

基于切换的多模型二阶段自适应控制器设计

王振雷^{1†}, 毛福兴¹, 王 昕²

(1. 华东理工大学 化工过程先进控制和优化技术教育部重点实验室, 上海 200237;

2. 上海交通大学 电工与电子技术中心, 上海 200240)

摘 要: 针对一类具有参数跳变特性的离散时间系统, 设计一类基于切换策略的新型多模型二阶段自适应控制器. 该控制器首先将系统不确定参数的变化空间划分为多个子空间, 在每个空间内建立多个自适应模型. 为了克服多模型退化, 保持模型的多样性以应对参数跳变, 采用带约束的二阶段自适应方法对未知参数进行实时估计, 并据此设计相应的子控制器; 然后基于切换策略, 选取该时刻的最优子控制器作为系统的控制器, 从而减小系统暂态误差, 提高系统动态性能; 最后进行数值仿真研究, 仿真结果表明该控制器结合了切换机制和二阶段自适应的优点, 在相同模型数量的情况下, 能够快速逼近参数跳变以后系统新的工作点, 显著地缩短系统的过渡过程, 提高暂态性能.

关键词: 多模型; 二阶段自适应; 切换; 暂态性能; 自适应控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Design of switching based multiple models adaptive controller with second level adaptation

WANG Zhen-lei^{1†}, MAO Fu-xing¹, WANG Xin²

(1. Key Laboratory of Advanced Control and Optimization for Chemical Processes of the Ministry of Education, East China University of Science and Technology, Shanghai 200237, China; 2. Center of Electrical and Electronic Technology, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In this paper, a new switching based multiple models adaptive controller is proposed for a class of discrete time systems with large uncertainty and abrupt change of system parameters. Firstly, the parameters space of systems is divided into several convex subspaces, and multiple adaptive models are established in each space. In order to overcome multiple models degradation and maintain diversity of the model to cope with the parameters abrupt change, constrained second level adaptation is used to real-time estimate the unknown parameters, and sub-controller is designed. Then, based on the switching strategy, the optimal sub-controller is selected as the controller of the system, so as to reduce the system transient error and improve the dynamic performance of the system. Finally, the numerical simulation is carried out. The results show that, the controller combines the advantages of the switching mechanism and second level adaptation, which can rapidly approach the new operating point of the system after the parameter jump, significantly shorten the transition process of the system, and improve transient performance.

Keywords: multiple models; second level adaptation; switching; transient performance; adaptive control

0 引 言

在工业过程中, 被控对象由于故障或环境变化等因素可能引起系统结构或工作点发生改变, 从而导致经典的基于单一模型的自适应控制产生较大的暂态误差和不理想的动态性能^[1]. 因此, 研究一类能够准确有效地克服系统工作点变化带来的不利影响, 改善

系统暂态过程的控制器, 具有非常重要的现实意义.

多模型自适应控制(MMAC)在改善系统暂态过程、提高动态性能方面, 无论是线性系统^[2-4]还是非线性系统^[5]均已取得丰硕的成果. 但其主要是基于切换的, 模型提供的系统信息并未充分利用, 存在模型数量需求巨大、参数辨识和控制器设计耦合, 以及

收稿日期: 2016-09-27; 修回日期: 2017-02-20.

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(21376077); 国家自然科学基金优秀青年基金项目(61422303); 上海市“科技创新行动计划”研发平台建设项目(13DZ2295300); 上海市自然科学基金项目(14ZR1421800); 流程工业综合自动化国家重点实验室开放课题基金项目(PALN201404).

作者简介: 王振雷(1975-), 男, 教授, 博士生导师, 从事智能控制、复杂系统的建模及特征分析、故障诊断、智能优化算法等研究; 毛福兴(1990-), 男, 硕士生, 从事多模型自适应控制的研究.

†通讯作者. E-mail: wangzhen_l@ecust.edu.cn

由于切换导致控制作用不连续甚至是系统震荡^[6]等缺点。为此, Narendra等^[7-8]提出了多模型二阶段自适应方法(MMSLA)。MMSLA自提出以来就引起了国内外学者的广泛兴趣,在理论和实际中都有大量的研究。初期的研究^[9]主要针对线性、定常、基于状态方程描述的连续系统。文献[10]提出了另一类二阶段自适应方法,即全部采用固定模型,并分析了系统的全局稳定性。此外,该方法在非线性系统^[11]和多输入输出系统^[12]中均有研究。这些方法仍然是针对基于状态方程描述的连续时间系统,参数自适应依赖状态反馈来实现,因此往往需要假设系统的状态是完全可测的。但是,对于一般的工业生产系统,状态未必都是可测的,因此限制了其应用范围。为了突破这一限制, Han等^[9]将自适应观测器与二阶段自适应相结合,直接根据系统的输入输出数据进行自适应控制。同时,基于该方法的MMSLA在高速列车^[13]和化工过程^[14]等多个领域上均有应用,但仍然是基于状态方程描述的连续时间系统。在大量计算机和数字式控制器广泛应用的今天,离散时间系统具有明显的优势。因此,文献[15]将MMSLA拓展到一类离散时间定常系统,并提出了全部采用自适应模型和全部采用固定模型的两类自适应方法。但是,全部采用自适应模型时,由于自适应模型的收敛性,系统运行一段时间以后自适应模型收敛于参数空间中同一位置,从而导致多模型退化的问题;若全部采用固定模型,则模型自适应能力下降,模型的误差大,且难以分析系统的稳定性。同时,因为实际工业系统工作点的变化是未知的,因此对自适应模型进行重新赋值也难以实现。

为此,本文针对一类参数具有跳变性质的线性离散时间系统,提出基于切换的多模型二阶段自适应控制器(SMMSLA)。该控制器首先根据先验信息确定包含系统参数所有可能变化的参数空间,并将该参数空间划分为多个参数子集;其次,在每个参数空间子集的边界上选定 $n+1$ 个模型初始值,根据上一时刻的切换信号对各模型采用带约束的最小二乘算法进行参数辨识,将辨识得到的 $n+1$ 个参数估计加权求和获取一个虚拟模型,根据该虚拟模型参数设计控制器,这样可以克服多模型退化、保持模型的多样性;再次,基于性能指标,在多个虚拟模型对应的控制器集中,选取最优控制器实现控制;最后,将本文所提出控制器进行数值仿真,结果表明该控制器结合了切换机制和二阶段自适应的优点,能有效克服参数跳变对系统的影响,在同样的参数变化和相同模型数量的情况

下,可以显著地缩短系统的暂态过程、减小动态误差、提高动态性能。

1 对象描述

考虑如下线性单入单出离散时间系统:

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k). \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \cdots + a_{n_a}z^{-n_a}, \\ B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \cdots + b_{n_b}z^{-n_b}; \end{cases} \quad (2)$$

z^{-1} 为后移算子; a_i 和 b_j 为未知系统参数; n_a 和 n_b 为系统的结构参数上限。这里假设系统满足:

假设1 系统参数上限 n_a, n_b 和延迟 $d=1$ 已知。

假设2 参数存在跳变,且跳变间隔时间足够大,在跳变间隔内参数不变。

假设3 参数空间 Ω_θ 已知,任意情况下有 $\theta_p \in \Omega_\theta$ 。

假设4 系统为最小相位系统。

在跳变时间间隔内可将系统(1)写成

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{j=1}^{n_b+1} b_{j-1} u(k-j), \quad (3)$$

写成向量形式,有

$$y(k) = \phi^T(k-1)\theta_p. \quad (4)$$

其中

$$\phi(k-1) = [-y(k-1), \cdots, -y(k-n_a), \\ u(k-1), \cdots, u(k-1-n_b)]^T$$

是由输入、输出的历史数据组成的回归向量; $\theta_p = [a_1, \cdots, a_{n_a}, b_0, \cdots, b_{n_b}]^T$ 是未知的参数向量。自适应控制的最终目标就是确定有界输入 $u(k)$,使得系统能够渐近跟踪指定的任意有界参考信号 $y(k)$,即 $\lim_{k \rightarrow \infty} |y(k) - y_r(k)| = 0$ 。

2 控制器设计

为了对系统未知参数进行快速精确的估计,同时克服传统多模型二阶段自适应控制中自适应模型收敛而导致的多模型退化等问题,采用了SMMSLA控制器设计方法。

2.1 参数空间的划分

假设系统的参数在一个较大范围的紧集 Ω_θ 中变化,即 $\theta_p \in \Omega_\theta, \Omega_\theta \subset \mathbf{R}^{n_\theta}$ 。将 Ω_θ 划分为 M 个紧集子集 $\Omega_1, \Omega_2, \cdots, \Omega_M$,且各子集 $\Omega_m (m=1, 2, \cdots, M)$ 满足^[16]:

$$1) \Omega_\theta = \bigcup_{m=1}^M \Omega_m, \Omega_m \neq \emptyset, \emptyset \text{为空集};$$

2) $\Omega_m \cap \Omega_q = \emptyset, m \neq q, m, q = 1, 2, \dots, M;$

3) $\forall \theta_p \in \Omega_m, \exists \theta_m^* \in \Omega_m$ 和 $0 \leq r_m \leq \infty (m = 1, 2, \dots, M)$ 满足 $\|\theta_p - \theta_m^*\| \leq r_m, \theta_m^*$ 为参数子集 Ω_m 的中心, r_m 为半径.

2.2 参数辨识

为了对参数进行更加精确的估计, 本文参数采用二阶段自适应方法进行估计, 在每个模型子集中, 建立 $N = n_{\theta_p} + 1$ 个自适应模型, 各模型描述如下:

$$\Sigma_{m,n} : \hat{y}_{m,n}(k) = \phi^T(k-1)\hat{\theta}_{m,n}(k-1). \quad (5)$$

其中: $\Sigma_{m,n}$ 表示第 m 个参数子集中的第 n 个模型, 且 $m = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N; \hat{\theta}_{m,n}(k)$ 为该模型的参数估计值; $\phi(k-1)$ 和 $\hat{y}_{m,n}(k)$ 分别是回归向量和相应的预测输出, 各自适应模型的辨识律采用如下具有约束的最小二乘辨识算法:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{m,n}(k) = & \\ & \hat{\theta}_{m,n}(k-1) - I_m(k-1)\mathbf{P}(k-1)\phi(k-1)e_{m,n}(k). \end{aligned} \quad (6)$$

$\mathbf{P}(k)$ 按下式递推获得:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k-1) = & \\ \mathbf{P}(k-2) - & \frac{\mathbf{P}(k-2)\phi(k-1)\phi^T(k-1)\mathbf{P}(k-2)}{1 + \phi^T(k-1)\mathbf{P}(k-2)\phi(k-1)}. \end{aligned} \quad (7)$$

其中: $\mathbf{P}(-1)$ 为对称正定矩阵, 其初始值为 \mathbf{P}_0 , 一般有 $\mathbf{P}_0 = a\mathbf{I}, a$ 为足够大常数, \mathbf{I} 为单位矩阵; $I_m(k-1)$ 为前一时刻各参数子集对应的切换信号, 当子集 Ω_m 得到的虚拟模型 $\hat{\theta}_m(k-1)$ 被选中时, 有 $I_m(k-1) = 1$, 否则 $I_m(k-1) = 0; e_{m,n}(k) = \hat{y}_{m,n}(k) - y(k)$ 为输出预测误差, $y(k)$ 为系统实际输出.

引理1 (凸包的性质) 集合 $\Omega_m \subset \mathbf{R}^n$, 令 $\text{cov}\Omega_m$ 为 Ω_m 的凸包, 则 $\text{cov}\Omega_m$ 中所有的点均可以用 Ω_m 中至多 $n+1$ 个点的线性凸组合表示.

由引理1可知, 如果系统未知参数 θ_p 在 $k=0$ 时刻位于 $\text{cov}\Omega_m(0)$ 中, 则存在一组系数 α_n 满足

$$\theta_p = \sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} \theta_{m,n}(0). \quad (8)$$

其中 $\sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} = 1$, 且 $\alpha_{m,n} \geq 0$.

由参数自适应律(6)和(7)可知, 如果在 $k = k_0$ 时, $\theta_p \in \text{cov}\Omega_m$, 亦即 $\theta_p = \sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} \theta_{m,n}(k_0)$, 则在 $k = k_0 + 1$ 时, 如果 $I(k_0) = 0$, 即当前时刻 Ω_m 未被选中, 由自适应律可知 $\theta_p = \sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} \theta_{m,n}(k_0 + 1)$; 当 $I(k_0) = 1$ 时, 由自适应律有

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{m,n}(k) = & \\ & \hat{\theta}_{m,n}(k-1) - \mathbf{P}(k-1)\phi(k-1)e_{m,n}(k). \end{aligned} \quad (9)$$

令 $\theta' = \sum_{n=1}^N \alpha_n \hat{\theta}_{m,n}(k_0 + 1)$, 由式(6)有

$$\begin{aligned} \theta' = & \sum_{n=1}^N \alpha_n [\hat{\theta}_{m,n}(k_0) - \\ & \mathbf{P}(k_0)\phi(k_0)\mathbf{P}(k_0)\phi^T(k_0)\tilde{\theta}_{m,n}(k_0)], \end{aligned}$$

由于 $\sum_{n=1}^N \alpha_n = 1$, 有

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \tilde{\theta}_{m,n}(k_0) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \hat{\theta}_{m,n}(k_0) - \theta_p = 0.$$

因此, 在任意 $k > 0$ 时刻, θ_p 位于 $\theta_{m,n}(k)$ 的凸包 $\text{cov}\Omega_m(k)$ 中, 即 θ_p 一定有

$$\theta_p = \sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} \theta_{m,n}(k). \quad (10)$$

为了确定系数 α_n , 本文采用如下算法进行递推:

$$\hat{\alpha}_m(k+1) = \hat{\alpha}_m(k) - \frac{\mu \mathbf{W}^T(k) \tilde{\mathbf{b}}(k)}{1 + \|\mathbf{W}(k)\|^2}. \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}(k) = & [\alpha_{m,1}, \dots, \alpha_{m,N}]^T, \\ \tilde{\mathbf{b}}(k) = & \mathbf{W}_m(k) \hat{\alpha}_m(k) - [0, 0, \dots, 1], \end{aligned}$$

$$\mathbf{W}_m^T(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(k-1)\phi^T(k-1)e_{m,1}(k) & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{P}(k-1)\phi^T(k-1)e_{m,N}(k) & 1 \end{bmatrix},$$

μ 为自适应增益.

考虑到 $\sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} = 1$, 为了保证在任意时刻均有 $\|\alpha_m(k)\|_1 = 1$, 考虑如下方程:

$$g(\alpha_m) = [1, 1, \dots, 1] \alpha_m - 1 = 0, \quad (12)$$

则带有投影约束的自适应律^[17]为

$$\hat{\alpha}_m(k+1) = \hat{\alpha}_m(k) - \Lambda \frac{\mu \mathbf{W}_m^T(k) \tilde{\mathbf{b}}(k)}{1 + \|\mathbf{W}_m(k)\|^2}. \quad (13)$$

其中: Λ 为投影矩阵, 且有

$$\Lambda = \mathbf{I} - \nabla g (\nabla g^T \nabla g)^{-1} \nabla g^T, \quad (14)$$

∇g 为 $g(\alpha_m)$ 的梯度. 根据上述二阶段自适应过程, 可以得到各个参数子集在各时刻的虚拟模型参数值为

$$\hat{\theta}_m(k) = \sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_{m,n}(k) \hat{\theta}_{m,n}(k), \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (15)$$

2.3 子控制器设计

根据上述二阶段自适应策略可以获得任意时刻各个参数子集中未知参数的估计值 $\hat{\theta}_m(k)$, 利用该参

数估计值,可以设计如下控制器:

$$u_m(k) = \frac{1}{\hat{b}_{m,0}(k)} [y_r(k+1) - \bar{\phi}^T(k) \hat{\theta}_m(k)]. \quad (16)$$

其中: $m = 1, 2, \dots, M$ 为参数空间划分的子集个数; $y^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的参考输出; 且有

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_m(k) &= [\hat{a}_{m,1}(k), \dots, \hat{a}_{m,n_a}(k), \\ &\quad \hat{b}_{m,1}(k), \hat{b}_{m,2}(k), \dots, \hat{b}_{m,n_b}(k)]^T, \\ \bar{\phi}(k) &= [-y(k), \dots, -y(k-n_a+1), \\ &\quad u(k-1), \dots, u(k-n_b)]^T. \end{aligned}$$

2.4 切换策略

为了减少系统的过渡时间,提高系统的暂态性能,在每个采样时刻,将模型切换到最优虚拟模型,并选择其对应的控制量作为系统的最优控制输入. 同时,为了避免因为模型集切换频繁而导致系统震荡,综合考虑当前时刻和历史时刻的误差,在 k 时刻第 m 个参数子空间的性能指标选取如下:

$$J_m(k) = \sum_{l=1}^L \frac{e_m^2(k)}{1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)}, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (17)$$

其中: $e_m(k)$ 为第 m 个参数子集中虚拟模型 $\hat{\theta}_m(k)$ 在 k 时刻的输出误差,即

$$e_m(k) = y_r(k+1) - \phi^T(k) \hat{\theta}_m(k),$$

L 为计算过去时刻误差数据的长度.

任意时刻,令 $J_s(k) = \min_{1 \leq m \leq M} \{J_m(k)\}$, 利用选取该区间得到的虚拟模型 $\hat{\theta}_s(k)$ 设计控制输入,即

$$u(k) = u_s(k), \quad s = \arg \min_{1 \leq m \leq M} \{J_m(k)\}. \quad (18)$$

同时,令子空间 Ω_s 的切换信号 $I_s(k) = 1$, 其余子集 $\Omega_m (m \neq s)$ 的切换信号 $I_m(k) = 0$, 按式(6)进行下一时刻参数自适应.

3 稳定性分析

由各自适应模型自适应律(6)和(7)可知,约束因子只是对那些未被选中的子空间内的模型进行限制,其本质上是递推最小二乘(RLS)算法辨识参数,RLS收敛性由引理2给出.

引理2 (RLS收敛性)^[18] 有

$$\|\hat{\theta}_{m,n}(k) - \theta_p\|^2 \leq c \|\hat{\theta}_{m,n}(0) - \theta_p\|^2, \quad k \geq 1, \quad c \geq 1; \quad (19)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|\hat{\theta}_{m,n}(k) - \hat{\theta}_{m,n}(k-l)\| = 0, \quad k \in \mathbf{Z}; \quad (20)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{\tau=1}^k \frac{e_{m,n}^2(\tau)}{1 + \phi^T(\tau-1)\phi(\tau-1)} < \infty. \quad (21)$$

在各子空间内定义系统的控制误差 $ec_m(k) \triangleq y(k) - y_{\text{ref}}(k)$, $ec_m(k)$ 又可以写成

$$ec_m(k) = y(k) - \hat{y}(k) + \hat{y}(k) - y_{\text{ref}}(k). \quad (22)$$

由于 $y(k) = \phi(k-1) \hat{\theta}_m(k-1)$, 且如果在 k 时刻控制器切换到子空间 Ω_m 中, 由式(15)根据确定等价原则, 即 $y_{\text{ref}}(k) = \phi(k-1) \theta_p$, 则有

$$ec_m(k) = \sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_{m,n}(k) e_{m,n}(k) + \phi^T(k-1) \times [\hat{\theta}_m(k) - \hat{\theta}_m(k-1)]. \quad (23)$$

在式(23)两边同时除以 $[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}$, 有

$$\begin{aligned} \frac{ec_m(k)}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} &= \\ &\frac{\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_{m,n}(k) e_{m,n}(k)}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} + \\ &\frac{\phi^T(k-1) [\hat{\theta}_m(k) - \hat{\theta}_m(k-1)]}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}}. \end{aligned} \quad (24)$$

即

$$\begin{aligned} \frac{|ec_m(k)|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} &\leq \\ &\frac{\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_{m,n}(k) |e_{m,n}(k)|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} + \\ &\frac{\|\phi^T(k-1)\| \|\hat{\theta}_m(k) - \hat{\theta}_m(k-1)\|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}}. \end{aligned} \quad (25)$$

令 $\hat{\theta}_m(k) = \hat{\theta}_m(k) - \hat{\theta}_m(k-1)$, 由式(15)有

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_m(k) &= \\ &\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_n(k) [\hat{\theta}_{m,n}(k) - \hat{\theta}_{m,n}(k-1)] + \\ &\hat{\theta}_{m,n}(k-1) \left[\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_n(k) - \sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_n(k-1) \right]. \end{aligned} \quad (26)$$

由式(12)~(14)可知,任意 k 时刻均有 $\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_n(k) = 1$, 因此

$$\hat{\theta}_m(k) = \sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_n(k) [\hat{\theta}_{m,n}(k) - \hat{\theta}_{m,n}(k-1)]. \quad (27)$$

将式(27)代入(25), 有

$$\begin{aligned} \frac{|ec_m(k)|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} &\leq \\ &\frac{\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_{m,n}(k) |e_{m,n}(k)|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} + \end{aligned}$$

$$\frac{\|\phi^T(k-1)\|\|\hat{\theta}_m(k) - \hat{\theta}_m(k-1)\|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}}. \quad (28)$$

由参数辨识算法(6)和(7)可知,约束因子 $I_m(k)$ 仅仅对没有切换的子空间中的模型进行限制,对于持续选中的子空间中,其自适应模型的参数辨识不受影响,即参数估计满足RLS算法的收敛性(19)~(21),由式(20)和(21),且 $0 \leq \hat{\alpha}_n(k) \leq 1$,有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_{m,n}(k) |e_{m,n}(k)|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} = 0, \quad (29)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\sum_{n=1}^N \hat{\alpha}_n(k) \|\hat{\theta}_{m,n}(k) - \hat{\theta}_{m,n}(k-1)\|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} = 0. \quad (30)$$

由式(29), (30)和(28)有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{|ec_m(k)|}{[1 + \phi^T(k-1)\phi(k-1)]^{1/2}} = 0. \quad (31)$$

因此,其性能指标是有界的,即 $J_m < \infty$.

由系统假设条件4可知系统是最小相位的,因此满足

$$|u(k-1)| \leq C_1 + C_2 \max_{1 \leq \tau \leq k} |y(k)|, \quad C_1, C_2 > 0, \quad (32)$$

所以有

$$\|\phi(k-1)\| \leq C_3 + C_4 \max_{1 \leq \tau \leq k} |y(k)|, \quad C_3, C_4 > 0. \quad (33)$$

由于 $y(k) = ec_m(k) + y_{\text{ref}}(k)$,有

$$\|\phi(k-1)\| \leq C_5 + C_6 \max_{1 \leq \tau \leq k} |ec_m(k)|, \quad C_5, C_6 > 0. \quad (34)$$

回归向量 $\phi(k-1)$ 的增长速率小于 $ec_m(k)$ 的增长速率.当 $\phi(k-1)$ 有界时,由式(31)有 $\lim_{k \rightarrow \infty} ec_m(k) = 0$;当 $\phi(k-1)$ 无界时,由于

$$\lim_{k \rightarrow \infty} ec_m(k) = 0, \quad (35)$$

可得 $ec_m(k)$ 的速率必然大于 $\phi(k-1)$,则与式(31)矛盾.因此系统中所有的信号都是有界的.

由于约束因子的影响,在 M 个子空间内,未必所有的模型参数估计都能满足收敛性(式(19)~(21)),这些子空间的性能指标 $J_l(k)$ 只能是有界的或者是无界的,当 $J_l(k) < \infty$ 时,系统的误差一定满足式(31),因此控制误差一定能收敛到0,即 $\lim_{k \rightarrow \infty} ec_m(k) = 0$;当 $J_l(k)$ 无界时,由于 $\lim_{k \rightarrow \infty} J_m(k) < \infty$,则一定存在某一时刻 K ,当 $k > K$ 时, $J_m(k) < J_l(k)$,通过切换机制必然切换到子空间 Ω_m 中,即系统必有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e_c(k) = 0.$$

4 仿真研究

考虑如下参数具有跳变特性的线性离散时间系统:

$$y(k+1) = \begin{cases} 0.5y(k) + 1.0u(k), & 1 \leq k \leq 100; \\ 1.2y(k) + 0.7u(k), & 100 < k \leq 200. \end{cases} \quad (36)$$

系统在 $k = 100$ 时工作点发生变化,且在变换前后系统的参数均是未知的,仅系统的阶次上界,延时 $d = 1$ 和参数空间 $\Omega_\theta = \{(\theta_i, \bar{\theta}_i) | 0 \leq a_1 \leq 2, 0 \leq b_0 \leq 2\}$ 是已知的.根据上述条件分别设计离散时间系统经典多模型二阶段自适应控制器^[12]和本文设计的控制器.在经典MMSLA控制器中,直接在参数空间 Ω_θ 中选择 $N = 12$ 个自适应模型进行MMSLA.在设计SMMSLA控制器中,首先将 Ω_θ 按2.1节所述划分方法建立 $M = 4$ 个参数子空间,其中各子空间分别为:

$$\Omega_1 = \{0 \leq a_1 \leq 1, 0 \leq b_0 < 1\},$$

$$\Omega_2 = \{1 < a_1 \leq 2, 0 \leq b_0 < 1\},$$

$$\Omega_3 = \{1 \leq a_1 < 2, 1 \leq b_0 \leq 2\},$$

$$\Omega_4 = \{0 \leq a_1 \leq 1, 1 \leq b_0 \leq 2\},$$

且每个子集建立 $N_m = 3$ 个自适应模型,各模型描述如式(5),参数估计按式(6)和(7)进行,各子空间内按式(11)~(15)进行二阶段自适应,得到形如式(15)的虚拟模型后按式(16)分别设计子控制器.最后,按式(17)和(18)选择该时刻的最优控制,并将 $I(k)$ 回代入式(6)和(7)用于 $k+1$ 的参数估计.为了保证仿真研究的客观性,两种控制器具有相同数目的模型,且模型的初始值选取一致,系统的参考信号为

$$y_r(k) = \sin\left(\frac{\pi k}{20}\right) + \sin\left(\frac{\pi k}{10}\right). \quad (37)$$

根据以上进行仿真,结果分别如图1~图10所示.

由以上各图可知,仿真初期无论MMSLA还是SMMSLA都能快速地对参考信号进行跟踪,在10个采样周期左右均进入稳态,且动态误差小.由图2和图7可以看出,两者的最大绝对误差近似,且均小于0.5.在 $k = 100$ 时,系统参数跳变,MMSLA的性能明显下降,需要经过约30个采样周期的过渡过程才能再次稳定,且暂态误差大,最大绝对误差大于1;而SMMSLA的响应基本不变.究其原因,MMSLA的自适应模型的收敛导致多模型失效(即图5中模型轨迹重叠),参数估计速度慢.通过仿真充分说明了SMMSLA控制器能有效地提高系统动态性能,减少暂态误差.

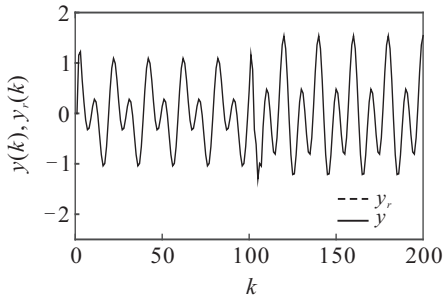


图1 MMSLA输出

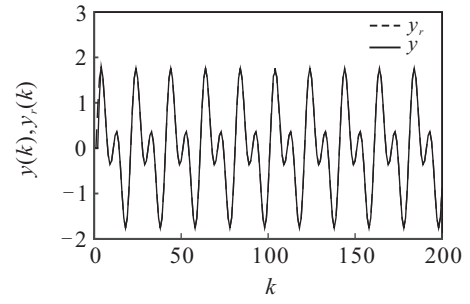


图6 SMMSLA输出

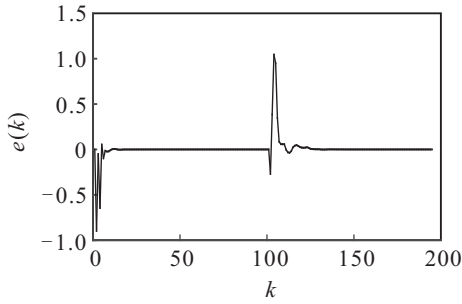


图2 MMSLA输出误差

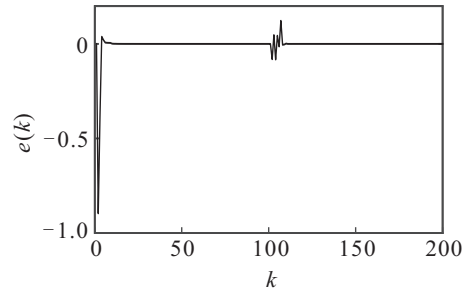


图7 SMMSLA输出误差

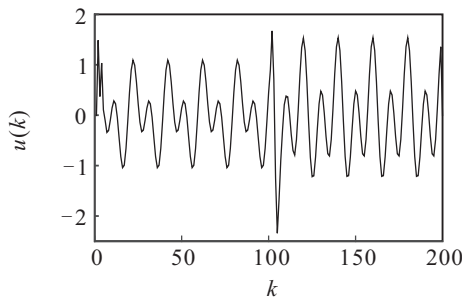


图3 MMSLA输入

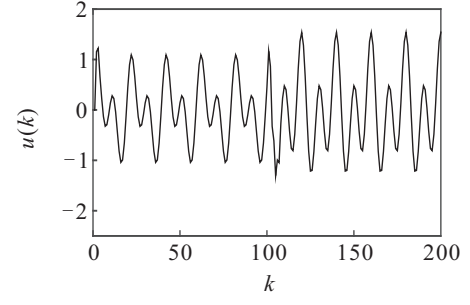


图8 SMMSLA输入

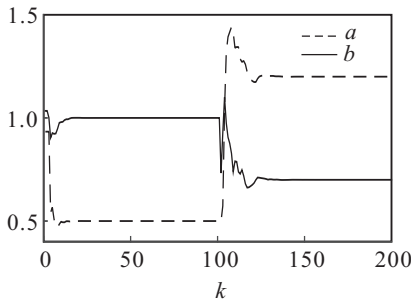


图4 MMSLA参数辨识

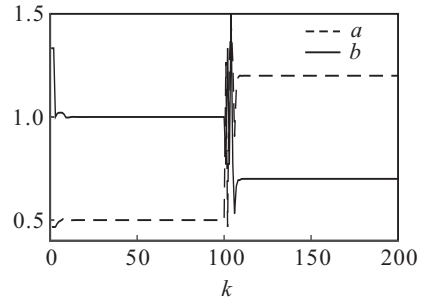


图9 SMMSLA参数辨识

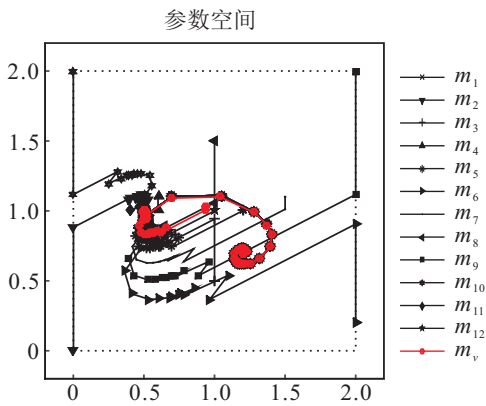


图5 MMSLA参数轨迹

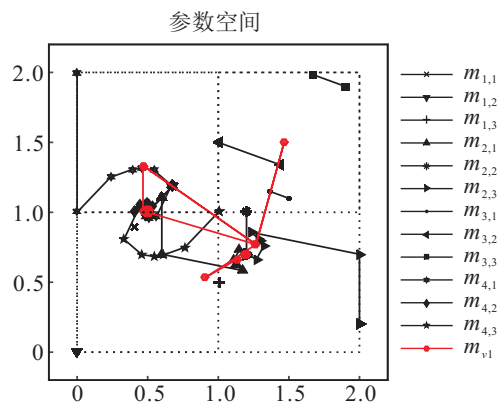


图10 SMMSLA参数轨迹

5 结 论

本文针对一类具有跳变参数的线性离散时间系统,设计了一种新型SMMSLA控制器.该控制器是在常规二阶段自适应的基础上结合切换的思想,根据各参数子空间的虚拟模型,对子集内模型参数的自适应律进行限制,有效地保证了模型的多样性,克服了由于模型收敛而导致的多模型退化等缺陷,解决了经典离散时间系统MMSLA对参数跳变处理不足等问题,使得多模型集在系统参数跳变以后对系统工作点的逼近能力显著增强.最后数值仿真和在液压伺服系统中应用结果表明,本文所提出的基于SMMSLA控制器能更加显著有效地减少具有跳变特性的线性离散系统暂态误差,提高动态性能.

参考文献(References)

- [1] 曹叙凤,王昕,王振雷.基于切换机制的多模型自适应混合控制[J].自动化学报,2017,43(1):94-100.
(Cao X F, Wang X, Wang Z L. Multiple model adaptive mixing control based on switching[J]. Acta Automatica Sinica, 2017, 43(1): 94-100.)
- [2] Narendra K S, Balakrishnan J. Adaptive control using multiple models[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1997, 42(2): 171-187.
- [3] Morse A S. Supervisory control of families of linear set-point controllers, Part I: Exact matching[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1996, 41(10): 1413-1431.
- [4] Dominic Buchstaller, Mark French. Robust stability for multiple model adaptive control, Part I: The framework[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2016, 61(3): 677-692.
- [5] Huang M, Wang X, Wang Z L. Multiple model adaptive control for a class of linear-bounded nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2015, 60(1): 271-276.
- [6] Narendra K S, Han Z. The changing face of adaptive control: The use of multiple models[J]. Annual Reviews in Control, 2011, 35(1): 1-12.
- [7] Narendra K S, Han Z. Second level adaptation using multiple models[C]. Proc of the 2011 American Control Conf. San Francisco, 2011: 2350-2355.
- [8] Han Z, Narendra K S. Multiple adaptive models for control[C]. Proc of the 49th IEEE Conf on Decision and Control. Atlanta, 2010: 60-65.
- [9] Han Z, Narendra K S. New concepts in adaptive control using multiple models[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2012, 57(1): 78-89.
- [10] Narendra K S, Han Z. A new approach to adaptive control using multiple models[J]. Int J of Adaptive Control and Signal Processing, 2012, 26(8): 778-799.
- [11] Haisen K. Multiple models adaptive control for a class of nonlinear system[C]. Proc of the 24th Chinese Control and Decision Conf. Taiyuan, 2012: 298-302.
- [12] Ahmadian N, Khosravi A, Sarhad P. A new approach to adaptive control of multi-input multi-output systems using multiple models[J]. J of Dynamic Systems Measurement and Control-transactions of the ASME, 2015, 137(9): 1-10.
- [13] Zhou Y H, Zhang Z L. High-speed train control based on multiple-model adaptive control with second-level adaptation[J]. Vehicle System Dynamics, 2014, 52(5): 637-652.
- [14] 王振雷,毛福兴,王昕.基于二阶段自适应多模型的聚合釜温度控制[J].清华大学学报,2016,56(7):707-716.
(Wang Z L, Mao F X, Wang X. Temperature control of an acrylonitrile polymerization kettle using multiple models with second level adaptation[J]. J of Tingshua University, 2016, 56(7): 707-716.)
- [15] Narendra K S, Han Z. Discrete-time adaptive control using multiple models[C]. Proc of the 2011 American Control Conf. San Francisco, 2011: 2921-2926.
- [16] Chen Weitian, Aaderson D O Brian. A combined multiple model adaptive control scheme and its application to nonlinear systems with nonlinear parameterization[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2012, 57(7): 1778-1782.
- [17] Huang H. Multiple characteristic model-based goldan-section adaptive control: Stability and optimization[J]. Int J of Adaptive Control and Signal Processing, 2015, 29(7): 877-904.
- [18] Narendra K S, Cheng Xiang. Adaptive control of discrete-time system using multiple models[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(9): 1669-1686.

(责任编辑:孙艺红)