

# 一种无模型自适应积分终端滑模控制方法

侯明冬<sup>1,2</sup>, 王印松<sup>1†</sup>

(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, 济南 250100)

**摘要:** 针对一类包含扰动的非线性离散时间系统, 提出一种新的无模型自适应离散积分终端滑模控制算法. 该算法基于紧格式动态线性化数据模型, 利用离散积分终端滑模控制算法设计无模型自适应控制器, 并采用扰动估计技术估计系统的扰动项, 其中动态线性化方法中“伪偏导数”的估计算法仅依赖于被控系统的I/O测量数据. 理论分析证明了系统输入输出有界, 并通过仿真实验验证了所提算法的有效性.

**关键词:** 无模型自适应控制; 终端滑模控制; 动态线性化; 非线性离散时间系统

中图分类号: TP273

文献标志码: A

## A model-free adaptive integral terminal sliding mode control method

HOU Ming-dong<sup>1,2</sup>, WANG Yin-song<sup>1†</sup>

(1. School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;

2. Department of Electrics and Automation, Shandong Labor Vocational and Technical College, Ji'nan 250100, China)

**Abstract:** A new model-free adaptive digital integral-terminal-sliding-mode control algorithm is proposed for a class of nonlinear discrete-time systems with disturbances. The algorithm uses the discrete integral terminal sliding mode control algorithm to design the model-free adaptive controller based on the compact-format dynamic linearization model. Based on the technique of perturbation estimation to estimate the disturbance term of the system, and pseudo-partial derivatives(PPD) are estimated on-line from the I/O data of the system. The input and output bounded of the system is proved by theoretical analysis, and the validity of the proposed algorithm is verified by simulation experiment.

**Keywords:** model-free adaptive control; terminal-sliding-mode control; dynamic linearization; nonlinear discrete-time systems

## 0 引言

近年来,随着对控制精度要求的不断提高,具有不确定性且包含扰动等难以建模的离散时间非线性系统的控制问题逐渐成为研究的热点.滑模控制(SMC)作为非线性鲁棒控制策略,在存在干扰的情况下,其控制器易于实现且鲁棒性强,已被广泛研究并成功应用于实际系统中<sup>[1-3]</sup>.从理论上讲,等效滑模控制仅存在于理想的连续滑模控制,而对于离散系统,只存在准滑模控制.另外,数字控制时由于采样周期的存在,直接将连续时间SMC算法应用于离散时间系统会导致很多问题,如大抖振幅度,离散化误差,甚至系统不稳定等<sup>[4]</sup>.因此,为了在采样数据系统上实现SMC,应优选离散时间SMC(DSMC)<sup>[5-8]</sup>.

DSMC中抖动以及未建模动态已成为限制其发

展的瓶颈问题.针对滑模控制的抖动问题,很多学者将滑模控制与其他控制算法相结合构成新的控制系统,以求抑制或消除抖动干扰.文献[9-10]提出了离散终端滑模控制(DTSMC),通过调整DTSMC的参数,可以使得离散滑模系统响应更快且在有限时间收敛.已经证明,具有积分滑模面的DSMC能够提供比传统比例滑模面更好的控制性能<sup>[11-12]</sup>.文献[13-14]提出了离散积分终端滑模控制(DITSMC),通过使用分数幂规则来实现非线性流形,一旦达到滑动表面,便能实现系统状态更快的收敛速度,并已将其成功地应用于微/纳米定位和压电驱动运动系统.上面所提到的这些方法都需要已知系统数学模型,然而,建立非线性系统可靠模型的过程非常繁重且难度较大.

值得庆幸的是,文献[15]提出了一种非参数动态

收稿日期: 2017-05-05; 修回日期: 2017-07-13.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(61533013).

责任编委: 侯忠生.

作者简介: 侯明冬(1980—),男,副教授,博士生,从事智能控制及控制器性能优化的研究;王印松(1967—),男,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.

†通讯作者. E-mail: wys@ncepu.edu.cn

线性化方法,该方法是一种基于伪偏导数(PPD)概念的无模型离散非线性系统建模方法. PPD的获取仅依赖于系统I/O实时数据,相应控制器的设计也是仅依赖于系统的I/O数据,该方法的提出无疑为解决非线性系统建模困难的问题提供了可能. 文献[16]基于离散滑模指数趋近律,提出了无模型自适应滑模控制方法,但没有考虑扰动及系统不确定性的影响. 在此基础上,文献[17]采用径向基神经网络估计器来估计系统的综合不确定性,提出了基于紧格式数据模型的神经网络自适应滑模控制律(NN-SMC),取得了较好的控制效果;文献[18]采用文献[16]所提出控制方法,针对外骨骼式上肢康复机器人设计了无模型自适应滑模控制器;文献[19]提出了基于扰动观测器的改进无模型自适应控制方法;在此基础上,文献[20]基于非参数动态线性化方法,结合观测器思想实现了包含扰动系统的实时动态线性化,进而将MFAC推广至更广泛的离散系统;文献[21]运用高阶滑模控制思想,针对存在扰动的非线性系统,提出了二阶滑模无模型自适应控制方法.

区别于现有的离散滑模无模型自适应控制方法<sup>[16-17,19,21]</sup>,本文主要的贡献在于结合离散积分终端滑模控制提出新的无模型自适应离散积分终端滑模控制方法(MFA-DITSMC),并利用扰动估计技术估计系统的扰动或未建模动态. 理论分析证明了系统BIBO稳定,同时通过对一类包含不确定性和扰动的非线性对象的仿真实验说明了本文方法具有较好的跟踪性能. 最后,将本文所提出的控制方法应用于某超临界600 MW火电机组主汽温控制对象中,仿真结果表明控制器可以满足负荷大幅度波动工况下主汽温对象的控制要求,验证了方法的有效性.

## 1 问题描述

### 1.1 模型描述

$$\begin{aligned} y_m(k+1) = & \\ & f(y(k), y(k-1), y(k-n_y), u(k), \\ & u(k-1), \dots, u(k-n_u)) + f_p(k). \end{aligned} \quad (1)$$

其中:  $y_m(k+1)$ ,  $u(k)$  分别是系统  $k+1$  时刻的输出和  $k$  时刻的输入;  $f_p(k)$  表示系统扰动或未建模动态,此处定义为广义扰动,且  $|f_p(k)| \leq D$ ,  $D > 0$  是一个正常数;  $n_y$  和  $n_u$  是系统未知阶数;  $f(\cdot)$  为未知的非线性函数. 令

$$\begin{aligned} y(k+1) = & \\ & f(y(k), y(k-1), y(k-n_y), \\ & u(k), u(k-1), \dots, u(k-n_u)). \end{aligned} \quad (2)$$

由式(1)可知

$$y_m(k+1) = y(k+1) + f_p(k). \quad (3)$$

**假设1** 系统(1)的输入输出可观测且可控,即在包含广义扰动  $f_p(k)$  且期望输出信号  $y_r(k+1)$  有界的情况下,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输出<sup>[22]</sup>.

**假设2**  $f(\cdot)$  关于  $u(k)$  的偏导数是连续的.

**假设3** 系统(1)满足广义Lipschitz,即对于任意的  $k$  和  $|\Delta u(k)| \neq 0$ , 有

$$|\Delta y_m(k+1)| \leq b|\Delta u(k)|.$$

其中:  $\Delta y_m(k+1) = y_m(k+1) - y_m(k)$ ,  $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ ,  $b$  是一个正常数.

**假设4** 系统具有一个全局渐近稳定的零动态,即任何输出序列  $y_m(k)$  比输入序列  $u(k-1)$  增长得快.

**引理1** 对于满足假设1~假设3,如式(2)所示的非线性系统,当  $|\Delta u(k)| \neq 0$  时,一定存在一个称作“PPD”的量  $\phi(k)$ ,使得<sup>[7]</sup>

$$\Delta y(k+1) = \phi(k)\Delta u(k), \quad (4)$$

并且  $|\phi(k)| \leq b$ . 其中:  $b$  是一个正常数,  $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$ ,  $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ .

将式(4)改写,得

$$y(k+1) = y(k) + \phi(k)\Delta u(k), \quad (5)$$

可推出

$$\Delta y_m(k+1) = \Delta y(k+1) + \Delta f_p(k).$$

其中:  $\Delta y_m(k+1) = y_m(k+1) - y_m(k)$ ,  $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$ ,  $\Delta f_p(k) = f_p(k) - f_p(k-1)$ .

考虑式(4),可得

$$y_m(k+1) = y_m(k) + \phi(k)\Delta u(k) + \Delta f_p(k). \quad (6)$$

### 1.2 扰动估计

基于扰动估计技术,式(6)中的扰动项  $\Delta f_p(k)$  可以通过其一步延时的值估计如下:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{f}_p(k) = \Delta f_p(k-1) = & \\ & y_m(k) - y_m(k-1) - \phi(k-1)\Delta u(k-1), \end{aligned} \quad (7)$$

则式(6)变为

$$\begin{aligned} y_m(k+1) = & \\ & y_m(k) + \phi(k)\Delta u(k) + \Delta \hat{f}_p(k) - \Delta \tilde{f}_p(k), \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $\Delta \tilde{f}_p(k) = \Delta \hat{f}_p(k) - \Delta f_p(k)$  是扰动估计误差且有界. 进一步表示为

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{f}_p(k) = \Delta f_p(k-1) - \Delta f_p(k) = & \\ & (y_m(k) - y_m(k-1)) - (y_m(k+1) - y_m(k)) - \\ & \phi(k-1)\Delta u(k-1) + \phi(k)\Delta u(k). \end{aligned} \quad (9)$$

由引理1可知,  $\phi(k)$  是有界的,且  $y_m(k)$ ,  $u(k)$  有界,具体证明见本文稳定性分析部分,故认为由式(9)表示的  $\Delta \tilde{f}_p(k)$  有界是合理的.

### 1.3 伪偏导数估计

采用文献[15]中提出的参数估计算法求取伪偏导数 $\hat{\phi}(k)$ 的估计值.

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(k) = & \hat{\phi}(k-1) + \frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu + \Delta u(k-1)^2} \times \\ & [\Delta y_m(k) - \Delta f_p(k-1) - \hat{\phi}(k-1)\Delta u(k-1)] = \\ & \hat{\phi}(k-1) + \frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu + \Delta u(k-1)^2} \times \\ & [\Delta y_m(k) - \Delta \hat{f}_p(k) - \hat{\phi}(k-1)\Delta u(k-1)]. \end{aligned} \quad (10)$$

当 $|\hat{\phi}(k)| \leq \varepsilon$ 或 $|\Delta u(k-1)| \leq \varepsilon$ 时

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(1). \quad (11)$$

其中: $\mu > 0, \eta \in (0, 1]$ . 结合式(8)、(10)及(11),可得

$$\begin{aligned} y_m(k+1) = & y_m(k) + (\hat{\phi}(k) + \delta_\phi(k))\Delta u(k) + \Delta \hat{f}_p(k) - \Delta \tilde{f}_p(k). \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\delta_\phi(k) = \phi(k) - \hat{\phi}(k)$ ,表示参数估计误差.

**注1**  $\phi(k)$ 是时变参数,一定意义下 $\phi(k)$ 被认为是一种微分信号,而且对于任意的 $k$ 有界.当 $|\Delta u(k)|$ 以及采样周期不是很大时, $\phi(k)$ 与 $u(k)$ 的相互影响可以忽略.

**注2** 算法(10)与被控系统的数学模型无关,仅由控制系统产生的I/O数据设计.另外,算法(10)中分母上引入的常数 $\mu$ 是权重常数,其作用是惩罚PPD估计的变化率.

## 2 控制器设计

### 2.1 定义滑模函数

针对式(12)所示系统,设计其滑模控制器,定义输出跟踪误差如下:

$$e(k) = y_m(k) - y_r(k). \quad (13)$$

其中: $y_m(k)$ 是系统输出, $y_r(k)$ 是期望输出.

依赖于输出误差(13),比例积分(PI)类型的离散终端滑模函数定义如下:

$$s(k) = \lambda_1 e(k) + \lambda_2 E(k-1). \quad (14)$$

其中: $\lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0$ . 积分误差项为

$$E(k) = \sum_{i=0}^k e_i^\alpha = E(k-1) + e_k^\alpha, \quad (15)$$

其中 $0 < \alpha < 1$ .此外,选择 $\alpha$ 作为两个奇整数的比率.引入的 $\alpha < 1$ 将使得相平面原点附近的滑模面具有更陡峭的斜率,这将导致快速的收敛速度.此外, $\alpha = 1$ 时为常规的线性离散滑模函数<sup>[14]</sup>.

### 2.2 MFA-DITSMC设计

离散滑模控制方案可以基于趋近律或等效控制设计.为了在一个采样时刻强制到达滑模面,基于以下趋近率设计DITSMC控制策略:

$$\Delta s(k) = s(k+1) - s(k) = 0. \quad (16)$$

由式(16),可得以下表达式:

$$s(k+1) = s(k), \quad (17)$$

$$\lambda_1 e(k+1) + \lambda_2 E(k) = s(k), \quad (18)$$

$$\lambda_1 [y_m(k+1) - y_r(k+1)] + \lambda_2 E(k) = s(k). \quad (19)$$

将式(12)代入(19),得

$$\begin{aligned} s(k) = & \lambda_1 [y_m(k) + (\hat{\phi}(k) + \delta_\phi(k))\Delta u(k) + \\ & \Delta \hat{f}_p(k) - \Delta \tilde{f}_p(k) - y_r(k+1)] + \lambda_2 E(k). \end{aligned} \quad (20)$$

整理式(20),并忽略干扰估计误差 $\Delta \tilde{f}_p(k)$ ,可得

$$\begin{aligned} \Delta u^{\text{eq}}(k) = & \frac{1}{(\hat{\phi}(k) + \delta_\phi(k))} (\lambda_1^{-1} s(k) - \lambda_1^{-1} \lambda_2 E(k) - \\ & \Delta \hat{f}_p(k) + y_r(k+1) - y_m(k)). \end{aligned} \quad (21)$$

式(21)中需要将来的参考位置 $y_r(k+1)$ 来实现控制器.实际上,要跟踪的轨迹通常在控制系统应用中预先定义,因此, $y_r(k+1)$ 是先验已知的.

**注3** 当 $\hat{\phi}(k)$ 很小时,控制输入(21)有可能变得很大甚至无界,引入参数估计误差 $\delta_\phi(k)$ 作为估计值 $\hat{\phi}(k)$ 的附加校正项,以避免这种现象的发生.

如果系统的初始状态不在滑模面上,或者在滑动相位运动期间出现外部干扰,则独立的等效控制不能驱动系统的轨迹到滑模面.值得注意的是,假设干扰可以被精确估计的情况下,即 $\Delta \tilde{f}_p(k) = 0$ ,可得式(21)所示的控制律,但实际上 $\Delta \tilde{f}_p(k) \neq 0$ .因此,为了提高控制器的鲁棒性,应设计鲁棒DITSMC控制器,具体而言,等效控制用不连续的切换控制动作增强,通过克服干扰来确保系统的鲁棒性.切换控制设计如下:

$$\Delta u^{\text{sw}}(k) = \frac{-\lambda_s}{(\hat{\phi}(k) + \delta_\phi(k))} \text{sgn}(s(k)). \quad (22)$$

其中: $\text{sgn}(\cdot)$ 表示符号函数; $\lambda_s$ 是切换控制增益,且应满足

$$\lambda_s > |\Delta \tilde{f}_p(k)|. \quad (23)$$

将等效控制 $\Delta u^{\text{eq}}(k)$ 与切换控制 $\Delta u^{\text{sw}}(k)$ 组合给出总控制律

$$\Delta u(k) = \Delta u^{\text{eq}}(k) + \Delta u^{\text{sw}}(k), \quad (24)$$

即MFA-DITSMC控制器为

$$\Delta u(k) = \frac{1}{(\hat{\phi}(k) + \delta_{\phi}(k))} [\lambda_1^{-1} s(k) - \lambda_1^{-1} \lambda_2 E(k) - \Delta \hat{f}_p(k) + y_r(k+1) - y_m(k) - \lambda_s \operatorname{sgn}(s(k))]. \quad (25)$$

### 3 稳定性分析

**定理1** 满足假设1~假设4的非线性系统如式(6)所示,如果参考信号 $y_r(k+1)$ 有界,时变参数 $\hat{\phi}(k)$ 采用算法(10)和(11)估计,采用控制律(25),且满足式(23),则离散滑模运动将在有限数量的步骤内达到准滑动模态,且输入输出信号 $\{u(k)\}$ 和 $\{y_m(k)\}$ 是有界序列.

**证明** 1)  $\hat{\phi}(k)$ 的有界性.

当 $|\Delta u(k-1)| \leq \varepsilon$ 时,重置算法(11),保证 $\hat{\phi}(k)$ 有界.

当 $|\Delta u(k-1)| > \varepsilon$ 时,用 $\phi(k)$ 同时减式(10)两边,且考虑式(6)和(7),得

$$\delta_{\phi}(k) = \Delta \phi(k) + \left(1 - \frac{\eta \Delta u(k-1)^2}{\mu + \Delta u(k-1)^2}\right) \delta_{\phi}(k-1). \quad (26)$$

其中: $\delta_{\phi}(k) = \phi(k) - \hat{\phi}(k)$ ,  $\Delta \phi(k) = \phi(k) - \phi(k-1)$ .

由引理1可知

$$|\delta_{\phi}(k)| < \left| \left(1 - \frac{\eta \Delta u(k-1)^2}{\mu + \Delta u(k-1)^2}\right) \right| |\delta_{\phi}(k-1)| + 2b. \quad (27)$$

由于 $\mu > 0, \eta \in (0, 1]$ ,可得

$$\eta \Delta u(k-1)^2 < \Delta u(k-1)^2 < \mu + \Delta u(k-1)^2. \quad (28)$$

这意味着存在 $d \in (0, 1]$ ,使得下式成立:

$$0 < 1 - \frac{\eta \Delta u(k-1)^2}{\mu + \Delta u(k-1)^2} \leq d < 1, \quad (29)$$

可得

$$\begin{aligned} |\delta_{\phi}(k)| &\leq d |\delta_{\phi}(k-1)| + 2b \leq \\ &d^2 |\delta_{\phi}(k-2)| + 2db + 2b \leq \dots \leq \\ &d^k |\delta_{\phi}(0)| + \frac{2b(1-d^k)}{1-d}. \end{aligned} \quad (30)$$

由式(30)可知,参数估计误差 $\delta_{\phi}(k)$ 是有界的, $|\delta_{\phi}(k)| \leq M$ ,参数 $M$ 在仿真中根据实际系统恰当选取.又已知 $\phi(k)$ 有界,故 $\hat{\phi}(k)$ 是有界的.

2) 跟踪误差的有界性.

通过式(14),可以得出如下的一步向前滑模函数:

$$s(k+1) = \lambda_1 e(k+1) + \lambda_2 E(k). \quad (31)$$

将式(13)代入(31),并考虑式(8)和(25),可得

$$\begin{aligned} s(k+1) &= \\ &\lambda_1 (y_m(k+1) - y_r(k+1)) + \lambda_2 E(k) = \\ &\lambda_1 [y_m(k) + (\hat{\phi}(k) + \delta_{\phi}(k)) \Delta u(k) + \\ &\Delta f_p(k) - y_r(k+1)] + \lambda_2 E(k) = \\ &\lambda_1 [\lambda_1^{-1} s(k) - \lambda_1^{-1} \lambda_2 E(k) + \Delta f_p(k) - \\ &\Delta f_p(k-1) - \lambda_s \operatorname{sgn}(s(k))] + \lambda_2 E(k) = \\ &s(k) + \lambda_1 (\Delta f_p(k) - \Delta f_p(k-1)) - \lambda_1 \lambda_s \operatorname{sgn}(s(k)). \end{aligned} \quad (32)$$

由式(9)和(32),可得

$$s(k+1) - s(k) = -\lambda_1 \lambda_s \operatorname{sgn}(s(k)) - \lambda_1 \Delta \tilde{f}_p(k). \quad (33)$$

考虑式(23),可得

$$\lambda_s > \Delta \tilde{f}_p(k) > -\lambda_s. \quad (34)$$

因此,当 $s(k) > 0$ 时,可由式(33)和(34)得

$$\begin{aligned} s(k+1) - s(k) &= -\lambda_1 \lambda_s - \lambda_1 \Delta \tilde{f}_p(k) \Rightarrow \\ &-2\lambda_1 \lambda_s < s(k+1) - s(k) < 0; \end{aligned} \quad (35)$$

当 $s(k) < 0$ 时,可以由式(33)和(34)得到

$$\begin{aligned} s(k+1) - s(k) &= \lambda_1 \lambda_s - \lambda_1 \Delta \tilde{f}_p(k) \Rightarrow \\ 0 &< s(k+1) - s(k) < 2\lambda_1 \lambda_s. \end{aligned} \quad (36)$$

考虑到式(35)和(36),可得出

$$\begin{aligned} s(k+1) &< s(k), \quad s(k) > 0; \\ s(k+1) &> s(k), \quad s(k) < 0. \end{aligned} \quad (37)$$

式(37)满足离散滑模存在和到达条件

$$\begin{aligned} [s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) &< 0, \\ [s(k+1) + s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) &> 0. \end{aligned} \quad (38)$$

因此, $s(k)$ 单调减小,且式(38)是离散准滑模状态存在的充要条件<sup>[14]</sup>.也就意味着在式(25)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.

3) 输出信号的有界性.

跟踪误差的定义为 $e(k) = y_m(k) - y_r(k)$ ,已知 $\{y_r(k)\}$ 有界,且已证明 $\{e(k)\}$ 有界,故 $\{y_m(k)\}$ 也是有界的.

4) 输入信号的有界性.

由假设4可知,系统具有一个全局渐近稳定的零动态,即存在常数 $M_1, M_2$ 和 $k_0$ 满足

$$|u(k-1)| < M_1 \max_{\tau < k} |y_m(k)| + M_2, \quad \forall k \geq k_0. \quad (39)$$

因为输出信号 $\{y_m(k)\}$ 有界,故由式(39)可知 $\{u(k)\}$ 有界.□

**注4** 由于符号函数  $\text{sgn}(\cdot)$  的不连续性,控制动作中可能会发生抖动.为了减轻抖动现象,采用如下所示的饱和函数取代式(25)中的符号函数:

$$\text{sat}(k) = \begin{cases} \text{sign}(s(k)), & |s(k)| > \varepsilon; \\ s(k)/\varepsilon, & |s(k)| < \varepsilon. \end{cases} \quad (40)$$

其中  $\varepsilon > 0$ . 然而,当  $|s(k)| < \varepsilon$  时,控制方案的鲁棒性将会丢失. 因此,在实际中,参数  $\varepsilon$  的调整应该在抑制抖动效应和鲁棒性之间作出折中选择.

### 4 仿真实验

**例1** 将本文所提出的 MFA-DITSMC 方法与 NN-SMC<sup>[17]</sup> 方法进行仿真验证比较. 在例1中,系统将输入两种不同的期望信号. 基于期望信号1,采用 MFA-DITSMC 与 NN-SMC 方法时,系统跟踪性能数值仿真结果见图1. 在不调整控制参数的情况下,基于期望信号2,采用以上两种方法时系统跟踪性能的数值仿真结果见图2. 下面给出的系统模型仅用来产生 I/O 数据.

考虑离散非线性系统

$$y(k+1) = \begin{cases} \frac{y(k)}{1+y(k)^2} + u(k)^3 + d(k), & k \leq 500; \\ \frac{y(k)y(k-1)y(k-2)u(k-1)(y(k-2)-1) + \alpha(k)u(k)}{1+y(k-1)^2}, & \rightarrow \\ \leftarrow \frac{\alpha(k)u(k)}{y(k-2)^2}, & k > 500. \end{cases}$$

期望信号1

$$y_r(k+1) = 0.1.$$

期望信号2

$$y_r(k+1) = \begin{cases} 0.5 \times (-1)^{\text{round}(k/100)}, & k \leq 300; \\ 0.5 \sin(k\pi/100) + 0.3 \cos(k\pi/50), & 500 < k \leq 700; \\ 0.5 \times (-1)^{\text{round}(k/100)}, & k > 700. \end{cases}$$

扰动信号

$$d(k) = [0.5, 0.15 \sin(k/30)][y(k), y(k-1)]^T.$$

模型中的时变参数

$$\alpha(k) = 1 + \text{round}(k/500).$$

仿真过程中,所提出方法与 NN-SMC 方法的仿真参数选择如表1所示. 从图1和图2中可以清楚地看到,分别基于期望信号1和期望信号2,采用所提出方法的仿真结果无论从超调量、响应速度还是跟踪性能,都优于 NN-SMC 方法. 由于积分终端滑模控制方法固有的优于准滑模控制方法的特性,使得系统的抖动得到了减缓. 另外,扰动估计技术的运用使得控制系统的扰动估计更加简洁,不仅达到了扰动估计的

效果,而且避开了 NN-SMC 方法中神经网络初始权值随机给定,容易造成系统控制品质不稳定的问题.

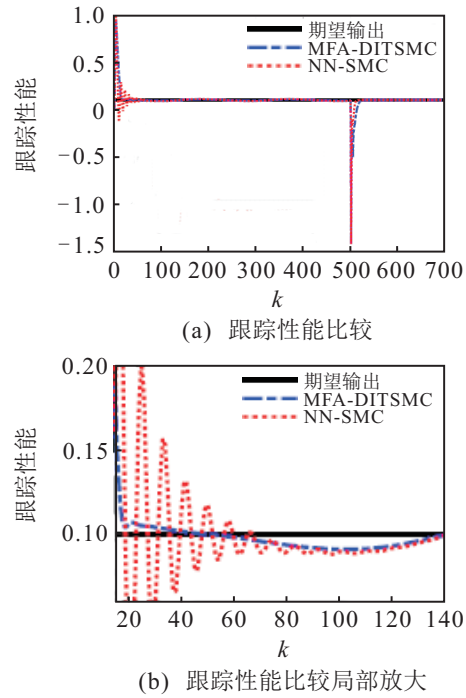


图1 期望信号1作用下两种方法跟踪性能比较

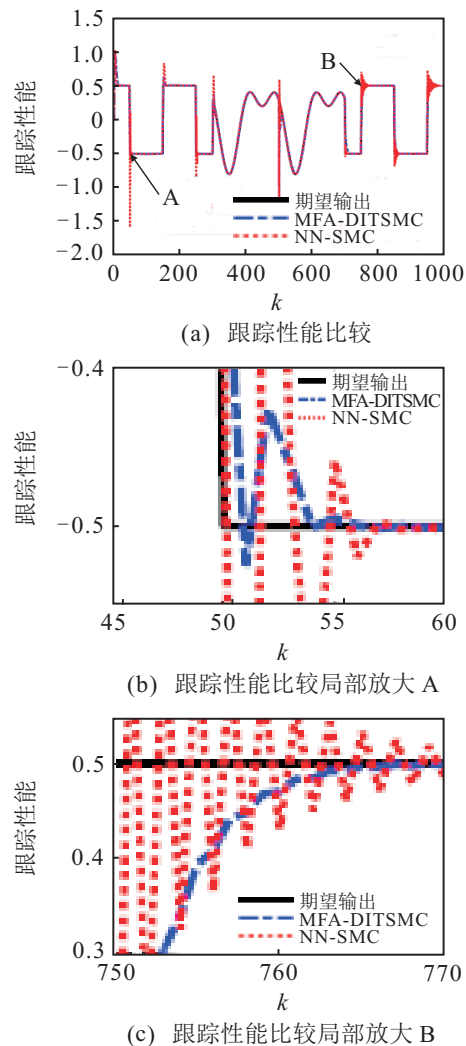


图2 期望信号2作用下两种方法跟踪性能比较

表1 例1仿真参数

方法	仿真参数
MFA-DITSMC	$\mu = 0.5, \eta = 0.3, \lambda_s = 0.0002,$ $\lambda_1 = 0.16, \lambda_2 = 0.1, \alpha = 9/11,$ $\Delta = 0.002, M = 3$
NN-SMC	$\mu = 0.5, \eta = 0.3, \varepsilon = 0.0002,$ $q = 0.6, c = [1, 2], \sigma = 3,$ 网络权值取随机数

例2 目前,绝大多数电厂的过热蒸汽温度控制采用如图3所示的PID串联控制方案. 其中: $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 分别为被控对象初级和次级传递函数; $G_{c1}(s)$ 和 $G_{c2}(s)$ 分别为主副回路PID控制器; $r(t)$ 为给定值; $u(t)$ 为控制器输出;经喷淋水冷却后测量的蒸汽温度表示为 $\theta_1$ ; $\theta_2$ 为输出测量值. 该结构有利于副回路中扰动的快速消除,但控制系统的鲁棒性仍然取决于主调节器的控制性能,现场整定经常结合经验整定法和试凑法. 同时,对于主汽温这类非线性时变的复杂对象,控制系统性能的优劣受负荷、燃料量、主蒸汽压力、给水流量等扰动影响较大.

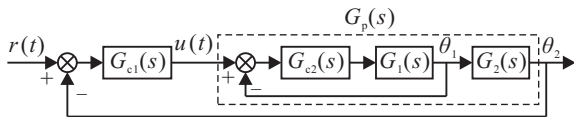


图3 过热蒸汽温度的串联PID控制策略

图3中虚线框内广义受控对象 $G_p(s)$ 可以简化为一阶加纯滞后模型(FOPDT)<sup>[23]</sup>,某超临界600MW机组直流锅炉的高温过热器在4种典型负荷下的广义对象模型如表2所示. 采用MFAC<sup>[15]</sup>方法与所提出方法取代 $G_{c1}(s)$ 进行仿真比较研究. 以100%负荷广义对象为例,系统模型仅用来产生I/O数据. 采样时间为1s,设定期望输出为1,在 $t = 500$ s时加入幅值为0.1的输出扰动,仿真参数见表3,仿真结果如图4所示. 另外,利用所提出控制方法,设定期望输出为10,在 $t = 500$ s时加入幅值为0.1的输出扰动,在不改变控制器参数的前提下,即仿真参数同表3,对4种典型负荷的广义对象进行控制,仿真结果如图5所示.

表2 广义对象的FOPDT模型

负荷/%	$G_p(s)$
100	$1.22e^{-65s}/(1 + 60s)$
75	$1.15e^{-118s}/(1 + 95s)$
50	$1.07e^{-183s}/(1 + 150s)$
37	$1.0e^{-293s}/(1 + 241s)$

表3 例2仿真参数

方法	仿真参数
MFA-DITSMC	$\mu = 1, \eta = 1, \lambda_s = 0.0002,$ $\lambda_1 = 6, \lambda_2 = 0.8, \alpha = 5/7,$ $\Delta = 0.002, M = 3$
MFAC	$\mu = 1, \eta = 1, \varepsilon = 0.00001,$ $\rho = 0.05, \lambda = 0.7, \phi = 2$

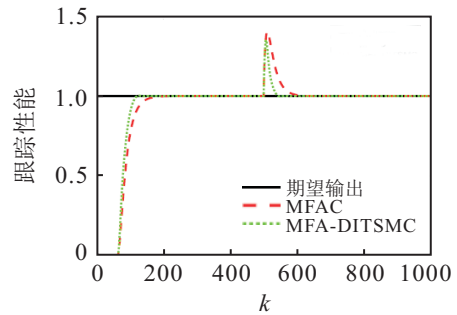


图4 100%负荷时系统跟踪性能比较

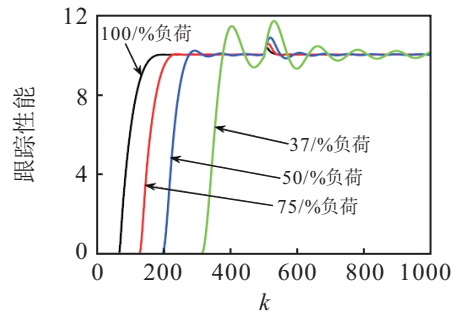


图5 4种典型负荷情况下控制系统跟踪性能

### 5 结论

本文基于紧格式动态线性化方法,其伪偏导数的估计算法仅依赖于被控系统的I/O测量数据,采用扰动估计技术估计系统的广义扰动,结合离散积分终端滑模控制算法设计了无模型自适应控制器,并分别从理论分析和仿真验证两个方面对算法进行了研究. 与目前大部分的非线性系统控制方法不同,所提出方法的控制器设计仅需要系统的I/O数据,是一种无模型的控制方案,因此,该算法可以应用于更一般的非线性系统中. 仿真结果表明,所提出方法可以较精确地跟踪期望曲线并快速达到稳定,能够确保控制器的鲁棒性,获得良好的控制效果. 另外,该方法简单实用,易于在工程中应用推广.

### 参考文献(References)

- [1] Qu S, Xia X, Zhang J. Dynamical behaviors of an Euler discretized sliding mode control systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2014, 59(9): 2525-2529.
- [2] Chakrabarty S, Bandyopadhyay B. A generalized reaching law for discrete time sliding mode control[J]. Automatica, 2015, 52: 83-86.
- [3] Bandyopadhyay B, Fulwani D. High-performance tracking controller for discrete plant using nonlinear sliding surface[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3628-3637.
- [4] Ma H, Wu J, Xiong Z. Discrete-time sliding-mode control with improved quasi-sliding-mode domain[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6292-6304.

- [5] Yu X, Kaynak O. Sliding-mode control with soft computing: A survey[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3275-3285.
- [6] Corradini M L, Ippoliti G, Longhi S, et al. A quasi-sliding mode approach for robust control and speed estimation of PM synchronous motors[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1096-1104.
- [7] Veselic B, Perunicic-Drazenovic B, Milosavljevic Č. Improved discrete-time sliding-mode position control using Euler velocity estimation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(11): 3840-3847.
- [8] Mehta A J, Bandyopadhyay B, Inoue A. Reduced-order observer design for servo system using duality to discrete-time sliding-surface design[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(11): 3793-3800.
- [9] Shoja Majidabad S, Toosian Shandiz H. Discrete-time based sliding-mode control of robot manipulators[J]. Int J of Intelligent Computing and Cybernetics, 2012, 5(3): 340-358.
- [10] Qu S, Xia X, Zhang J. Dynamics of discrete-time sliding-mode-control uncertain systems with a disturbance compensator[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3502-3510.
- [11] Xu Q, Li Y. Model predictive discrete-time sliding mode control of a nanopositioning piezostage without modeling hysteresis[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2012, 20(4): 983-994.
- [12] Xu J X, Abidi K. Discrete-time output integral sliding-mode control for a piezomotor-driven linear motion stage[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(11): 3917-3926.
- [13] Xu Q, Li Y. Micro-/nanopositioning using model predictive output integral discrete sliding mode control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1161-1170.
- [14] Xu Q. Digital integral terminal sliding mode predictive control of piezoelectric-driven motion system[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3976-3984.
- [15] Hou Z S, Jin S T. Model free adaptive control-theory and applications[M]. Boca Raton: CRC Press, 2013: 45-118.
- [16] Wang W H, Hou Z S. New adaptive quasi-sliding mode control for nonlinear discrete-time systems[J]. J of Systems Engineering and Electronics, 2008, 19(1): 154-160.
- [17] 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[J].控制理论与应用,2009,26(5): 505-509.  
(Hou Z S, Wang W H, Jin S T. Adaptive quasi-sliding-mode control for a class of nonlinear discrete-time systems[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(5): 505-509.)
- [18] 王晓峰,李醒,王建辉.基于无模型自适应的外骨骼式上肢康复机器人主动交互训练控制方法[J].自动化学报,2016,42(12): 1899-1914.  
(Wang X F, Li X, Wang J H. Active interaction exercise control of exoskeleton upper limb rehabilitation robot using model-free adaptive methods[J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(12): 1899-1914.)
- [19] Bu X H, Hou Z S, Yu F S, et al. Model free adaptive control with disturbance observer[J]. J of Control Engineering and Applied Informatics, 2012, 14(4): 42-49.
- [20] 翁永鹏,高宪文,吕明阳.一类非仿射非线性离散系统的改进无模型自适应控制[J].控制与决策,2014,29(12): 2226-2234.  
(Weng Y P, Gao X W, Lv M Y. Improved model-free adaptive control for a class of non-affine nonlinear discrete systems[J]. Control and Decision, 2014, 29(12): 2226-2234.)
- [21] 何大阔,高飞雪,杨乐,等.一类未知MIMO非线性离散系统的改进自适应准滑模解耦控制[J].控制与决策,2016,31(5): 783-789.  
(He D K, Gao F X, Yang L, et al. Improved adaptive quasi-sliding mode decoupling control for a class of unknown MIMO nonlinear discrete-time systems[J]. Control and Decision, 2016, 31(5): 783-789.)
- [22] 王卫红.无模型自适应控制理论几类问题的研究[D].北京:北京交通大学电子信息工程学院,2008.  
(Wang W H. Issues on model-free adaptive control theory[D]. Beijing: School of Electronic Information Engineering, Beijing Jiaotong University, 2008.)
- [23] 刘长良,马增辉,开平安.基于间隙度量和二次型优化的电站主汽温控制[J].中国电机工程学报,2014(32): 5771-5778.  
(Liu C L, Ma Z H, Kai P A. The power plant main steam temperature control based on gap metric and linear quadratic optimal control[J]. Proceedings of the Csee, 2014(32): 5771-5778.)

(责任编辑:曹洪武)