

工业生产过程中的切换动态矩阵控制

李宏光, 廖一波

(北京化工大学 信息科学与技术学院, 北京 100029)

摘要: 工业生产中某些过程对象的特性会随着操作区域的改变而发生较大的变化, 目前, 这类系统的有效控制问题仍然没有得到很好地解决. 本文提出采用线性切换系统状态方程对过程进行描述, 同时定义了离散切换律变量和切换模式变量. 基于模型预测控制思想, 推导出了一种有效的切换动态矩阵控制算法, 其显著的特点在于考虑了对象特性发生变化时对预测控制输出产生的影响, 从而有效地减小了控制扰动, 能够获得较好的控制效果和较强的鲁棒性. 为了验证控制算法, 在TE(Tennessee Eastman process)过程的汽液分离器液位控制系统上进行了仿真实验, 得到了比串级PID控制更满意的结果.

关键词: 工业生产过程; 特性变化; 切换动态矩阵控制; TE过程

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Switching-dynamic-matrix control in industrial production processes

LI Hong-guang, LIAO Yi-bo

(College of Information Science and Technology, Beijing University of Chemical Technology, Beijing 100029, China)

Abstract: In industrial production processes, the characteristics of the controlled object may change considerably when the assigned operation range is altered. How to deal with this problem effectively remains a challenge to the process control community. We develop a set of linear switched-system-state-equations to describe the production process, and define the variable of the discrete-switching-law and the variable of the switched-mode, respectively. On the basis of the model-predictive-control philosophy, we derive an efficient switching-dynamic-matrix control algorithm, in which the impacts of the deviated characteristics on the predicted control output are taken into consideration to improve the control performance and raise the robustness. To demonstrate the advantages of the proposed algorithm, we perform simulations on the level-control system of the liquid-vapor separator in a TE process. Experimental results show more satisfactory performances over the cascade PID control.

Key words: industrial production process; change of characteristics; switching-dynamic-matrix- control; TE process

1 引言(Introduction)

目前, 在流程工业中运用最为广泛的控制方法当属PID控制, 这种控制方法在处理线性稳定的对象时, 基本上能满足稳定控制的要求. 然而, 在工业生产过程中, 有一些对象的动态特性是会发生改变的. 如供热系统中被加热物质的温度与蒸气流量构成的温度-流量控制系统, 温度与流量的特性曲线在整个时间轴上是非线性的, 当温度变化时, 温度-流量控制系统的特性就会变化. 只不过当温度在其设定点附近小范围的变化时, 控制系统可以把它当作在这一设定值下的线性对象来处理, 此时温度的微小变化对对象特性的影响不大. 但是, 如果若温度发生很大的变化(主要是由改变温度设定值引起)时, 影响就不能忽略. 实际上, 过程特性发生改变后, 温度-流

量控制可以近似为工作在另一设定值下的线性系统. 也就是说, 当温度发生大幅度变化时, 温度-流量控制系统的对象特性由原来的线性特性变成另一种线性特性, 或者认为温度控制点的迁移变化对于控制对象特性造成的影响是处于不同设定点的线性系统切换.

对于这类问题的处理, 往往可以将这类系统的设定值的变化范围划分为若干个区域, 设定值在同一区域内发生变化时, 虽然会使对象特性发生变化, 但是这些变化是微小可以忽略的. 而当设定值从一个区域变到另一区域时, 对象特性变化就非常显著. 因此, 可以认为当非线性控制对象在不同区域发生设定值迁移时, 就会产生线性控制系统的切换.

采用常规PID控制器控制这类过程对象时, 当系

统未发生切换之前,可以获得较好的控制效果,而一旦系统发生了切换,控制作用则可能变得很差甚至是失控.在实际过程操作中,一般是通过手动调节进行一系列的处理,以使得PID控制器尽量满足系统切换后的控制要求.这种手动处理方法是完全基于操作经验的,费时费力,并且也很难达到期望的效果.

近年来,对于切换系统控制问题的研究引起了学术界的关注,如向峥嵘、王春芳^[1]研究了一类离散线性切换系统在切换次数固定及切换时刻也固定的情况下的二次最优问题,通过采用离散动态规划的方法,将多级决策过程分解成一系列易于求解的单级决策过程,最终求出最优控制序列和最优切换序列. Nael H. El-Farrai^[2]介绍了对带有输入约束的切换非线性系统的混杂非线性控制方法,通过多Lyapunov函数,“低级”的有界非线性反馈控制器与“高阶”的切换法则一起编排子模式和相应控制器之间的转换,设计切换法则集跟踪状态的演化,并且编排在子模式的稳定域之间切换的次序,从而在某种程度上保证整个切换闭环系统渐近稳定.

本文基于模型预测控制思想,提出了一类切换动态矩阵控制算法,在原有的动态矩阵算法上,综合考虑系统发生切换时对预测输出的影响,使得系统输出在切换时刻扰动比较小.通过与串级PID控制相比较,可以看出当控制对象具有切换特性时能够获得更好的控制效果.

2 问题的描述(Problem description)

对于如上所述的温度-流量控制系统,控制对象的特性会随温度设定值所处区域的改变而发生较大的变化,通常说,这类生产过程对象都是稳定的,因此可作出如下假设: 1) 此类控制对象可看成一类切换策略已知的切换线性系统; 2) 切换系统在整个时间域上始终是稳定的; 3) 切换系统的各个子系统在各自的驻留时间上也是渐近稳定的.

这样假设的好处是简化了控制器的设计工作,因为如果整个系统是稳定的,控制器的设计则无需对其稳定性进行分析,由于各个子系统也是渐近稳定的,也可以不用考虑对象切换对整个系统稳定性的影响.但是由于这样的假设,会使得应用对象的适用范围变小.

经过假设处理后的控制对象可以采用一类线性切换系统进行描述:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_{\rho(k)}x(k) + B_{\rho(k)}u(k), \\ y(k) = C_{\rho(k)}x(k), \end{cases} \quad k=1, 2, \dots \quad (1)$$

其中 $\rho(k) \in [1, 2, \dots, P]$ 为系统的离散切换律,表示设定值在不同区域下系统的状态模式. $x(k) \in \mathbb{R}^n$,

$y(k) \in \mathbb{R}$ 和 $u(k) \in \mathbb{R}$ 分别表示系统在 k 时刻的状态、输出和输入, $A_{\rho(k)}$, $B_{\rho(k)}$ 和 $C_{\rho(k)}$ 是 $n \times n$, $n \times 1$ 和 $n \times n$ 实常矩阵,各子系统均为渐近稳定且整个系统稳定. 本文假设每个子系统的切换步长为 T^i , $i=1, 2, \dots, P$, 假设系统初始时刻处于子系统1, 且切换策略为从子系统1切换到子系统2, 再切换到子系统3依次到子系统 P , 则整个时间域可分割成 P 个区间 $[1, T^1], [T^1+1, T^2], \dots, [T^{P-1}+1, T^P]$, 令 $T^0 = 1$, $T^P = \infty$, 则时间区域可统一表示为 $[T^{i-1}+1, T^i]$. 而实际中切换系统切换策略可能从子系统1切换到子系统3再切换到子系统2等, 所以这里本文在设定一个变量 S , 它表示子系统 i 的上一切换模式, 所以时间域可统一写成 $[T^s+1, T^i]$ ($s=1, 2, \dots, P$), 定义子系统 i 的驻留时间长度为 $\bar{T}^i = T^i - T^s$, 则子系统 i 的驻留时间为 $[1, \bar{T}^i]$, 为方便起见引入如下定义: $x^i(k) = x(k+T^s)$, $u^i(k) = u(k+T^s)$, $y^i(k) = y(k+T^s)$.

为此, 可以将式(1)所描述切换系统的状态方程改写为:

$$\begin{cases} x^i(k+1) = A_i x^i(k) + B_i u^i(k), \\ y^i(k+1) = C_i x^i(k). \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可知, 式(1)所描述的切换线性系统可以看作由各个子系统在其驻留时间上单独作用的集合. 控制目标为寻找出一组控制输入 $U(k)$ 使得切换系统稳定在期望值, 满足给定的性能指标, 且整个系统在各个子系统间来回切换时, 系统输出的扰动较小.

3 切换动态矩阵控制器设计(Switching dynamic matrix controller design)

假设切换系统在初始时刻处于子系统 i , 在时间域 $[k, k+p]$ 内, 切换系统可能发生切换从而对预测输出产生影响. 为此本文分为如下两种情况讨论:

3.1 切换系统在 $[k, k+p]$ 内不发生切换(No switch in $[k, k+p]$)

若切换系统在 $[k, k+p]$ 内不发生切换, 即有 $k+p \leq \bar{T}^i$, $k=1, 2, \dots, \bar{T}^i - p$, 根据动态矩阵算法, 则可以求出切换系统在 $[1, \bar{T}^i - p]$ 内的控制增量 $\Delta u^i(k)$.

假设子系统 i 的阶跃响应系数为 $s_1^i, s_2^i, \dots, s_{N_i}^i$, 控制步长为 m , $m \leq p \leq N_i$. 系统在 $[1, \bar{T}^i - p]$ 内处于子系统 i , 根据线性叠加原理, 系统的模型预测输出为:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+1) &= s_1^i \Delta u^i(k) + s_2^i \Delta u^i(k-1) + \dots + \\ & s_{N_i-1}^i \Delta u^i(k-N_i+2) + s_{N_i}^i u^i(k-N_i+1), \\ \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+2) &= \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& s_1^i \Delta u^i(k+1) + s_2^i \Delta u^i(k) + \\
& s_3^i \Delta u^i(k-1) + \cdots + s_{N_i-1}^i u^i(k-N_i+3) + \\
& s_{N_i}^i u^i(k-N_i+2), \\
& \vdots \\
& \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+p) = \\
& \sum_{j=p-m+1}^p s_j^i \Delta u^i(k-j+p) + \\
& \sum_{j=p+1}^{N_i-1} s_j^i \Delta u^i(k-j+p) + s_{N_i}^i u^i(k-N_i+p).
\end{aligned} \quad (3)$$

加入反馈环节, 写成向量形式, 则切换系统的预测输出为:

$$\begin{aligned}
\hat{Y}^i(k+1) = & S_f^i \Delta U^i(k) + S_p^i \Delta U^i(k-1) + \\
& s_{N_i}^i U_{\text{old}} + H(y(k) - \hat{Y}^i(k)), \quad (4)
\end{aligned}$$

其中:

$$\hat{Y}^i(k+1) = \begin{pmatrix} \hat{y}^i(k+1) \\ \hat{y}^i(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}^i(k+p) \end{pmatrix}, \quad H = \begin{pmatrix} h_0 \\ h_0 \\ \vdots \\ h_0 \end{pmatrix},$$

$$\Delta U^i(k-1) = \begin{pmatrix} \Delta u^i(k-1) \\ \Delta u^i(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k-N_i+2) \end{pmatrix},$$

$$\Delta U^i(k) = \begin{pmatrix} \Delta u^i(k) \\ \Delta u^i(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k+m-1) \end{pmatrix},$$

$$U_{\text{old}} = \begin{pmatrix} u^i(k-N_i+1) \\ u^i(k-N_i+2) \\ \vdots \\ u^i(k-N_i+p) \end{pmatrix},$$

$$U^i(k) = \begin{pmatrix} u^i(k) \\ u^i(k+1) \\ \vdots \\ u^i(k+m-1) \end{pmatrix},$$

$$S_p^i = \begin{pmatrix} s_2^i & s_3^i & \cdots & s_{N_i-3}^i & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i \\ s_3^i & s_2^i & \cdots & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{p+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix},$$

$$S_f^i = \begin{pmatrix} s_1^i & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^i & s_1^i & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_m^i & s_{m-1}^i & \cdots & s_1^i \\ s_{m+1}^i & s_m^i & \cdots & s_2^i \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_p^i & s_{p-1}^i & \cdots & s_{p-m+1}^i \end{pmatrix}.$$

这里 $\hat{Y}^i(k+1)$, $\Delta U^i(k)$, $y(k)$ 分别表示预测输出向量、控制增量向量、 k 时刻系统输出, $\Delta U^i(k-1)$ 为过去时间的控制量向量, H 为误差校正向量. 取性能指标为:

$$\begin{aligned}
\Pi = & (Y_r(k+1) - \hat{Y}^i(k+1))^T Q (Y_r(k+1) - \\
& \hat{Y}^i(k+1)) + \Delta U^i(k)^T R \Delta U^i(k), \quad (5)
\end{aligned}$$

其中 Q, R 为对称半正定矩阵, $Y_r(k+1)$ 为输出期望值向量. 在不考虑输入、输出约束条件下, 且存在一组控制增量向量 $\Delta U^i(k)$ 满足上述性能指标, 可以采取求导取极值法计算出控制增量 $\Delta U^i(k)$:

$$\begin{aligned}
\Delta U^i(k) = & (S_f^{iT} Q S_f^i + R)^{-1} S_f^{iT} Q [Y_r(k+1) - \\
& S_p^i \Delta U^i(k-1) - s_{N_i}^i U_{\text{old}} - H(y(k) - \hat{Y}^i(k))]. \quad (6)
\end{aligned}$$

若存在不等式约束, 即

$$\begin{aligned}
u_-^i(k+j) & \leq u^i(k+j) \leq u_+^i(k+j), \\
\Delta u_-^i(k+j) & \leq \Delta u^i(k+j) \leq \Delta u_+^i(k+j),
\end{aligned}$$

其中: $u_-^i(k+j)$, $u_+^i(k+j)$ 为 $u^i(k+j)$ 的下限和上限, $\Delta u_-^i(k+j)$, $\Delta u_+^i(k+j)$ 为 $\Delta u^i(k+j)$ 的下限和上限, 类似的预测输出约束为

$$y_-^i(k+j) \leq \hat{y}^i(k+j) \leq y_+^i(k+j).$$

对于上述具有不等式约束的情况, 控制增量 $\Delta U^i(k)$ 求解可以借助线性或二次线性规划得出.

令 $U^i(0) = 0$, 有 $U^i(k) = U^i(k-1) + \Delta U^i(k)$. 取

$$u^i(k) = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] U^i(k),$$

即得到切换系统处于子系统 i 时在 $[1, \bar{T}^i - p]$ 内的控制律.

3.2 切换系统在 $[k, k+p]$ 内发生切换 (switch in $[k, k+p]$)

若在 $[k, k+p]$ 内, 切换系统从子系统 i 切换到 j , 则

$$k+p > \bar{T}^i, \quad k = \bar{T}^i - p + 1, \cdots, \bar{T}^i.$$

这时, 本文可以将时间域 $[k, k+p]$ 分为 $[k, \bar{T}^i]$ 和 $[\bar{T}^i + 1, k+p]$ 两部分. 显然, 在这两部分时间段中切换系统处于不同的子系统中, 令

$$\eta_1 = \bar{T}^i - k, \eta_2 = p - \eta_1.$$

这里 η_1, η_2 分别表示在 $[k, k+p]$ 内, 切换系统处于子系统 i 和 j 的时间长度. 由于控制步长 $m < p$, 控制增

量作用有可能只存在于 $[k, \bar{T}^i]$ 内, 也有可能同时存在于 $[k, \bar{T}^i]$ 和 $[\bar{T}^i + 1, k+p]$ 内. 对这种情况, 本文仍然分两种情况讨论:

若控制步长 $m \leq \eta_1$, 显然控制增量作用只在 $[k, \bar{T}^i]$ 内; 当 $[k, \bar{T}^i]$ 时, 则切换系统处于子系统 i , 预测输出为:

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+1) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+\eta_1) \end{pmatrix} = S_{\text{f}}^i \begin{pmatrix} \Delta u^i(k) \\ \Delta u^i(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k+m-1) \end{pmatrix} + S_p^i \begin{pmatrix} \Delta u^i(k-1) \\ \Delta u^i(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k-N_i+2) \end{pmatrix} + s_{N_i}^i \begin{pmatrix} u^i(k-N_i+1) \\ u^i(k-N_i+2) \\ \vdots \\ u^i(k-N_i+\eta_1) \end{pmatrix}, \quad (7)$$

这里:

$$S_{\text{f}}^i = \begin{pmatrix} s_1^i & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^i & s_1^i & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_m^i & s_{m-1}^i & \cdots & s_1^i \\ s_{m+1}^i & s_m^i & \cdots & s_2^i \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_{\eta_1-m+1}^i \end{pmatrix}; \quad S_p^i = \begin{pmatrix} s_2^i & s_3^i & \cdots & s_{N_i-3}^i & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i \\ s_3^i & s_2^i & \cdots & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix}.$$

当 $[\bar{T}^i + 1, k+p]$ 时, 切换系统处于子系统 j , 预测输出为:

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_{\text{mod}}^j(1) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(2) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(\eta_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1^j & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^j & s_1^j & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_m^j & s_{m-1}^j & \cdots & s_1^j \\ s_{m+1}^j & s_m^j & \cdots & s_2^j \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{\eta_2}^j & s_{\eta_2-1}^j & \cdots & s_{\eta_2-m+1}^j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u^j(0) \\ \Delta u^j(1) \\ \vdots \\ \Delta u^j(m-1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) \end{pmatrix}, \quad (8)$$

由于 $m \leq \eta_1$ 时, 有

$$\begin{cases} \Delta u^j(0) = \Delta u^j(1) = \cdots = \\ \Delta u^j(m-1) = 0, \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) = \hat{y}_{\text{mod}}^j(1) = \cdots = \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(\eta_2) = J_i \hat{y}_{\text{mod}}^i(\bar{T}^i) = \\ J_i [s_{N_i}^i u^i(k-N_i+\eta_1) + \\ \sum_{j=\eta_1-m+1}^{\eta_1} s_j^i \Delta u^i(k-j+\eta_1) + \\ \sum_{j=\eta_1}^{N_i-1} s_j^i \Delta u^i(k-j+\eta_1)]. \end{cases} \quad (9)$$

其中 J_i 表示系统由子系统 i 切换到 j 时的输出转移

系数. 将(7)(9)(10)合并, 并加入反馈校正环节, 得:

$$\hat{Y}^i(k+1) = S_{\text{f}}^{ij} \Delta U^i(k) + S_p^{ij} \Delta U^i(k-1) + s_{N_i}^i U_{\text{old}} + H(y(k) - \hat{Y}^i(k)), \quad (10)$$

其中:

$$S_p^{ij} = \begin{pmatrix} s_2^i & s_3^i & \cdots & s_{N_i-3}^i & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i \\ s_3^i & s_2^i & \cdots & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{p+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \\ s_{p+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{p+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix};$$

$$S_f^{ij} = \begin{pmatrix} s_1^i & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^i & s_1^i & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_m^i & s_{m-1}^i & \cdots & s_1^i \\ s_{m+1}^i & s_m^i & \cdots & s_2^i \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_{\eta_1-m+1}^i \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_{\eta_1-m+1}^i \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_{\eta_1-m+1}^i \end{pmatrix}.$$

在不考虑不等式约束条件下, 可以计算出控制增量 $\Delta U^i(k)$.

$$\Delta U^i(k) = (S_f^{ijT} Q S_f^{ij} + R)^{-1} S_f^{ijT} Q [Y_r(k + 1) - S_p^{ij} \Delta U^i(k-1) - s_{N_i}^i U_{old} - H(y(k) - \hat{Y}^i(k))]. \quad (11)$$

对于上述具有不等式约束的情况, 控制增量 $\Delta U^i(k)$ 的求解同上, 可以借助线性或二次线性规划技术得到数值解.

令 $U^i(0) = 0$, 有

$$U^i(k) = U^i(k-1) + \Delta U^i(k).$$

取 $u^i(k) = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] U^i(k)$, 则得到了切换系统处于子系统 i 且控制步长 $m \leq \eta_1$ 时, 在 $[\bar{T}^i - p + 1, \bar{T}^i]$ 时的控制律.

若控制步长 $m > \eta_1$, 那么控制增量作用在 $[k, \bar{T}^i]$ 和 $[\bar{T}^i + 1, k + p]$ 内都存在. 令 $\eta_3 = m - \eta_1$, η_3 表示控制增量作用在 $[\bar{T}^i + 1, k + p]$ 内的步长数. 同理, 按上述 $m \leq \eta_1$ 时的推导, 本文最终可得:

$$\Delta U^i(k) = (S_f^{ijT} Q S_f^{ij} + R)^{-1} S_f^{ijT} Q [Y_r(k+1) - S_p^{ij} \Delta U^i(k-1) - s_{N_i}^i U_{old} - H(y(k) - \hat{Y}^i(k))], \quad (12)$$

这里:

$$S_p^{ij} = \begin{pmatrix} s_2^i & s_3^i & \cdots & s_{N_i-3}^i & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i \\ s_3^i & s_2^i & \cdots & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix};$$

$$S_f^{ij} = \begin{pmatrix} s_1^i & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^i & s_1^i & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_1^i & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_1^j & 0 & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_2^j & s_1^j & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_3}^j & s_{\eta_3-1}^j & \cdots & s_1^j \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_3+1}^j & s_{\eta_3}^j & \cdots & s_2^j \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_2}^j & s_{\eta_2-1}^j & \cdots & s_{p-m+1}^j \end{pmatrix},$$

$$S_f^{ij} = \begin{pmatrix} s_1^i & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^i & s_1^i & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_1^i & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_1^j & 0 & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_2^j & s_1^j & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_3}^j & s_{\eta_3-1}^j & \cdots & s_1^j \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_3+1}^j & s_{\eta_3}^j & \cdots & s_2^j \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_2}^j & s_{\eta_2-1}^j & \cdots & s_{p-m+1}^j \end{pmatrix},$$

令 $U^i(0) = 0$, 有 $U^i(k) = U^i(k-1) + \Delta U^i(k)$. 取 $u^i(k) = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] U^i(k)$, 则得到了切换系统处于子系统 i 且控制步长 $m > \eta_1$ 时, 在 $[\bar{T}^i - p + 1, \bar{T}^i]$ 时的控制律.

将上述各种情况的时间域和控制律整合起来, 就得到切换系统处于子系统 i 时在其整个驻留时间域 $[1, \bar{T}^i]$ 上的切换动态矩阵控制律. 由前面得出的结论: 切换线性系统可以看为由各个子系统在其驻留时间上单独作用的集合. 因此, 将各个子系统在其驻留时间上控制律合并起来就得出了切换线性系统在整个时间域上的切换动态矩阵控制律.

4 实例研究(Case studies)

以TE过程模型中气液分离器下路流量与气液分离器液位构成的液位控制系统为控制对象. 取气液分离器液位为被控对象, 气液分离器下路流量为操作变量, 要求设计出一种液位流量控制器, 使得液位能够稳定在给定期望值.

通过观察发现, 当分离器液位处于较低水平 10%~20%、正常工作水平 20%~80%、高水平 80%~90% 时, 分离器液位与分离器下路流量间的特性在各个区间内各不相同. 经过辨识, 得出分离器液位与分离器底流量之间满足如下关系:

当液位处于 10%~20% 时,

$$\frac{L(s)}{Q(s)} = \frac{0.78675}{28.073s + 1}. \quad (13)$$

当液位处于 20%~80% 时,

$$\frac{L(s)}{Q(s)} = \frac{2.1841}{225.3s + 1} e^{-2.4313s}. \quad (14)$$

当液位处于 80%~90% 时,

$$\frac{L(s)}{Q(s)} = \frac{3.5738}{26.749s + 1}. \quad (15)$$

对上述对象,若本文采用传统的串级PID控制,取液位设定值为50%并加入噪声干扰,在 $t = 5\text{ s}$ 和 $t = 10\text{ s}$ 时,加入阶跃作用,其液位控制曲线如图1所示。

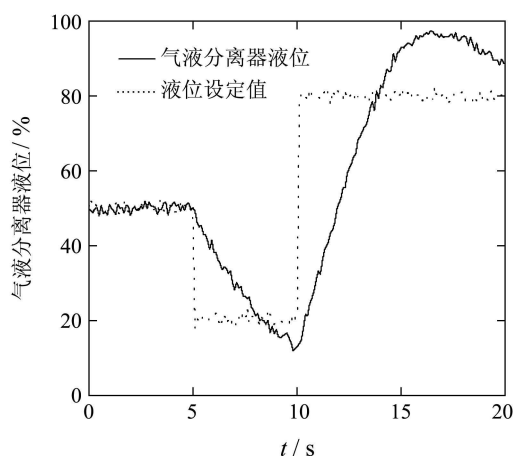


图1 串级PID液位控制曲线

Fig. 1 Level profiles of cascade PID control

由上图可见,串级PID控制在系统没发生切换之前效果比较好,当系统出现切换后,输出曲线难以立刻稳定到设定值,且输出与给定值的偏差较大。若将上述串级PID控制器换成切换动态矩阵控制器(SDMC),取采样周期 $T_s = 0.1\text{ s}$,在 $t = 5\text{ s}$ 和 $t = 10\text{ s}$ 时,对液位设定值加入阶跃作用,取预测步长为 $p = 10$,控制步长为 $m = 5$,则气液分离塔液位的控制曲线和控制器输出曲线分别如图2、图3所示。

通过图2和图3对比,可见采用SDMC控制器后在系统出现切换前后都能比较好的跟踪上给定值,且具有响应速度快,抗干扰性强的特点。

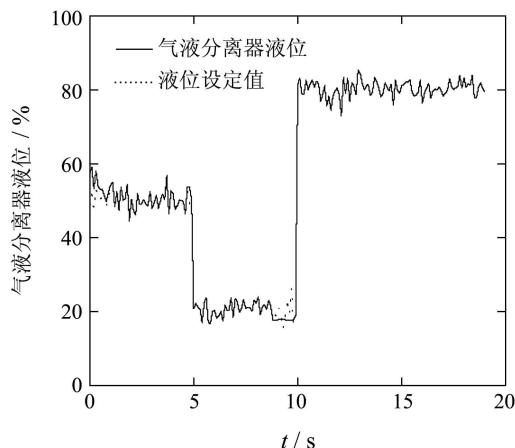


图2 SDMC液位控制曲线

Fig. 2 Level profiles of SDMC loop

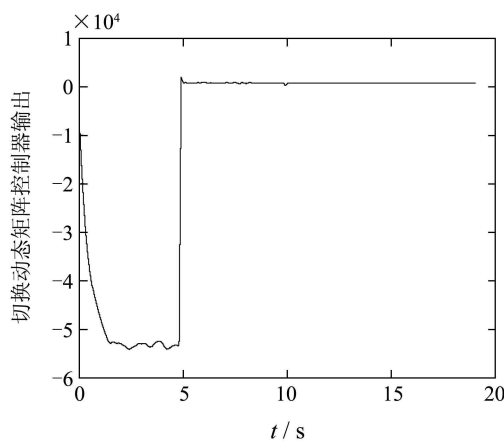


图3 SDMC控制器的输出曲线

Fig. 3 Controller output profiles of SDMC

5 结束语(Conclusions)

本文将工业过程中一类特殊非线性对象看成一类切换线性系统,基于预测控制思想,在原有的动态矩阵算法基础上,提出了一种切换动态矩阵算法,所设计出的切换动态矩阵控制器SDMC能让系统特性发生变化时也能很快跟踪上给定值,获得更好的控制效果,具有较好的鲁棒性和抗干扰性。将此算法用于TE过程的气液分离器液位的控制,通过传统的串级PID控制的效果相比较,显示出此算法的优越性。

由于在控制律设计时对控制对象进行了稳定性条件假设,这在一定程度上限制了控制算法的应用范围。同时,该算法还只适用于单变量控制系统,多输入多输出的控制算法目前正在研究之中。

参考文献(References):

- [1] 向峥嵘,王春芳.一类离散线性切换系统的最优控制[J].动力学与控制学报,2008,(6):19-11.
(XIANG Zhengrong, WANG Chunfang. Optimal control for a class of discrete linear switched systems[J]. *Journal of Dynamics and Control*, 2008, 6(1): 9-11.)
- [2] EL-FARRA N H, MHASKAR P, CHRISTOFIDES P D. Output feedback control of switched nonlinear systems using multiple Lyapunov functions[J]. *Systems & Control Letters*, 2005, 54(12): 1163-1182.
- [3] WANG Y Q, ZHOU D H, GAO F R. Iterative learning model predictive control for multiphase batch processes[J]. *Journal of Process Control*, 2008, 18(6): 543-557.
- [4] 刘志林,裴润,康尔良,等.具有确定切换序列约束的时滞切换系统预测控制[J].吉林大学学报(工学版)2008,38(2):454-459.
(LIU Zhilin, PEI Run, KANG Erliang, et al. Model predictive control of time delay switched system with certain switching order constraints[J]. *Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition)*, 2008, 38(2): 454-459.)
- [5] 李斌.基于TE, DeltaV的过程工业多工况自动切换系统的研究[D].南京:南京工业大学,2006.
(LI Bin. Studies on TE and DeltaV based multiple process automatic

switching system[D]. Nanjing: Nanjing University of Technology, 2006.)

附录 A(Appendix A)

切换系统在 $[k, k+p]$ 内发生切换且控制步长 $m > \eta_1$ 的情况: 控制增量作用存在于 $[k, \bar{T}^i]$ 和 $[\bar{T}^i + 1, k+p]$ 内, 令 $\eta_3 = m - \eta_1$, η_3 表示控制增量作用在 $[\bar{T}^i + 1, k+p]$ 内的步长数. 在 $[k, \bar{T}^i]$ 内, 系统处于子系统 i , 有

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+1) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+\eta_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1^i & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^i & s_1^i & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_1^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u^i(k) \\ \Delta u^i(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k+m-1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} s_2^i & s_3^i & \cdots & s_{N_i-3}^i & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i \\ s_3^i & s_2^i & \cdots & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u^i(k-1) \\ \Delta u^i(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k-N_i+2) \end{pmatrix} + s_{N_i}^i \begin{pmatrix} u^i(k-N_i+1) \\ u^i(k-N_i+2) \\ \vdots \\ u^i(k-N_i+\eta_1) \end{pmatrix}; \quad (\text{A1})$$

在 $[\bar{T}^i + 1, k+p]$ 内, 系统处于子系统 j , 有

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_{\text{mod}}^j(1) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(2) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(\eta_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1^j & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^j & s_1^j & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_3}^j & s_{\eta_3-1}^j & \cdots & s_1^j \\ s_{\eta_3+1}^j & s_{\eta_3}^j & \cdots & s_2^j \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{\eta_2}^j & s_{\eta_2-1}^j & \cdots & s_{\eta_2-\eta_3+1}^j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u^j(0) \\ \Delta u^j(1) \\ \vdots \\ \Delta u^j(\eta_3-1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) \end{pmatrix}, \quad (\text{A2})$$

此时,

$$\begin{aligned} \hat{y}_{\text{mod}}^j(0) &= J_i \hat{y}_{\text{mod}}^i(\bar{T}^i) = \\ J_i [&\sum_{j=\eta_1-m+1}^{\eta_1} s_j^i \Delta u^i(k-j+\eta_1) + \\ &\sum_{j=\eta_1}^{N_i-1} s_j^i \Delta u^i(k-j+\eta_1) + s_{N_i}^i u^i(k-N_i+\eta_1)], \quad (\text{A3}) \end{aligned}$$

将(A1)和(A2)两式合并, 将(A3)代入可得:

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+1) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+2) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^i(k+\eta_1) \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(1) \\ \vdots \\ \hat{y}_{\text{mod}}^j(\eta_2) \end{pmatrix} = S_{\text{f}}^{ij} \begin{pmatrix} \Delta u^i(k) \\ \Delta u^i(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k+\eta_1-1) \\ \Delta u^j(0) \\ \vdots \\ \Delta u^j(\eta_3-1) \end{pmatrix} + S_{\text{p}}^{ij} \begin{pmatrix} \Delta u^i(k-1) \\ \Delta u^i(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u^i(k-N_i+2) \end{pmatrix} + s_{N_i}^i \begin{pmatrix} u^i(k-N_i+1) \\ u^i(k-N_i+2) \\ \vdots \\ u^i(k-N_i+\eta_1) \\ J_i u^i(k-N_i+\eta_1) \\ \vdots \\ J_i u^i(k-N_i+\eta_1) \end{pmatrix}, \quad (\text{A4})$$

其中:

$$S_{\text{p}}^{ij} = \begin{pmatrix} s_2^i & s_3^i & \cdots & s_{N_i-3}^i & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i \\ s_3^i & s_2^i & \cdots & s_{N_i-2}^i & s_{N_i-1}^i & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1+1}^i & \cdots & s_{N_i-1}^i & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix};$$

$$S_{\text{f}}^{ij} = \begin{pmatrix} s_1^i & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ s_2^i & s_1^i & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ s_{\eta_1}^i & s_{\eta_1-1}^i & \cdots & s_1^i & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_1^j & 0 & \cdots & 0 \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_2^j & s_1^j & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_3}^j & s_{\eta_3-1}^j & \cdots & s_1^j \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_3+1}^j & s_{\eta_3}^j & \cdots & s_2^j \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_i s_{\eta_1}^i & J_i s_{\eta_1-1}^i & \cdots & J_i s_1^i & s_{\eta_2}^j & s_{\eta_2-1}^j & \cdots & s_{p-m+1}^j \end{pmatrix}.$$

作者简介:

李宏光 (1963—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为混杂系统理论及应用、工业过程计算机集成化智能控制系统, E-mail: lihg@mail.buct.edu.cn;

廖一波 (1986—), 男, 硕士研究生, 目前研究方向为混杂系统理论及应用, E-mail: liaoyibo1986@163.com.cn.