

浊度大时滞过程的预测自抗扰控制器设计

唐德翠^{1,2}, 高志强², 张绪红^{1†}

(1. 广东技术师范学院 自动化学院, 广东 广州 510665;

2. 克利夫兰州立大学先进控制技术中心, 美国 俄亥俄州 克利夫兰 44115)

摘要: 待滤水浊度过程涉及复杂的物理、化学反应, 具有明显的大时滞、不确定性和干扰多等特点, 一直是制水行业公认的难控系统. 针对其干扰多和不确定性特点, 采用自抗扰控制来主动实时估计扰动并进行补偿; 针对其大时滞特点, 采用预测控制对输出提前预报来弥补大时滞系统中的信息不及时, 从而得到一种兼具信息预估又具主动补偿总扰动的预测自抗扰控制器. 本文重点分析了预测自抗扰控制器的性能, 给出了时滞系统在该控制器作用下的开环频率参数求取方法及简单实用的参数整定公式, 最后将其与几种常见控制器进行了仿真比较. 仿真结果表明: 预测自抗扰控制器具有良好的抗扰恢复能力和设定值跟踪能力, 且参数整定容易, 具有简单、好用且有效等特点, 为该控制器的工业化应用提供了积极的指导作用.

关键词: 浊度过程; 大时滞; 自抗扰控制; Smith预估; 参数整定

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Design of predictive active disturbance rejection controller for turbidity

TANG De-cui^{1,2}, GAO Zhi-qiang², ZHANG Xu-hong^{1†}

(1. College of Automation, Guangdong Polytechnic Normal University, Guangzhou Guangdong 510665, China;

2. Center for Advanced Control Technologies, Cleveland State University, Cleveland OH 44115, USA)

Abstract: Turbidity process, which involves complex physical and chemical reactions, is difficult to control for engineers due to its characteristics of large time-delay, uncertainties and disturbances. For this reason, a novel predictive active disturbance rejection control (PADRC) strategy is proposed, which owns the advantages of predictive control and active disturbance rejection control (ADRC). The ADRC part aims to estimate the total disturbances, and cancel from the control output to deal with the uncertainties; the predictor part is adopted to predict the output to compensate the lack of data resulted from large time delay. The performance of PADRC has been analyzed in detail. In addition, a general method to solve the open-loop frequency parameters is provided, as well as the parameter tuning equations. Finally, simulation-based comparisons of PADRC and three regular control approaches has been made. The results show that PADRC has a better performance, especially in set point tracking and disturbances rejecting. Moreover, PADRC is simple, practical and easy to tune parameters, thus providing guidelines for industrial applications of similar systems.

Key words: turbidity process; large time-delay; active disturbance rejection control; Smith predictor; parameter tuning

1 引言(Introduction)

混凝沉淀后的待滤水浊度决定水厂的供水水质, 因此, 对待滤水浊度过程进行尽可能精确地控制就显得特别重要. 然而混凝沉淀过程涉及复杂的物理、化学反应, 具有明显的大时滞、时变、非线性 and 外扰多等特点, 一直是制水行业公认的难控环节. 多年来, 人们将神经网络控制、模糊控制等智能控制算法^[1-2]、无模型控制器^[3]以及基于Smith的各种改进算法^[3-4]用于该过程, 取得了不错的仿真效果和实验效果. 但在实际中, 考虑到易实现、抗扰性及实时性, 各种先进控

制算法并没有真正付诸实施, 绝大多数水厂仍以常规PID反馈结合预测模型输出为前馈的复合控制策略为主. 自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)技术由于具有实时估计扰动并主动补偿的能力, 近10多年来广泛应用于各种不确定性系统中^[5]. 针对时滞系统的ADRC控制, 目前主要采用忽略时滞环节法、将时滞环节用一阶惯性环节近似法、输入预测法和输出预测法等4种^[5-7], 但这4种方法只适用于时滞比较小的对象^[8]. 针对大时滞对象, 由于时滞的存在造成对象在较长时间内无有效输出, 从而导致

收稿日期: 2016-05-09; 录用日期: 2016-10-18.

†通信作者. E-mail: zhzhzhy@163.com.

本文责任编辑: 夏元清.

广东省自然科学基金项目(S2013010015007), 广东省公益研究与能力建设基金项目(2015A010104010)资助.

Supported by Foundation for Natural Science Foundation of Guangdong Province (S2013010015007) and Foundation for Public Welfare Research and Capacity Building Project of Guangdong Province (2015A010104010).

ADRC的观测器两个输入 $y(t)$, $u(t)$ 不同步. 针对此不足, 文献[9]采用对控制信号 $u(t)$ 延迟后进入扩展状态观测器(extend state observer, ESO)以实现与 $y(t)$ 的同步, 并采用现代控制理论方法对该算法的稳定性进行了理论分析和仿真研究. 对输入信号 $u(t)$ 进行延迟处理的ADRC改进算法被称为ADRC输入时滞改进算法^[5]. 尽管ADRC输入时滞改进算法实现了ESO的两个输入同步, 观测器易达到稳定, 但无法解决时滞系统在初期反馈信息不及时的根本问题. 因此ADRC输入时滞改进算法对跟踪设定值初期改善效果不明显. 针对此不足, 文献[10–11]提出将ADRC和Smith预估相结合的预测自抗扰控制器(predictive ADRC, PADRC), 并对其时滞扰动时的鲁棒性进行了详细地理论分析和仿真分析, 给出了确保系统稳定的最大时滞扰动范围, 为该算法的应用提供了一定的理论指导. 针对时滞系统, 文献[10]还提出了一种联合算法(a unified solution). 该算法将ADRC输入时滞改进算法和PADRC算法通过相应的权重结合起来, 系统在不同阶段对应两种算法的权重不同, 从而实现跟踪阶段以PADRC为主, 抗扰阶段以ADRC输入时滞改进算法为主的策略, 并对该算法进行了仿真比较, 取得了不错的仿真效果. 但该联合算法的权重系数不易确定, 还没有统一的理论指导且需整定参数较多, 使得其实际应用不易推广. 考虑到文献[10–11]中PADRC算法的频率分析理论对工程技术人员比较难懂, 且对PADRC控制器参数的整定未做理论探讨. 本文受文献[10, 12]对ADRC输入时滞改进算法的频率特性分析方法启示, 对PADRC算法进行了更为简单的原理分析和开环频率特性分析, 旨在为PADRC算法的应用提供简单有用的理论指导和参数整定方法. 文章重点从其结构和传递函数等方面来分析其性能, 给出了时滞系统在PADRC算法下的频率分析通用模式和参数整定公式, 并将其应用于待滤水浊度大时滞过程中, 得到一种应用于该行业的专用预测自抗扰控制器.

2 自抗扰控制基本原理(Basic principle of ADRC)

典型的ADRC主要由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、状态误差反馈控制律(state error feedback, SEF)和扩展状态观测器(extend state observer, ESO)3部分构成. TD主要用来规划过渡过程, 以避免控制初期误差过大对系统的冲击. 对于系统本身比较快的系统, 利用TD可以有效解决超调和快速性之间的矛盾. 但对于本身响应比较慢, 尤其是大时滞大惯性系统, 引入TD会使系统响应变得更慢, 所以针对这类系统, 一般不引入TD. ESO主要根据其输入信号适当构造观测器以实时估计各个状态值和总扰动值. SEF为ADRC的控制策略, 它借助ESO对总扰动的估计值, 采用相应控制律给出控制信号并补偿掉扰动对系统

的影响.

本文以一阶不含时滞环节对象为例, 对ADRC原理进行简单阐述, 更为详细的介绍见文献[5]. 假定不含时滞环节的一阶对象用微分方程描述为

$$\dot{y} = f(y, d) + bu, \quad (1)$$

式(1)中: y , u 分别为系统的输出、控制量, d 为未知的外部扰动, b 为不确定的模型参数, $f(\cdot)$ 为总扰动, 包含对象不确定性造成的内部扰动和外部扰动 d .

对式(1)所示对象, 由于总扰动 $f(\cdot)$ 为不确定函数, 为能够实时观测 $f(\cdot)$, 令状态变量 $X = [x_1 \ x_2]^T = [y \ f]^T$, $x_2 = f(\cdot)$ 称为扩展状态变量. 则得式(1)所示对象状态方程和线性ESO(LESO)方程分别为

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu + Ef, \\ y = CX, \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + Bu + L(y - \hat{y}), \\ \hat{y} = CZ, \end{cases} \quad (3)$$

其中: $Z = [z_1 \ z_2]^T$ 为ESO的两个输出, 以实现状态向量 X 的估计, $L = [\beta_1 \ \beta_2]^T$ 为观测器增益.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

ADRC的控制律SEF选取为

$$u = (u_0 - z_2)/b_0, \quad (4)$$

式中: b_0 为对象不确定参数 b 的估计值, u_0 为比例控制器的输出, z_2 为总扰动的估计值.

当系统达到稳态时, $z_2 \approx f(\cdot)$, 则可将式(1)化为标准“积分串联型”.

$$\dot{y} = f(\cdot) + u_0 - z_2 \approx u_0, \quad (5)$$

控制量 u_0 为

$$u_0 = k_1(r - z_1), \quad (6)$$

式(6)中, k_1 为比例控制器的增益.

3 预测自抗扰控制器设计(Design of predictive ADRC)

3.1 问题的提出(Proposed question)

工业生产过程中, 常采用一阶加时滞(first order plus time delay, FOPTD)的模型来模拟生产过程中的大时滞过程, FOPTD传递函数表示为

$$G_{\text{FOPTD}}(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\tau s} = \frac{b}{s + a} e^{-\tau s}, \quad (7)$$

其中: $a = 1/T$, $b = K/T$, τ 为对象时滞时间.

在 u 作用下, FOPTD的输出 y 用微分方程表示为

$$\dot{y} = f(\cdot) + bu(t - \tau), \quad (8)$$

其中: $f(\cdot) = -ay + bd(t - \tau)$, 包含一阶大时滞过程由参数 a , b 扰动引起的不确定内扰和外部扰动 $d(t - \tau)$.

由ADRC原理知: 式(8)表示的对象, 其状态输出和估计输出都会出现延迟, 对形如式(8)所示时滞系统, 其状态方程式(2)和扩展状态观测器ESO方程式(3)分别改变为^[10]

$$\begin{cases} \dot{X}(t-\tau) = AX(t-\tau) + Bu(t-\tau) + E\dot{f}, \\ y(t-\tau) = CX(t-\tau), \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \dot{Z}(t) = AZ(t) + Bu(t) + L(y(t-\tau) - \hat{y}(t)), \\ \hat{y}(t) = CZ(t). \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)明显看出: ESO的误差 $y(t-\tau) - z_1(t)$ 在时间轴上不重合, 从而导致估计误差大甚至ESO不稳定, 因此必须对观测器的两个输入信号进行同步性处理. 另外, 大时滞过程之所以难控, 其根本原因在于大时滞的存在导致信息反馈不及时, 从而导致基于反馈信号的控制器对这类系统显得无能为力. 因此, 需要根据对具体过程的了解程度进行有效信息的预补偿以获得及时有效的反馈信息.

3.2 预测自抗扰控制器设计(Design of predictive ADRC)

Smith预估器是专门针对时滞系统设计的一种提前补偿控制器, 其结构原理如图1所示^[10-11]. Smith预估器模型表示为

$$G_m(s) = \frac{b_m}{s + a_m}(1 - e^{-\tau_m s}), \quad (11)$$

式(11)中: a_m, b_m 和 τ_m 为预估模型参数.

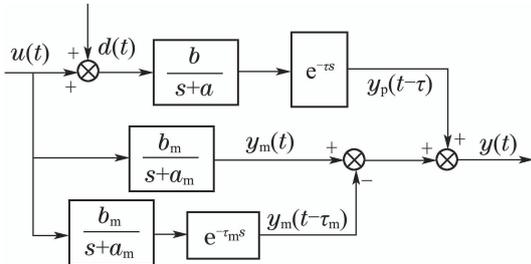


图 1 Smith预估控制原理

Fig. 1 The diagram of Smith predictor

图1中: $u(t)$ 为控制器输出的控制信号, $d(t)$ 为扰动输入信号, a, b 和 τ 为对象模型参数, a_m, b_m 和 τ_m 为补偿模型参数, $y_p(t-\tau)$ 为对象在 $u(t)$ 作用下的实际输出, $y_m(t)$ 为预估模型不含时滞环节在 $u(t)$ 作用下的补偿输出, $y_m(t-\tau)$ 为预估模型带时滞环节在 $u(t)$ 作用下的补偿输出, $y(t)$ 为对象实际输出和预估模型输出之和.

假定 $\tau \approx \tau_m$, 在 $t < \tau$ 时, $y_p(t-\tau) = y_m(t-\tau) = 0$, 故 $y(t) = y_m(t)$; 当 $t \geq \tau$, 系统进入稳态时, $y_m(t) = y_m(t-\tau)$, 使得 $y(t) = y_p(t-\tau)$. 因此, Smith预估器的基本思想是: 在跟踪初期, 预估输出由预估模型中不带时滞部分产生, 然后逐渐过渡到测量输出, 并通过控制器来调整由于模型不匹配和扰动作用下产生的误差直至进入稳态.

针对ESO的误差 $y(t-\tau) - z_1(t)$ 在 $t < \tau$ 的不同步, 借鉴Smith预估器在跟踪初期利用预估模型输出作为系统反馈信息来补偿实际输出, 即可解决ESO跟踪初期的不同步问题和大时滞系统跟踪初期信息缺失问题. 预测自抗扰控制(predictive active disturbance rejection control, PADRC)结构如图2所示^[10-11].

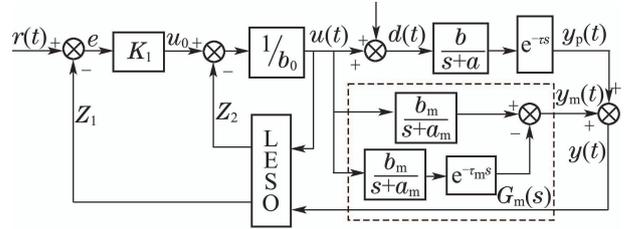


图 2 预测自抗扰控制结构图

Fig. 2 The diagram of predictive active disturbance rejection control

考虑到实际生产过程中参数整定的方便和可操作性, 文献[13]将扩展状态观测器的增益和带宽概念相结合, 并利用极点配置原理给出了观测器带宽和增益的定量关系式, 对于典型的一阶ADRC观测器, 观测器增益与控制器增益分别为^[13]

$$L = [\beta_1 \ \beta_2] = [2\omega_o \ \omega_o^2], \quad k_1 = \omega_c, \quad (12)$$

ω_o 和 ω_c 分别表示观测器和控制器的带宽.

3.3 性能分析(Performance analysis)

零初始条件下, 结合图2和式(3)得到ESO估计输出 z_1 和 z_2 的传递函数分别为

$$z_1(s) = \frac{2\omega_o s + \omega_o^2}{(s + \omega_o)^2} y_m(s) + \frac{2\omega_o s + \omega_o^2}{(s + \omega_o)^2} y_p(s) + \frac{b_0 s}{(s + \omega_o)^2} u(s), \quad (13)$$

$$z_2(s) = \left(\frac{\omega_o}{s + \omega_o}\right)^2 s y_p(s) + \left(\frac{\omega_o}{s + \omega_o}\right)^2 s y_m(s) - \left(\frac{\omega_o}{s + \omega_o}\right)^2 b_0 u(s). \quad (14)$$

将式(13)–(14)代入式(4)(6), 则可将图2 PADRC原理图展开为如图3所示典型串级控制结构.

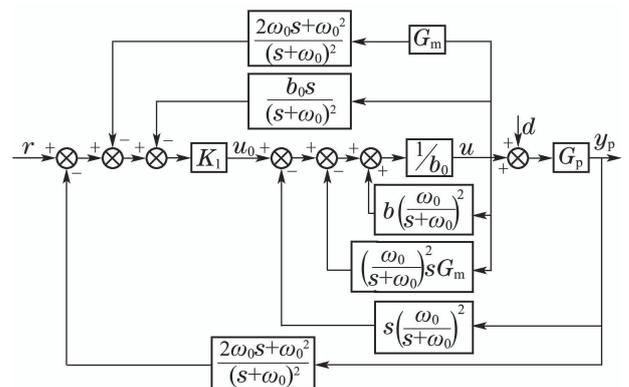


图 3 PADRC串级控制结构图

Fig. 3 The cascade diagram of PADRC

对图3进行结构等效变换和化简,得到典型单回路反馈控制结构如图4所示。

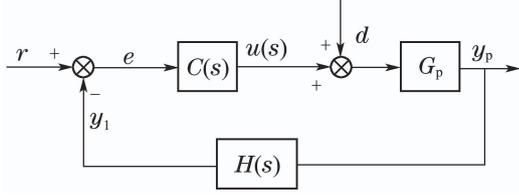


图4 预测自抗扰控制单回路结构图

Fig. 4 The single loop diagram of PADRC

图4中:

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{(s + \omega_o)^2}{b_0[s^2 + (2\omega_o + k_1)s] + [(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2]G_m(s)}, \quad (15)$$

$$\frac{y_p(s)}{d(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s)} = \left\{ 1 - \frac{[(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2]G_p(s)}{b_0[s^2 + (2\omega_o + k_1)s] + [(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2][G_m(s) + G_p(s)]} \right\} \cdot G_p(s), \quad (18)$$

$$\frac{y_p(s)}{r(s)} = \frac{C(s)G_p(s)}{1 + G_p(s)} = \frac{k_1(s + \omega_o)^2}{b_0[s^2 + (2\omega_o + k_1)s] + [(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2][G_m(s) + G_p(s)]} \cdot G_p(s). \quad (19)$$

定义抗扰能力 $\eta = \frac{y_p(s)/d(s)}{y_p(s)/r(s)}$,由式(18)–(19)得

$$\eta = \frac{b_0[s^2 + (2\omega_o + k_1)s] + [(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2]G_m}{k_1(s + \omega_o)^2}, \quad (20)$$

$$\eta|_{s \rightarrow \infty} \approx \frac{b_0}{k_1}. \quad (21)$$

式(21)表明,选取较大的 b_0 或选取较小的控制器增益 k_1 可获得较大的抗扰能力,提高系统对高频测量噪声的抑制能力。

考虑到开环增益和闭环特征方程中含有时滞环节,为方便分析PADRC算法的开环频率响应,本文借鉴文献[10, 12]对ADRC输入时滞改进算法所采用的频率分析方法对PADRC算法进行频率分析,以方便获得PADRC算法下系统的开环频率指标,从而指导工程师整定控制器参数。

定义 $C(s)H(s) = u_{out}(s)/u_{in}(s)$,得

$$\frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = \frac{(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2}{b_0[s^2 + (2\omega_o + k_1)s] + [(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2]G_m(s)}. \quad (22)$$

$$H(s) = \frac{y_1(s)}{y_p(s)} = \frac{(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2}{(s + \omega_o)^2}. \quad (16)$$

由图4得PADRC开环增益为

$$G_{ol}(s) = C(s)H(s)G_p(s) = \frac{(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2}{b_0[s^2 + (2\omega_o + k_1)s] + [(2k_1\omega_o + \omega_o^2)s + k_1\omega_o^2]G_m(s)} \cdot G_p(s), \quad (17)$$

式(17)中,当 $G_m = 0$ 时,式(17)简化为常规ADRC的开环增益,其开环极点为

$$s_1 = 0, s_2 = -(2\omega_o + k_1).$$

当 $G_m \neq 0$ 时,在 k_1 和 ω_o 相同时,PADRC的两个开环极点 s_1 和 s_2 则向左平面移动.故预测自抗扰控制器将常规ADRC的开环极点向左平面推移,有助于提高系统稳定性。

对象在扰动和参考信号作用下输出分别为

将式(11)代入式(22)得到输出与输入当前值及其历史值之间的关系式如式(23)所示,进一步将式(23)表示为图5所示结构.利用图5,对形如式(7)所示的任何被控对象,可以非常方便地画出伯德图,并求出相应参数下的穿越频率、相位裕度和时滞裕度,从而指导设计者根据要求整定参数.三者之间满足关系式^[10, 12]:

$$u_{out}(s) = \frac{1}{b_0} \cdot \frac{1}{s} [(2k_1\omega_o + \omega_o^2)u_{in}(s) - b_0(2\omega_o + k_1)u_{out}(s) - \frac{b_m}{s + a_m}(2k_1\omega_o + \omega_o^2)u_{out}(s) + \frac{b_m}{s + a_m}(2k_1\omega_o + \omega_o^2)u_{out}(s)e^{-\tau_m(s)} + \frac{1}{s}[k_1\omega_o^2u_{in}(s) + \frac{b_m}{s + a_m}k_1\omega_o^2u_{out}(s)e^{-\tau_m(s)}]], \quad (23)$$

$$\delta_{tm} = \frac{\phi_{pm}}{\omega_{cf}} \times \frac{\pi}{180}, \quad (24)$$

式中: ω_{cf} 为穿越频率,单位rad/s; ϕ_{pm} 为相位裕度,单位($^\circ$); δ_{tm} 为时滞裕度,单位s.

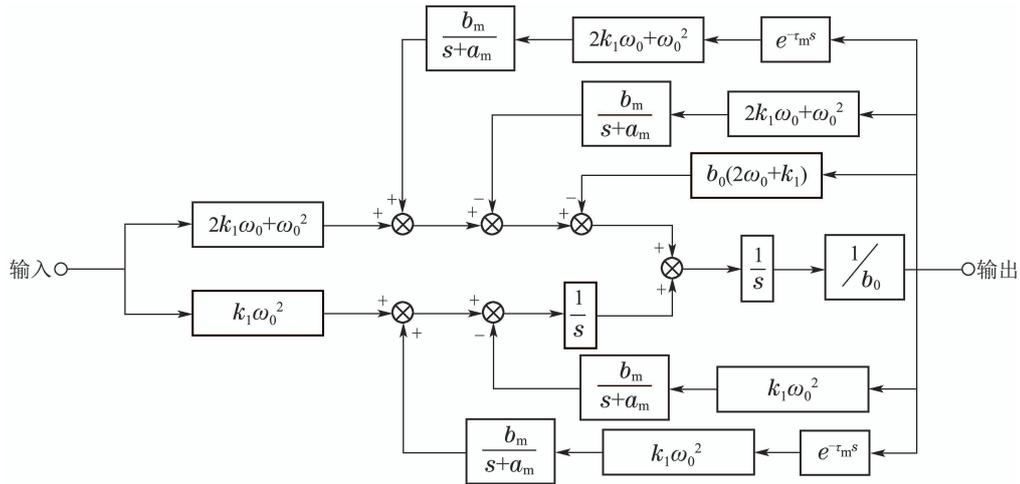


图 5 式(23)的方框图

Fig. 5 The block diagram of equation (23)

时滞裕度定义为使系统保持稳定时对象时滞时间改变的最大值^[10]. 式(24)表明系统的快速性和时滞裕度成反比, 系统响应越快则时滞裕度越小, 反之, 时滞裕度越大, 要想获得较大的时滞裕度就必须牺牲系统的快速性.

设时滞时间改变量 $\Delta\tau = \|\tau_1 - \tau\|$, 其与时滞裕度比定义为

$$\lambda = \frac{\Delta\tau}{\delta_{tm}}. \quad (25)$$

实验和仿真分析发现: 当 $\lambda < 40\%$ 时, 控制器参数不变时, 系统仍能获得较好的控制效果. 当 $\lambda > 50\%$, 控制量持续衰减震荡, 系统在跟踪设定值阶段出现较大超调并衰减震荡, 调节时间加长, 此时应重新调整控制器参数才能获得较好控制效果. 策略是降低控制器带宽, 以牺牲系统的快速性来换取较大的时滞裕度, 从而确保系统具有较好的控制效果和较大的稳定裕度.

3.4 参数整定(Parameter tuning)

基于ADRC的各种改进ADRC算法中, 可调参数统一表现为 b_0, ω_c, ω_o 3个参数, 其大小取决于对象的特性 a, b, τ . 对于典型的一阶线性ADRC, 各参数与对象特性之间可按如下关系式确定:

$$b_0 = c \cdot b, \omega_c = n \cdot a, \omega_o = m \cdot \omega_c, \quad (26)$$

其中: c, n 表征系统的快速性, 系统快速性随 c 的增大而降低, 随 n 的增大而提高; 系统的稳定裕度随 c 的增大而增大, 随 n 的增大而降低. m 表征系统对扰动的敏感程度, m 越大, 观测器带宽越宽, ESO的估计输出和输入相位差越小, 但对测量噪声和时滞时间的摄动越敏感.

对无时滞的系统, c 取 1, 即 $b_0 = b$ 为最佳. 但对于

有时滞的系统, 特别是 b 非常小的系统, 为避免控制量初期的急变, 一般需要取较大的 b_0 以确保系统的稳定性, 同时通过取较大的控制器增益来确保系统的跟踪速度.

参数 $[c, n, m]$ 的整定方法可采用各种智能优化算法来整定, 本文采用改进差分进化算法(DE)来优化, 优化性能指标函数为^[14]

$$W(K) = (1 - e^{-\gamma})(M_p + E_{ss}) + e^{-\gamma}(t_s + t_r), \quad (27)$$

式中: K 为需整定的参数 $[c, n, m]$, M_p 为超调量, E_{ss} 为稳态误差, t_s 为调整时间, t_r 为上升时间, $\gamma \in [0.8, 1.5]$ 为权值, 最小化 W 可保证获得一组最优或近似最优的控制参数 K .

综合智能寻优的结果和参数对性能指标的影响, 对用一阶时滞环节 FOPDT 描述的化工过程, 在用 PADRC 控制时, 为确保系统具有较大的时滞裕度和较小超调, 式(24)中参数 c 一般取 2; n 在 $(1 \sim 3)$ 内取值, 时滞裕度越大, n 越小; m 在 $(2 \sim 5)$ 内取值, 时滞惯性比越大, m 取值越小. 最终得 PADRC 的参数整定公式为

$$b_0 = 2 \cdot b, \omega_c = (1 \sim 3) \cdot a, \bar{\omega}_o = (2 \sim 5)\omega_c. \quad (28)$$

实际应用中, 可根据具体对象的近似模型参数 a, b , 按式(28)给出的整定公式来确定 PADRC 参数的初值, 然后在初值附近根据具体的指标要求微调即可实现对系统的良好控制.

4 浊度过程仿真研究(Simulation studies of turbidity process)

4.1 仿真模型(Simulation model)

工业过程中, 通常采用一阶惯性加时滞的数学

模型来近似描述具有大时滞的生产过程. 本文浊度大时滞过程也采用此种数学模型结构, 模型参数采用开环阶跃响应曲线法辨识获得其近似值. 考虑到自来水厂的生产安全, 实验不便于直接在生产过程中进行, 而中试实验基地是专为研究实际水厂的真实生产过程而建立的模拟生产线. 因此, 本文通过建立中试实验基地的模型来获得真实水厂的近似模型. 具体步骤为^[2]: 在开环情况下, 通过人工操作使系统处于稳态, 获得此时相应参数为: 待滤水浊度为7.75 NTU, 源水流量为4.8 m³/h, 控制器输出值为44, 对应输出电流为11.04 mA, 变频器频率为20.9 Hz. 然后将控制器输出增加到49, 待系统达到新的稳态, 此时测得新的稳态下相应参数为: 输出电流为11.84 mA, 变频器频率为23.3 Hz, 待滤水浊度为5.65 NTU. 将纪录数据进行标度变换后绘制出曲线, 即可获得投药量增加方向的近似数学模型. 按同样方法进行相反方向操作, 可获得投药量减少方向的近似数学模型, 然后将其平均, 最终获得待滤水浊度过程模型为^[2]

$$G_p(s) = \frac{K}{T_s + 1} e^{-\tau s} = \frac{0.85}{1200s + 1} e^{-1800s}, \quad (29)$$

其中模型参数 a, b 分别为 $a = 1/1200 = 0.0008$, $b = 0.85/1200 = 0.0007$.

式(29)表明该系统具有明显的大时滞、大惯性特性, 加之源水流量、源水浊度随环境变化波动频繁, 故系统本身所受内外扰动多, 因此采用预测自抗扰控制器来控制该过程.

仿真中, 在 $t = 10000$ s处施加单位阶跃扰动. 并将该算法和广泛使用PID算法、ADRC算法和文献[4]提出的迭代反馈整定PI+Smith算法进行比较. PADRC, ADRC和PID采用本文第3.4节介绍方法整定参数, PI+Smith的参数采用文献[4]给出的整定结果.

4.2 标称模型下的仿真效果 (Simulation result of nominal model)

在标称模型下, 4种算法的参数整定结果以及相应参数下开环频率指标分别如表1-2所示.

表 1 4种控制器参数整定表

Table 1 Parameters tuning of four controllers

控制器	$b_0(K_p)$	$\omega_c(K_i)/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$\omega_o(K_d)/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$
PADRC	$2 \times 0.85/1200$	0.0024	$3 \times \omega_c$
ADRC	$3.2 \times 0.85/1200$	0.0016	$1 \times \omega_c$
PI	0.45	0.0003	0
PI+smith	2.28	0.001	0

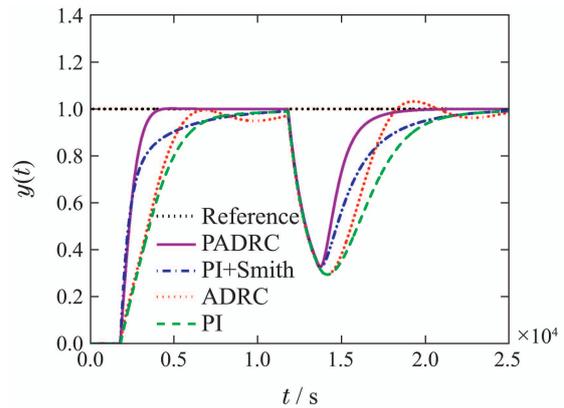
表 2 4种算法的开环频率指标比较(标称模型下)

Table 2 Frequency comparison of four controllers

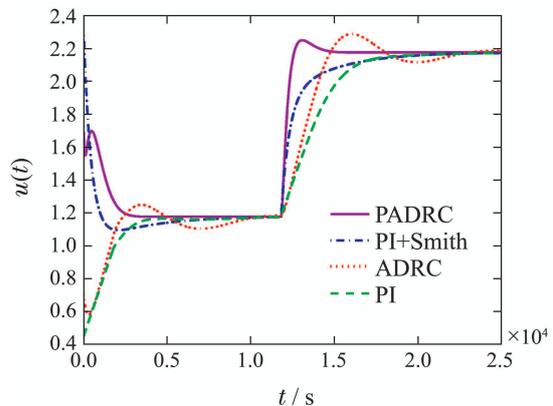
控制器	穿越频率/ ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)	时滞裕度/s	相位裕度/ $(^\circ)$
PADRC	0.00274	445	69.9
PI+Smith	0.00147	1220	103
ADRC	0.00038	4430	96.4
PI	0.00026	6280	94

表1-2说明: PADRC的观测器带宽是ADRC的观测器带宽的3倍, 常数 b_0 减小1倍多, 且其穿越频率最大, 故PADRC相比其他3种控制器能大大提高系统的跟踪速度; 但PADRC时滞裕度和相位裕度最小, 故对时滞敏感, 时滞摄动范围最窄.

对象在表1参数下的被控量和控制量输出如图6(a)-(b)所示. 图6和表1-2都表明: 在预估模型与实际模型完全匹配时, PADRC能获得比其它控制器更快、更准的跟踪效果和更快的扰动恢复能力, 且控制信号在跟踪阶段更平稳.



(a) 被控量输出



(b) 控制量输出

图 6 系统在阶跃扰动下的输出(标称模型下)

Fig. 6 The step output with step disturbance (nominal model)

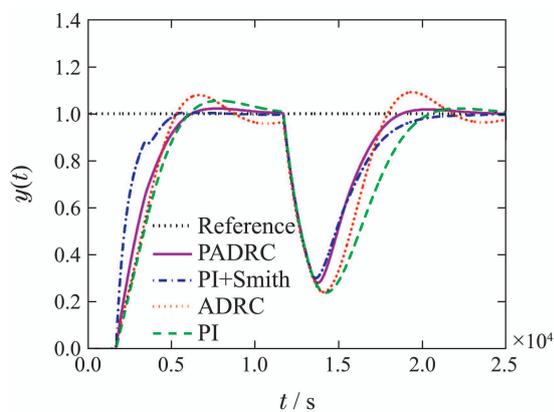
由表2可知: 按照最快无误差、超调小等指标来跟踪到设定值获得的表1参数中, PADRC时滞裕度大小(445 s), 导致对时滞改变很敏感.

实际中, 预估模型的时滞时间和实际过程时滞时间不可能达到完全匹配, 此时既要兼顾跟踪的快速性还要考虑时滞的摄动范围. 因此, 加入时滞裕度作为约束条件来重新整定PADRC参数, 为公平比较, 选择PADRC具有和PI+Smith控制器相同的时滞裕度1220 s. 利用图5结构, 在 b_0 保持不变情况下, 减小PADRC控制器带宽就可实现时滞裕度增加, 此时得到PADRC控制器新的参数为: $b_0 = 0.0014$, $\omega_c = 0.0012$, $\omega_o = 0.0036$. 新参数对应的开环频率指标分别为时滞裕度 1220 s, 穿越频率 0.00122 (rad · s⁻¹), 相位裕度85.5°.

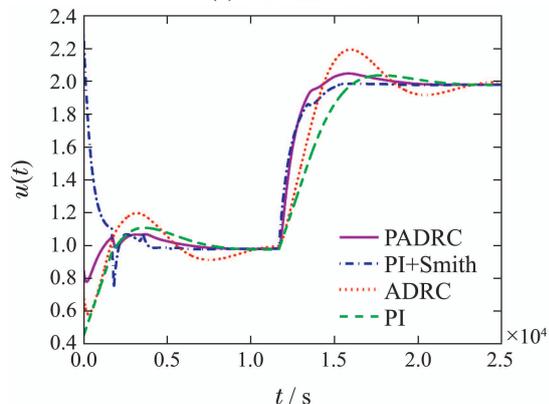
后面第4.3节参数摄动和第4.4节时滞改变两种情况下的鲁棒测试均采用此组参数.

4.3 对象参数摄动时的仿真效果(Simulation result with parameters perturbation)

建模过程中发现, 当加药量增加时, 对象惯性时间增加15%左右, 增益增加4%, 时滞减少3.3%. 本次鲁棒测试仿真中, 模型参数摄动范围选取更大, 具体为: 增益增加20%, 惯性时间增加30%, 时滞时间减少7%, 得到系统响应和控制器输出如图7所示.



(a) 被控量输出



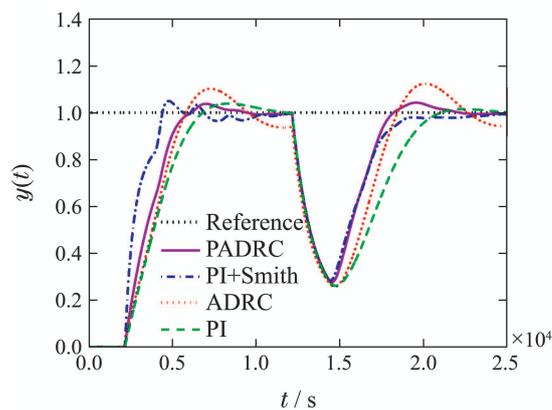
(b) 控制量输出

图 7 系统在阶跃扰动下的输出(参数摄动下)
Fig. 7 The output with step disturbance (parameter perturbation)

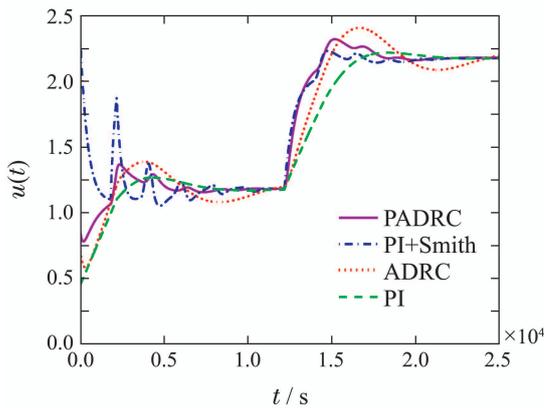
图7表明: 当模型增益和惯性时间大幅改变, 时滞时间改变较小时, 在跟踪阶段和抗扰恢复阶段, PADRC都能快速、平滑、准确地跟踪上设定值和抑制扰动, PI+Smith 尽管在跟踪阶段响应略快于 PADRC, 但是其控制信号出现大幅波动, 对执行机构寿命和节能都不利, 且扰动恢复时间比 PADRC 长, PI和ADRC两种算法均出现很长的调节时间且都有超调.

4.4 对象时滞时间改变时的仿真效果 (Simulation result with delay time change)

待滤水浊度大时滞过程中, 时滞时间主要取决于凝絮剂和水之间的化学反应时间, 同时还受源水流速、流量、浊度改变的影响, 当流速增加时, 时滞时间会有所减少, 当浊度增加时, 时滞时间会稍微增加. 图 8 为当时滞增加 20% 时得到系统输出和控制器输出.



(a) 被控量输出



(b) 控制量输出

图 8 系统在扰动下的输出(时滞摄动增加20%)
Fig. 8 The step output with step disturbance (time delay increased 20%)

图8表明: 当时滞大幅增加时, 系统在PADRC作用下能获得比其他控制器更好的控制效果. 在跟踪设定值阶段, PI+Smith 和 PADRC 跟踪都较快, PADRC 控制下, 被控量超调小且很快进入无静差,

控制量相对较平滑有利于执行机构且节能;而PI+Smith作用下被控量出现超调和持续抖动,控制量大幅震荡,对执行机构非常不利且耗能,PI和ADRC最慢且都有超调,ADRC性能不及PID.在抗扰阶段,PADRC算法在初期短时间内出现轻微超调,但很快回到受扰前的无静差状态,PI+Smith算法则在初期相对较长一段时间内跟踪不上设定,PADRC相比PI和ADRC两种算法,具有更快的扰动恢复能力.

一般而言,对一个大时滞系统,在对系统快速性要求比较高且时滞摄动不大的场合,参数初值 n 可取3附近的值,以获得更快速度;反之,在对系统快速性不过分苛求或时滞改变较大的场合,参数整定初期就选择较大的时滞裕度以适应实际需要,此时 n 取1.5附近的值;当快速性和时滞裕度二者需要折衷考虑时,取 $n = 2$ 作为初值再根据需要微调即可实现良好控制.

5 结论(Conclusions)

本文采用一种将自抗扰控制和Smith预估器相结合的预测自抗扰控制器来控制待滤水浊度大时滞过程,并将该算法与常规ADRC、常规PID和基于数据驱动的PI+Smith进行了仿真比较.仿真结果表明:标称模型下,本文采用的PADRC无论在静差、超调以及快速性和抗扰性等方面都能获得最佳控制效果.在模型参数摄动情况下,为比较的公平性,将PADRC的时滞裕度增加到和PI+Smith相同.在模型增益、惯性时间等参数大范围摄动,时滞时间摄动较小时,PADRC能获得比PID和ADRC控制器更好的跟踪设定值能力和更快的抗扰恢复能力,此时相比较于文献[4]尽管在跟踪阶段系统输出无优势,但其控制器输出更平滑,减轻了实际过程中执行机构的磨损,且扰动恢复阶段速度更快.当时滞时间改变20%时,在跟踪设定值阶段,其控制效果明显优于其他3种算法;在抗扰阶段,尽管在初期出现轻微超调,但以最快速度恢复到受扰前的稳态.本文的理论分析、参数整定原则以及仿真结果有助于PADRC在大时滞工业过程中的应用实施,不仅对大时滞系统的控制提供另外一条切实可行的方法,也有助于推广ADRC在工业大时滞过程中的应用.

参考文献(References):

- [1] BAI Hua, LI Guibai. Intelligent control of coagulant dosing [J]. *Water & Wastewater Engineering*, 2003, 29(8): 81 – 83.
(白桦, 李圭白. 混凝投药智能控制系统实现方法的探讨 [J]. 给水排水, 2003, 29(8): 81 – 83.)
- [2] LIU Guixiang. *Application research on intelligence control of water turbidity of water plant* [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2009.
(刘桂香. 自来水厂凝絮加药的智能控制 [D]. 广州: 华南理工大学, 2009.)
- [3] CHEN Ju, LIU Guixiang, ZHU Xuefeng. Study on application of model free adaptive controller in water plant dosing coagulation process [J]. *Control and Instruments in Chemical Industry*, 2009, 36(4): 14 – 16.
(陈菊, 刘桂香, 朱学峰. 无模型自适应控制器在自来水厂加药絮凝过程的控制研究 [J]. 化工自动化及仪表, 2009, 36(4): 14 – 16.)
- [4] AI Wei, ZHU Xuefeng. Data-driven direct control method in water supply coagulation dosing process [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(3): 335 – 342.
(袁薇, 朱学峰. 混凝投药大滞后过程的数据驱动直接控制方法 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(3): 335 – 342.)
- [5] WANG Lijun, LI Qing, TONG Chaonan, et al. Overview of active disturbance rejection control for systems with time-delay [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1521 – 1533.
(王丽君, 李擎, 童朝南, 等. 时滞系统的自抗扰控制综述 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1521 – 1533.)
- [6] HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique—The Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2013.
(韩京清. 自抗扰控制技术—估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2013.)
- [7] HAN Jingqing, ZHANG Wenge. ADRC control for large time-delay system [J]. *Control and Decision*, 1999, 14(4): 354 – 358.
(韩京清, 张文革. 大时滞系统的自抗扰控制 [J]. 控制与决策, 1999, 14(4): 354 – 358.)
- [8] WANG Lijun, TONG Chaonan, LI Qing, et al. Practical active disturbance rejection solution for monitoring automatic gauge control system with large time-delay [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(3): 368 – 374.
(王丽君, 童朝南, 李擎, 等. 实用自抗扰控制在大时滞厚度自动监控系统中的应用 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(3): 368 – 374.)
- [9] ZHAO S, GAO Z Q. Modified active disturbance rejection control for time-delay system [J]. *ISA Transactions*, 2014, 4(53): 882 – 888.
- [10] ZHENG Q L. *On bandwidth-constrained disturbance rejection control* [D]. Cleveland: Cleveland State University, 2012: 27 – 28, 42 – 53.
- [11] ZHENG Q L, GAO Z Q. Predictive active disturbance rejection control for processes with time delay [J]. *ISA Transactions*, 2014, 4(53): 873 – 881.
- [12] ZHEN Q L, GAO Z Q. On active disturbance rejection for systems with input time-delay and unknown dynamics [C] // *Proceedings of American Control Conference*. Boston: IEEE, 2016.
- [13] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C] // *Proceedings of the American Control Conference*. Denver: IEEE, 2003: 4989 – 4996.
- [14] TANG D C, ZHU X F. Parameter optimization of PID controller based on modified differential evolution and its application in dosing coagulation process [J]. *Control Theory & Applications*, 2006, 54(8): 964 – 977.

作者简介:

唐德翠 (1976–), 女, 副教授, 博士, 主要研究方向为工业生产过程建模与控制、智能控制及其应用, E-mail: gstangdecui@163.com;

高志强 (1960–), 男, 终身副教授, 博士生导师, 主要研究方向ADRC技术及推广、控制理论与工程实际的知行合一, E-mail: z.gao@ieee.org;

张绪红 (1968–), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向超导电力应用技术、工业电气自动化, E-mail: zhzhzhy@163.com.