第36卷第7期
2019年7月
控制理论与应用
Control Theory & Applications
Vol. 36 No. 7
Jul. 2019

一类非线性大滞后系统自适应积分滑模控制

侯明冬[1,2], 王印松[1†]

(1. 华北电力大学 控制与计算机工程学院, 河北 保定 071003; 2. 山东劳动职业技术学院 电气及自动化系, 山东 济南 250100)

摘要: 针对一类非线性大滞后系统, 基于伪偏导数概念的动态线性化非线性系统模型, 利用离散时间预测器技术, 实现了系统原始表达式中滞后环节的隐性表达, 并结合离散积分滑模控制(discrete integral sliding mode control, DISMC)方法, 提出了一种新的无模型自适应离散积分滑模控制(model-free adaptive discrete integral sliding mode control, MFA–DISMC)方案. 该方法的主要特点是控制器设计仅取决于被控对象的输入和输出测量数据. 通过理论分析证明了算法的稳定性, 仿真研究表明, 相比于无模型自适应控制(model-free adaptive control, MFAC)、Smith预估控制、改进的MFAC控制以及比例–积分–微分(proportional-integral-derivative, PID) 控制方法, 本文方法具有更快的响应速度和更强的鲁棒性. 最后, 通过双容水箱液位控制系统的实验研究, 验证了所提出方法的有效性.

关键词: 无模型自适应控制; 积分滑模控制; 动态线性化; 大滞后系统; 双容水箱液位系统

引用格式: 侯明冬, 王印松. 一类非线性大滞后系统自适应积分滑模控制. 控制理论与应用, 2019, 36(7): 1182 – 1188

DOI: 10.7641/CTA.2018.70860

An adaptive integral sliding mode control for a class of nonlinear large-lag systems

HOU Ming-dong[1,2], WANG Yin-song[1†]

(1. School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University, Baoding Hebei 071003, China;
2. Department of Electrics and Automation, Shandong Labor Vocational and Technical College, Jinan Shandong 250100, China)

Abstract: For a class of nonlinear large-lag systems, the pseudo-partial-derivative is used to dynamically linearize the nonlinear system model, and the predictor in discrete time is applied to converts the original system with input delay to an equivalent system without the explicit appearance of time delay. Then, combined with discrete integral sliding mode control (DISMC) method, a new model-free adaptive DISMC (MFA–DISMC) algorithm is presented. The main feature of the approach is that the controller design depends merely on the input and the output measurement data of the controlled plant. Moreover, theoretical analysis proves the stability of the proposed algorithm. Simulation studies show that the proposed method has faster response speed and stronger robustness than model free adaptive control (MFAC), Smith predictive control, improved MFAC and proportion integration differentiation (PID) control method. Finally, the effectiveness of the proposed approach are validated through the practical two-tank water level control system.

Key words: model-free adaptive control; integral sliding mode control; dynamically linearize; large-lag systems; two-tank water level system

Citation: HOU Mingdong, WANG Yinsong. An adaptive integral sliding mode control for a class of nonlinear large-lag systems. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(7): 1182 – 1188

1 引言

实际的工业过程中, 时滞现象是普遍存在的[1–4], 而且控制系统中不可避免存在着建模不精确的问题. 这两种因素的存在都会影响控制系统的稳定性. 因此, 难以建模的非线性时滞系统的控制问题受到了广泛的关注.

无模型自适应控制方法(model-free adaptive control, MFAC)作为数据驱动控制的典型代表, 已广泛的应用于涉及非线性系统控制的许多领域[5–7]. 该方法基于非参数动态线性化技术, 仅依赖于系统的输入输出数据进行无模型自适应控制器的设计. 目前, 针对非线性大时滞系统的MFAC方法及应用已有一些研

收稿日期: 2017−11−22; 录用日期: 2018−11−12.
†通信作者. E-mail: wys@ncepu.edu.cn; Tel.: +86 312-7522065.
本文责任编委: 侯忠生.
国家自然科学基金项目(61533013)资助.
Supported by the National Natural Science Foundation of China (61533013).

究, 文献[8]结合Smith预估控制和无模型自适应控制方法的优点, 提出了一种改进无模型自适应控制方法(improved model-free adaptive control, IMFAC). 文献[9]针对非线性离散时间时滞系统, 基于改进粒子群算法提出了一种无模型控制方法, 数值仿真结果表明了算法的有效性. 文献[10]针对大时滞多输入多输出被控系统, 采用变周期差值方法对MFAC算法的控制律进行改进, 并实现对被控系统的直接解耦控制. 区别于以上的设计方法, 本文利用模型预测器处理系统时滞项, 实现了系统时滞项的隐性表达, 并结合离散滑模控制方法设计控制器.

滑模控制(sliding mode control, SMC)相对于其他控制方法, 具有运算量小、工程适用性强对系统的外部干扰和参数摄动具有强鲁棒性等特点[11], 因而在各类控制系统的设计过程中被广泛应用. 为了在采样数据系统上实现SMC, 更优选离散SMC[12–14]. 文献[15]基于离散滑模指数趋近律, 结合非参数动态线性化数据模型, 首次提出了无模型自适应准滑模控制方法. 在此基础上, 文献[16]采用径向基神经网络估计系统的扰动, 提出了无模型自适应神经网络滑模控制, 取得了较好的控制效果. 但文献[15]和文献[16]所针对的离散非线性系统均未考虑系统的时滞问题. 已有文献表明, 具有积分滑模面的离散滑模控制(discrete integral sliding mode control, DISMC)能够提供比传统比例滑模面更好的控制性能[17–19], DISMC引入积分项, 使得系统的初始状态就在滑模面上, 从而系统在开始运行时就可抵消未知干扰影响, 提高了系统鲁棒性.

本文基于非参数动态线性化数据模型, 结合离散积分滑模控制方法, 提出了一种适用于非线性滞后系统的无模型自适应积分滑模控制算法. 该算法的主要创新点在于: 1) 考虑系统滞后的情况下, 实现了基于伪偏导数概念的动态数据模型中滞后项的隐性表达; 2) 拓展了文献[15]的结果, 文献[15]处理的是一般非线性离散系统的控制问题, 本文方法可解决大滞后非线性离散系统的跟踪问题; 3) 基于动态线性化数据模型, 结合DISMC方法设计自适应控制器. 理论分析和仿真实例验证了算法的有效性, 并将所提出算法应用于双容水箱实验装置, 实验结果表明该算法具有较高的控制精度, 对过程参数摄动有较强的鲁棒性, 对干扰具有较强的抑制作用.

2 问题描述

2.1 系统描述

考虑SISO离散时间非线性滞后系统如下:

$$\begin{aligned} y(k+1) = f(&y(k), y(k-1), y(k-n_{\mathrm{y}}), \\ &u(k-\tau), \cdots, u(k-\tau-n_{\mathrm{u}})), \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $y(k+1)$,$u(k)$分别是系统$k+1$时刻的输出和k时刻的输入, n_y和n_u是系统未知阶数, τ是非线性系统滞后时间常数.

假设 1 系统(1)的输入输出可观且可控, 即在期望信号$y_{\mathrm{r}}(k+1)$有界的前提下, 存在有界的控制输入信号, 使系统在此信号的作用下其输出等于系统的期望信号.

假设 2 $f(\cdot)$关于$u(k-\tau)$的偏导数是连续的.

假设 3 系统(1)满足广义Lipschitz条件, 即对任意的k和$|\Delta u(k-\tau)| \neq 0$有

$$|\Delta y(k+1)| \leqslant b|\Delta u(k-\tau)|, \quad (2)$$

其中:

$$\begin{aligned} &\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k), \\ &\Delta u(k-\tau) = u(k-\tau) - u(k-\tau-1), \end{aligned}$$

b是一个正常数.

类似于文献[8]. 可得如下引理:

引理 1 对满足假设1–3, 如式(1)所示的非线性系统, 当$|\Delta u(k-\tau)| \neq 0$时, 一定存在伪偏导数$\varphi(k-\tau)$, 使得动态线性化数据模型表示为

$$\Delta y(k+1) = \varphi(k-\tau)\Delta u(k-\tau), \quad (3)$$

并且$|\varphi(k-\tau)| \leqslant b$, 其中$b$是一个正常数.

将式(3)重写为

$$y(k+1) = y(k) + \varphi(k-\tau)\Delta u(k-\tau). \quad (4)$$

注 1 由式(4)可见, 需要解决的是具有输入时间延迟的非线性系统的控制问题, 假设系统滞后时间已知的前提下, 引入预测器, 将具有输入时间延迟的原始系统转换成滞后环节隐性表达的系统[20].

2.2 模型预测器

利用离散时间预测器将包含输入时滞的系统(4)转换为输入时滞未明确显示的系统, 以便进行控制器设计. 令$\hat{Y}(k)$是系统(4)的预测状态，并定义为

$$\begin{aligned} &\hat{Y}(k) = \\ &y(k) + \sum_{i=-\tau+1}^{0} \varphi(k-1+i)\Delta u(k-1+i); \end{aligned} \quad (5)$$

考虑式(5)的一步向前估计值为

$$\begin{aligned} &\hat{Y}(k+1) = \\ &y(k+1) + \sum_{i=-\tau+1}^{0} \varphi(k+i)\Delta u(k+i); \end{aligned} \quad (6)$$

将式(4)代入式(6), 可得

$$\begin{aligned} &\hat{Y}(k+1) = \\ &y(k) + \varphi(k-\tau)\Delta u(k-\tau) + \end{aligned}$$

$$\sum_{i=-\tau+1}^{0}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)=$$
$$y(k)+[\varphi(k-\tau)\Delta u(k-\tau)+$$
$$\sum_{i=-\tau+1}^{-1}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)]+\varphi(k)\Delta u(k)=$$
$$y(k)+\varphi(k)\Delta u(k)+\sum_{i=-\tau}^{-1}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)=$$
$$y(k)+\varphi(k)\Delta u(k)+$$
$$\sum_{i=-\tau+1}^{0}\varphi(k+i-1)\Delta u(k+i-1). \tag{7}$$

因此, 将式(5)代入式(7)中, 系统(4)可重新描述为

$$\hat{Y}(k+1)=\hat{Y}(k)+\varphi(k)\Delta u(k). \tag{8}$$

注 2 通过引入预测器(5), 原系统(4)已经转换为式(8), 式(8)没有明显的时间延迟. 因此, 可以对无明显时间延迟的等效系统进行控制系统设计, 即, 在新的预测状态而不是原始状态下进行控制系统设计.

3 控制系统设计

3.1 伪偏导数估计

伪偏导数$\varphi(k)$的估计与文献[16]中方法类似.

$$\hat{\varphi}(k)=\hat{\varphi}(k-1)+\frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu+\Delta u(k-1)^2}\times$$
$$(\Delta\hat{Y}(k)-\hat{\varphi}(k-1)\Delta u(k-1)), \tag{9}$$

当$|\hat{\varphi}(k)|\leqslant\varepsilon$或$|\Delta u(k-1)|\leqslant\varepsilon$时,

$$\hat{\varphi}(k)=\hat{\varphi}(1), \tag{10}$$

其中: $\mu>0, 0<\eta\leqslant 1$. 考虑式(8)–(10), 可得

$$\hat{Y}(k+1)=\hat{Y}(k)+\hat{\varphi}(k)\Delta u(k). \tag{11}$$

注 3 在一定意义下$\varphi(k)$被认为是一种微分信号, 且对任意的k有界. 当$|\Delta u(k)|$以及采样周期较小时, $\varphi(k)$与$u(k)$的相互影响可以忽略.

注 4 为惩罚伪偏导数估计值的变化率, 在算法(9)的分母上引入了权重常数μ. 另外, 在系统滞后时间已知的前提下, 为使得预估器式(5)可实现, $\hat{\varphi}(k)$的初始滞后值与初值相同.

3.2 MFA–DISMC算法

定义输出跟踪误差如下:

$$e(k)=\hat{Y}(k)-y_{\rm r}(k), \tag{12}$$

其中$y_{\rm r}(k)$是期望输出. 比例积分类型的离散滑模函数定义为[11]

$$s(k)=\lambda_1 e(k)+\lambda_2 E(k-1), \tag{13}$$

其中: $\lambda_1>0, \lambda_2>0$, 分别为比例和积分增益. 积分误差项为

$$E(k)=\sum_{i=0}^{k}e(i)=E(k-1)+e(k). \tag{14}$$

为得到DISMC的等效控制律, 考虑以下趋近律:

$$\Delta s(k)=s(k+1)-s(k)=0. \tag{15}$$

由式(15), 得到以下表达式:

$$s(k+1)=s(k), \tag{16}$$
$$\lambda_1 e(k+1)+\lambda_2 E(k)=s(k), \tag{17}$$
$$\lambda_1(\hat{Y}(k+1)-y_{\rm r}(k+1))+\lambda_2 E(k)=s(k). \tag{18}$$

将式(11)代入式(18)可得

$$s(k)=$$
$$\lambda_2 E(k)+\lambda_1(\hat{Y}(k)+\hat{\varphi}(k)\Delta u(k)-y_{\rm r}(k+1)). \tag{19}$$

整理式(19)得

$$\Delta u^{\rm eq}(k)=\frac{1}{(\hat{\varphi}(k)+\xi)}(\lambda_1^{-1}s(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 E(k)+$$
$$y_{\rm r}(k+1)-\hat{Y}(k)), \tag{20}$$

其中控制器的实现需要将来时刻的参考位置$y_{\rm r}(k+1)$. 但是实际应用中, 控制系统要跟踪的轨迹通常预先定义. 因此, $y_{\rm r}(k+1)$是先验已知的.

注 5 当$\hat{\varphi}(k)$很小时, 可能导致式(20)变得很大甚至无界, 引入正常数ξ可有效避免发生这种现象[21].

如果系统在滑模运动期间出现外部干扰, 或者系统的初始状态不在滑模面上, 则独立的等效控制式(20)不能驱动系统轨迹运动到滑模面. 因此, 为增强控制系统鲁棒性, 等效控制将由不连续的切换控制动作增强, 通过克服干扰来确保控制系统的鲁棒性. 切换控制律设计为

$$\Delta u^{\rm sw}(k)=\frac{-\lambda_{\rm s}}{\hat{\varphi}(k)+\xi}{\rm sgn}(s(k)), \tag{21}$$

其中: $\lambda_{\rm s}$为切换控制增益, 且$0<\lambda_{\rm s}<1$, ${\rm sgn}(\cdot)$为符号函数.

则最终MFA–DISMC控制律为

$$\Delta u(k)=\Delta u^{\rm eq}(k)+\Delta u^{\rm sw}(k), \tag{22}$$

即

$$\Delta u(k)=\frac{1}{\hat{\varphi}(k)+\xi}(\lambda_1^{-1}s(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 E(k)+$$
$$y_{\rm r}(k+1)-\hat{Y}(k)-\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k))). \tag{23}$$

结合所提出控制律式(23), 对被控系统式(11)进行如下转换:

$$\hat{Y}(k+1)=\hat{Y}(k)+(\hat{\varphi}(k)+\xi)\Delta u(k), \tag{24}$$

其中引入参数ξ的意义已在注5中说明.

4 稳定性分析

定理 1 离散时间非线性滞后系统(1)满足假设1–3, 采用式(5)所示的状态预测器, 如果参考信号$y_{\rm r}(k+1)={\rm const}$, 时变参数$\hat{\varphi}(k)$采用算法(9)–(10)估计, 采用控制律(23), 那么系统(1)将在有限数量的步

骤内达到准滑动模态, 且系统输入输出信号有界.

证　$\hat{\varphi}(k)$的有界性证明过程读者可参阅文献[8].

步骤 1　首先, 证明跟踪误差的有界性. 由式(13), 可得如下一步向前离散滑模函数:

$$s(k+1)=\lambda_1 e(k+1)+\lambda_2 E(k). \tag{25}$$

将式(12)代入式(25), 并结合式(5)(23)–(24), 得

$$\begin{aligned}&s(k+1)=\\&\lambda_1(\hat{Y}(k+1)-y_{\rm r}(k+1))+\lambda_2 E(k)=\\&\lambda_1(\hat{Y}(k)+(\hat{\varphi}(k)+\xi)\Delta u(k)-\\&y_{\rm r}(k+1))+\lambda_2 E(k)=\\&\lambda_1(\sum_{i=-\tau+1}^{0}\varphi(k-1+i)\Delta u(k-1+i)+\\&y(k)+\lambda_1^{-1}s(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 E(k)+y_{\rm r}(k+1)-\\&\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k))-y_{\rm r}(k+1)-y(k)-\\&\sum_{i=-\tau+1}^{0}\varphi(k-1+i)\Delta u(k-1+i))+\lambda_2 E(k)=\\&\lambda_1(\lambda_1^{-1}s(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 E(k)-\\&\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k)))+\lambda_2 E(k)=\\&s(k)-\lambda_1\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k)).\end{aligned} \tag{26}$$

已知$\lambda_1>0, 0<\lambda_{\rm s}<1$, 因此, 当$s(k)>0$时, 由式(26)可得

$$s(k+1)-s(k)=-\lambda_1\lambda_{\rm s}\Rightarrow s(k+1)-s(k)<0. \tag{27}$$

当$s(k)<0$时, 由式(26)可得

$$s(k+1)-s(k)=\lambda_1\lambda_{\rm s}\Rightarrow s(k+1)-s(k)>0. \tag{28}$$

由式(27)和式(28), 可得出

$$\begin{cases}s(k+1)<s(k),\ s(k)>0,\\ s(k+1)>s(k),\ s(k)<0.\end{cases} \tag{29}$$

式(29)满足离散滑模存在和到达条件

$$\begin{cases}(s(k+1)-s(k)){\rm sgn}(s(k))<0,\\ (s(k+1)+s(k)){\rm sgn}(s(k))>0.\end{cases} \tag{30}$$

因此, $s(k)$单调递减, 在有限数量(k_0)步骤内达到准滑动模态, 式(30)是离散准滑模状态存在的充要条件[19]. 也就意味着在式(23)作用下, 系统的跟踪误差收敛到零的邻域内, 即$\{e(k)\}$是有界的.

注 6　满足离散滑模到达条件时, 系统(8)将在有限时间内由控制器(23)驱动至滑模面. 由式(5)可以看出

$$y(k)=\hat{Y}(k)-\sum_{i=-\tau+1}^{0}\varphi(k-1+i)\Delta u(k-1+i).$$

因此, $y(k)$也将在式(23)作用下驱动至滑模面[20].

步骤 2　证明输出信号有界性. 跟踪误差定义为$e(k)=\hat{Y}(k)-y_{\rm r}(k)$, 已知$y_{\rm r}(k)$有界, 故观测器输出$\hat{Y}(k)$有界.

步骤 3　证明输入信号有界性. 考虑控制输入式(23), 并结合式(12)–(14), 可得

$$\begin{aligned}\Delta u(k)=&\frac{1}{\hat{\varphi}(k)+\xi}(e(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 e(k)+\\&y_{\rm r}(k+1)-\hat{Y}(k)-\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k)))=\\&\frac{1}{\hat{\varphi}(k)+\xi}(-\lambda_1^{-1}\lambda_2 e(k)-\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k))).\end{aligned} \tag{31}$$

式(31)中存在一个常数$N=\max\dfrac{\lambda_1^{-1}\lambda_2}{(\hat{\varphi}(k)+\xi)}$, 使得

$$|\Delta u(k)|<N|e(k)+\lambda_1^{-1}\lambda_2\lambda_{\rm s}|, \tag{32}$$

故由下式可推知控制输入有界:

$$\begin{aligned}|u(k)|\leqslant&|\Delta u(k)|+|\Delta u(k-1)|+\cdots+\\&|\Delta u(2)|+|u(1)|.\end{aligned} \tag{33}$$

定理 2　如果观测器式(5)中的伪偏导数$\varphi(k)$及其最佳估计值$\hat{\varphi}(k)$均有界, 并且

$$\lim_{k\to\infty}\varphi(k)-\hat{\varphi}(k)=0,$$

则系统(5)在控制器(23)的作用下, 其输出$\hat{Y}(k+1)$与系统真实输出值$y(k+1)$之间的误差有界.

证　令$o(k+1)=\hat{Y}(k+1)-y(k+1)$, 则

$$\begin{aligned}o(k+1)=&\sum_{i=-\tau+1}^{0}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)=\\&\sum_{i=-\tau+1}^{-1}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)+\varphi(k)\Delta u(k).\end{aligned} \tag{34}$$

将控制律式(23)代入上式, 并考虑式(5), 得

$$\begin{aligned}&o(k+1)=\\&\sum_{i=-\tau+1}^{-1}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)+\\&\frac{\varphi(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi}(\lambda_1^{-1}s(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 E(k)+\\&y_{\rm r}(k+1)-y(k)-\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k))-\\&\sum_{i=-\tau+1}^{0}\varphi(k-1+i)\Delta u(k-1+i))=\\&\sum_{i=-\tau+1}^{-1}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)+\\&\frac{\varphi(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi}(\lambda_1^{-1}s(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 E(k)+\\&y_{\rm r}(k+1)-y(k)-\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k))-\\&\sum_{i=-\tau+1}^{-1}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)-\varphi(k)\Delta u(k))=\\&(1-\frac{\varphi(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi})(\sum_{i=-\tau+1}^{-1}\varphi(k+i)\Delta u(k+i)+\\&\frac{\varphi(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi}(\lambda_1^{-1}s(k)-\lambda_1^{-1}\lambda_2 E(k)+y_{\rm r}(k+1)-\end{aligned}$$

$$\lambda_{\rm s}{\rm sgn}(s(k)))) + \frac{\varphi^2(k)}{(\hat{\varphi}(k)+\xi)^2}(\hat{Y}(k) - y(k)). \quad (35)$$

令$\varphi(k)-\hat{\varphi}(k)=\tilde{\varphi}(k)$, 由定理2中的假设条件[22], 可知$\lim\limits_{k\to\infty}\tilde{\varphi}(k)=0$. 当$\xi$取值足够小时, 可知

$$\lim_{k\to\infty}\frac{\varphi(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi} = \lim_{k\to\infty}\frac{\hat{\varphi}(k)+\tilde{\varphi}(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi} = 1,$$

于是

$$\lim_{k\to\infty}(1-\frac{\varphi(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi}) = \lim_{k\to\infty}(1-\frac{\hat{\varphi}(k)+\tilde{\varphi}(k)}{\hat{\varphi}(k)+\xi})=0. \quad (36)$$

同理, 可知

$$\frac{\varphi^2(k)}{(\hat{\varphi}(k)+\xi)^2} = \frac{(\hat{\varphi}(k)+\tilde{\varphi}(k))^2}{(\hat{\varphi}(k)+\xi)^2} \leqslant 1. \quad (37)$$

综上可知$o(k+1)\leqslant o(k)$, 因此定理2得证.

5 仿真及实验

5.1 仿真算例

例 1 考虑3阶惯性大滞后对象

$$G(s) = \frac{K{\rm e}^{-\tau s}}{(Ts+1)^3},$$

取$K=5, T=3, \tau=60$, 将所提出方法与PID控制、Simth预估控制器和IMFAC方法[8]进行了仿真对比. 采样时间取1 s, 当$t\leqslant 800$时, 设定值$y_{\rm r}=1$; 当$t>800$时, $y_{\rm r}=2$; 当$t=1400$时, 加入幅值为0.5的定值扰动. PID算法的控制参数为$K_{\rm p}=0.025$, $K_{\rm I}=0.0015$. Smith预估器为

$$G_{\rm m}(s) = \frac{5}{3s+1}(1-{\rm e}^{-60s}),$$

$$G_{\rm c}(s) = 0.04 + \frac{0.004}{s}.$$

IMFAC算法的控制参数为$\eta=0.001$, $\mu=1$, $\rho=0.1$, $\lambda=20$. MFA–DISMC算法的控制参数为$\eta=0.1$, $\mu=1$, $\lambda_1=1.25$, $\lambda_2=0.0041$, $\lambda_{\rm s}=0.0002$, 仿真结果如图1所示. 当控制器参数不变, 而模型中参数K, T, τ均发生增大5%的变化时, 仿真结果如图2所示.

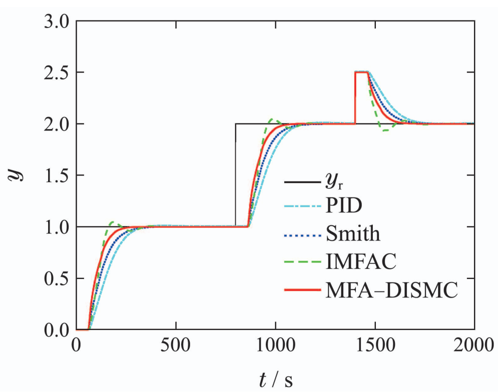

图 1 模型参数匹配时响应曲线

Fig. 1 Response curves of the system with model parameters match

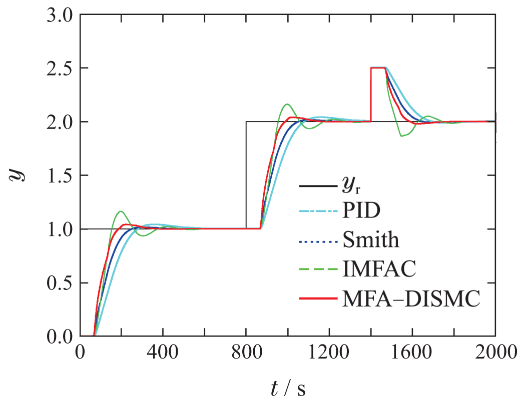

图 2 模型参数不匹配时响应曲线

Fig. 2 Response curves of the system with model parameters mismatch

由仿真结果可见, 若建模精确且存在设定值改变和扰动的情况下, 4种控制方法均获得较为满意的控制效果. 若模型参数发生变化, PID控制方法的稳定时间明显加大, 其他3种方法的控制效果也不同程度的下降. 但MFA–DISMC方法相较于IMFAC方法超调量和稳定时间更小, 相较于Smith预估控制方法响应速度更快, 抗干扰能力更强.

例 2 考虑如下离散非线性滞后系统[8]:

$$y(k+1) = \frac{5y(k)y(k-1)}{1+y^2(k)+y^2(k-1)+y^2(k-2)} + u(k-9)+1.1u(k-10).$$

同时考查MFAC, IMFAC和MFA–DISMC方法对上述系统的控制效果. 初始期望值为5, 在$t\geqslant 500$时, 期望值变为6, 当$t\geqslant 1000$时, 加入幅值为0.5的定值扰动. 当$t\geqslant 1400$时期望值变为4, 当$t\geqslant 1700$时加入幅值为-0.5的定值扰动. MFAC算法的控制参数为$\eta=1$, $\mu=1$, $\rho=0.06$, $\lambda=2$. IMFAC算法的控制参数为$\eta=1$, $\mu=1$, $\rho=0.08$, $\lambda=2$. MFA–DISMC算法的控制参数为$\eta=1$, $\mu=1$, $\lambda_1=1$, $\lambda_2=0.08$, $\lambda_{\rm s}=0.0001$. 仿真结果如图3所示.

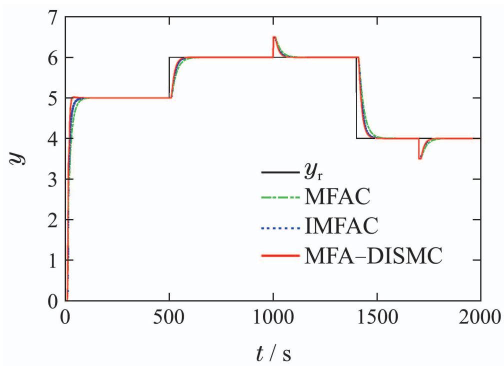

图 3 例2仿真结果

Fig. 3 The simulation result of Example 2

由仿真结果可见, 当$t\leqslant 500$时, 3种方法中MFA–DISMC算法的响应速度最快且稳定时间最小. 当$t\geqslant$

500时, IMFAC和MFA–DISMC算法控制效果基本相同, 均优于MFAC算法.

5.2 实验验证

采用杭州云创仪器设备有限公司生产的YC–SX型过程控制实验装置验证所提出算法, 并与PID控制算法的控制效果进行比较. 该装置的实物图如图4所示. 双容水箱是串联结构, 每个水箱各有一个手动的进水流量调节阀门和一个手动的出水流量调节阀门. 液位有效高度为24 cm, 由精度为0.5的扩散硅压力传感器进行测量. 水泵的流量由Honeywell公司生产的型号为ML7420A8088的智能电动调节阀调节. I/O模块用来采集压力传感器模拟量电压值0∼5 V和输出4∼20 mA的模拟量电流信号驱动智能电动调节阀, 通过RS485通信方式与上位机连接, 采样周期为1 s. 上位机软件部分采用MATLAB 2014a的M语言进行编程, 包括数据的数制转换、控制算法以及通信程序等.

图 4 过程控制实验装置

Fig. 4 The experiment equipment of process control

本实验中, 控制目标是调节上水箱的进水流量, 使下水箱的液位能够跟踪期望液位(设定值为4 cm). 由于仅采集下水箱液位传感器信号, 并利用该信号产生控制动作, 且两个水箱和执行机构存在非线性特性. 因此, 该被控对象为滞后非线性系统, 系统的延迟时间约为25 s. MFA–DISMC算法的控制参数为$\eta=1$, $\mu=1$, $\lambda_1=0.65$, $\lambda_2=0.98$, $\lambda_s=0.002$. PID 算法的控制参数为$K_P=3$, $K_I=0.25$, $K_D=0.1$. 为了验证所提出算法的鲁棒性, 在系统达到稳定状态后, 在$t=450$ s时将1000 ml水倒入下水箱, 导致下水箱液位立即升高约2 cm. 实验结果如图5所示, 其中: 图5(a)为实时采集的下水箱液位值, 图5(b)为控制输出, 即智能电动调节阀的控制输入电流. 由实验结果可以看出, MFA–DISMC算法在响应速度、超调量、稳态误差等方面均优于PID算法的控制效果, 且在较大扰动的情况下, 仍能快速收敛至跟踪目标值.

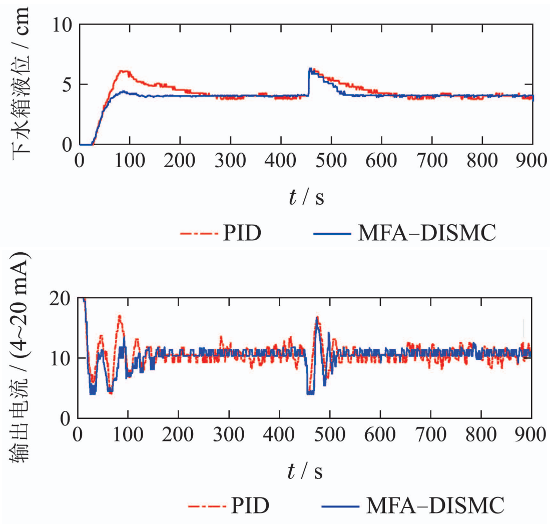

图 5 双容水箱液位控制实验结果

Fig. 5 The experiment results of two-tank water level control system

6 结论

本文基于动态线性化方法, 利用模型转换预测技术预测未来时刻的输出, 并结合离散积分滑模控制方法, 针对非线性大滞后对象, 提出了一种无模型自适应积分滑模控制算法. 所提出控制器结构简单, 整定参数较少, 易于工程实现. 理论分析证明了算法的稳定性, 仿真及实验结果表明, 该算法具有较好的目标值跟踪特性和干扰抑制特性.

参考文献:

[1] WU Bin, WANG Changlong, XU Jinfa, et al. Stability criteria for time-varying delay systems with nonlinear perturbations. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(5): 692 – 700.
(武斌, 王长龙, 徐锦法, 等. 带有非线性扰动的时变时滞系统的稳定性准则. 控制理论与应用, 2017, 34(5): 692 – 700.)

[2] ZENG H B, HE Y, WU M, et al. Free-matrix-based integral inequality for stability analysis of systems with time-varying delay. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2015, 60(10): 2768 – 2772.

[3] LIU Yonghua, HUANG Liangpei, XIAO Dongming, et al. Dynamic state feedback stabilization for a class of nonaffine nonlinear systems with unknown time delays. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(7): 923 – 928.
(刘勇华, 黄良沛, 肖冬明, 等. 一类非仿射非线性时滞系统的动态状态反馈镇定. 控制理论与应用, 2016, 33(7): 923 – 928.)

[4] HUI J J, ZHANG H X, KONG X Y. Delay-dependent non-fragile H∞control for linear systems with interval time-varying delay. *International Journal of Automation and Computing*, 2015, 12(1): 109 – 116.

[5] HOU Z S, GAO H J, LEWIS F L. Data-Driven Control and Learning Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(5): 4070 – 4075.

[6] HOU Z S, CHI R H, GAO H J. An overview of dynamic-linearization-based data-driven control and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(5): 4076 – 4090.

[7] CHI Ronghu, HOU Zhongsheng, Huang Biao. Optimal iterative learning control of batch processes: From model-based to data-driven. *Acta Automatica Sinica*, 2017, 43(6): 917 – 932.

(池荣虎, 侯忠生, 黄彪. 间歇过程最优迭代学习控制的发展: 从基于模型到数据驱动. 自动化学报, 2017, 43(6): 917 – 932.)

[8] JIN Shangtai, HOU Zhongsheng. An improved model-free adaptive control for a class of nonlinear large-lag systems. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(4): 623 – 626.
(金尚泰, 侯忠生. 一类非线性大滞后系统的改进无模型自适应控制. 控制理论与应用, 2008, 25(4): 623 – 626.)

[9] LI Xiuying, LI Guiying, MAO Lin, et al. Model-free control method for a nonlinear system with large time-delay based on IPSO. *Caai Transactions on Intelligent Systems*, 2013, 8(3): 254 – 260.
(李秀英, 李桂英, 毛琳, 等. 采用改进粒子群算法的非线性大时滞系统无模型控制. 智能系统学报, 2013, 8(3): 254 – 260.)

[10] NIU Peifeng, LI Mengnin, SUN Lipeng, et al. Improved model-free control algorithm for multivariate coupling time-delay system. *CIESC Journal*, 2016, 67(6): 2488 – 2494.
(牛培峰, 李梦宁, 孙丽朋, 等. 针对多变量耦合时滞系统的无模型控制改进算法. 化工学报, 2016, 67(6): 2488 – 2494.)

[11] WENG Y P, GAO X W. Adaptive sliding mode decoupling control with data-driven sliding surface for unknown MIMO nonlinear discrete systems. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2017, 36(3): 969 – 997.

[12] MA H F, WU J H, XIONG Z H. Discrete-time sliding-mode control with improved quasi-sliding-mode domain. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(10): 6292 – 6304.

[13] HOU Mingdong, WANG Yinsong. A model-free adaptive integral terminal sliding mode control method. *Control & Decision*, 2018, 33(9): 1591 – 1597.
(侯明冬, 王印松. 一种无模型自适应积分终端滑模控制方法. 控制与决策, 2018, 33(9): 1591 – 1597.)

[14] QU S C, XIA X H, ZHANG J F. Dynamics of discrete-time sliding-mode-control uncertain systems with a disturbance compensator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(7): 3502 – 3510.

[15] WANG W H, HOU Z S. New adaptive quasi-sliding mode control for nonlinear discrete-time systems. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2008, 19(1): 154 – 160.

[16] HOU Zhongsheng, WANG Weihong, JIN Shangtai. Adaptive quasi-sliding-mode control for a class of nonlinear discrete-time systems. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(5): 505 – 509.
(侯忠生, 王卫红, 金尚泰. 一类非线性离散系统自适应准滑模控制. 控制理论与应用, 2009, 26(5): 505 – 509.)

[17] XU Q S, LI Y M. Model predictive discrete-time sliding mode control of a nanopositioning piezostage without modeling hysteresis. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2012, 20(4): 983 – 994.

[18] XU Q S, LI Y M. Micro-/nanopositioning using model predictive output integral discrete sliding mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 1161 – 1170.

[19] XU Q S. Digital integral terminal sliding mode predictive control of piezoelectric-driven motion system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3976 – 3984.

[20] XIA Y, LIU G P, SHI P, et al. Sliding mode control of uncertain linear discrete time systems with input delay. *IET Control Theory & Applications*, 2007, 1(4): 1169 – 1175.

[21] WENG Yongpeng, GAO Xianwen, LIU Xinming. Data-driven second-order sliding-mode decoupling control for non-affine nonlinear discrete-time system. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(3): 309 – 318.
(翁永鹏, 高宪文, 刘昕明. 非仿射非线性离散系统的数据驱动二阶滑模解耦控制. 控制理论与应用, 2014, 31(3): 309 – 318.)

[22] WANG F W. *Design and analysis of model-free controller for a class of nonlinear system*. Shenyang: Northeastern University, 2009.

作者简介:

侯明冬 副教授, 博士研究生, 从事数据驱动控制及其控制器性能优化技术等研究, E-mail: hmdcp@126.com;

王印松 教授, 博士生导师, 从事先进控制理论及应用、清洁能源发电系统监测与控制技术等研究, E-mail: wys@ncepu.edu.cn.