(\bar{i}+1) + \tilde{L}^{-1}(\bar{i}+1) C^T(\bar{i}+1) M(\bar{i}+1) \times \\ \{ r(\bar{i}+1) - h[\tilde{x}(\bar{i}+1)] \}. & \quad (50) \end{aligned}$$

在上述卡尔曼滤波算法 (47) ~ (50) 中, $i = 0, 1, \dots, k_f$, $\tilde{x}(\bar{i}+1)$ 为协状态 $x(\bar{i}+1)$ 的预测值, $\tilde{L}^{-1}(\bar{i}+1)$ 为 $\tilde{x}(\bar{i}+1)$ 的协方差, $\hat{x}(\bar{i}+1)$ 为 $x(\bar{i}+1)$ 的最优估计, $L^{-1}(\bar{i}+1)$ 为 $\hat{x}(\bar{i}+1)$ 的协方差,

$$A(\bar{i}) = \left. \frac{\partial f^{-1}}{\partial x(\bar{i})} \right|_{x(\bar{i})=\hat{x}(\bar{i}), n(\bar{i}+1)=0},$$

$$B(\bar{i}) = \left. \frac{\partial f^{-1}}{\partial n(\bar{i}+1)} \right|_{x(\bar{i})=\hat{x}(\bar{i}), n(\bar{i}+1)=0},$$

$$C(\bar{i}+1) = \left. \frac{\partial h}{\partial x(\bar{i}+1)} \right|_{x(\bar{i}+1)=\tilde{x}(\bar{i}+1)}.$$

若给定滤波初值 $\hat{x}(0)$ 和 $P^{-1}(0)$, 则基于 $r(1), r(2), \dots, r(k_f)$, 可求得 $\hat{x}(k_f)$ 和 $L^{-1}(k_f)$.

上述卡尔曼滤波算法需要得到 f 的逆映射 f^{-1} , 为避免求 f 的逆映射, 采取不显式求 $\tilde{x}(\bar{i}+1)$ 的方法, 即直接将 $\hat{x}(\bar{i})$ 表示为关于 $x(\bar{i}+1)$ 的测量方程, 则有

$$\hat{x}(\bar{i}) = f[x(\bar{i}+1), 0] + v(\bar{i}). \quad (51)$$

式中 $v(\bar{i})$ 是零均值且方差为 $O^{-1}(\bar{i})$ 的白噪声. 有

$$O(\bar{i}) = [L^{-1}(\bar{i}) + B(\bar{i}) N^{-1}(\bar{i}) B^T(\bar{i}) J^{-1}]. \quad (52)$$

于是, 融合式 (51) 和 (46), 有

$$\begin{aligned} L(\bar{i}+1) &= \\ A^T(\bar{i}) O(\bar{i}) A(\bar{i}) + C^T(\bar{i}) M(\bar{i}) C(\bar{i}), & \quad (53) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{x}(\bar{i}+1) &= \\ \hat{x}(\bar{i}) + L^{-1}(\bar{i}+1) \{ A^T(\bar{i}) O(\bar{i}) \hat{x}(\bar{i}) + \\ C^T(\bar{i}) M(\bar{i}) r(\bar{i}+1) \}. & \quad (54) \end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned} \hat{x}(\bar{i}) &= \hat{x}(\bar{i}) - f[\hat{x}(\bar{i}), 0] J, \\ r(\bar{i}+1) &= r(\bar{i}+1) - h[\hat{x}(\bar{i})]. \end{aligned}$$

从上述推导可以看出, 由于没有显式求出 $\tilde{x}(\bar{i}+1)$, 导致式 (50) 和 (54) 在计算 $\hat{x}(\bar{i}+1)$ 上有些区别, 但是两者在求信息量 $L(\bar{i}+1)$ 上是一致的.

当给定滤波初值 $\hat{x}(0)$ 和 $P^{-1}(0)$ 后, 由式 (52) ~ (54) 可构成卡尔曼滤波算法. 当 $\bar{i} = k_f$ 时, 即 $(k+1)$ 时刻, 式 (53) 和 (54) 完全等同于式 (40) 和 (41). 因此, 也进一步证实了协状态的融合估计过程等价于卡尔曼滤波过程.

4.4 进一步的讨论

预见步数关系到预见控制系统的跟踪性能改善程度. 对于预见控制问题, 预见步数越多, 最优协状态估计越准, 系统跟踪性能越好, 但计算量越大.

目前, 对于线性系统, 基于调节器的最优预见控制大多是通过仿真试验确定预见步数, 或者通过搜索的方法, 还没有形成有效的方法. 对于非线性系统, 目前尚未见到研究最优预见控制问题的文献.

本文根据卡尔曼滤波器的渐近特性^[10]指出, 当预见步数达到一定数量后, 预见步数的增加对预见效果的改善程度越来越小. 因此, 希望在保证一定预见性的前提下, 选择最少的预见步数, 从而减少计算量.

由 4.3 节, 设 $\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1, k_f), L^{-1}(k+1) = L^{-1}(k+1, k_f)$. 根据卡尔曼滤波器的渐近性, 当 k_f 充分大时, 有

$$\hat{x}(k+1, k_f) \rightarrow \hat{x}(k+1, \infty), \quad (55)$$

$$L^{-1}(k+1, k_f) \rightarrow L^{-1}(k+1, \infty). \quad (56)$$

为兼顾预见性和计算量的矛盾, 在工程实际使用中, 预见步数 k_f 可以通过如下计算确定:

$$K_f = \arg \min_{k_f} \left\{ \max_{i \in \{1, 2, \dots, n\}} \left| \frac{L_{ii}^{-1}(k+1, \infty) - L_{ii}^{-1}(k+1, k_f)}{L_{ii}^{-1}(k+1, \infty)} \right| < \right\}. \quad (57)$$

式中: L_{ii}^{-1} 表示协方差阵 $L^{-1}(k+1)$ 中第 i 行、第 i 列的分量; λ_i 为相对收敛因子, 它表征了滤波初值对稳态滤波估值的相对影响程度, 一般可取 $\lambda_i = 0.01 \sim 0.1$.

5 仿真实例

为考察信息融合最优预见控制算法的有效性, 研究如下二自由度机器人操作手的转移问题, 其数学模型^[11] 为

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} x_1(k) + Tx_2(k) \\ x_2(k) - \frac{4Tx_2(k)x_4(k)[x_3(k)+0.5]}{1+[x_3(k)+0.5]} \\ x_3(k) + Tx_4(k) \\ x_4(k) + Tx_2^2(k)[x_3(k)+0.5] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ T & 0 \\ 1+2[x_3(k)+0.5] & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0.5T \end{bmatrix} u(k),$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x(k).$$

式中: $x_1(k), x_2(k)$ 代表一个关节链的位置和速度; $x_3(k), x_4(k)$ 代表另一个关节链的位置和速度; T 为采样周期, 且 $T = 0.02$.

若让系统跟踪期望轨迹

$$r(t) = \begin{bmatrix} 2 - 0.5 \sin t \\ 1 + \sin t \end{bmatrix}, \quad t = 0 \sim 10 \text{ s},$$

将其离散化为

$$r(k) = \begin{bmatrix} 2 - 0.5 \sin(Tk) \\ 1 + \sin(Tk) \end{bmatrix}, \quad k = 0 \sim 500.$$

信息融合最优预见控制就是求使

$$J = \sum_{k=1}^{500} \|r(k) - y(k)\|^2 = \begin{bmatrix} 10^4 & 0 \\ 0 & 10^4 \end{bmatrix} +$$

$$u(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

为最小的控制策略.

分别取预见步数 k_f 为 10 和 20 进行仿真研究, 仿真结果如图 1 ~ 图 4 所示. 图 5 给出了预见步数与性能指标的关系. 从实际仿真结果可看出:

- 1) 利用未来预见信息能够明显改善系统的跟踪性能;
- 2) 当 $M(k), N(k)$ 不变时, 随着预见步数的增加, 系统的跟踪性能得到改善, 但同时要求系统的可操纵范围亦增加;
- 3) 从图 5 可看出, 当预见步数大于 20 后, 系统的性能指标改善程度明显减弱.

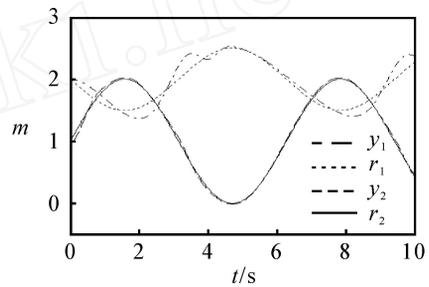


图 1 实际输出与期望输出曲线 ($k_f = 10$)

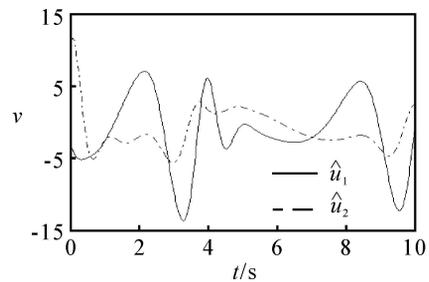


图 2 控制曲线 ($k_f = 10$)

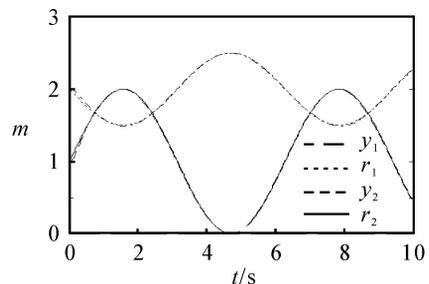


图 3 实际输出与期望输出曲线 ($k_f = 20$)

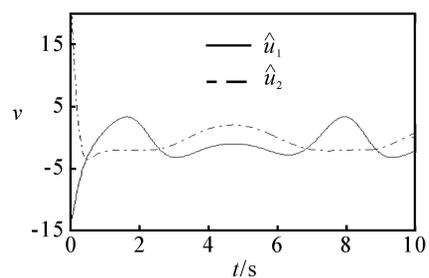


图 4 控制曲线 ($k_f = 20$)

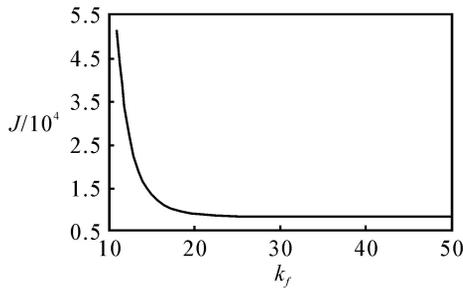


图5 预见步数与性能指标的变化曲线

6 结 论

本文初步探讨了信息融合在非线性系统最优预见控制中的应用,详细给出了基于卡尔曼滤波的非线性系统最优预见控制算法,并以二自由度机器人操作手的转移控制问题为背景进行了仿真研究.仿真结果表明了信息融合最优预见控制算法的有效性.

参考文献(References)

- [1] 土谷武士,江上正.最新自动控制技术——数字预见控制.北京:北京科学技术出版社,1994.
(Tsuchi Y, Take S. Digital preview control — Newest auto control technique[M]. Beijing: Beijing Science and Technology Press, 1994.)
- [2] Katayama T, Ohki T, Inoue T. Design of an optimal controller for a discrete-time system subject to previewable demand[J]. Int J Control, 1985, 41(3): 677-699.
- [3] Yu Xin, Liao Fucheng, Shi Ming-kun. Preview control with imaginary input[J]. Chinese J of Basic Science and Engineering, 1998, 6(3): 319-326.
- [4] Elbeheiry E M. A method for preview vibration control of systems having forcing inputs and rapidly-switched dampers[J]. J of Sound and Vibration, 1998: 214(2): 269-283.
- [5] Sang H K, Hiroyuki Y. On the design of a longitudinal motion control system of a fully-submerged hydrofoil craft based on the optimal preview servo system[J]. Ocean Engineering, 2004, (31): 1637-1653.
- [6] 谭跃刚,刘峰,周祖德.基于协调误差的目标轨迹预见跟踪控制的研究[J].中国机械工程,2003,14(15): 1265-1268.
(Tan Yue-gang, Liu Feng, Zhou Zu-de. Study preview tracking control of object trajectory based on harmony error[J]. Chinese Mechanical Engineering, 2003, 14(15): 1265-1268.)
- [7] 周军,王志胜,周凤岐.基于线性均方估计的数据融合理论[J].宇航学报,2003,24(4): 364-367.
(Zhou Jun, Wang Zhi-sheng, Zhou Feng-qi. Data fusion theory based on linear least square [J]. J of Astronautics, 2003, 24(4): 364-367.)
- [8] 王志胜.信息融合控制理论和方法[R].南京:南京航空航天大学,2004.
(Wang Zhi-sheng. Information fusion control theory and method [R]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2004.)
- [9] 王志胜,王道波.含理想控制策略和期望轨道的最优控制[J].控制与决策,2006,21(1): 100-104.
(Wang Zhi-sheng, Wang Dao-bo. Optimal control with ideal control strategy and expected trajectory [J]. Control and Decision, 2006, 21(1): 100-104.)
- [10] 秦永元,张洪钺,汪叔华.卡尔曼滤波与组合导航原理[M].西安:西北工业大学出版社,1998.
(Qin Yong-yuan, Zhang Hong-yue, Wang Shu-hua. Kalman filter and integrated navigation principle[M]. Xi'an: Northwestern Polytechnic University Press, 1998.)
- [11] 李俊民,万百五,黄正良.具有模型和实际差异的非线性离散动态系统最优控制[J].控制理论与应用,1999,16(1): 32-37.
(Li Jun-min, Wan Bai-wu, Huang Zheng-liang. Optimal control of nonlinear discrete systems with model-reality differences [J]. Control Theory and Application, 1999, 16(1): 32-37.)
- [18] Xie L. Output feedback H_∞ control of systems with parameter uncertainty[J]. Int J Control, 1996, 63(4): 741-750.
- [19] Fridman E. Descriptor discretized Lyapunov functional method: Analysis and design [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2006, 51(5): 890-897.
- [20] Fridman E. Stability of systems with uncertain delays: A new "complete" Lyapunov-Krasovskii functional[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2006, 51(5): 885-890.

(上接第396页)