大时滞不确定系统的滞后时间削弱与自抗扰控制

李向阳[1], 高志强[2], 田森平[1], 哀　薇[1†]

(1. 自主系统与网络控制教育部重点实验室, 华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广东 广州 510640;

2. 克里夫兰州立大学 电气工程与计算机科学系, 俄亥俄克里夫兰 44115, 美国)

摘要: 针对具有变时滞、变参数和扰动的大时滞不确定系统的控制问题, 本文提出了滞后时间削弱与自抗扰控制方法, 综合应用了前馈控制、反馈控制和自抗扰补偿控制. 为了提高系统的稳定性, 在前馈控制器的设计中采用了系统的边界模型确定控制器参数取值范围; 采用系统边界模型输出与系统实际输出的动态加权和作为反馈控制器的输入. 为了提高系统控制的性能, 自抗扰补偿控制回路的设计基于标称模型的补偿控制器. 理论证明和仿真结果表明, 所提出的方法是有效的, 其在具有模型参数变化、滞后时间变化和外部扰动情况下, 能保证系统的稳定性和良好的控制性能.

关键词: 大时滞系统; 不确定系统; 自抗扰控制; 滞后时间削弱; 补偿控制器

引用格式: 李向阳, 高志强, 田森平, 等. 大时滞不确定系统的滞后时间削弱与自抗扰控制. 控制理论与应用, 2024, 41(2): 249 – 260

DOI: 10.7641/CTA.2023.20135

Time-delay influence reducing and active disturbance rejection control of uncertain systems with large time-delay

LI Xiang-yang[1], GAO Zhi-qiang[2], TIAN Sen-ping[1], AI Wei[1†]

(1. Key Laboratory of Autonomous Systems and Network Control, Ministry of Education,
School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China;
2. Center for Advanced Control Technologies, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Cleveland State University, Cleveland, OH 44115, USA)

Abstract: For the control problem of uncertain systems with variant large time-delay, variant parameters and disturbance, a time-delay influence reducing (TDIR) and active disturbance rejection control method (ADRC) is presented. The proposed TDIR-ADRC method integrates feedforward control, feedback control and active disturbance rejection compensating control. In order to enhance the system's stability, the system's border model is used in the design of feedforward control and the input of feedback controller is the dynamic weighted sum of the outputs of the system's border model and the real system. In order to enhance the system's control performance, the active disturbance rejection compensating control loop is based on the nominal model, a special compensating controller is designed. The theoretical analysis and simulation research results verify the effectiveness of the proposed TDIR-ADRC methods, the TDIR-ADRC shows nice performance of system output tracking reference input when there exist model parameter and time-delay variation and disturbance.

Key words: large time-delay system; uncertain system; active disturbance rejection control; time-delay influence reducing; compensation controller

Citation: LI Xiangyang, GAO Zhiqiang, TIAN Senping, et al. Time-delay influence reducing and active disturbance rejection control of uncertain systems with large time-delay. *Control Theory & Applications*, 2024, 41(2): 249 – 260

1 引言

在实际工业过程控制中, 被控过程常采用具有纯滞后的一阶或者二阶模型, 这些模型是经过机理分析和系统辨识试验获得的近似模型, 缺乏精确的被控对象模型, 导致现代控制理论的许多算法难以在实际中获得良好的控制效果, 实践工程中大量应用的仍是比例–积分–微分 (proportional-integral-derivative, PID) 控制方法. 我国著名学者韩京清敏锐注意到PID不依

收稿日期: 2022−02−24; 录用日期: 2023−03−14.

†通信作者. E-mail: aiwei@scut.edu.cn; Tel.: +86 20-87111289.

本文责任编委: 夏元清.

国家自然科学基金项目(61773170, 62173151), 广东省自然科学基金项目(2021A1515011850)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61773170, 62173151) and the Natural Science Foundation of Guangdong Province of China (2021A1515011850).

赖精确数学模型, 而是采用基于误差来消除误差的思想, 提出非线性状态误差反馈律 (state error feedback, SEF); 他同时利用现代控制理论中状态观测器的思想发明了扩张状态观测器(extended state observer, ESO), 实现对系统总扰动的估计和补偿, 以克服PID其对信号利用率低的缺点; 为了解决快速和超调的矛盾, 他提出了跟踪微分器 (tracking differentiator, TD), 并用它来安排过渡过程, 最终形成了自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC)[1–2]. 之后, ADRC在严格理论证明和工程应用的参数整定等方面取得了重要突破[3–14], ADRC被理论界和工业界广泛认可, ADRC算法已经被TI等多家公司固化到其DSP芯片和控制软件中[15].

由于ADRC只要求知道被控对象的相对阶和控制增益的粗略估计, 而对被控对象的模型信息依赖很少, 因此得到大量应用. 但是, 对于滞后过程控制系统, ADRC的无视时滞法和提高阶次法只适合小时滞系统; 对于大时滞系统, ADRC必须与其他专门针对时滞系统的方法结合一起, 主要有3种改进方法: 延时设计型自抗扰控制(delayed designed ADRC, DDADRC)、基于Smith预估器的自抗扰控制(Smith predictor based ADRC, SP-ADRC)、基于预测观测器的自抗扰控制(predictor observer based ADRC, PO-ADRC)[16]. 本文受现有方法的启发, 以一阶纯滞后系统为例, 从基本的Smith预估原理出发, 建立综合前馈控制和滞后时间削弱法的大时滞过程系统的ADRC方法.

本文的后续内容安排如下: 第2节描述了研究的问题和现有解决方法; 第3节提出了一种新型的滞后时间削弱与自抗扰控制 (time-delay influence reducing and ADRC, TDIR-ADRC)方法; 第4节对所提出的方法进行了稳定性分析; 第5节给出了仿真研究和推广; 第6节是本文的结论.

2 问题的提出

实际工业过程一般为高阶非线性系统, 但是往往采用一阶纯滞后(first order plus dead time, FOPDT)或者二阶纯滞后 (second order plus dead time, SOPDT)来近似[17], 这除了FOPDT或者SOPDT与实际过程数据有较好的拟合关系外, 还可以从时滞环节的高阶近似来理解. 在复频域中, 利用Pade近似, 可以把时滞$\mathrm{e}^{-s\tau}$近似表示为有理分式的形式[18], 即

$$\mathrm{e}^{-\tau s} \approx \frac{b_0 + b_1(\tau s) + \cdots + b_l(\tau s)^l}{a_0 + a_1(\tau s) + \cdots + a_k(\tau s)^k}, \tag{1}$$

其中

$$\begin{cases} a_i = \dfrac{(l+k-i)!k!}{i!(k-i)!}, & i = 0, \cdots, k, \\ b_j = (-1)^j \dfrac{(l+k-j)!l!}{j!(l-j)!}, & j = 0, \cdots, l, \end{cases} \tag{2}$$

式(1)中l和k为近似的阶次, 它们越大, 近似精度越高; 时滞τ越小, 式(1)左右两边相同频带区域的相位误差越小. 式(1)右边的高阶分式表示可以用左边的纯滞后来近似等效, 因此, FOPDT或者SOPDT两类模型在过程控制的教科书和文献中的大量出现, 反过来也说明具有纯滞后的系统特别是大滞后系统的控制一直是工业控制领域的难点. 本文基于FOPDT模型研究大时滞过程的滞后时间削弱与自抗扰控制问题, 并推广到SOPDT系统中.

考虑如下典型的FOPDT被控对象:

$$G_{\mathrm{pt}}(s) = G_{\mathrm{p}}(s)\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{p}}} = \frac{K}{Ts+1}\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{p}}}, \tag{3}$$

式中: K为过程增益; T为过程时间常数; τ_{p}为过程纯滞后时间. 系统(3)的标称模型为

$$G_{\mathrm{mt}}(s) = G_{\mathrm{m}}(s)\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{m}}} = \frac{K_{\mathrm{m}}}{T_{\mathrm{m}}s+1}\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{m}}}, \tag{4}$$

式中$K_{\mathrm{m}}, T_{\mathrm{m}}$和$\tau_{\mathrm{m}}$为相应的标称参数. 当$\tau_{\mathrm{p}} \geqslant \tau_{\mathrm{m}}$时, 经典的Smith预估(Smith predictor, SP)控制方法如图1所示, 其反馈量为

$$Y_{\mathrm{f}}(s) = Y_{\mathrm{m}}(s) + (Y(s) - Y_{\mathrm{mt}}(s)), \tag{5}$$

其中:

$$Y_{\mathrm{m}}(s) = G_{\mathrm{m}}(s)U(s), \tag{6}$$

$$Y(s) = G_{\mathrm{p}}(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}U(s) + D(s), \tag{7}$$

$$Y_{\mathrm{mt}}(s) = G_{\mathrm{m}}(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{m}}s}U(s). \tag{8}$$

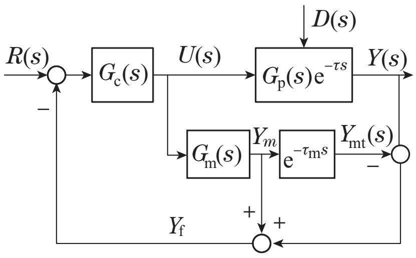


图 1 Smith预估控制系统

Fig. 1 Control system structure with SP

从式(5)可以看出, 图1的反馈量是无滞后标称模型$Y_{\mathrm{m}}(s)$的输出和有滞后实际系统与标称模型之差$Y(s) - Y_{\mathrm{mt}}(s)$的和. 当标称系统等于实际系统时, 即当下列条件成立:

$$K_{\mathrm{m}} = K,\ T_{\mathrm{m}} = T,\ \tau_{\mathrm{m}} = \tau_{\mathrm{p}}, \tag{9}$$

有

$$Y_{\mathrm{f}}(s) = Y_{\mathrm{m}}(s). \tag{10}$$

当式(10)成立时, 反馈量$Y_{\mathrm{f}}(s)$只有标称模型的输出$Y_{\mathrm{m}}(s)$, 图1中的时滞环节移到了闭环系统的外面了, 整个闭环控制系统变成了一个没有时滞的控制系统, 此时达到很好的控制效果. 但是条件(9)一般是不

成立的, 此时控制性能难以保证. 为此, 出现了许多Smith预估控制系统的改进形式, 包括Astrom改进型和增益自适应改进型, 分别如图2和图3所示.

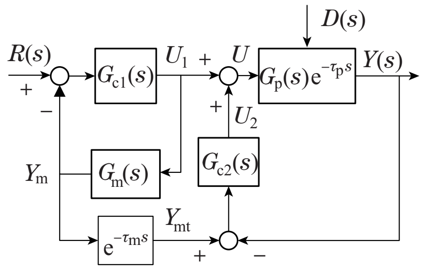


图 2　Astrom改进型Smith预估控制系统

Fig. 2　Control system structure with Astrom's modified SP

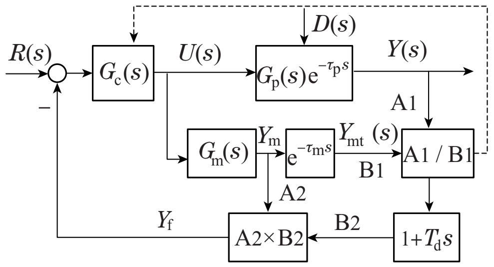


图 3　增益自适应Smith预估补偿控制系统

Fig. 3　Gain adaptive SP compensation control system

图1的经典Smith预估控制系统是把G_{m}, G_{pt}和G_{mt}分别在3个不同时刻t, $t-\tau_{\mathrm{p}}$和$t-\tau_{\mathrm{m}}$的系统输出混合在一起作为反馈量, 采用一个控制器G_{c}进行控制; 图2中的Astrom改进型Smith预估控制系统把$Y_{\mathrm{m}}(s)$和$Y(s)-Y_{\mathrm{mt}}(s)$分别用2个不同控制器G_{c1}和G_{c2}进行控制, 提供控制器设计和参数整定的灵活性, 控制器G_{c1}的目标是使Y_{m}跟随R, 控制器G_{c2}的目标是克服扰动的影响使系统输出Y跟随Y_{mt}, 控制器G_{c2}的整定受控制器G_{c1}的影响, 图2的Astrom改进型Smith预估控制系统比图1的经典Smith预估控制在控制器类型选择和参数整定方面更加灵活, 可以获得更好的性能.

与经典Smith预估控制方法一样, Astrom改进型Smith预估控制在式(9)–(10)条件成立且无外部扰动时, 图2的G_{c2}的输入为0, 其输出U_2也等于0, 此时为开环控制, 被控对象的控制输入是通过控制不含纯延时的标称模型产生的控制信号U_1. U_1是当标称模型G_{m}为被控对象和R为参考输入的控制信号, 也可以把U_1称之为标称模型G_{m}在输出为参考信号R时的逆输入信号, U_1在应用时相当于一个前馈信号. 当存在模型误差和外部扰动时, 式(9)–(10)条件不成立时, 图1是采用同一控制器G_{c}来减少模型误差和外部扰动对输出的影响, 而图2采用第2个控制器G_{c2}来抗模型和外部扰动.

图3是增益自适应Smith预估补偿控制系统[19], 把图1的经典Smith预估控制系统中对应位置的减法运算变成了除法运算, 加法运算变成了乘法运算. 图3的除法运算模块A1/B1把G_{p}相对于G_{m}的增益变化求出, 并在控制器G_{c}中进行补偿, 实现控制器增益自适应调节, 保持环路增益不变. 该方法削弱了过程增益变化对控制性能的影响, 但是不能削弱过程滞后变化对输出的影响. 图3中还增加了一个微分先行模块提高预测能力, 乘法运算模块A2×B2用于抵消除法运算模块的作用, 重新恢复反馈信号.

图4是Smith预估器与ADRC相结合的用于滞后系统控制的SP-ADRC方法[16], 该方法把图1的$y_{\mathrm{f}}(t)$经过ESO后得到系统输出的各阶导数和总扰动估计, 该方法跟图1的方法类似, 对滞后时间的估计误差比较敏感, 还需进一步提高其性能.

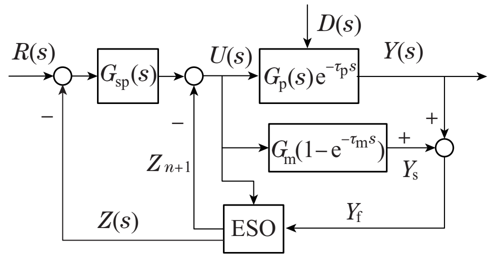


图 4　SP-ADRC结构图

Fig. 4　Diagram of SP-ADRC structure

图5是图1中从U到Y_{f}的改造方框图, 通过把被控对象中无滞后的标称模型与实际过程(含滞后)的输出进行加权的方法来构造反馈信号. 根据图4的加权平均取反馈信号有

$$Y_{\mathrm{f}}(s)=\frac{1}{L_{\mathrm{m}}+1}Y(s)+\frac{L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{m}}+1}Y_{\mathrm{m}}(s), \tag{11}$$

式中: 当$L_{\mathrm{m}}\to 0$时, $y_{\mathrm{f}}(t)\to y(t)$, 反馈信号取具有纯滞后环节的实际过程输出, 滞后时间为τ_{p}; 当$L_{\mathrm{m}}\to\infty$时, $y_{\mathrm{f}}(t)\to y_{\mathrm{m}}(t)$, 反馈信号取无纯滞后环节的标称模型输出, 滞后时间为0; 当$L_{\mathrm{m}}\in(0,\infty)$时, $y_{\mathrm{f}}(t)$是$y_{\mathrm{m}}(t)$和$y(t)$的加权平均, 等效的滞后时间在0与τ_{p}之间, 通过调节L_{m}的大小可以调节滞后时间, 起到了削弱滞后时间的作用, 提高了系统的稳定性. 但是, 由于只有当$L_{\mathrm{m}}\to 0$时, 才有$y_{\mathrm{f}}(t)\to y(t)$, 真正的反馈量不是$y(t)$, 因此最后的控制效果存在稳态误差, L_{m}的调节范围受到限制. 文献[18]把L_{m}设计成$(2l_{\mathrm{m}}-2)/(\tau_{\mathrm{m}}s+2)$的形式, 其中$l_{\mathrm{m}}\geqslant 1$为可调参数, 虽然提高了动态性能, 但由于$L_{\mathrm{m}}$稳态时还是不为零的常数, 仍然没有解决存在稳态误差的问题.

本文在ADRC的框架下, 综合Smith预估、解耦控制、增益自适应和滞后削弱的思想, 用Smith预估中模型产生的控制量作为前馈控制量, 提高响应速度; 用ADRC的总扰动补偿机制代替增益自适应算法, 克服增益自适应算法在除法计算中的数值稳定性问题; 改进现有滞后削弱中的权函数, 实现无稳态误差的控制.

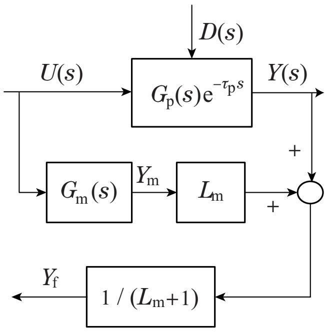


图 5 滞后时间削弱结构

Fig. 5 Time-delay influence reducing structure

3 大滞后过程的ADRC方法

在ADRC的框架下, 大滞后过程的ADRC控制方案如图6所示, 同样可以用经典ADRC的TD, ESO和SEF这3个组成部分来理解其工作原理; 不同的是增加了基于系统边界模型的前馈环节, ESO被分离成两部分, 一部分在等效被控对象$G_{et}(s)$中, 用于总扰动估计和补偿控制, 另一部分合并到反馈控制器$G_{fb}(s)$中, SEF的基于误差的控制律也在$G_{fb}(s)$中实现. 图6中的虚线框中的$G_{pu}(s)$为系统输入进入ESO之前的预处理器, $G_{cc}(s)$为补偿控制器, 经典ADRC中补偿控制器为1; 图6的前馈环节相当于图1中经典Smith预估控制或者Astrom的改进Smith预估控的预估部分, 不同的是本方法采用的是被控系统的边界模型, 而不是被控系统的标称模型, 而且增加一个衰减系数γ_{ff}, 用于减少超调. u_1本质上是TD之后的参考信号v关于边界模型G_0的近似逆信号.

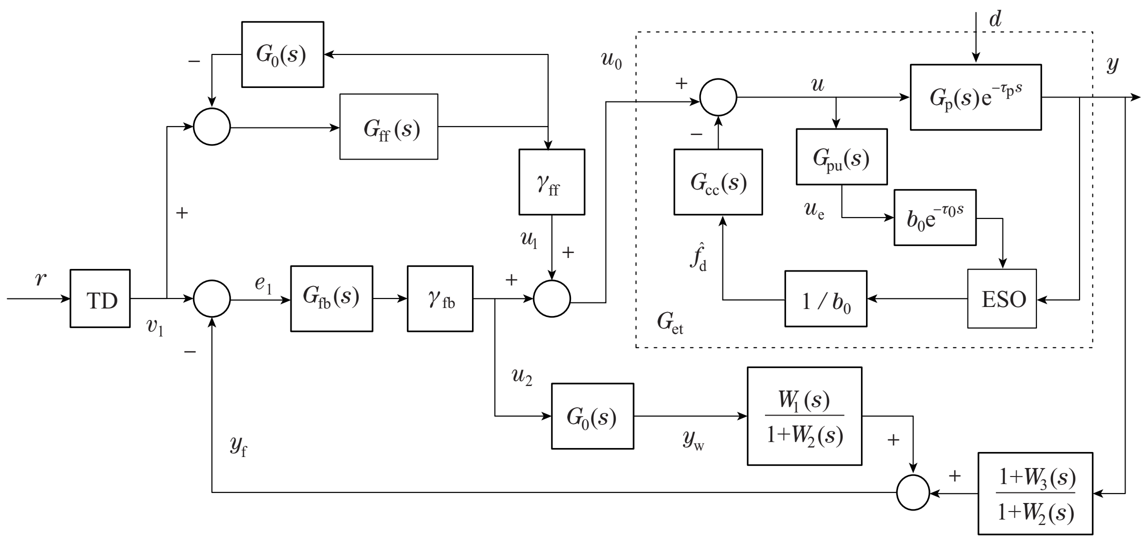


图 6 具有前馈和滞后时间削弱结构的ADRC系统

Fig. 6 ADRC system with feedforward and modified time-delay influence reducing structure

图6中对削弱滞后时间的加权系统设计为一个动态传递函数. 本文的系统边界模型是在真实模型变化的边界上取值, 按照对系统稳定性最不利的参数来取值, 能够保证所设计的控制系统在大范围内稳定. 系统标称模型实际系统参数变化的中间取值, 用于参数整定. 而在前馈控制器和反馈控制器的设计中采用边界模型确定控制器的参数范围, 而在参数优化过程中采用标称模型确定控制器的参数取值(在保证稳定性的参数范围内取值). 下面按照频域来设计和时域来实现的方式进一步阐述图6的控制原理. 对于式(3)的FOPDT被控对象, 有如下假设1.

假设 1 $a=1/T, b=K/T; a\in[a_{\min}, a_{\max}], a_{\min}>0; b\in[b_{\min}, b_{\max}], b_{\min}>0$; 取$a_0=a_{\min}, b_0=b_{\max}; a_{\min}\leqslant a_m\leqslant a_{\max}, b_{\min}\leqslant b_m\leqslant b_{\max}$.

由假设1, 系统的边界模型为

$$G_0(s)=\frac{b_0}{s+a_0},\ G_{0t}(s)=\frac{b_0}{s+a_0}e^{-s\tau_p},\quad(12)$$

系统的标称模型为

$$G_m(s)=\frac{b_m}{s+a_m},\ G_{mt}(s)=\frac{b_m}{s+a_m}e^{-s\tau_p}.\quad(13)$$

3.1 前馈控制器$G_{ff}(s)$的设计

$G_{ff}(s)$的目的是给控制系统提供一个合适的前馈控制量u_1, 该前馈量的存在并不影响整个控制系统的稳定性, 只要求由$G_{ff}(s)$和$G_0(s)$组成的回路本身是稳定的, 且满足一定的性能. 可以把$G_{ff}(s)$和$G_0(s)$组成回路的闭环传递函数设计成可调参数的滤波器形式. 设为$\Phi_{ff}(s)$, 则有

$$\Phi_{ff}(s)=\frac{G_0(s)G_{ff}(s)}{1+G_0(s)G_{ff}(s)},\quad(14)$$

则前馈控制器为

$$G_{ff}(s)=\frac{\Phi_{ff}(s)}{G_0(s)(1-\Phi_{ff}(s))}.\quad(15)$$

为了使前馈控制量在起始时刻也平滑, 把$\Phi_{ff}(s)$设

计成二阶阻尼传递函数, 有

$$\Phi_{\mathrm{ff}}(s)=\frac{1}{T_{\mathrm{ff}}^2 s^2+2\xi_{\mathrm{ff}}T_{\mathrm{ff}}s+1},\tag{16}$$

式中: ξ_{ff}为前馈回路的阻尼比; T_{ff}为前馈回路的自然周期. 前馈控制器需要根据系统参考输入快速给出前馈控制量, 为了实现快读、无超调和平滑, 取$\xi_{\mathrm{ff}}\geqslant 1$和$0<T_{\mathrm{ff}}\leqslant\tau_{\mathrm{p}}$. 前馈控制器的输出经过一个衰减系数$\gamma_{\mathrm{ff}}$之后得到$u_1$, $0\leqslant\gamma_{\mathrm{ff}}\leqslant 1$, 通过适当衰减后的前馈控制量有利于减少控制系统的超调. 由于采用了衰减系数, 前馈控制器可以采用边界模型或者标称模型, 采用不同模型, 衰减系数取不同值. 当采用边界模型时, 把式(12)(16)代入式(15)有

$$G_{\mathrm{ff}}(s)=\frac{s+a_0}{b_0(T_{\mathrm{ff}}^2 s^2+2\xi_{\mathrm{ff}}T_{\mathrm{ff}}s)}.\tag{17}$$

3.2　总扰动估计器ESO和补偿控制器$G_{\mathrm{cc}}(s)$设计

ESO的目的是估计总扰动, $G_{\mathrm{cc}}(s)$实现经过补偿后的等效被控对象(图6中的虚线框)近似为

$$G_{\mathrm{et}}(s)\approx G_{0\mathrm{t}}(s)=G_0(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}.\tag{18}$$

根据实际过程的纯滞后时间τ_{p}的变化情况可以设计不同类型ESO. 当τ_{p}为固定时, 取$\tau_0=\tau_{\mathrm{p}}$, 则由式(3)和式(13)有

$$\begin{cases}\dot{x}_1(t)=-a_0x_1+f_1(t)+b_0u(t-\tau_0),\\ f_1(t)=-(a-a_0)x_1+\\ \qquad (b-b_0)u(t-\tau_0)+d(t-\tau_0),\\ y(t)=x_1(t).\end{cases}\tag{19}$$

系统(19)的ESO设计为

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_1(t)=-a_0\hat{x}_1+\beta_1(y-\hat{x}_1)+\\ \qquad \hat{x}_2+b_0u(t-\tau_0),\\ \dot{\hat{x}}_2=\beta_2(y-\hat{x}_1),\end{cases}\tag{20}$$

其中$\beta_1>0$和$\beta_2>0$为二阶ESO的增益, 是Hurwitz多项式的系数. 此时, $G_{\mathrm{pu}}(s)=1$, ESO的输出$\hat{f}_{\mathrm{d}}=\hat{x}_2$即为前$\tau_{\mathrm{p}}$ 时刻的总扰动.

实际中, 当τ_{p}在一定范围变化时, 可以通过试验获得纯滞后的变化范围, $\tau_{\mathrm{p}}\in[\tau_{\min},\tau_{\max}]$, 取

$$\begin{cases}\tau_0=\tau_{\min}>0,\\ \tau_1=\tau_{\max}-\tau_{\min}>0,\end{cases}\tag{21}$$

实际中一般τ_1要比τ_0要小得多, 则根据式(3)有

$$G_{\mathrm{pt}}(s)=\frac{b\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{p}}}}{s+a}\approx\frac{b\mathrm{e}^{-s\tau_0}}{s+a}\frac{1}{(\tau_{\mathrm{m}}-\tau_0)s+1},\tag{22}$$

上式推导中利用了近似公式

$$\mathrm{e}^{-s(\tau_{\mathrm{p}}-\tau_0)}\approx\mathrm{e}^{-s(\tau_{\mathrm{m}}-\tau_0)}\approx\frac{1}{(\tau_{\mathrm{m}}-\tau_0)s+1},\tag{23}$$

则预处理器设计为

$$G_{\mathrm{pu}}(s)=\frac{1}{(\tau_{\mathrm{m}}-\tau_0)s+1}.\tag{24}$$

采用预处理器进行变时滞的处理方法就是ADRC中的提高阶次法来处理时滞系统的总扰动估计, 本文用于在固定延时之外的可变延时. 此时, ESO(19)的输入为u_{e}和系统输出y, ESO的输出$\hat{f}_{\mathrm{d}}$为系统当前时刻以前(约为前τ_{p}时刻)的总扰动, 与当前时刻的总扰动在时间上并不同步, 很难完全抵消, 因此需要一个补偿控制器确保补偿后的系统是稳定的. 经典ADRC系统中$G_{\mathrm{cc}}(s)$为1, 按照频域稳定理论, 当存在较大滞后相位时, 可以采用超前校正或者要求$|G_{\mathrm{cc}}(j\omega)|<1$, 而当外界扰动中含有较大噪声时, 总扰动的估计值中很可能含有部分噪声, 此时可以采用滞后校正或者惯性滤波器. 为了保证补偿控制回路有足够的稳定裕度, 补偿控制器设计为

$$G_{\mathrm{cc}}(s)=\beta_{\mathrm{cc}}\frac{\tau_{\mathrm{cf}}s+1}{\tau_{\mathrm{cd}}s+1},\tag{25}$$

式中: $0\leqslant\beta_{\mathrm{cc}}\leqslant 1$; $0\leqslant\tau_{\mathrm{cf}}\leqslant\tau_0$; $0.1<\tau_{\mathrm{cd}}\leqslant 1$.

3.3　滞后时间削弱的动态权重设计

由于大滞后环节会产生严重的相位滞后, 为了保证稳定性, 需要限制闭环系统的带宽. 当图6中参考信号的高频成分较大时, 要求$W_1/(1+W_2)$取较大的值, 减少系统输出在反馈信号 $y_{\mathrm{f}}(t)$ 中所占的比例, 保证系统稳定性; 当参考输入信号处于平缓时, 要求$W_1/(1+W_2)$接近0, 加大实际系统输出在反馈信号 $y_{\mathrm{f}}(t)$ 中所占的比例, 保证稳定误差足够小, 满足控制精度要求. 根据这一思想, 设计权重系数为

$$\begin{cases}W_1(s)=L_1\tau_{\max}s=L_1(\tau_0+\tau_1)s,\ L_1>0,\\ W_2(s)=L_2\tau_{\max}s=L_2(\tau_0+\tau_1)s,\ L_2>0,\\ W_3(s)=L_3\tau_{\min}s=L_3\tau_0 s,\qquad L_3\geqslant 0,\end{cases}\tag{26}$$

则

$$\frac{1+W_3(s)}{1+W_2(s)}=\frac{1+L_3\tau_0 s}{1+L_2(\tau_0+\tau_1)s},\tag{27}$$

$$\frac{W_1(s)}{1+W_2(s)}=\frac{L_1(\tau_0+\tau_1)s}{1+L_2(\tau_0+\tau_1)s}.\tag{28}$$

由式(27)–(28)可知, 不含纯滞后的边界模型$G_0(s)$输出信号的权重为一个近似微分(dirty derivative), 而含纯滞后的被控系统输出的权重为一个超前–滞后校正环节, 其分子具有微分先行作用, 可以提高系统输出反馈的快速性和稳定性, 静态时只有系统输出反馈量, 保证了稳态精度.

3.4　TD和反馈控制器$G_{\mathrm{fb}}(s)$的设计

TD用来安排闭环系统参考输入的过渡过程, 采用如下的线性TD形式:

$$\begin{cases}\dot{v}_1(t)=v_2,\\ \dot{v}_2(t)=v_3,\\ \dot{v}_3=-\dfrac{3}{T_{\mathrm{r}}}v_3-\dfrac{3}{T_{\mathrm{r}}^2}v_2-\dfrac{1}{T_{\mathrm{r}}^3}(v_1-r),\end{cases}\tag{29}$$

式中r和T_{r}分别为系统参考输入和TD时间常数.

由于本文的ESO的标称模型并非积分串联模型, 为了减少稳态误差, 需要在反馈控制器$G_{\mathrm{fb}}(s)$中加入积分环节. 先不考虑$G_{\mathrm{et}}(s)$和y的影响, 只考虑y_{w}对y_{f}的贡献, 由$W_1/(1+W_2)$, $G_{\mathrm{fb}}(s)$, γ_{fb}和$G_0(s)$构成的闭环系统来设计$G_{\mathrm{fb}}(s)$, 设该闭环系统的传递函数为$\varPhi_{\mathrm{fb}}(s)$, 则有

$$\varPhi_{\mathrm{fb}}(s)=\frac{\gamma_{\mathrm{fb}}G_{\mathrm{fb}}(s)G_0(s)W_1(s)}{(1+W_1(s))+G_{\mathrm{fb}}(s)G_0(s)W_1(s)},\tag{30}$$

γ_{fb}为反馈控制器的增益系数, 则反馈控制器为

$$G_{\mathrm{fb}}(s)=\frac{(1+W_2(s))\varPhi_{\mathrm{fb}}(s)}{\gamma_{\mathrm{fb}}G_0(s)W_1(s)(1-\varPhi_{\mathrm{fb}}(s))}.\tag{31}$$

对于含有纯滞后的系统, 把$\varPhi_{\mathrm{fb}}(s)$设计成二阶阻尼传递函数, 有

$$\varPhi_{\mathrm{fb}}(s)=\frac{1}{T_{\mathrm{fb}}^2s^2+2\xi_{\mathrm{fb}}T_{\mathrm{fb}}s+1},\tag{32}$$

式中: ξ_{fb}为反馈回路的阻尼比; T_{fb}为反馈回路的自然周期. 把式(12)(26)(32)代入式(31)有

$$G_{\mathrm{fb}}(s)=\frac{(s+a_0)(L_2\tau_0s+1)}{\gamma_{\mathrm{fb}}b_0L_1(\tau_0+\tau_1)s^2(T_{\mathrm{fb}}^2s+2\xi_{\mathrm{fb}}T_{\mathrm{fb}})},\tag{33}$$

可调参数γ_{fb}初始值可取为$1/b_0$, 最终的控制量为

$$\begin{cases}u_0=u_1+u_2,\\ U(s)=U_0(s)-G_{\mathrm{cc}}(s)\hat{F}_{\mathrm{d}}(s),\end{cases}\tag{34}$$

式中$\hat{F}_{\mathrm{d}}(s)$为ESO估计的总扰动.

4 大滞后过程的ADRC的稳定性分析

图6的控制系统结构, 一共有3个闭环, 包括产生前馈控制量u_1的闭环、具有ESO的补偿控制闭环和具有滞后削弱的整个控制系统的闭环. 产生前馈的闭环是一个确定系统, 不影响整个系统的稳定性, 可以不在系统的稳定性分析中考虑. 在ADRC的理论体系中已完成了对其ESO的分析和证明, 本文直接用引理给出. 下面讨论具有削弱时间控制回路的反馈控制回路和总扰动补偿控制回路的稳定性.

4.1 削弱滞后时间控制回路的稳定性分析

假如被控对象通过补偿控制后, 从反馈控制器的角度看, 其等效的被控对象为$G_0(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}$, 则有如下定理.

定理 1 当$G_{\mathrm{et}}(s)$经过ESO和补偿控制作用变为$G_0(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}$时, 采用式(31)反馈控制器和式(32)的$\varPhi_{\mathrm{fb}}$, 采用式(26)的削弱滞后时间权重方法, 并按照如下参数配置时, 可以实现闭环系统稳定, 即

$$\begin{cases}2\leqslant L_1\leqslant 10,\ 0\leqslant L_3\leqslant 1.5,\\ L_2=\alpha_1L_1,\qquad \alpha_1\in[0.01,0.3],\\ \xi_{\mathrm{fb}}\geqslant 1,\qquad 0<T_{\mathrm{fb}}\leqslant\tau_0+\tau_1.\end{cases}\tag{35}$$

证 当等效的被控对象为$G_0(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}$时, 暂时不考虑前馈作用. $W_3(s)$起微分先行作用, 主要用于减少超调量, 可以先不考虑其对稳定性的影响, 即$L_3=0$, 则从U_2到Y_{f}的传递函数$G_{\mathrm{f}}(s)$为

$$G_{\mathrm{f}}(s)=\frac{G_0(s)W_1(s)}{1+W_2(s)}+\frac{G_0(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}}{1+W_2(s)},\tag{36}$$

则相应闭环系统的传递函数$\varPhi_{\mathrm{f}}$为

$$\varPhi_{\mathrm{f}}(s)=\frac{G_{\mathrm{fb}}(s)G_{\mathrm{f}}(s)}{b_0+G_{\mathrm{fb}}(s)G_{\mathrm{f}}(s)}.\tag{37}$$

由式(36)–(37)和$G_0(s)$与$W_1(s)$的表达式有

$$\varPhi_{\mathrm{f}}(s)=\frac{M_1(s)}{N_1(s)}=\frac{(G_0W_1+G_0\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s})\varPhi_{\mathrm{fb}}}{G_0W_1(1-\varPhi_{\mathrm{fb}})+(G_0W_1+G_0\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s})\varPhi_{\mathrm{fb}}},\tag{38}$$

$$N_1(s)=L_1(\tau_0+\tau_1)s^2(T_{\mathrm{fb}}^2s+2\xi_{\mathrm{fb}}T_{\mathrm{fb}})+(L_1(\tau_0+\tau_1)s+\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}),\tag{39}$$

$$M_1(s)=L_1\tau_{\mathrm{m}}s+\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s},\tag{40}$$

只要$N_1(s)$的零点全部在左半平面, 则$\varPhi_{\mathrm{f}}$是稳定的. 对$N_1(s)$采用如下近似:

$$\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{p}}}\approx 1-s\tau_{\mathrm{p}},\tag{41}$$

则有

$$N_1(s)\approx\bar{N}_1(s)=K_{10}s^3+K_{11}s^2+K_{12}s+K_{13},\tag{42}$$

其中

$$\begin{cases}K_{10}=L_1(\tau_0+\tau_1)T_{\mathrm{fb}}^2,\\ K_{11}=2L_1(\tau_0+\tau_1)\xi_{\mathrm{fb}}T_{\mathrm{fb}},\\ K_{12}=L_1(\tau_0+\tau_1)-\tau_{\mathrm{p}},\\ K_{13}=1.\end{cases}\tag{43}$$

由于纯滞后环节$\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{p}}}$的奈奎斯特曲线为单位圆, 而$1-s\tau_{\mathrm{p}}$的奈奎斯特曲线在单位圆的外部, 因此$\bar{N}_1(s)$稳定, 则$N_1(s)$稳定. 由式(35)有$K_{12}>L_1(\tau_0+\tau_1)/2$, $0<T_{\mathrm{fb}}\leqslant\tau_0+\tau_1$, 和$\xi_{\mathrm{fb}}\geqslant 1$, 可以验证

$$K_{11}K_{12}>K_{10}K_{13},\tag{44}$$

因此闭环系统$\varPhi_{\mathrm{f}}$是稳定的, 定理1成立. 证毕.

由式(38)(40)可知, 其阶跃响应的稳态误差为0, 即有

$$\lim_{s\to 0}(s\varPhi_{\mathrm{f}}\frac{1}{s})=1.\tag{45}$$

当被控对象未进行补偿控制时, 有如下定理.

定理 2 当$G_{\mathrm{et}}(s)$没有补偿控制时, 即为$G_{\mathrm{p}}(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}$时, 采用式(31)反馈控制器和式(32)的$\varPhi_{\mathrm{f}}$, 取$\gamma_{\mathrm{fb}}=1/b_0$, 采用式(26)的削弱滞后时间权重, 并按照式(35)配置系统参数, 可以实现闭环系统稳定.

证　当$G_{\rm et}(s)=G_{\rm p}(s){\rm e}^{-\tau_{\rm p}s}$时, 为了简化, 暂不考虑前馈和微分先行的作用, 从U_2到$Y_{\rm f}$的传递函数$G_{\rm f}(s)$为

$$G_{\rm f}(s)=\frac{G_0(s)W_1(s)}{1+W_2(s)}+\frac{G_{\rm p}(s){\rm e}^{-\tau_{\rm p}s}}{1+W_2(s)}. \tag{46}$$

与定理1相同的推导有

$$\varPhi_{\rm f}(s)=\frac{M_2(s)}{N_2(s)}=\frac{(G_0W_1+G_{\rm p}{\rm e}^{-\tau_{\rm p}s})\varPhi_{\rm fb}}{G_0W_1(1-\varPhi_{\rm fb})+(G_0W_1+G_{\rm p}{\rm e}^{-\tau_{\rm p}s})\varPhi_{\rm fb}}, \tag{47}$$

$$N_2(s)=b(s+a_0){\rm e}^{-\tau_{\rm p}s}+b_0(s+a)L_1(\tau_0+\tau_1)s+L_1(\tau_0+\tau_1)s^2(T_{\rm fb}^2s+2\xi_{\rm fb}T_{\rm fb})b_0(s+a), \tag{48}$$

$$M_2(s)=b(s+a_0){\rm e}^{-\tau_{\rm p}s}+b_0(s+a)L_1(\tau_0+\tau_1)s. \tag{49}$$

采用式(41)近似公式有

$$N_2(s)\approx\bar N_2(s)=K_{10}s^4+K_{11}s^3+K_{12}s^2+K_{13}s+K_{14}, \tag{50}$$

其中

$$\begin{cases}K_{20}=b_0L_1(\tau_0+\tau_1)T_{\rm fb}^2,\\ K_{21}=b_0L_1(\tau_0+\tau_1)(2\xi_{\rm fb}T_{\rm fb}+aT_{\rm fb}^2),\\ K_{22}=b_0L_1(\tau_0+\tau_1)2a\xi_{\rm fb}T_{\rm fb}+\\ \qquad b_0L_1(\tau_0+\tau_1)-b\tau_{\rm p},\\ K_{23}=ab_0L_1(\tau_0+\tau_1)-a_0b\tau_{\rm p}+b,\\ K_{24}=a_0b.\end{cases} \tag{51}$$

由假设参数取值范围, 有$K_{2i}>0$, i=0, $\cdots$, 4, 且根据条件(35)可以验证

$$\lambda_{22}=\frac{K_{21}K_{22}-K_{20}K_{23}}{K_{21}}>0, \tag{52}$$

$$\lambda_{23}=\frac{\lambda_{22}K_{23}-K_{21}K_{24}}{\lambda_{22}}>0, \tag{53}$$

即劳斯表的第1列全部大于零, 根据劳斯判据, $N_2(s)$的零点全部在复平面的左半平面. 因此定理的闭环系统$\varPhi_{\rm f}$是稳定的, 定理2成立.　证毕.

同理$\varPhi_{\rm f}$的阶跃响应为

$$\lim_{s\to0}(s\varPhi_{\rm f}\frac{1}{s})=\frac{a_0b}{a_0b}=1. \tag{54}$$

当存在等效到$U_2(s)$侧的扰动$D_2(s)$时, 有

$$Y_{\rm f}(s)=\frac{G_{\rm f}(s)G_{\rm fb}(s)}{b_0+G_{\rm f}(s)G_{\rm fb}(s)}V_1(s)+\frac{b_0G_{\rm f}(s)}{b_0+G_{\rm f}(s)G_{\rm fb}(s)}D_2(s). \tag{55}$$

当$U_2(s)$和$D_2(s)$都为阶跃信号时, 根据终值定理有

$$y(\infty)=y_{\rm f}(\infty)=\lim_{s\to0}sY_{\rm f}(s)=1. \tag{56}$$

定理1和定理2说明:

1) 在获得确保系统稳定的参数范围时, 采用了边界模型, 对实现纯滞后系统的控制是有利的. 由于ADRC的模型并非积分串联模型[20], 为了实现对阶跃输入的零稳态误差, 因此需要在反馈控制律中增加积分项使其成为 I 型系统.

2) 当广义被控对象为$G_0W_1/(1+W_2)$和不同的$G_{\rm f}$合成时, 当存在常值扰动时, 反馈控制器式(33)都能保持闭环系统的稳定性和对阶跃信号的跟踪能力.

3) 从证明过程可以看出, 当考虑$W_3(s)$的作用时, 定理证明中的稳定性判定方法也是适用的. 从式(43)中的系数表达式看出, 增大$\xi_{\rm fb}$有利用提高系统的稳定裕度, 减小$T_{\rm fb}$有利于提高系统的快速性, 可以根据实际过程需求灵活调节.

4.2　ESO补偿控制回路的稳定性分析

在ADRC的理论框架中, ESO对系统总扰动含有纯滞后项的估计中, 当纯滞后时间变化不大时, 有如下引理.

引理 1　当过程纯滞后$\tau_{\rm p}$已知且基本不变时, 取τ_0为$\tau_{\rm p}$, 采用式(20)形式的ESO, 取ESO的增益参数为

$$\beta_1=2\omega_{\rm o},\ \beta_2=\omega_{\rm o}^2,\ \omega_{\rm o}>0, \tag{57}$$

若$f_1(t)$及其导数有界时, 则当$\omega_{\rm o}$充分大时, 扩张状态$\hat x_2$可以实现对总扰动$f_1(t)$的准确估计[7, 13, 21].

当$\tau_{\rm p}$在一定范围变化时, 先对系统控制输入进行式(24)的惯性环节的处理, 然后再按照式(20)形式的ESO进行处理获得系统总扰动.

设当前时刻为t, 则当前实时总扰动为$f_1(t)$, 而此时估计的总扰动为$\hat f_1(t-\tau_{\rm p})$. 由引理1有

$$|f_1(t-\tau_{\rm p})-\hat f_1(t-\tau_{\rm p})|<\sigma_1, \tag{58}$$

式中$\sigma_1>0$为估计误差, 是$1/\omega_{\rm o}$的高阶无穷小. 在经典的 ADRC 实时补偿中, 是要用$\hat f_1(t-\tau_{\rm p})$来抵消$f_1(t)$的影响, 当没有纯滞后项时, 两者的滞后时间只差一个采样周期和ESO本身的延时, 当$\omega_{\rm o}$充分大时, 可以认为两者在时间上近似同步. 对于纯滞后的系统, 当$f_1(t)$变化较快时, 两者相位可能大于180°, 可能造成$|f_1(t)-\hat f_1(t-\tau_{\rm p})|$比$f_1(t)$还要大, 此时, 不仅没有补偿效果, 甚至造成系统不稳定. 因此, 对于纯滞后系统, 一方面要尽量获得较准确的系统模型, 另一方面要专门设计补偿控制器保证补偿回路稳定. 补偿控制器本质是要通过$\hat f_1(t-\tau_{\rm p})$及其导数信息, 获得$f_1(t)$的估计值$\breve f_1(t)$并进行补偿. 由于对$f_1(t)$的模型信息知道较少, 因此采用线性预测方法, 线性预测对$f_1(t)$

的要求或者假设是其在τ_{p}时间范围内, 不要剧烈变化, 是一个慢变过程, 使得下式成立:

$$|f_1(t)-\breve{f}_1(t)|<2\sigma_1+|f_1(t)|, \tag{59}$$

否则没有必要采用补偿控制, 只采用削弱滞后时间的控制方法.

定理 3 设$f_1(t)$的最大频率含量为ω_{p}, 当选择补偿控制器式(25)的参数满足如下条件时:

$$\max_{0\leqslant\omega\leqslant\omega_{\mathrm{p}}}|1-\beta_{\mathrm{cc}}\frac{1+\mathrm{j}\tau_{\mathrm{cf}}\omega}{1+\mathrm{j}\tau_{\mathrm{cd}}\omega}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\tau_{\mathrm{p}}\omega}|<1, \tag{60}$$

式中ω为扰动频率, 则式(59)成立, 补偿控制有效.

证 由绝对值的性质有

$$\begin{aligned}&|f_1(t)-\breve{f}_1(t)|\leqslant\\&|f_1(t)-\hat{f}_1(t)|+|\hat{f}_1(t)-\breve{f}_1(t)|<\\&\sigma_1+|\hat{f}_1(t)-\breve{f}_1(t)|,\end{aligned} \tag{61}$$

应用频域理论对上式最后一项进行处理, 有

$$\breve{F}_1(s)=G_{\mathrm{cc}}(s)\hat{F}_1(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}, \tag{62}$$

$$\begin{aligned}&\hat{F}_1(s)-\breve{F}_1(s)=\\&\hat{F}_1(s)(1-G_{\mathrm{cc}}(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s})=\\&\hat{F}_1(s)(1-\beta_3\frac{\tau_{\mathrm{cf}}s+1}{\tau_{\mathrm{cd}}s+1}\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{p}}s}),\end{aligned} \tag{63}$$

因此, 当式(60)成立时, 由式(63)有

$$|f_1(t)-\breve{f}_1(t)|<\sigma_1+|\hat{f}_1(t)|<2\sigma_1+|f_1(t)|, \tag{64}$$

即式(59)成立, 补偿控制是有效的. 证毕.

定理3的说明:

1) 定理3中, 条件(60)中第2项的相角$\psi(\omega)=\arctan(\tau_{\mathrm{cf}}\omega)-\arctan(\tau_{\mathrm{cf}}\omega)-\tau_{\mathrm{p}}\omega$, 因此通过限制$\omega_{\mathrm{p}}$和减小$\beta_3$, 该条件是能够满足的, 但是需要考虑扰动的频率范围, 对于具有纯滞后的系统, 过高频率范围的扰动是无法补偿的;

2) 增加ESO的带宽只能保证对其从输入信号$u(t)$和$y(t)$中提取总扰动的快速性, 有利于减少ESO本身的延时, 并不能解决补偿控制中被控对象本身的延时问题, 补偿控制的稳定性是要考虑包括被控对象在内的整个回路. 要实现基于ESO的补偿控制, 需要考虑控制量补偿点(等效到被控系统输入端)的实时总扰动与被估计的总扰动在时间上的同步性(相位误差), 当相位误差较大时, 应该适当降低补偿控制器的增益, 这一点在经典ADRC中往往是通过调节b_0来实现, 本文把总扰动的估计和补偿分离, 分别按照估计精度和补偿控制的稳定性两个不同目标来设计, 因此不需要调节b_0, 减少了调节b_0对估计精度和反馈控制回路性能的副作用, 实现了参数的解耦调节, 方便实际工程应用, 也为ADRC研究中如何确定b_0及其物理意义提供了一个新的研究思路[22].

4.3 具有前馈和滞后时间削弱结构的ADRC系统

虽然图6由多个部分组成, 下面就每个部分的物理意义进行进一步说明, 方便在实际的控制系统如DCS中实现. TD部分是一个三阶低通滤波器, 用于平滑参考输入信号, 由式(29)有

$$V_1(s)=G_{\mathrm{TD}}(s)R(s)=\frac{R(s)}{(T_{\mathrm{r}}s+1)^3}. \tag{65}$$

前馈环节的传递传递函数为

$$U_1(s)=\gamma_{\mathrm{ff}}\frac{G_{\mathrm{ff}}(s)}{G_{\mathrm{ff}}(s)+G_0^{-1}(s)}G_0^{-1}(s)V_1(s). \tag{66}$$

其中: $G_0^{-1}(s)$是被控对象无滞后环节时的边界模型的逆模型; $G_{\mathrm{ff}}(s)$具有积分环节, 是求$G_0(s)$输出为$V_1(s)$时的逆信号; 系统γ_{ff}是为了减少过前馈补偿.

自抗扰补偿控制环节的作用是使得等效的被控系统$G_{\mathrm{et}}(s)$近似为$G_{\mathrm{m}}(s)\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{m}}s}$(当ESO的模型取标称模型时). 滞后削弱环节的作用是使得反馈控制器$G_{\mathrm{fb}}(s)$的反馈信号取实际被控对象的输出与其边界模型输出的加权平均值, 高频时以边界模型为主, 低频是以实际被控对象输出为主.

$$Y_{\mathrm{f}}(s)=\frac{1+W_3}{1+W_2}Y(s)+\frac{W_1}{1+W_2}Y_{\mathrm{w}}(s), \tag{67}$$

式(67)保证了即使在系统输出有纯滞后时, 反馈控制器$G_{\mathrm{fb}}(s)$一直有反馈信号$Y_{\mathrm{f}}(s)$, 且按照边界模型$G_0(s)$来产生控制输出U_2, 从而确保整个控制系统的稳定.

5 仿真研究

首先对FOPDT系统进行仿真研究, 之后推广到SOPDT系统中.

5.1 FOPDT系统的滞后时间削弱和自抗扰控制

考虑如下典型的FOPDT被控对象:

$$G_{\mathrm{pt}}(s)=G_{\mathrm{p}}(s)\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{p}}}=\frac{b}{s+a}\mathrm{e}^{-s\tau_{\mathrm{p}}}, \tag{68}$$

式中: a, b和τ_{p}的标称值分别为a_{m}=0.3, b_{m}=3和τ_{m}=9, 其中参数a和b上下变化20%, 而τ_{p}上下变化1, 有$a\in[0.24, 0.36]$, $b\in[2.4, 3.6]$. $\tau_{\mathrm{p}}\in[8, 10]$. 则

$$\begin{cases}a_0=a_{\min}=0.24,\ b_0=b_{\max}=3.6,\\\tau_0=8,\ \tau_1=2.\end{cases} \tag{69}$$

纯滞后时间与惯性时间常数之比为$\tau_{\mathrm{m}}a_{\mathrm{m}}$=2.7, 显然这是一个大滞后系统. 前馈控制器根据参考信号快速给出系统控制量的动态工作点, 且不影响反馈控制器的动态调节过程, 取前馈控制器的参数$\xi_{\mathrm{ff}}=4$, $T_{\mathrm{ff}}=\tau_0/8=1$和$\gamma_{\mathrm{ff}}=0.5$, 前馈控制器为

$$G_{\mathrm{ff}}(s)=\frac{s+a_0}{b_0(T_{\mathrm{ff}}^2s^2+2\xi_{\mathrm{ff}}T_{\mathrm{ff}}s)}=\frac{s+0.24}{3.6(s^2+4s)}. \tag{70}$$

确定控制器的参数范围是按照边界模型参数来确定, 保证足够的鲁棒性, 为了保证系统控制性能, 整定

控制器的具体参数要按照标称对象模型来整定. 反馈控制器参数取$\xi_{\rm fb}=2.5$, $T_{\rm fb}=2$, $L_1=2$, $L_2=0.1$, $L_3=1$, 取$\gamma_{\rm fb}=1/b_0$, 则反馈控制器为

$$G_{\rm fb}(s)=\frac{(s+a_0)(L_2(\tau_0+\tau_1)s+1)}{L_1(\tau_0+\tau_1)s^2(T_{\rm fb}^2s+2\xi_{\rm fb}T_{\rm fb})}=\frac{(s+0.24)(s+1)}{20s^2(4s+10)}. \tag{71}$$

ESO式(20)的β_1和β_2按照式(57)设计, 取$\omega_{\rm o}$为50, $\beta_1=2\omega_{\rm o}=100$, $\beta_2=\omega_{\rm o}^2=2500$.

在设计补偿控制器时需要对扰动的类型进行大概的分析, 设扰动为

$$d(t)=A_{\rm d}\sin(\omega_{\rm d}t)+\varepsilon_{\rm n}(t), \tag{72}$$

式中: $A_{\rm d}=0.1$, $\omega_{\rm d}=0.01$. 该干扰为正弦扰动为主, 并叠加幅值为±0.001的均匀分布的随机噪声$\varepsilon_{\rm n}(t)$, 补偿控制器的参数为$\beta_3=0.9$, $\tau_{\rm cf}=0.1$, $\tau_{\rm cd}=1$.

$$G_{\rm cc}(s)=\beta_3\frac{\tau_{\rm cf}s+1}{\tau_{\rm cd}s+1}=0.9\frac{0.1s+1}{s+1}, \tag{73}$$

式(74)是一个滞后补偿器, 且增益小于1, 可以保证足够的稳定裕度和减少噪声对补偿回路的影响. ESO的预处理器设计为

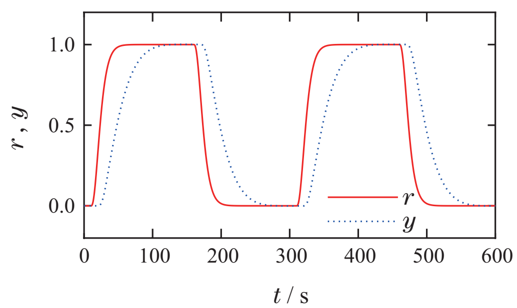
$$G_{\rm pu}(s)=\frac{1}{(\tau_{\rm m}-\tau_0)s+1}=\frac{1}{s+1}. \tag{74}$$

采用鲁棒性较好的SP-ADRC[16]进行比较, 图4中ESO采用上述相同的参数, 反馈控制取为

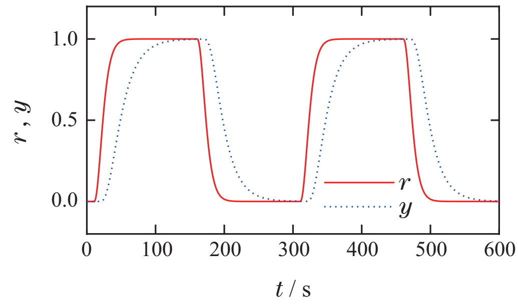
$$G_{\rm sp}(s)=\frac{1}{18}. \tag{75}$$

设系统参考输入r为方波, 采用式(29)的线性TD形式$T_{\rm r}=5$. 仿真实验如图7–10所示.

图7为被控系统的延时时间和模型参数都为标称参数时的对比仿真, 可以看出本文方法(TDIR-ADRC)和SP-ADRC对标称模型都具有很好的适应性. 图8是被控对象的滞后发生变化, 而其他参数为标称模型参数时, 可以看出本文方法在滞后时间$\tau_{\rm p}$=11时具有较好的性能, 而SP-ADRC方法则在$\tau_{\rm p}=9.075$ 时, 虽然开始还表现出较好的性能, 但是经过一段时间则出现不稳定现象, SP-ADRC与Smith预估控制一样对纯滞后参数变化敏感, 对滞后参数变化的鲁棒性不理想.



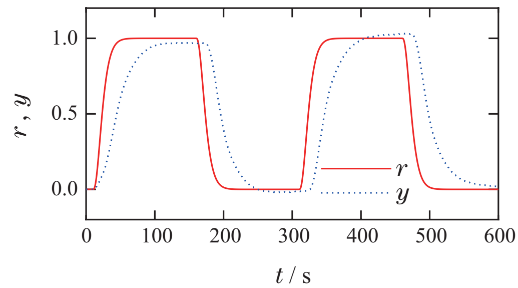
(a) TDIR-ADRC



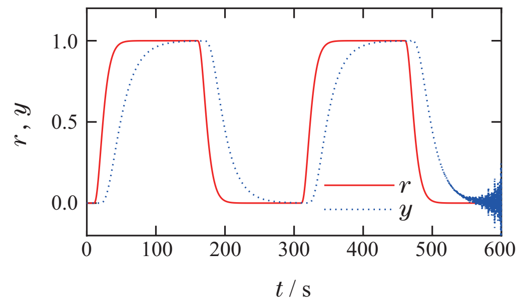
(b) SP-ADRC

图 7 标称条件下无扰动时仿真效果

Fig. 7 Simulation results without disturbance under the nominal conditions



(a) TDIR-ADRC when $\tau_{\rm p}$=11



(b) SP-ADRC when $\tau_{\rm p}$=9.075

图 8 标称条件下滞后时间改变无扰动时仿真效果

Fig. 8 Simulation results without disturbance under the nominal conditions and time delay change

图9是被控对象的滞后时间和模型参数都发生变化且具有外部扰动时本文方法的仿真效果, 可以看出, 本文方法不仅能保持系统稳定, 且具有较好的性能. 图10是纯滞后$\tau_{\rm p}$=11时, 本文方法补偿控制环对外部扰动的估计, 可以看出, 除了估计的扰动也有纯滞后外, 基本能够扰动的实时变化, ADRC的补偿控制对扰动具有不变性[23], 但是存在明显的滞后, 滞后近似等于纯滞后时间11 s, 因此专门设计补偿控制器(经典ADRC的补偿控制器为1)对时间滞后系统是非常必要的, 是对经典ADRC的有益补充.

5.2 SOPDT系统的滞后时间削弱与自抗扰控制

仿照FOPDT系统可以得到SOPDT系统的滞后时间削弱与自抗扰控制方法. 假设SOPDT系统为

$$G_{\rm pt}(s)=G_{\rm p}(s){\rm e}^{-s\tau_{\rm p}}=\frac{K_2{\rm e}^{-s\tau_{\rm p}}}{(T_1s+1)(T_2s+1)}, \tag{76}$$

式中K_2, T_1, T_2和$\tau_{\rm p}$分别为SOPDT的增益、两个时间常数和纯滞后时间.

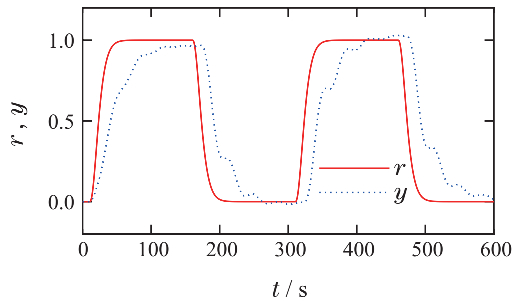


图 9 $a=0.24$, $b=3.6$, $\tau_{\rm p}=11$时有扰动时的仿真结果
Fig. 9 Simulation results with disturbance when $a=0.24$, $b=3.6$, $\tau_{\rm p}=11$

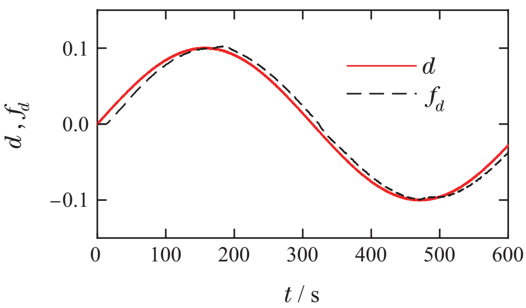


图 10 $a=0.3$, $b=3.0$, $\tau_{\rm p}=11$时扰动d与其估计$f_{\rm d}$
Fig. 10 Comparison between disturbance d and its estimation $f_{\rm d}$ when $a=0.3$, $b=3.0$, $\tau_{\rm p}=11$

定义$a_1=1/(T_1T_2)$, $a_2=(T_1+T_2)/(T_1T_2)$, $b_2=K/(T_1T_2)$; $a_1\in[a_{1\min}, a_{1\max}]$, $a_{1\min}>0$; $b_2\in[b_{2\min}, b_{2\max}]$, $b_{2\min}>0$; 取$a_{10}=a_{1\min}$, $a_{20}=a_{2\min}$, $b_{20}=b_{2\max}$; $a_{1\min}\leqslant a_{1\rm m}\leqslant a_{1\max}$, $a_{2\min}\leqslant a_{2\rm m}\leqslant a_{2\max}$, $b_{2\min}\leqslant b_{2\rm m}\leqslant b_{2\max}$.

式(76)的边界模型为

$$G_{\rm b2t}(s)=G_{\rm b2}(s){\rm e}^{-s\tau_{\rm p}}=\frac{b_{\rm b0}{\rm e}^{-s\tau_{\rm p}}}{s^2+a_{10}s+a_{20}}, \tag{77}$$

式(76)的标称模型为

$$G_{\rm m2t}(s)=\frac{b_{\rm bm}{\rm e}^{-s\tau_{\rm m2}}}{s^2+a_{1\rm m}s+a_{1\rm m}}, \tag{78}$$

采用与FOPDT相同前馈控制器设计方法和闭环传递函数(16), 根据SOPDT的标称模型, 则有前馈控制器为

$$G_{\rm ff}(s)=\frac{s^2+a_{1\rm m}s+a_{2\rm m}}{b_{\rm bm}(T_{\rm ff}^2s^2+2\xi_{\rm ff}T_{\rm ff}s)}. \tag{79}$$

SOPDT系统的状态方程为

$$\begin{cases}\dot x_1(t)=x_2,\\ \dot x_2(t)=-a_{1\min}x_1-a_{2\min}x_2+f_1(t)+\\ \qquad b_0u(t-\tau_0),\\ f_1(t)=(b_2-b_0)u(t-\tau_0)+d(t-\tau_0)-\\ \qquad (a_1-a_{1\min})x_1-(a_2-a_{2\min})x_1,\\ y(t)=x_1(t).\end{cases} \tag{80}$$

系统(80)的ESO设计为

$$\begin{cases}\dot{\hat x}_1(t)=\hat x_2,\\ \dot{\hat x}_2(t)=-a_{1\min}x_1-a_{2\min}x_2+\hat x_3+\\ \qquad \beta_2(y-\hat x_1)+b_0u(t-\tau_0),\\ \dot{\hat x}_3=\beta_3(y-\hat x_1),\end{cases} \tag{81}$$

其中: $\hat x_3$为扩张状态; $\beta_1>0$, $\beta_2>0$和$\beta_3>0$为三阶ESO的增益, 是Hurwitz多项式的系数.

在SOPDT控制系统的设计中采用相同的预处理器(24)、补偿控制器(25)、动态权重设计(26)(28)、TD安排过渡过程(29); 采用与FOPDT相同的闭环传递函数和反馈控制器方法, SOPDT控制系统的反馈控制器为

$$G_{\rm fb}(s)=\frac{(s^2+a_{10}s+a_{20})(L_2\tau_0s+1)}{\gamma_{\rm fb}b_0L_1(\tau_0+\tau_1)s^2(T_{\rm fb}^2s+2\xi_{\rm fb}T_{\rm fb})}. \tag{82}$$

采用参考文献[16]的二阶系统来进行仿真, 但是把纯滞后时间从0.3 s扩大10倍变为3 s, 得到大滞后系统的标称模型

$$G_{\rm pt}(s)=G_{\rm p}(s){\rm e}^{-s\tau_{\rm p}}=\frac{2{\rm e}^{-3s}}{(3s+1)(s+1)}. \tag{83}$$

针对SOPDT对象(83), 实际仿真模型为

$$G_{\rm pt1}(s)=\frac{2.3{\rm e}^{-3.45\,s}}{(2.55\,s+1)(0.85\,s+1)}. \tag{84}$$

取前馈控制器的参数$\xi_{\rm ff}=4$, $T_{\rm ff}=1$, $\gamma_{\rm ff}=0.5$, 则有前馈控制器

$$G_{\rm ff}(s)=\frac{3s^2+4s+1}{2(s^2+8s)}. \tag{85}$$

反馈控制器参数取$\xi_{\rm fb}=2.5$, $T_{\rm fb}=2$, $L_1=2$, $L_2=0.1$, $L_3=1$, $\gamma_{\rm fb}=1/b_{\rm b0}$, 则反馈控制器为

$$G_{\rm fb}(s)=\frac{3(0.4s+1)(3s^2+4s+1)}{32s^2(2s+5)}. \tag{86}$$

ESO式(20)的带宽$\omega_{\rm o}$取为5, 则有$\beta_1=3\omega_{\rm o}=15$, $\beta_2=3\omega_{\rm o}^2=75$, $\beta_3=\omega_{\rm o}^3=125$.

采用式(72)的扰动、补偿控制器(73)和预处理器(74)进行仿真.

同样采用SP-ADRC[16]进行比较, ESO采用式(80)和相同参数, 为了在前述FOPDT控制系统的基础上改善SP-ADRC性能, 同样在ESO的输出也增加一个补偿控制器

$$G_{\rm cc}(s)=\beta_{\rm cc}\frac{\tau_{\rm cf}s+1}{\tau_{\rm cd}s+1}=0.3\frac{0.1s+1}{s+1}. \tag{87}$$

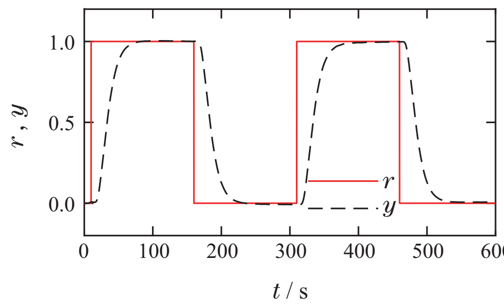
由于该补偿控制器稳态增益不为1, 为了减少整个控制系统的稳态误差, 改进型SP-ADRC的反馈控制取为PID控制

$$G_{\rm sp}(s)=1+0.1/s+2s/(1+0.01s). \tag{88}$$

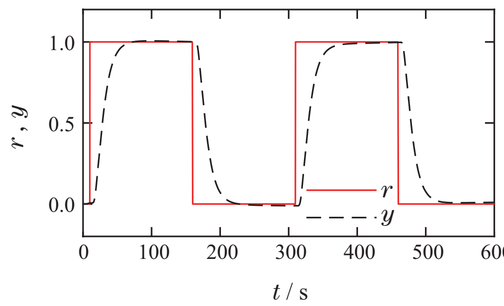
采用与FOPDT相同的参考信号和TD, SP-ADRC

和TDIR-ADRC的仿真实验如图11–12所示.

从图11–12可以看出, 针对SOPDT系统, 改进型SP-ADRC在有外部扰动和建模误差条件下, 当滞后变化15%时, 其控制性能接近本文的方法; 但是本文的方法当纯滞后变化30%时仍然能保持系统稳定且具有较好的性能, 比改进型SP-ADRC具有适应更大范围的纯滞后参数变化. 因此, 针对ADRC在滞后系统中的控制问题, 结合其他处理纯滞后问题的方法是非常必要的, 此外增加ESO估计出总扰动之后的补偿控制器也是非常有效的.



(a) TDIR-ADRC



(b) 改进型SP-ADRC

图 11　$\tau_p = 3.45$有扰动和模型参数变化时仿真效果

Fig. 11　Simulation results with disturbance and model parameter variation when $\tau_p = 3.45$

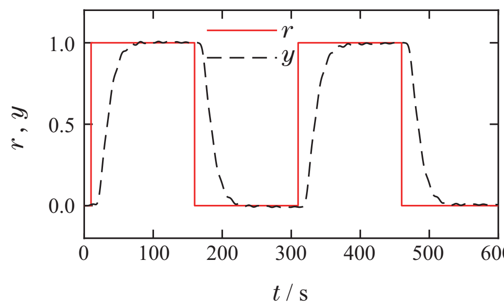


图 12　$\tau_p = 4.2$时TDIR-ADRC方法有扰动和模型参数变化时仿真效果

Fig. 12　The TDIR-ADRC method's simulation results of with disturbance and model parameter variation when $\tau_p = 4.2$

5.3　滞后时间削弱与自抗扰控制方法的参数整定

把本文方法在DCS, PLC和嵌入式系统等控制系统中实现时, 首先, 了解被控过程运行工艺和建立被控系统的标称模型和模型参数变化的边界范围, 从而得到边界模型. 然后, 根据控制系统中每个控制回路的物理意义来设计和整定参数. 第1步, 根据标称模型或者边界模型设计反馈控制器和削弱滞后环节的传递函数, 并调节反馈比例增益系数$\gamma_{\rm fb}$使外环控制系统稳定, $\gamma_{\rm fb}$在初始值$1/b_0$的基础上调节; 第2步, 根据采用标称模型和边界模型设计前馈控制器, 调节前馈比例衰减因子$\gamma_{\rm ff}$, $\gamma_{\rm ff}$从初始值0.5开始调节, 保证系统有足够快的设定值跟踪性能, 并保证不要有过大的超调; 第3步, 根据标称模型设计ESO、预处理器$G_{\rm pu}$和补偿控制器$G_{\rm cc}$, 从而增强系统抗外部扰动和模型变化的能力; ESO的带宽根据内扰和外部扰动变化的频率的3倍以上来整定; 预处理器$G_{\rm pu}$根据滞后变化范围来整定时间参数; 补偿控制器$G_{\rm cc}$过程噪声量和过程最小滞后时间来调节, $\tau_{\rm cd}$在0.1∼1之间调节, $\tau_{\rm cf}$从初始值0.1开始调节; 最后调节补偿控制器增益$0 \leqslant \beta_{\rm cc} \leqslant 1$, 对于滞后引起的相位较大时, 采用较小的$\beta_{\rm cc}$值.

6　结论

本文提出的削弱滞后时间的自抗扰控制方法, 综合利用了前馈控制、反馈控制和补偿控制, 采用系统边界模型参数来确定控制器参数范围, 采用标准模型来优化控制器参数. 在ADRC的模型中充分利用了被控对象的模型信息, 而在反馈控制器增加了积分器, 同样实现了对阶跃响应无静差的控制效果. 在反馈控制器设计时, 反馈信号为无滞后的边界模型和系统输出的动态加权信号; 对滞后系统的ADRC补偿控制中增加补偿控制器, 采用了超前–滞后补偿器, 仿真研究表明, 削弱滞后时间方法可以提供系统稳定性, 而补偿控制方法可以提高系统控制性能. 本文的补偿控制是基于频域中预测和滤波的思想来设计的, 在离散时间域的补偿控制中, 同样采用预测和滤波的思想是否会更加有效? 如何定量分析所提控制算法的鲁棒性? 这些是下一步需要研究的工作.

参考文献:

[1] HAN Jingqing. Active disturbance rejection controller and its applications. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19 – 23.
(韩京清. 自抗扰控制器及其应用. 控制与决策, 1998, 13(1): 19 – 23.)

[2] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900 – 906.

[3] GAO Z Q. Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design. *Proceedings of American Control Conference*. Minneapolis, MN, USA: IEEE, 2006, 6: 2399 – 2405.

[4] HUANG Y, XUE W C. Active disturbance rejection control: Methodology and theoretical analysis. *ISA Transactions*, 2014, 53(4): 963 – 976.

[5] GAO Z Q. Active disturbance rejection control: From an enduring idea to an emerging technology. *Proceedings of the 10th Internation-*

al Workshop on Robot Motion and Control. Poznan, Poland: IEEE, 2015: 269 – 282.

[6] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller-tuning. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*. Denver: IEEE, 2003, 6: 4989 – 4996.

[7] ZHAO Z L, GUO B Z. Extended state observer for uncertain lower triangular nonlinear systems. *Systems and Control Letters*, 2015, 85: 100 – 108.

[8] GUO B Z, ZHAO Z L. On convergence of the nonlinear active disturbance rejection control for MIMO systems. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 2013, 51(2): 1727 – 1757.

[9] ZHENG Q, GAO L Q, GAO Z Q. On validation of extended state observer through analysis and experimentation. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2012, 134(2): 1 – 6.

[10] ZHOU W K, SHAO S, GAO Z Q. A stability study of the active disturbance rejection control problem by a singular perturbation approach. *Applied Mathematical Sciences*, 2009, 3(10): 491 – 508.

[11] YOO D, YAU S S, GAO Z Q. Optimal fast tracking observer bandwidth of the linear extended state observer. *International Journal of Control*, 2007, 80(1): 102 – 111.

[12] GUO B Z, ZHAO Z L. On convergence of nonlinear active disturbance rejection for SISO systems. *Proceedings of the 24th Chinese Control and Decision Conference*. Taiyuan, China: IEEE, 2012: 3524 – 3529.

[13] GUO B Z, ZHAO Z L. On convergence of tracking differentiator. *International Journal of Control*, 2011, 84(4): 693 – 701.

[14] GUO B Z, ZHAO Z L. On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty. *Systems and Control Letters*, 2011, 60(6): 420 – 430.

[15] XUE W C, HUANG Y. On performance analysis of ADRC for nonlinear uncertain systems with unknown dynamics and discontinuous disturbance. *Proceeding of the 32nd Chinese Control Conference*. Xi'an, China: IEEE, 2013: 1102 – 1107.

[16] FU C, TAN W. Linear active disturbance rejection control for processes with time delays: IMC interpretation. *IEEE Access*, 2020, 8: 16606 – 16617.

[17] KUBALCIK MAREK, BOBAL VLADIMIR. Predictive control of higher order systems approximated by lower order time-delay models. *WSEAS Transactions on Systems*, 2012, 11(10): 607 – 616.

[18] YE Hua, HUO Jian, LIU Yutian. A method for computing eigenvalue of time-delayed power systems based on Pade approximation. *Automation of Electric Power Systems*, 2013, 37(7): 25 – 30.
(叶华, 霍健, 刘玉田. 基于Pade近似的时滞电子系统特征值计算方法. 电力系统自动化, 2013, 37(7): 25 – 30.)

[19] CHEN J. RINK R E. Gain-adaptive model-separated predictive control. *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Intelligent Systems for the 21 Century*. Vancouver, BC, Canada: IEEE, 1995: 4149 – 4154.

[20] LIU Yachao, GAO Jian, ZHONG Yongbin, et al. Reduced time-delay active disturbance rejection control for first-order systems with large time-delay. *Journal of Central South University (Science and Technology)*, 2021, 52(5): 1493 – 1501.
(刘亚超, 高健, 钟永彬, 等. 一阶大时滞系统的滞后时间削弱自抗扰控制. 中南大学学校(自然科学版), 2021, 52(5): 1493 – 1501.)

[21] LI Xiangyang, AI Wei, TIAN Senping. Active disturbance rejection control of cascade inertia systems. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(3): 562 – 568.
(李向阳, 哀薇, 田森平. 惯性串联系统的自抗扰控制. 自动化学报, 2018, 44(3): 562 – 568.)

[22] CHEN Zengqiang, SUN Mingwei, YANG Ruiguang. On the stability of linear active disturbance rejection control. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(5): 574 – 580.
(陈增强, 孙明玮, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究. 自动化学报, 2013, 39(5): 574 – 580.)

[23] CHEN Zengqiang, CHENG Yun, SUN Mingwei, et al. Surveys on theory and engineering applications for linear active disturbance rejection control. *Control Theory & Applications*, 2017, 46(3): 257 – 266.
(陈增强, 程赟, 孙明玮, 等. 线性自抗扰控制理论及工程应用的若干进展. 控制理论与应用, 2017, 46(3): 257 – 266.)

作者简介:

李向阳 副教授, 目前研究方向为数据驱动控制、自抗扰控制、迭代学习控制和嵌入式系统, E-mail: xyangli@scut.edu.cn;

高志强 副教授, 目前研究方向为控制论和自抗扰控制, E-mail: z.gao@ieee.org;

田森平 教授, 目前研究方向为迭代学习控制和数据驱动控制, E-mail: ausptian@scut.edu.cn;

哀 薇 副教授, 目前研究方向为数据驱动控制和自抗扰控制方面的研究, E-mail: aiwei@scut.edu.cn.