

粒子群算法下间歇过程的2D鲁棒约束预测输出反馈控制

王立敏^{1†}, 贾林竹¹, 张旺喜¹, 张日东², 高福荣³

(1. 海南师范大学 数学与统计学院, 海南 海口 571158;

2. 杭州电子科技大学 自动化学院, 浙江 杭州 310018; 3. 香港科技大学 化学与生物分子工程系, 中国 香港 999077)

摘要: 为有效解决间歇过程存在的不确定性、时滞、输入输出受限及状态不可测的问题, 本文提出了一种基于粒子群算法(PSO)的2D鲁棒约束模型预测输出反馈控制方法. 首先, 引入扩展信息构建等价的维数扩展后的闭环预测模型; 其次, 构造带终端约束的优化性能指标函数以研究系统的控制优化问题; 进一步, 设计依赖时滞上下界的Lyapunov函数, 根据稳定性理论可将系统优化转换为线性矩阵不等式(LMIs)的求解问题; 接着, 分别讨论了在重复性及非重复性干扰下系统鲁棒渐近稳定的充分条件, 设计了相应的输出反馈控制器; 然后, 利用PSO对系统进行再次优化寻找更优解; 最后, 通过注塑过程的仿真实验验证了所设计方法的有效性.

关键词: 间歇过程; 时滞; 粒子群算法; 模型预测控制; 输出反馈

引用格式: 王立敏, 贾林竹, 张旺喜, 等. 粒子群算法下间歇过程的2D鲁棒约束预测输出反馈控制. 控制理论与应用, 2025, 42(4): 827–836

DOI: 10.7641/CTA.2023.20906

2D robust constrained model predictive output feedback control for batch processes under particle swarm algorithm

WANG Li-min^{1†}, JIA Lin-zhu¹, ZHANG Wang-xi¹, ZHANG Ri-dong², GAO Fu-rong³

(1. School of Mathematics and Statistics, Hainan Normal University, Haikou Hainan 571158, China;

2. Automation College, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou Zhejiang 310018, China;

3. Department of Chemical and Biological Engineering, Hong Kong University of Science and Technology, Hong Kong 999077, China)

Abstract: To solve the problems of uncertainty, time delay, input and output constraints and state unpredictability of batch processes effectively, a 2D robust constrained model predictive output feedback control method based on particle swarm algorithm (PSO) is proposed in this paper. Firstly, an equivalent closed-loop prediction model with extended dimension is constructed by introducing extended information. Next, the optimization performance index function with terminal constraints is constructed to study the system's control optimization problem. Moreover, the Lyapunov function depending on the upper and lower bounds of the time delay is designed, the optimization problem is then converted into the solution problem of the linear matrix inequalities (LMIs) according to the stability theory. And the sufficient conditions for robust asymptotic stability of the closed-loop system under repetitive and nonrepetitive disturbances are discussed and the corresponding output feedback controllers are designed. Then, the PSO algorithm is used to optimize the system again to find a better solution. Finally, the simulation experiment of the injection process verifies the effectiveness of the designed method.

Key words: batch processes; time delay; particle swarm optimization algorithm; model predictive control; output feedback

Citation: WANG Limin, JIA Linzhu, ZHANG Wangxi, et al. 2D robust constrained model predictive output feedback control for batch processes under particle swarm algorithm. *Control Theory & Applications*, 2025, 42(4): 827–836

1 引言

随着工业生产设备结构愈加复杂及生产水平的不断提高, 间歇过程受不确定性、干扰和时滞等问题影响日益加剧^[1–2], 如何解决这些问题来提高系统控制

性能成为目前研究热点.

迭代学习控制因其适用于具有“重复性”的被控对象, 近年来被广泛地应用于间歇过程控制之中^[3–6]. 然而, 实际生产过程因操作条件的改变和未知干扰等

收稿日期: 2022–10–17; 录用日期: 2023–12–12.

[†]通信作者. E-mail: wanglimin0817@163.com.

本文责任编辑: 夏元清.

国家自然科学基金项目(62073110)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (62073110).

不确定性因素的影响,具有一定的非重复性以及不确定性.此外,生产过程存在的输入输出变量有约束及时滞问题,这些因素将影响系统的收敛性和稳定性,甚至导致控制性能的恶化^[7].所以,迭代学习控制常与约束模型预测控制方法相结合,通过对控制律的实时优化来保障系统的控制性能,削弱时滞及变量受约束问题带来的影响,并达到良好的优化效果^[8-11].文献[8]根据二维(2D)系统理论,为不确定间歇过程设计了该种结合下的预测控制律,给出了系统稳定性的充分条件.文献[11]为抵抗时滞和干扰对系统的影响,针对有终端约束的时滞系统,利用Lyapunov稳定性理论解决了模型预测控制可解性问题,给出了控制器参数的设计方案.

但要注意的是,实际生产过程中,系统实际状态不易获取甚至无法测量,上述基于状态反馈的研究将不再适用.另外,由于预测控制优化是通过手动调节性能参数的参数变量来实现的^[12],这使得控制器设计未必达到最优.因此,粒子群优化算法、遗传算法和蚁群算法常被引入最优控制之中,以解决该问题^[13-14].与其他启发式优化方法不同,粒子群优化算法的计算效率相当出色且容易实现,非常适用于多维空间中的非线性函数的优化^[15].

受已有研究启发,针对系统输入输出受约束及时滞问题,本文将迭代学习控制、模型预测控制和依赖于时滞的2D输出反馈相结合来设计控制器,给出系统在时间、批次方向收敛及稳定的充分条件,并利用粒子群算法对预测控制参数进行优化.最后,通过注塑过程的仿真实验验证本文设计方法的有效性.

2 问题描述及新型状态空间模型的建立

2.1 问题描述

考虑具有不确定性及时滞的离散时间间歇过程

$$\begin{cases} x(T_t + 1, T_k) = \\ [A + \Delta A(T_t, T_k)] x(T_t, T_k) + \\ [A_d + \Delta A_d(T_t, T_k)] x(T_t - d(T_t), T_k) + \\ [B + \Delta B(T_t, T_k)] u(T_t, T_k) + w(T_t, T_k), \\ y(T_t, T_k) = Cx(T_t, T_k), 0 \leq T_t \leq T_p, \\ x(0, T_k) = x(0), T_k = 0, 1, \dots, \end{cases} \quad (1)$$

其中:变量 T_t 为时刻, T_k 为批次.在第 T_k 批次 T_t 时刻系统的状态、输出、输入和扰动信号分别表示为: $x(T_t, T_k) \in \mathbb{R}^{n_x}$, $y(T_t, T_k) \in \mathbb{R}^{l_y}$, $u(T_t, T_k) \in \mathbb{R}^{m_u}$, $w(T_t, T_k) \in \mathbb{R}^{n_w}$, 状态时滞为 $d(T_t)$, $d_m \leq d(T_t) \leq d_M$, d_m, d_M 分别为沿时间方向的时滞下界和上界,第 T_k 批次运行时的初始状态为 x_{0, T_k} . $\{A, A_d, B, C\}$ 为适维矩阵,系统参数的不确定性为 $\Delta A(T_t, T_k)$, $\Delta A_d(T_t, T_k)$, $\Delta B(T_t, T_k)$, 假定其结构为

$$[\Delta A(T_t, T_k) \quad \Delta A_d(T_t, T_k) \quad \Delta B(T_t, T_k)] =$$

$$E\Delta(T_t, T_k)[F_1, F_d, F_2].$$

其中: E, F_1, F_d, F_2 皆为适维常数矩阵; $\Delta(T_t, T_k)$ 为未知的参数摄动,满足 $\Delta^T(T_t, T_k)\Delta(T_t, T_k) \leq I$.

2.2 等价2D模型

使用预测控制理论可知,第 T_k 批次第 T_t 时刻的状态、输出和输入变量预测值分别为: $x(T_t + l|T_t, T_k + m|T_k)$, $y(T_t + l|T_t, T_k + m|T_k)$, $u(T_t + l|T_t, T_k + m|T_k)$.对于式(1)中的不确定性系统模型,采用迭代学习控制策略设计如下控制器:

$$\begin{cases} u(T_t + l|T_t, T_k + m|T_k) = \\ u(T_t + l|T_t, T_k + m - 1|T_k) + \\ r(T_t + l|T_t, T_k + m|T_k), \\ u(T_t|T_t, T_k|T_k) = u(T_t, T_k), \end{cases} \quad (2)$$

$$T_t = 0, 1, 2, 3, \dots, T_k = 0, 1, 2, 3, \dots,$$

其中: $r(T_t + l|T_t, T_k + m|T_k) \in \mathbb{R}^m$ 表示第 T_k 批次 T_t 时刻待设计的迭代更新律, $u(T_t, 0)$ 表示迭代的初始值且有 $r(T_t|T_t, T_k|T_k) = r(T_t, T_k) = r_{0,0}$.引入变量 ϕ , ϕ 可以为输入、输出和状态变量及其他相关变量.令 $\phi(T_t + \alpha|T_t, T_k + \beta|T_k) = \phi_{\alpha, \beta}$, α, β 为整数.定义系统的输出跟踪误差

$$e_{l,m} = y_{l,m} - y_r(T_t), \quad (3)$$

其中 $y_r(T_t)$ 为设置的输出跟踪值.定义批次方向上的差分方程

$$\sigma_{l,m}^e = \sigma_{l,m} - \sigma_{l,m-1}, \quad (4)$$

其中 σ 可以取输入、输出和状态变量.引入新的状态变量

$$\bar{x}_{l,m} = \sum_{n=0}^{l-1} e_{n,m}, \quad (5)$$

则可获得一个扩展的等价2D系统如下:

$$\begin{cases} \hat{x}_{l+1,m} = [A_1 + \Delta A_1] \hat{x}_{l,m} + \\ [A_{1d} + \Delta A_{1d}] \hat{x}_{l-d(T_t),m} + \\ A_2 \hat{x}_{l+1,m-1} + \\ [B_1 + \Delta B_1] r_{l,m} + D_1 \bar{w}_{l,m}, \\ y_{l,m}^e = \begin{bmatrix} e_{l,m-1} \\ \bar{x}_{l,m} + e_{l,m} \\ e_{l,m} \end{bmatrix} = G \hat{x}_{l,m}, 1 \leq T_t \leq T_p, \\ \bar{x}_{0,T_k} = 0, T_k = 0, 1, \dots, \\ l = 1, 2, \dots, m = 1, 2, \dots, \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\hat{x}_{l,m} = \begin{bmatrix} x_{l,m}^e \\ \bar{x}_{l,m} \\ e_{l,m} \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & I & I \\ CA & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{1d} = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 0 \\ 0 & I & I \\ CA_d & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ CB \end{bmatrix}, D_1 = \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ C \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} -C & 0 & I \\ 0 & I & I \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix},$$

$$\Delta A_1 = \hat{E}\Delta(T_t, T_k)\hat{F}_1, \Delta A_{1d} = \hat{E}\Delta(T_t, T_k)\hat{F}_d,$$

$$\Delta B_1 = \hat{E}\Delta(T_t, T_k)\hat{F}_2, \hat{E} = [(E)^T (CE)^T 0]^T,$$

$$\hat{F}_1 = [F_1 0 0], \hat{F}_2 = F_2, \hat{F}_d = [F_d 0 0],$$

$$\bar{w}_{l,m} = [\Delta A_{l,m} - \Delta A_{l,m-1}]x_{l,m-1} + [\Delta A_{d_l,m} - \Delta A_{d_l-d(T_t),m-1}]x_{l-d(T_t),m-1} +$$

$$[\Delta B_{l,m} - \Delta B_{l,m-1}]u_{l,m-1} + w_{l,m}^c,$$

当 $\bar{w}_{l,m} = 0$ 时, 扰动为重复性扰动; 当 $\bar{w}_{l,m} \neq 0$ 时, 扰动为非重复性扰动.

基于图1的2D-ILC(iterative learning control)框架, 预测控制律设计如下:

$$\begin{cases} x_{l+1,m}^c = A_{c1}x_{l,m}^c + A_{c2}x_{l+1,m-1}^c + A_{d1}x_{l-d(T_t),m}^c + B_{c1}y_{l,m}^e + B_{c2}y_{l+1,m-1}^e, \\ r_{l,m} = C_{c1}x_{l,m}^c + C_{c2}x_{l+1,m-1}^c + D_{c1}y_{l,m}^e + D_{c2}y_{l+1,m-1}^e, \end{cases} \quad (7)$$

其中: $x_{l,m}^c$ 是与输出信息相关的状态, $\{A_{ci}, B_{ci}, C_{ci}, D_{ci}\}_{i=1,2}, A_{d1}$ 为适维控制器参数.

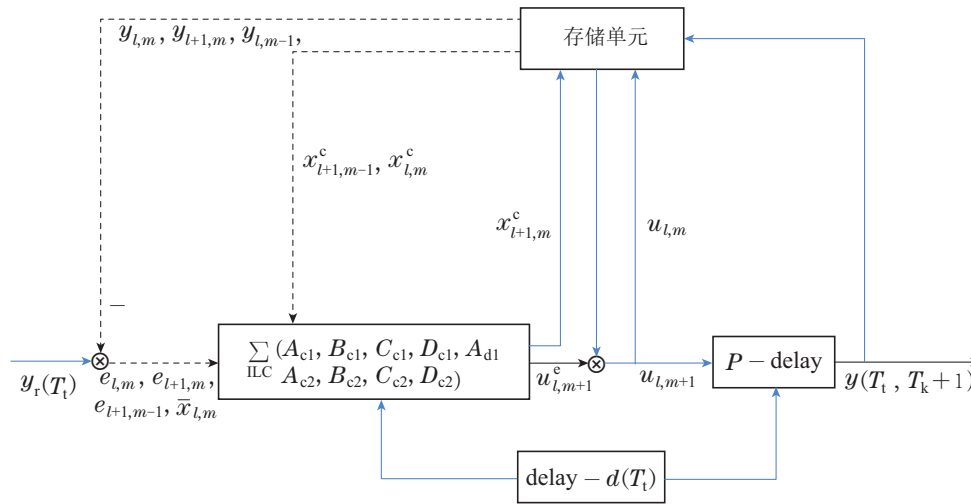


图 1 时滞下的2D输出反馈ILC框架

Fig. 1 2D output feedback ILC framework with time delay

令 $Z_{l+1,m} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{l+1,m} \\ x_{l+1,m}^c \end{bmatrix}$, 将式(7)代入式(6)中, 得到

如下的等价2D闭环控制系统:

$$\begin{cases} Z_{l+1,m} = (\bar{A}_1 + \Delta\bar{A}_1)Z_{l,m} + \bar{A}_2Z_{l+1,m-1} + (\bar{A}_{1d} + \Delta\bar{A}_{1d})Z_{l-d(T_t),m} + (\bar{B}_1 + \Delta\bar{B}_1)r_{l,m} + \bar{D}w_{l,m}, \\ y_{l,m}^e = \bar{G}Z_{l,m}, \\ l = 1, 2, 3, \dots, m = 1, 2, 3, \dots, \end{cases} \quad (8)$$

其中:

$$\bar{A}_1 = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ B_{c1}G & A_{c1} \end{bmatrix}, \bar{A}_2 = \begin{bmatrix} A_2 & 0 \\ B_{c2}G & A_{c2} \end{bmatrix},$$

$$\bar{A}_{1d} = \begin{bmatrix} A_{1d} & 0 \\ 0 & A_{d1} \end{bmatrix}, \bar{B}_1 = [B_1 0]^T, \bar{D} = [D_1 0]^T,$$

$$\Delta\bar{A}_1 = \begin{bmatrix} \Delta A_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \bar{E}\Delta(T_t, T_k)\bar{F}_1,$$

$$\bar{E} = [\hat{E} 0]^T, \bar{F}_1 = [\hat{F}_1 0], \bar{G} = [G 0],$$

$$\Delta\bar{B}_1 = [\Delta B_1 0]^T = \bar{E}\Delta(T_t, T_k)\bar{F}_2,$$

$$\Delta\bar{A}_{1d} = \begin{bmatrix} \Delta A_{1d} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \bar{E}\Delta(T_t, T_k)\bar{F}_d,$$

$$\bar{F}_2 = \hat{F}_2 = F_2, \bar{F}_d = [\hat{F}_d 0].$$

3 2D输出反馈鲁棒预测跟踪控制器设计

3.1 性能指标函数

由于干扰分为两种情况: $\bar{w}_{l,m} = 0$ 和 $\bar{w}_{l,m} \neq 0$. 即重复性干扰与非重复性干扰. 那么, 在无穷时域 $[T_t, \infty)$ 和 $[T_k, \infty)$ 中, 第 T_t 时刻、第 T_k 批次的性能指标被定义为

$$\begin{cases} \min_{r_{l,m}, l, m \geq 0} \max_{[A, B, C, A_d] \in \Omega} = J_\infty(T_t, T_k), \\ J_\infty(T_t, T_k) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} l_{l,m} = \\ \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} l_{l,m} + V_N(Z_{N,N}), \end{cases} \quad (9)$$

其中 $V_N(Z_{N,N})$ 称为终端约束(P 为正定矩阵),

$$\begin{cases} V_N(Z_{N,N}) = Z_{N,N}^T P Z_{N,N}, \\ \ell_{l,m} = Z_{l,m}^T Q_1 Z_{l,m} + Z_{l+1,m-1}^T Q_2 Z_{l+1,m-1} + \\ r_{l,m}^T R r_{l,m} - \gamma^2 \bar{w}_{l,m}^T \bar{w}_{l,m}. \end{cases} \quad (10)$$

需满足系统(8)及约束条件

$$\|r_{l,m}\| \leq r_m, \|y_{l,m}^e\| \leq y_m, \quad (11)$$

其中: Q_1, Q_2, R 为权重矩阵; r_m, y_m 分别为变量 $r_{l,m}, y_{l,m}^e$ 上界; $[A \ B \ C \ A_d] \in \Omega, \Omega$ 为不确定集.

3.2 2D系统稳定性分析和控制器分析

由式(7)–(8)可知, 闭环预测模型可表示为

$$\begin{cases} Z_{l+1,m} = \\ (\bar{A}_1 + \Delta \bar{A}_1 + \bar{B}_1 Y_1 + \Delta \bar{B}_1 Y_1) Z_{l,m} + \\ (\bar{A}_{1d} + \Delta \bar{A}_{1d}) Z_{l-d(T_t),m} + \bar{D} \bar{w}_{l,m} + \\ (\bar{A}_2 + \bar{B}_1 Y_2 + \Delta \bar{B}_1 Y_2) Z_{l+1,m}, \\ y_{l,m}^e = \bar{G} Z_{l,m}, \\ l = 1, 2, 3 \dots, m = 1, 2, 3 \dots, \end{cases} \quad (12)$$

其中: $Y_1 = [D_{c1} G \ C_{c1}], Y_2 = [D_{c2} G \ C_{c2}]$. 定义Lyapunov函数

$$V(Z_{l,m}) = V_h(Z_{l,m}) + V_v(Z_{l,m}) = \sum_{p=1}^5 V_p(Z_{l,m}) + V_v(Z_{l,m}), \quad (13)$$

其中:

$$V_1(Z_{l,m}) = Z_{l,m}^T \theta_1 L_1^{-1} Z_{l,m},$$

$$V_2(Z_{l,m}) = \sum_{r=T_t-d(T_t)}^{T_t-1} Z_{l,m}^T \hat{\alpha}^{T_t-1-r} \theta_1 S_1^{-1} Z_{l,m},$$

$$V_3(Z_{l,m}) = \sum_{r=T_t-d_M}^{T_t-1} Z_{l,m}^T \hat{\alpha}^{T_t-1-r} \theta_1 M_2^{-1} Z_{l,m},$$

$$V_4(Z_{l,m}) = \sum_{s=-d_M}^{-d_M} \sum_{r=T_t+s}^{T_t-1} Z_{l,m}^T \hat{\alpha}^{T_t-1-r} \theta_1 S_1^{-1} Z_{l,m},$$

$$V_5(Z_{l,m}) = d_M \sum_{s=-d_M}^{-1} \sum_{r=T_t+s}^{T_t-1} \eta_{l,m}^T \hat{\alpha}^{T_t-1-r} \theta_1 X^{-1} \eta_{l,m},$$

$$V_v(Z_{l,m}) = Z_{l,m}^T (P - P_1) Z_{l,m} =$$

$$Z_{l,m}^T P_2 Z_{l,m} = Z_{l,m}^T \theta_1 L_2^{-1} Z_{l,m},$$

$$\eta_{l,m} = Z_{l+1,m} - Z_{l,m},$$

并且 P, P_1, P_2, T_1, M_1 和 G_1 为待定的正定矩阵; L_1, S_1, M_2, X_1 和 L_2 为适维矩阵, 满足: $P_1 = \theta_1 L_1^{-1}, T_1 = \theta_1 S_1^{-1}, M_1 = \theta_1 M_2^{-1}, G_1 = \theta_1 X_1^{-1}, P_2 = \theta_1 L_2^{-1}, P = P_1 + P_2 (\theta_1 > 0)$.

为保证系统鲁棒稳定性及优化问题可解, 需要以下Lyapunov不等式成立:

$$\begin{aligned} & V_h(Z_{l+1,m}) - V_h(Z_{l,m}) + V_v(Z_{l+1,m}) - \\ & V_v(Z_{l+1,m-1}) \leq \\ & V_h(Z_{l+1,m}) - \hat{\alpha} V_h(Z_{l,m}) + \\ & V_v(Z_{l+1,m}) - \hat{\beta} V_v(Z_{l+1,m-1}) \leq \\ & - \left[Z_{l,m}^T Q_1 Z_{l,m} + Z_{l+1,m-1}^T Q_2 Z_{l+1,m-1} + \right. \\ & \left. r_{l,m}^T R r_{l,m} - \gamma^2 \bar{w}_{l,m}^T \bar{w}_{l,m} \right], \end{aligned} \quad (14)$$

($0 < \alpha, \beta < 1, \gamma > 0$).

对于闭环预测模型(12), 假设存在一系列初始条件, 有两个正整数 l, m 使得: $Z(T_t + l, T_k) = 0, l \geq s_1; Z(T_t, T_k + m) = 0, m \geq s_2$. 其中: s_1, s_2 是正整数, $Z(T_t + l, T_k), Z(T_t, T_k + m)$ 分别为时间方向的边界和批次方向的边界. 将上式从 $l, m = 0$ 到 $l, m = \infty$ 进行叠加, 可得

$$\max J_\infty(T_t, T_k) \leq sV(Z(T_t, T_k)) \leq \theta, \quad (15)$$

其中: $s = \max\{s_1, s_2\}, \theta$ 是 $J_\infty(T_t, T_k)$ 的上边界.

定理 1 假设 $\bar{w}(T_t, T_k) = 0$. 对于给定的正定矩阵 $Q_1, Q_2 \in \mathbb{R}^{(n_x+n_y) \times (n_x+n_y)}, R \in \mathbb{R}^{m_u \times m_u}$, 正数 $\hat{\alpha}, \hat{\beta}, T_{t_1}, T_t, \hat{\alpha}, \hat{\beta} < 1$, 若存在正定对称矩阵 $X, Y, \tilde{S}, \tilde{M}_2, L, L_1, L_2 > 0$ 和适维矩阵

$$\tilde{N}_1, D_{ci}, \bar{Q}_i, N_i, \hat{N}_i, \bar{N}_i (i = 1, 2)$$

以及正数 $\varepsilon > 0, \theta_1 > 0$, 使得如下线性矩阵不等式(linear matrix inequalities, LMIs)成立:

$$\begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} & \Omega_{13} \\ * & \Omega_{14} & 0 \\ * & * & \Omega_{15} \end{bmatrix} < 0, \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} -1 & \check{Z}(T_t|T_t, T_k|T_k) \\ * & -\hat{T} \end{bmatrix} \leq 0, \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} -r_m^2 L_1^{-1} & 0 & Y_1^T \\ * & -r_m^2 L_2^{-1} & Y_2^T \\ * & * & -I \end{bmatrix} < 0, \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} -y_m^2 L^{-1} & \bar{G} \\ * & -I \end{bmatrix} \leq 0, \quad (19)$$

其中:

$$\Omega_{11} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_1 & \hat{A}_1 & \hat{A}_2 \\ * & -T_t J_P & 0 \\ * & * & -d_M^{-2} T_{t_1} J_P \end{bmatrix},$$

$$\Omega_{12} = \begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_3 & \hat{\Lambda}_4 & \hat{\Lambda}_5 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \Omega_{13} = \begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_6 & 0 \\ 0 & T_t J_E \\ 0 & T_{t_1} J_E \end{bmatrix},$$

$$\Omega_{14} = \begin{bmatrix} -\theta_1 \bar{Q}_1 & 0 & 0 \\ * & -\theta_1 \bar{Q}_2 & 0 \\ * & * & -\theta_1 R^{-1} \end{bmatrix},$$

$$\Omega_{15} = \begin{bmatrix} -\varepsilon I & 0 \\ * & -\varepsilon^{-1} I \end{bmatrix},$$

$$\hat{\psi}_1 = \begin{bmatrix} \hat{M} & 0 & 0 \\ * & -\hat{\beta}(T_t - 1)J_P & 0 \\ * & * & -\hat{\alpha}^{d_M}\tilde{S}_1 \\ * & * & * \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\alpha}^{d_M} \\ 0 \\ 0 \\ -\hat{\alpha}^{d_M}(\tilde{M}_2 + T_{t_1}J_P) \end{bmatrix},$$

$$\hat{M} = -\hat{\alpha}J_P + \tilde{S}_1 + (d_M - d_m + 1)\tilde{S}_1 + \tilde{M}_2 - \hat{\alpha}^{d_M}T_{t_1}J_P,$$

$$\hat{A}_1 = \begin{bmatrix} T_t J_1 \\ T_t J_2 \\ T_t J_3 \\ 0 \end{bmatrix}, \hat{A}_2 = \begin{bmatrix} T_{t_1} J_1 \\ T_{t_1} J_2 \\ T_{t_1} J_3 \\ 0 \end{bmatrix}, \hat{A}_3 = \begin{bmatrix} J_P \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\hat{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ J_P \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \hat{A}_5 = \begin{bmatrix} J_5 \\ J_6 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \hat{A}_6 = \begin{bmatrix} J_7 \\ J_8 \\ J_9 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$J_P = \begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix}, J_E = \begin{bmatrix} X\hat{E} \\ \hat{E} \end{bmatrix},$$

$$J_1 = \begin{bmatrix} XA_1 + \bar{N}_1G & \hat{N}_1 \\ A_1 + B_1D_{c1}G & A_1Y + B_1N_1 \end{bmatrix},$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} XA_2 + \bar{N}_2G & \hat{N}_2 \\ A_2 + B_1D_{c2}G & A_2Y + B_1N_2 \end{bmatrix},$$

$$J_3 = \begin{bmatrix} XA_{1d} & \bar{N}_1 \\ A_{1d} & A_{1d}Y \end{bmatrix},$$

$$J_4 = \begin{bmatrix} XA_1 + \bar{N}_1G - X & \hat{N}_1 - I \\ A_1 + B_1D_{c1}G - I & A_1Y + B_1N_1 - Y \end{bmatrix},$$

$$J_5 = \begin{bmatrix} G^T D_{c1}^T \\ N_1^T \end{bmatrix}, J_6 = \begin{bmatrix} G^T D_{c2}^T \\ N_2^T \end{bmatrix},$$

$$J_7 = \begin{bmatrix} \hat{F}_1^T + G^T D_{c1}^T \\ Y\hat{F}_1^T + N_1^T \hat{F}_2^T \end{bmatrix},$$

$$J_8 = \begin{bmatrix} G^T D_{c2}^T \\ YN_2^T \hat{F}_2^T \end{bmatrix}, J_9 = \begin{bmatrix} \hat{F}_d^T \\ Y\hat{F}_d^T \end{bmatrix},$$

则闭环系统 (12) 鲁棒渐近稳定. 同时, 若 $X, Y, \tilde{N}_1, D_{ci}, \bar{Q}_i, N_i, \hat{N}_i, \bar{N}_i, i = 1, 2$ 是 LMIs (16)–(19) 的可行解, 则输出反馈的控制器 (7) 的参数可按式 (20) 设计. 式 (20) 中的满秩矩阵 \bar{P}_{12}, P_{12} 满足等式 $XY + \bar{P}_{12}P_{12}^T = I$, 可按矩阵 $I - XY$ 的奇异值分解获得.

$$\begin{cases} D_{ci} = D_{ci}, \\ C_{ci} = (N_i - D_{ci}GY)(P_{12}^T)^{-1}, \\ B_{ci} = \bar{P}_{12}^{-1}(\bar{N}_i - XB_1D_{ci})N_i^{-1}, \\ A_{d1} = \bar{P}_{12}^{-1}(\tilde{N}_1 - X\tilde{A}_dY)(P_{12}^T)^{-1}, \\ A_{ci} = \bar{P}_{12}^{-1}(\hat{N}_i - XA_iY + \bar{N}_1GY + XB_1C_{ci}P_{12}^T)(P_{12}^T)^{-1}, \\ i = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (20)$$

证 当 $\bar{w}(T_t, T_k) = 0$ 时, 此时

$$\ell_{l,m} = Z_{l,m}^T Q_1 Z_{l,m} + Z_{l+1,m-1}^T Q_2 Z_{l+1,m-1} + r_{l,m}^T R r_{l,m}. \quad (21)$$

若闭环系统 (12) 渐近稳定, 由式 (14) 知, 对于给定的正定矩阵 Q_1, Q_2, R , 下式成立:

$$\begin{aligned} & V_h(Z_{l+1,m}) - \hat{\alpha}V_h(Z_{l,m}) + V_v(Z_{l+1,m}) - \\ & \hat{\beta}V_v(Z_{l+1,m-1}) \leq \\ & -[Z_{l,m}^T Q_1 Z_{l,m} + \\ & Z_{l+1,m-1}^T Q_2 Z_{l+1,m-1} + r_{l,m}^T R r_{l,m}], \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $r_{l,m} = Y_1 Z_{l,m} + Y_2 Z_{l+1,m-1}$. 由文献 [16] 引理 1、文献 [17] 引理 2.2 及文献 [18] 引理 3.1, 可得矩阵 Φ , 即

$$\begin{bmatrix} \psi_1 & A_1 L^{-1} & A_2 X_1^{-1} & A_3 \\ * & -L^{-1} & 0 & 0 \\ * & * & -d_w^{-2} X_1^{-1} & 0 \\ * & * & * & -\theta_1 Q_1^{-1} \\ * & * & * & * \\ * & * & * & * \\ * & * & * & * \\ * & * & * & * \\ A_4 & A_5 & A_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L^{-1}\bar{E} \\ 0 & 0 & 0 & X_1^{-1}\bar{E} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\theta_1 Q_2^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ * & -\theta_1 R^{-1} & 0 & 0 \\ * & * & -\varepsilon I & 0 \\ * & * & * & -\varepsilon^{-1} I \end{bmatrix} < 0,$$

其中:

$$A_1 = \begin{bmatrix} \bar{A}_1^T + Y_1^T \bar{B}_1^T \\ \bar{A}_2^T + Y_2^T \bar{B}_1^T \\ \bar{A}_{1d}^T \\ 0 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} \bar{A}_1^T + Y_1^T \bar{B}_1^T - I \\ \bar{A}_2^T + Y_2^T \bar{B}_1^T \\ \bar{A}_{1d}^T \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, A_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ I \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, A_5 = \begin{bmatrix} Y_1^T \\ Y_2^T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} \bar{F}_1^T + Y_1^T \bar{F}_2^T \\ Y_2^T \bar{F}_2^T \\ \bar{F}_d^T \\ 0 \end{bmatrix},$$

令 $P_1^{-1} = \theta_1^{-1} \bar{P}$, $P = T_t P_1$, $G_1 = T_t P_1$, $P_1, P_2 = (T_t - 1)P_1$, $\bar{S}_1 = \bar{P} S_1^{-1} \bar{P}$, $\bar{M}_2 = \bar{P} M_2^{-1} \bar{P}$. 则由式(13)可知 $L_1^{-1} = \bar{P}^{-1}$, $X_1^{-1} = T_t \bar{P}^{-1}$ 和 $L_2^{-1} = (T_t - 1) \bar{P}^{-1}$. 首先将 Φ 左乘 ξ_1^T 右乘 ξ . 其中 $\xi_1^T = \text{diag}\{\bar{P}^T, \bar{P}^T, \bar{P}^T, \bar{P}^T, \bar{P}^T, I, I, I, I, I\}$, 接着, 左乘 $\bar{\xi}_2^T$ 右乘 $\bar{\xi}_2$. 其中 $\bar{\xi}_2^T = \text{diag}\{J^T, J^T, J^T, J^T, J^T, J^T, J^T, J^T, I, I, I\}$, 令: $\bar{P} = \begin{bmatrix} Y & P_{12} \\ P_{12}^T & P_{22} \end{bmatrix}$, $\bar{P}^{-1} = \begin{bmatrix} X & \bar{P}_{12} \\ \bar{P}_{12}^T & \bar{P}_{22} \end{bmatrix}$, $P_{12} \bar{P}_{12}^T = I - YX$, $\bar{P}_{12}^T X = -P_{22} \bar{P}_{12}^T$, $J = \begin{bmatrix} X & I \\ P_1^T & 0 \end{bmatrix}$. 可得式

(16). 而式(16)是式(22)的充分条件. 则由式(22)得

$$\Delta V(Z_{l,m}) < 0. \quad (23)$$

由文献[19]中引理1知, 闭环系统(12)渐近稳定. 若此时 $X, Y, \tilde{N}_1, D_{ci}, \bar{Q}_i, N_i, \hat{N}_i, \bar{N}_i, i=1, 2$ 为矩阵不等式(16)–(19)的可行解, 则此时输出反馈控制器(7)的参数可按式(20)中的设计.

将不等式(14)左端从 $l, m = 0$ 到 ∞ 进行叠加, 则

$$\begin{aligned} & \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \{V_h(Z_{l+1,m}) - V_h(Z_{l,m}) + \\ & V_v(Z_{l+1,m}) - V_v(Z_{l+1,m-1})\} = \\ & - \sum_{m=0}^{s_2} V_h(Z_{0,m}) - \sum_{l=0}^{s_1} V_v(Z_{l+1,-1}) \geq \\ & -s_2 V_h(Z_{0,0}) - s_1 V_v(Z_{1,-1}) \geq \\ & -sV(Z_{0,0}) = -sV(Z(T_t, T_k)), \end{aligned} \quad (24)$$

于是

$$-sV(Z(T_t, T_k)) \leq - \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \ell_{l,m}. \quad (25)$$

由式(17)可知

$$\check{Z}^T(T_t | T_t, T_t | T_k) \check{T}^{-1} \check{Z}(T_t | T_t, T_t | T_k) \leq 1,$$

其中:

$$\check{Z}(T_t | T_t, T_k | T_k) = \check{Z}(T_t, T_k), \quad r \in (T_t - d_M, T_t),$$

$$\check{T}^{-1} = \theta_1^{-1} \check{\psi},$$

$$\check{Z}(T_t + l | T_t, T_k + m | T_k) =$$

$$\max\{Z(r + l | r, T_k + m | T_k),$$

$$\eta(r + l | r, T_k + m | T_k)\},$$

$$\check{\psi} = \theta_1 L^{-1} + d_M \theta_1 S_1^{-1} + d_M \theta_1 M_2^{-1} +$$

$$\frac{d_m + d_M}{2} (d_m + d_M - 1) \theta_1 S_1^{-1} +$$

$$d_M^2 \frac{d_M + 1}{2} \theta_1 X_1^{-1}.$$

记 θ_1 是 $V(Z(T_t, T_k))$ 的上边界, 则

$$V(Z(T_t, T_k)) = \check{Z}^T(T_t, T_k) \check{\psi} \check{Z}(T_t, T_k) \leq \theta_1,$$

于是, 下列关系式成立:

$$J_\infty(T_t, T_k) =$$

$$\sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \ell_{l,m} \leq sV(Z(T_t, T_k)) \leq s\theta_1 \leq \theta,$$

由此可知: 当涉及扰动时, 系统不能收敛到原点, 相反地, 存在鲁棒正定不变集

$$\Psi := \{Z \mid V(Z) \leq \theta_1\},$$

满足系统状态收敛到该集合. 对于 $\forall Z \in \Psi$, 有

$$\alpha_1 V(|Z|) \leq V(Z) \leq \alpha_2 V(|Z|), \quad \alpha_1, \alpha_2 \in K_\infty,$$

$$V(Z)^+ - V(Z) \leq$$

$$-[Z^T(T_t, T_k) Q_1 Z(T_t, T_k) +$$

$$Z^T(T_t + 1, T_k - 1) Q_2 Z(T_t + 1, T_k - 1) +$$

$$r^T(T_t, T_k) R r(T_t, T_k)],$$

$$(\lambda_{\min})^* |Z|^2 \leq V^*(Z) \leq (\lambda_{\max})^* |Z|^2,$$

其中:

$$(\lambda_{\min})^* := \min\{p_{\min}(\check{Z})^*\},$$

$$(\lambda_{\max})^* := \max\{p_{\max}(\check{Z})^*\},$$

$p_{\min}(\cdot)$ 和 $p_{\max}(\cdot)$ 为最小及最大的特征值, $V^*(Z)$, \check{Z}^* 分别为 $V(Z)$, \check{Z} 在第 T_t 时刻第 T_k 批次最优值, 则

$$J_\infty(T_k, T_k) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \ell_{l,m} =$$

$$Z^T(T_k, T_k) Q_1 Z(T_k, T_k) +$$

$$Z^T(T_k + 1, T_k - 1) Q_2 Z(T_k + 1, T_k - 1) +$$

$$r^T(T_k, T_k) R r(T_k, T_k) +$$

$$\sum_{l=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \ell_{l,m} + \sum_{l=1}^{\infty} \ell_{l,0} + \sum_{m=1}^{\infty} \ell_{0,m},$$

并且

$$\sum_{l=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \ell_{l,m} + \sum_{l=1}^{\infty} \ell_{l,0} + \sum_{m=1}^{\infty} \ell_{0,m} \leq sV(Z_{1,0}) \leq s\theta_1,$$

因此

$$J_\infty(T_t, T_k) \leq$$

$$[Z^T(T_t, T_k) Q_1 Z(T_t, T_k) +$$

$$Z^T(T_t + 1, T_k - 1) Q_2 Z(T_t + 1, T_k - 1) +$$

$$r^T(T_t, T_k) R r(T_t, T_k) + s\theta_1],$$

所以, T_t 时刻第 T_k 批次优化问题可由下列问题解决:

$$\min_{r_l, m, l, m \geq 0} \varphi, \quad (26)$$

此时不等式 $J_\infty(T_t, T_k) \leq \varphi$ 成立. 将其优化问题转换成线性矩阵不等式来解决, 即

$$[Z^T(T_t, T_k)Q_1Z(T_t, T_k) + Z^T(T_t + 1, T_k - 1)Q_2Z(T_t + 1, T_k - 1) + r^T(T_t, T_k)Rr(T_t, T_k) + s\theta_1] \leq \varphi,$$

而上式等价于

$$\begin{bmatrix} -\varphi + s\theta_1 & Z^T(T_t, T_k) \\ * & -Q_1^{-1} \\ * & * \\ * & * \\ Z^T(T_t + 1, T_k - 1) & r^T(T_t, T_k) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -Q_2^{-1} & \mathbf{0} \\ * & -R^{-1} \end{bmatrix} \leq 0,$$

此时问题可看作求解限制条件为式(17)及式(26). 对于式(18)的输入限制, 结合文献[16]引理 2.1 知

$$\|r_{l,m}\|^2 = \begin{bmatrix} Z_{l,m} \\ Z_{l+1,m-1} \end{bmatrix}^T [Y_1 \ Y_2]^T [Y_1 \ Y_2] \begin{bmatrix} Z_{l,m} \\ Z_{l+1,m-1} \end{bmatrix} \leq Z_{l,m}^T r_m^2 L^{-1} Z_{l,m} \leq r_m^2,$$

同理, 对于式(19)的输出限制, 存在

$$\|y_{l,m}^e\|^2 = \|\bar{G}Z_{l,m}\|^2 = Z_{l,m}^T \bar{G}^T \bar{G} Z_{l,m} \leq Z_{l,m}^T y_m^2 L^{-1} Z_{l,m} \leq y_m^2 \theta_1^{-1} V(Z_{l,m}) \leq y_m^2,$$

符合约束条件. 证毕.

定理 2 假设 $\bar{w}(T_t, T_k) \neq 0$ 成立. 给定正定矩阵 Q_1, Q_2, R 及正数 $\hat{\alpha}, \hat{\beta}, T_{t_1}, T_t, \gamma, \hat{\alpha}, \hat{\beta} < 1$, 若存在正定对称矩阵 $X, Y, \tilde{S}_1, \tilde{M}_2, L, L_1, L_2 > 0$ 和适维矩阵 $\tilde{N}_1, D_{ci}, \bar{Q}_i, N_i, \hat{N}_i, \bar{N}_i, i = 1, 2$ 以及正数 $\varepsilon > 0, \theta_1 > 0, \lambda > 0$, 使式(17)–(19)及下列式子成立:

$$\begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} & \Omega_{33} \\ * & \Omega_{14} & 0 \\ * & * & \Omega_{25} \end{bmatrix} < 0, \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} (\lambda - 1)\psi_1 & 0 & A_1 \\ * & -\lambda\gamma^2 I & \bar{D}^T \\ * & * & -L \\ * & * & * \\ * & * & * \\ * & * & * \\ A_2 & A_6 & 0 \\ \bar{D}^T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \bar{E} \\ -d_M^{-2} X_1 & 0 & \bar{E} \\ * & -\varepsilon I & 0 \\ * & * & -\varepsilon^{-1} I \end{bmatrix} < 0,$$

其中:

$$\Omega_{33} = \begin{bmatrix} \hat{A}_6 & 0 & 0 \\ 0 & T_t J_E & T_t J_D \\ 0 & T_{t_1} J_E & T_{t_1} J_D \end{bmatrix},$$

$$\Omega_{25} = \begin{bmatrix} -\varepsilon I & 0 & 0 \\ * & -\varepsilon^{-1} I & 0 \\ * & * & -\theta_1^{-1} \gamma^2 I \end{bmatrix}, \quad J_D = \begin{bmatrix} X D_1 \\ D_1 \end{bmatrix},$$

则闭环系统(12)鲁棒渐近稳定.

同时, 若 $X, Y, \tilde{N}_1, D_{ci}, \bar{Q}_i, N_i, \hat{N}_i, \bar{N}_i, i = 1, 2$ 是矩阵不等式(17)–(19)和(27)的可行解, 则输出反馈控制器参数可按(20)设计.

证明步骤同定理 1, 略.

3.3 基于粒子群算法的控制器参数优化

本文用粒子群算法 (particle swarm optimization, PSO) 来优化控制器参数, 其公式选取如下:

$$\begin{cases} v_{m,n+1} = \omega v_{m,n} + C_1 \Delta(p_{m,n} - x_{m,n}) + C_2 \mu(p_{g,n} - x_{m,n}), \\ x_{m,n+1} = x_{m,n} + v_{m,n+1}, \end{cases} \quad (28)$$

上式为粒子速度和位置的更新公式, $v_{m,n}$ 为第 m 个粒子在第 n 次迭代的速度向量, $v_{m,0}$ 为第 m 个粒子的给定初始迭代速度, $x_{m,n}$ 为第 m 个粒子在第 n 次迭代的位置, ω 为惯性因子, C_1 为每个粒子的学习因子, C_2 为每个粒子的社会学习因子, δ 和 μ 为 $[0, 1]$ 上的随机数, $p_{m,n}$ 为第 m 个粒子在第 n 次迭代时的最优位置, $p_{g,n}$ 为第 n 次迭代时全局最优的位置.

$A_{c1}, B_{c1}, C_{c1}, D_{c1}, A_{d1}, A_{c2}, B_{c2}, C_{c2}, D_{c2}$ 为待求解的控制器, 其元素记为决策变量, 设为向量 x . 以求得的控制器 ($A_{c1}^*, B_{c1}^*, C_{c1}^*, D_{c1}^*, A_{c1}^*, A_{c2}^*, B_{c2}^*, C_{c2}^*, D_{c2}^*$) 为基础, 将控制矩阵中的每个元素 x_j^* 分别上浮、下浮一定的比例 (本文仿真案例中选取的是 50%), 并将其作为决策变量 x 的可行范围^[20]. 此时, 性能指标 (9) 变为如下目标函数:

$$\min_{x \in \Omega} J(x),$$

$$\Omega = \{x_j^* - k|x_j^*| \leq x_j \leq x_j^* + k|x_j^*|\},$$

$$j = 1, 2, \dots, n, \quad (29)$$

x_j^* 表示传统控制方法算得的控制矩阵中的元素, k 为浮动比例. 因此, 该问题转化为在可行范围 Ω 内寻找使得性能指标函数 $J(x)$ 取最小值的粒子位置.

4 案例仿真

本文以注塑速度作为参数变量验证本文设计优化

算法的控制性能. 参考文献[21]得状态空间模型

$$\begin{cases} x(T_t + 1, T_k) = \\ \left(\begin{bmatrix} 1.607 & 1 \\ -0.6089 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1\tau(T_t, T_k) & 0 \\ 0.1\tau(T_t, T_k) & 0 \end{bmatrix} \right) \times \\ x(T_t, T_k) + \\ \left(\begin{bmatrix} 0.202 & 0.166 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1\tau(T_t, T_k) & 0 \\ 0.1\tau(T_t, T_k) & 0 \end{bmatrix} \right) \times \\ x(T_t - d(T_t), T_k) + \\ \left(\begin{bmatrix} 1.239 \\ -0.9282 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1\tau(T_t, T_k) \\ 0.1\tau(T_t, T_k) \end{bmatrix} \right) \times \\ u(T_t, T_k) + w(T_t, T_k), \\ y(T_t, T_k) = [1 \ 0]x(T_t, T_k), \end{cases} \quad (30)$$

其中: 变量 $\tau(T_t, T_k)$ 取值在 $[0, 1]$ 范围内随机变化, 输出跟踪值设为 $y_r(T_t)$, 它的设定值如式(31)所示. 根据间歇过程特性, 针对重复性干扰和非重复性干扰, 对比了带有扩展信息时滞系统与无时滞系统的跟踪性能、展示了采用 PSO 算法进行优化的时滞系统的跟踪性能和输出响应. 最后, 比较了有无采用 PSO 算法进行优化时滞系统的跟踪性能, 以进一步验证采用 PSO 算法所带来的好处. 本案例仿真中, 选取粒子群初始粒子数100, 惯性因子 ω 设为0.5, 学习因子 C_1, C_2 设为1.5, 最大迭代次数为30次. 表1展示了预测控制律(7)中 $r_{l,m}$ 的部分控制器参数有无采用 PSO 算法进行优化的数值对比, 本文利用此参数进行了后面的仿真. 由表1可知, 经过 PSO 算法的优化后, 控制器参数都有着不同程度的优化.

表 1 部分控制器参数对比(C_{c1}, D_{c1}, D_{c2})

Table 1 Comparison of some controller parameters(C_{c1}, D_{c1}, D_{c2})

控制器参数	未采用PSO优化算法	采用PSO优化算法
C_{c1}	[1.8266 1.596 - 1.7193 0]	[2.7396 0.8065 - 0.8637 0]
D_{c1}	[1.4524 - 0.1434 - 1.5059]	[0.7262 - 0.1833 - 1.1503]
D_{c2}	[0 0 - 0.5519]	[0 0 - 0.8232]

4.1 对重复性扰动的鲁棒性

本部分仿真实验中, 考虑重复性扰动. 此时, 外部扰动仅与时间有关. 并且 $w(T_t, T_k)$ 满足

$$w = \cos T_t \times [0.1 \ 0.2]^T. \quad (31)$$

为展示时滞对系统控制性能的影响, 图2比较了重复性干扰下含扩展信息系统在有无时滞情况下的跟踪性能. 由图可知, 无时滞系统较时滞系统提前了约2个批次到达稳定, 时滞系统的跟踪性能从第8批次开始才逐渐趋近无时滞系统. 可见, 寻求新的控制算法以降低时滞给系统稳定性造成的影响极为必要.

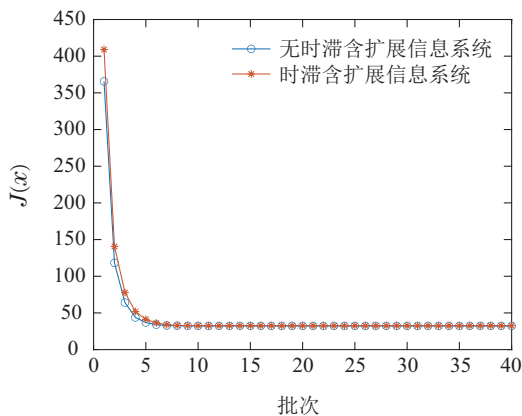


图2 有无时滞的含扩展信息系统的跟踪性能对比
Fig.2 Tracking performance comparison of extended information systems with/without time delays

接下来, 为了更加直观地体现本文提出的基于 PSO 优化算法所设计的控制器的控制效果, 图3给出了时滞系统采用 PSO 算法与无时滞系统未采用此算法的跟踪性能对比图. 由图可知: 采用 PSO 进行优化的时滞系统在第 5 批次即可达到稳定状态, 而未采用 PSO 优化的带扩展信息的无时滞系统需要到第 7 批次达到稳定状态. 可见, 受时滞影响的间歇过程经 PSO 进行优化甚至可达到无时滞时的系统的跟踪性能和控制效果.

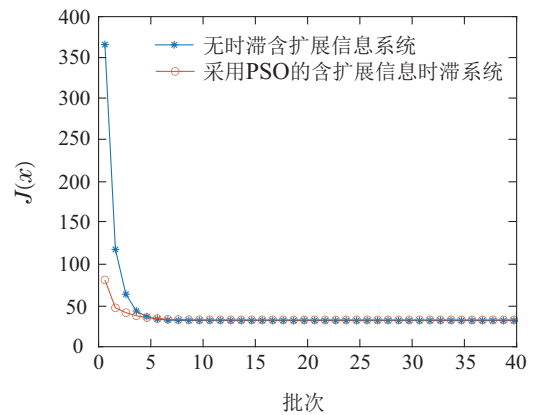


图3 含扩展信息下无时滞系统与采用PSO的时滞系统的跟踪性能比较
Fig.3 Tracking performance comparison between system without time delays and time-delay system using PSO under extended information

4.2 对非重复性扰动的鲁棒性

因非重复干扰 $w(T_t, T_k)$ 与时间 T_t 和批次 T_k 相关, 选取 $w = 0.3 \times [\Delta_1 \ \Delta_2]$, 其中, $\Delta_p (p = 1, 2)$ 在批次间不重复, 随时间 T_t 在 $[0, 1]$ 内随机变化.

图4展示了非重复性干扰下, 含扩展信息系统有无时滞的跟踪性能对比. 由图可知, 因非重复性干扰和时滞这两个因素对系统双重影响, 其控制性能明显变差. 图5进一步展示了采用 PSO 优化算法的时滞系统的输出响应图. 由图可知, 时滞系统在第1批次没有达到良好的跟踪效果, 但随着周期的增加, 系统输出曲线的波动逐渐趋于稳定, 在预设轨迹附近波动. 由此可知, 采用 PSO 进行优化的时滞系统在非重复性扰动下也有着良好的控制效果与跟踪性能. 图6给出了非重复性干扰下, 采用 PSO 算法的时滞系统与无时滞系统的跟踪性能对比图. 由图可知: 在非重复干扰的情况下, 采用 PSO 进行优化的时滞系统能够在第5批次接近无时滞含拓展信息系统的跟踪性能. 由此可见, 采用 PSO 方法优化时滞系统, 确实有良好的控制效果和跟踪性能.

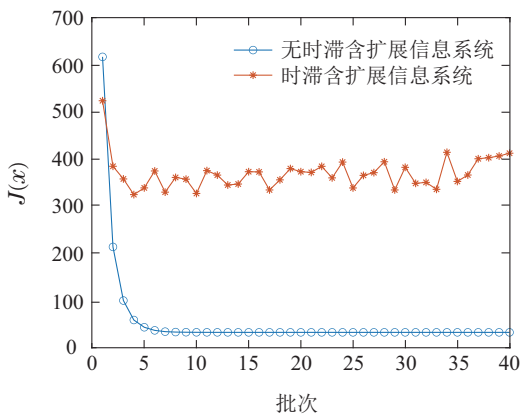


图 4 有无时滞的含扩展信息系统的跟踪性能对比
Fig. 4 Tracking performance comparison of extended information systems with/without time delays

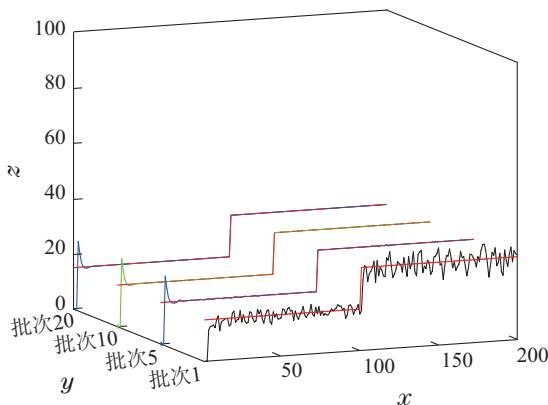


图 5 采用 PSO 且含扩展信息的时滞系统输出响应
Fig. 5 Output response of time-delay system with extended information using PSO

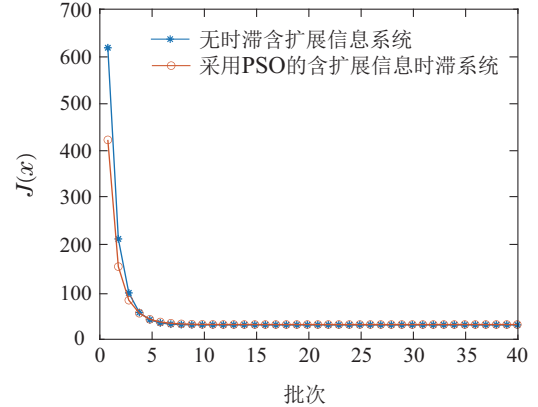


图 6 含扩展信息下无时滞系统与采用 PSO 的时滞系统的跟踪性能比较

Fig. 6 Tracking performance comparison between system without time delays and time-delay system using PSO under extended information

5 结论

本文针对因存在不确定性、时滞、输入输出受限原因致使系统控制性能受到影响的问题, 提出了一种基于 PSO 算法的 2D 输出反馈鲁棒约束 MPC 方法. 以注塑过程为仿真对象, 在本文所设计的控制器下, 随着时间、批次的增加, 采用 PSO 的时滞系统相比未采用 PSO 的时滞系统会更快地收敛至稳定状态, 系统的跟踪性能也更加稳定, 并能够较快趋近无时滞系统的跟踪性能, 体现其良好的优化效果, 表明了所设计优化方法的有效性.

参考文献:

- [1] MO S Y. *From one-time dimensional control to two-time dimensional hybrid control in batch processes*. Hongkong: School of Engineering, Hong Kong University of Science and Technology, 2013.
- [2] LU J, CAO Z, GAO F. Batch process control-overview and outlook. *Acta Automatica Sinica*, 2017, 43(6): 933 – 943.
- [3] TAO Hongfeng, ZOU Wei, YANG Huizhong. Robust iterative learning fault-tolerant control method and application for repetitive process with actuator fault. *Control and Decision*, 2016, 31(5): 823 – 828.
(陶洪峰, 邹伟, 杨慧中. 执行器故障重复过程的鲁棒迭代学习容错控制方法及应用. *控制与决策*, 2016, 31(5): 823 – 828.)
- [4] WANG L M, LI B Y, YU J X, et al. Design of fuzzy iterative learning fault-tolerant control for batch processes with time-varying delays. *Optimal Control Applications and Methods*, 2018, 39(6): 1887 – 1903.
- [5] WANG L M, ZHANG R D, GAO F R. *Iterative Learning Stabilization and Fault-Tolerant Control for Batch Processes*. Singapore: Springer, 2020.
- [6] WANG L M, YU J X, LI P, et al. A 2D-FM model-based robust iterative learning model predictive control for batch processes. *ISA Transactions*, 2021, 110: 271 – 282.
- [7] WANG F, SUN X, MENG H, et al. Time-delayed feedback control design and its application for vibration absorption. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 68(9): 8593 – 8602.

- [8] WANG L M, SUN L M, LUO W P. Robust constrained iterative learning predictive fault-tolerant control of uncertain batch processes. *Science China Information Sciences*, 2019, 62(11): 1 – 3.
- [9] MANZANO J M, LIMON D, DE LA PEÑA D M, et al. Robust learning-based MPC for nonlinear constrained systems. *Automatica*, 2020, 117: 108948.
- [10] JIA L, HAN C, CHIU M S. Dynamic R-parameter based integrated model predictive iterative learning control for batch processes. *Journal of Process Control*, 2017, 49: 26 – 35.
- [11] ZHANG W X, MA J, WANG L M, et al. Particle-swarm-optimization-based 2D output feedback robust constraint model predictive control for batch processes. *IEEE Access*, 2022, 10: 8409 – 8423.
- [12] ZOU T, WU S, ZHANG R D. Improved state space model predictive fault-tolerant control for injection molding batch processes with partial actuator faults using GA optimization. *ISA Transactions*, 2018, 73: 147 – 153.
- [13] HU X M, WANG L M, GAO F R. Genetic algorithm optimization based infinite horizon linear quadratic control for injection molding batch processes with uncertainty. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 2018, 57(51): 17462 – 17469.
- [14] ZHENG X, ZHOU S C, CHEN H P. Ant colony optimization algorithms for two-stage permutation flow shop with batch processing machines and nonidentical job sizes. *International Journal of Production Research*, 2019, 57(10): 3060 – 3079.
- [15] KHAN K, SAHAI A. A comparison of BA, GA, PSO, BP and LM for training feed forward neural networks in e-learning context. *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 2012, 4(7): 23 – 29.
- [16] JIANG X, HAN Q L, YU X H. Stability criteria for linear discrete-time systems with interval-like time-varying delay. *Proceedings of the 2005, American Control Conference*. Portland: IEEE, 2005: 2817 – 2822.
- [17] XIE L H. Output feedback H_∞ control of systems with parameter uncertainty. *International Journal of Control*, 1996, 63(4): 741 – 750.
- [18] XIE L H, FU M Y, DE SOUZA C E. H_∞ control and quadratic stabilization of systems with parameter uncertainty via output feedback. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1992, 37(8): 1253 – 1256.
- [19] WANG Y Q, SHI J, ZHOU D H, et al. Iterative learning fault-tolerant control for batch processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 2006, 45(26): 9050 – 9060.
- [20] SIMON D. *Evolutionary Optimization Algorithms: Biologically-Inspired and Population-Based Approaches to Computer Intelligence*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2013.
- [21] SHI J, GAO F R, WU T J. Integrated design and structure analysis of robust iterative learning control system based on a two-dimensional model. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 2005, 44(21): 8095 – 8105.

作者简介:

王立敏 博士, 教授, 目前研究方向为批次过程控制优化、故障诊断与容错控制, E-mail: wanglimin0817@163.com;

贾林竹 硕士研究生, 目前研究方向为批次过程控制优化, E-mail: linzhujia98@163.com;

张旺喜 硕士研究生, 目前研究方向为工业过程控制优化, E-mail: 623010699@163.com;

张日东 博士, 教授, 目前研究方向为工业过程建模和控制优化, Email: zhangridong@hdu.edu.cn;

高福荣 博士, 教授, 目前研究方向为间歇过程建模及控制、过程监测、故障诊断、光机电一体化等, E-mail: kefgao@ust.hk.