

引用格式:杜星瀚,蔡鋈,靳其兵. 基于干扰观测器的 Smith 补偿控制方法[J]. 北京化工大学学报(自然科学版),2019,46(2):90-96.

DU XingHan, CAI Wu, JIN QiBing. Smith compensation control based on disturbance observer[J]. Journal of Beijing University of Chemical Technology (Natural Science), 2019,46(2):90-96.

基于干扰观测器的 Smith 补偿控制方法

杜星瀚¹ 蔡 鋈² 靳其兵^{2*}

(1. 江苏师范大学 电气工程及自动化学院, 徐州 221116; 2. 北京化工大学 信息科学与技术学院, 北京 100029)

摘 要:针对 Smith 补偿器控制效果易受外部干扰或模型不确定性影响的问题,利用干扰观测器(disturbance observer-based, DOB)结构改进传统的 Smith 补偿控制结构,并在综合考虑鲁棒性和控制性能的情况下给出了 DOB 滤波器和 Smith 补偿控制器的设计方法。仿真实例表明,改进后的 Smith 补偿控制效果优于传统方法。

关键词:纯滞后; Smith 补偿; 干扰观测器; 干扰

中图分类号: TP273 **DOI:** 10.13543/j.bhxbzr.2019.02.014

引 言

过程控制工业中,很多被控对象都具有纯滞后特性^[1],纯滞后会 导致控制作用的 不及时,从而恶化系统的控制效果。Smith 补偿是处理纯滞后问题的有效手段^[2],在过程控制工业中得到广泛应用^[3]。Smith 补偿利用对象的精确数学模型来预测对象的输出,再根据预测的输出及时调整系统的输入,因此该方法对模型的依赖性较强^[4],当系统存在外部干扰或模型摄动时,控制效果会下降。

目前关于 Smith 补偿控制的研究主要集中在三方面:①改进 Smith 补偿控制的结构,这主要是为了处理一些特殊的被控对象如积分对象^[5]、不稳定对象^[6]等,或实现特殊的控制目标如抑制扰动^[7]、多目标优化^[8]等;②优化控制器的整定方法,以满足期望的性能指标要求^[9-10];③将智能控制方法如神经网络控制^[11]、模糊控制^[12]等应用于 Smith 补偿控制结构下,以获得更广的应用范围和更优的控制性能。但是这些对 Smith 补偿控制的改进大都是基于传统的 Smith 结构框架,Smith 控制结构对外部干扰和模型失配的敏感性 问题仍需要进一步研究。

为了提升 Smith 补偿控制对于干扰的抑制能力,本文采用干扰观测器(disturbance observer-based, DOB)结构改进经典的 Smith 补偿控制结构,从而降低外部干扰和模型失配对系统的影响。最优的 DOB 滤波器通过优化干扰输出的 2 范数获得,同时为了提升系统鲁棒性,滤波器参数的选取要满足鲁棒性指标约束。而改进的 Smith 结构中用于设定值跟踪的控制器则采取内模 PID(IMC-PID)设计方法,控制器参数在调节上通过限定参数摄动最坏情况下的峰值指标以降低系统超调量。

1 基于 DOB 结构的 Smith 补偿控制

1.1 经典的 Smith 补偿结构

被控对象的传递函数通常可用式(1)表示

$$P(s) = P_0(s)e^{-\tau s} \quad (1)$$

式中, $P_0(s)$ 表示对象的无纯滞后部分, τ 表示纯滞后时间, s 为 Laplace 算子。经典的 Smith 补偿控制结构如图 1 所示。

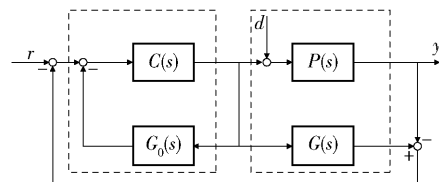


图 1 经典的 Smith 补偿控制结构

Fig. 1 The classical Smith compensator control structure

图 1 中, $C(s)$ 为控制器, $G(s)$ 为被控对象的标称模型, $G_0(s)$ 为标称模型的无纯滞后部分, $P(s)$ 为

收稿日期:2018-07-26

基金项目:国家自然科学基金(61273132/61673004)

第一作者:男,1990 年生,博士生

*通信联系人

E-mail: jinqb@mail.buct.edu.cn

实际被控对象, r 、 y 和 d 分别为设定值、输出和外部干扰。

Smith 补偿控制结构大致可分为两部分(如图 1 中虚线框所示):左虚线框部分利用无纯滞后的模型进行预测输出以及及时给定控制作用;右虚线框中部分在系统存在外部干扰或模型不确定性时对系统的输出偏差进行反馈校正。根据图 1,可以得到 $y-r$ 的闭环传递函数(省略了 Laplace 算子 s)

$$G_{y-r} = \frac{CP}{1 + C(G_0 + P - G)} \quad (2)$$

标称情况下($P=G$),式(2)转化为

$$G'_{y-r} = \frac{CP}{1 + CG_0} = \frac{CG_0}{1 + CG_0} e^{-\tau s} \quad (3)$$

式(3)所描述的标称情况对应至图 1 中,相当于外环反馈到设定端的信号为 0,外环变为开环状态。当模型失配或存在外部干扰时,外环反馈实际输出与模型输出的偏差,控制器 $C(s)$ 再根据偏差调整输入,从而使输出稳定到设定值。

但是经典的 Smith 结构在模型失配或存在外部干扰时,输出偏差信号需经过控制器 $C(s)$ 后才产生相应的控制作用,影响了控制作用的及时性;另外 $C(s)$ 一般是基于标称条件设计的,不满足标称条件时系统的控制性能会下降,这也是 Smith 结构对模型敏感的原因。针对以上弊端,本文采用 DOB 控制结构来改进经典的 Smith 控制结构。

1.2 改进的 Smith 补偿结构

DOB 控制的思想类似于前馈控制,不同之处在于前馈控制是针对可测干扰提出的,而 DOB 可处理不可测干扰。由于干扰不可测,DOB 控制先将干扰估计出来,再根据估计出的干扰对系统进行补偿。广义上讲,模型不确定性也是一种干扰,因此将 DOB 控制用于处理存在外部干扰和不确定性的系统^[13]。本文利用 DOB 结构改进经典的 Smith 结构,改进后的结构如图 2 所示。

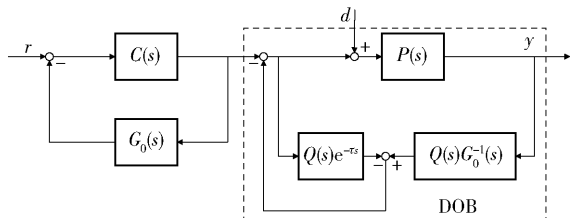


图 2 改进的 Smith 补偿控制结构

Fig. 2 The modified Smith compensator control structure

图 2 中,将经典的 Smith 结构中用于处理模型

失配或外部干扰的外环由 DOB 结构代替,图中 $Q(s)$ 是 DOB 滤波器,用来补偿 G_0^{-1} 的相对阶和优化系统的干扰抑制性能。由图 2 的结构可知,在标称情况下, $y-r$ 的闭环传递函数仍为式(3);当存在外部干扰 d 时,如果模型匹配, $y-d$ 的闭环传递函数为

$$G_{y-d} = P(1 - Qe^{-\tau s}) \quad (4)$$

由式(4)可知,通过设计滤波器 $Q(s)$ 可以提升系统抑制干扰能力。由于 $Q(s)$ 并不影响设定值响应,因此可对 $C(s)$ 不依赖 $Q(s)$ 进行独立设计。根据式(4)及终值定理, $Q(s)$ 应满足的必要条件为

$$\lim_{s \rightarrow 0} Q(s) = 1 \quad (5)$$

当模型失配时, $y-r$ 和 $y-d$ 的传递函数分别为

$$G_{y-r} = \frac{CP}{(1 + CG_0)(1 - Qe^{-\tau s} + QG_0^{-1}P)} \quad (6)$$

$$G_{y-d} = \frac{1 - Qe^{-\tau s}}{(1 - Qe^{-\tau s} + QG_0^{-1}P)} \quad (7)$$

由终值定理可以看出,满足式(5)的滤波器在模型失配的情况下,仍可以提供有效的控制。

2 滤波器和控制器的设计

2.1 滤波器

2.1.1 形式设计

因滤波器 $Q(s)$ 的两个主要作用中,补偿 G_0^{-1} 的相对阶只需通过调节 $Q(s)$ 的相对阶即可实现,因此, $Q(s)$ 设计的重点是从优化干扰抑制性能的角度出发,在模型匹配的条件下设计并通过调节滤波器参数来提升系统鲁棒性。

一般来说,过程工业中的被控对象大多可用稳定的一阶加纯滞后(first order plus dead time, FOPDT)或二阶加纯滞后模型(second order plus dead time, SOPDT)表示,因此被控对象模型如式(8)

$$P(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{T_1 s^2 + T_2 s + 1} \quad (8)$$

式中, K 为对象静态增益, T_1 和 T_2 为时间常数。当 $T_1=0$ 时,式(8)为 FOPDT 模型。考虑到 $Q(s)$ 必须满足式(5),因此 $Q(s)$ 可表示为

$$Q(s) = 1 + sQ^*(s) \quad (9)$$

通过式(9)设计 $Q^*(s)$ 来获得 $Q(s)$ 。为了获得良好的干扰抑制效果, $Q^*(s)$ 的设计目标为优化如式(10)所示的干扰输出的 2 范数

$$\begin{aligned} \min \|y_d(t)\|_2 = \\ \min \|P(s)(1-Q(s)e^{-\tau s})d(s)\|_2 \end{aligned} \quad (10)$$

因本文考虑的干扰类型为负载干扰,即干扰信号 $d(s) = 1/s$,为了便于求解式(10),利用1阶Pade近似代替纯滞后,即 $e^{-\tau s} \approx (1 - 0.5\tau s)/(1 + 0.5\tau s)$ 。因此式(10)的求解过程如下

$$\begin{aligned} \|P(s)(1-Q(s)e^{-\tau s})d(s)\|_2^2 = \\ \left\| \frac{P_0(s)}{s} \left(\frac{\tau s}{1+0.5\tau s} - \frac{1-0.5\tau s}{1+0.5\tau s} Q^*(s) \right) \right\|_2^2 = \\ \left\| \left(\frac{\tau P_0(s)}{1+0.5\tau s} - \frac{1-0.5\tau s}{1+0.5\tau s} P_0(s) Q^*(s) \right) \right\|_2^2 = \\ \left\| \left(\frac{\tau P_0(s)}{1-0.5\tau s} - P_0(s) Q^*(s) \right) \right\|_2^2 = \\ \left\| \left(\frac{\tau P_0(s)}{1-0.5\tau s} - P_0(s) Q^*(s) \right) \right\|_2^2 = \left\| \frac{c}{1-0.5\tau s} \right\|_2^2 + \\ \left\| P_0(s) \left(\frac{as+b}{K} - Q^*(s) \right) \right\|_2^2 \end{aligned} \quad (11)$$

式中

$$\begin{cases} a = \frac{KT_1\tau^2}{2T_1 + \tau T_2 + 0.5\tau^2} \\ b = \frac{K\tau(2T_1 + \tau T)}{2T_1 + \tau T_2 + 0.5\tau^2} \\ c = \frac{0.5K\tau^3}{2T_1 + \tau T_2 + 0.5\tau^2} \end{cases} \quad (12)$$

由此可以得出 $Q^*(s)$ 的表达式为

$$Q^*(s) = \frac{\tau(\tau T_1 s + 2T_1 + T_2 \tau)}{2T_1 + T_2 \tau + 0.5\tau^2} \quad (13)$$

再由式(9)得到 $Q(s)$ 的表达式为

$$Q(s) = \frac{\frac{\tau s(\tau T_1 s + 2T_1 + T_2 \tau)}{2T_1 + T_2 \tau + 0.5\tau^2} + 1}{(\lambda s + 1)^k} \quad (14)$$

式中, $1/(\lambda s + 1)^k$ 是低通滤波项,用以补偿逆模型的相对阶。对于 FOPDT 对象,阶次 $k = 2$; 对于 SOPDT 对象, $k = 4$ 。

2.1.2 参数的确定

由于添加了 $1/(\lambda s + 1)^k$, 滤波器 $Q(s)$ 中存在一个待调参数 λ , 其值越小, 滤波器性能越优。但考虑到系统存在不确定性, 在确定 λ 时还应考虑鲁棒性指标。

常用的鲁棒性指标为系统的最大灵敏度函数 M_s , 本系统中的 M_s 如式(15)

$$M_s = \max_{\omega} |1 - Q(j\omega)e^{-j\tau\omega}| \quad (15)$$

将式(14)代入式(15), 并定义参数

$$\begin{cases} \alpha = T_1/\tau^2 \\ \beta = \tau\omega \\ \gamma = T_2/\tau \\ \delta = \lambda/\tau \end{cases}$$

则式(15)可重写为式(16)

$$M_s = \max_{\beta} \left| e^{j\beta} - \frac{\frac{-\alpha\beta^2 + (2\alpha + \gamma)\beta j}{2\alpha + \gamma + 0.5} + 1}{(1 + \beta\delta j)^k} \right| \quad (16)$$

M_s 的值越小, 表示系统的鲁棒性越好, 通常 M_s 的取值范围为 $1.2 \sim 2.0$ ^[14]。图3、4 分别针对 FOPDT 和 SOPDT 对象给出了不同 α, γ 下 λ 与 M_s 的关系。

图3 中, 由于 FOPDT 对象对应的参数 $T_1 = 0$, 所以 $\alpha = 0$; 而图4 则是在给定不同的 α 和 γ 下, 系统 M_s 随 λ 的变化情况。由图3、4 看出, 两种情况下 M_s 均随着 λ 的增大而减小, 因而可通过增大 λ 来提升系统的鲁棒性。

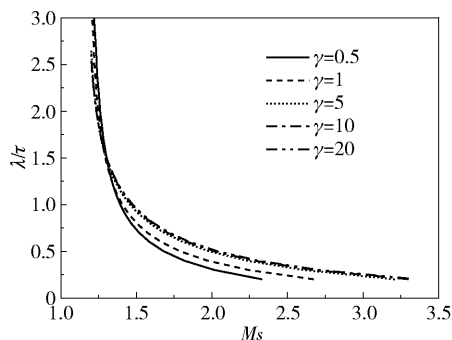


图3 FOPDT 对象滤波器参数 λ 与 M_s 的关系

Fig. 3 The relationship between the filter parameter λ and M_s for the FOPDT model

本文中, 为了使系统具有较好的鲁棒性, 首先限定 $M_s \leq 1.4$, 再结合图3 和图4 分别得出 FOPDT 对象和 SOPDT 对象的滤波器参数选择标准。

对于 FOPDT 对象, 有

$$\frac{\lambda}{\tau} = \frac{1.177\gamma + 0.8279}{\gamma + 0.9577} \quad (17)$$

对于 SOPDT 对象, 有

$$\frac{\lambda}{\tau} = \begin{cases} \frac{2.178\gamma - 1.005}{\gamma - 0.4557}, & \alpha < 1 \\ \frac{2.171\gamma + 0.7011}{\gamma + 0.7767}, & 1 \leq \alpha < 5 \\ \frac{2.306\gamma + 4.041}{\gamma + 6.854}, & 5 \leq \alpha \end{cases} \quad (18)$$

2.2 控制器

控制器 $C(s)$ 用于跟踪参考信号, 在模型匹配的条件下, 可以参照模型无时滞部分进行设计。考虑

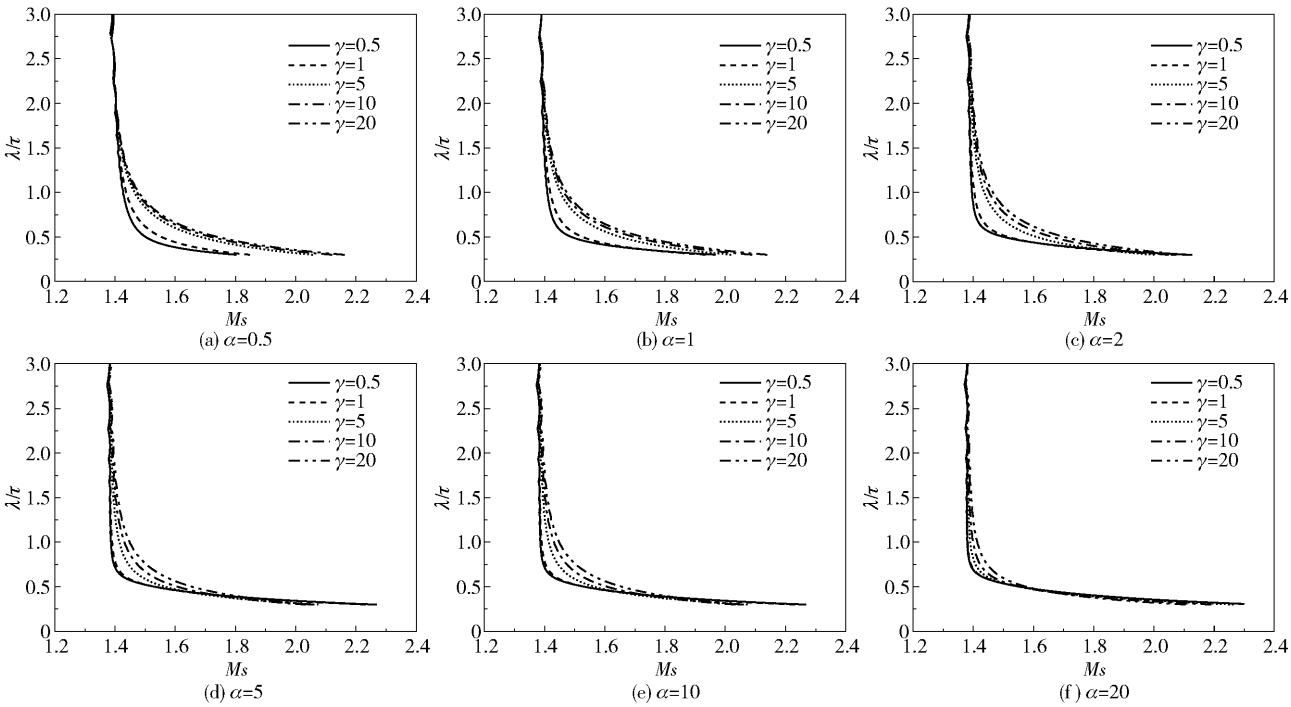


图 4 SOPDT 对象滤波器参数 λ 与 M_s 的关系

Fig. 4 The relationship between the filter parameter λ and M_s for the SOPDT model

到 PID 控制器在工业现场中的主导地位,本文采取如下形式的 PID 控制器

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{1}{T_f s + 1} \tag{19}$$

式中, K_p 是待整定的比例增益, T_i 是积分时间, T_d 是微分时间, T_f 是串联滤波器的时间常数。

为了便于整定 PID 控制器参数,采用 IMC-PID 设计方法得到参数的选取规则如表 1 所示。表中 μ 为内模控制器参数, 是唯一的可调参数, 因此只需要确定 μ 就可以对应得到控制器 $C(s)$ 的参数。

表 1 PID 参数选取规则

Table 1 Selection rules for PID parameters

对象	K_p	T_i	T_d	T_f
FOPDT	$T_2/(K\mu)$	T_2	0	0
SOPDT	$T_2/(2K\mu)$	T_2	T_1/T_2	0.5μ

理论上, μ 越小, 系统响应越快, 但是 μ 太小会导致在系统模型失配时产生较大的超调, 所以本文采用文献[15]中的方法, 在最坏的参数摄动情况下, 通过限定最大峰值 $M_p < 1.3$ 来确定 μ 。

3 仿真实验

将本文方法的控制效果与经典的 Smith 结构以及另外两种控制器调节方法 Ziegler-Nichols(Z-N)

法和 Tyreus-Luyben(T-L)法进行比较, 经典 Smith 结构控制器也采用 IMC-PID 设计方法, 并保证两种系统的 M_s 值相同, 即 $M_s = 1.4$ 。用绝对误差积分(integral absolute error, IAE)指标来评价系统的控制性能, IAE 值越小, 表明控制性能越好。IAE 由式(20)计算

$$x_{IAE} = \int_0^\infty |r(t) - y(t)| dt \tag{20}$$

3.1 一阶加纯滞后对象

选取如式(21)所示的 FOPDT 对象

$$P_1(s) = \frac{4e^{-2s}}{3s + 1} \tag{21}$$

由式(14)和式(19)可以得到控制器和滤波器分别为

$$\begin{cases} C_1(s) = 0.3827 + 0.1276/s \\ Q_1(s) = (1.5s + 1)/(2.01s + 1)^2 \end{cases} \tag{22}$$

利用设计的控制器得到系统的参考信号设定值输出响应和负载干扰输出响应如图 5 所示, 系统的 IAE 值见表 2。

系统的输出响应曲线表明, 本文的方法可以快速地跟踪设定值和抑制干扰, 且超调量较小; 经典 Simth 结构的响应速度稍慢; Z-N 法的响应速度虽快, 但过渡过程存在振荡和超调; T-L 法虽可实现无超调跟踪, 但响应速度过慢。由表 2 看出, 本文提出

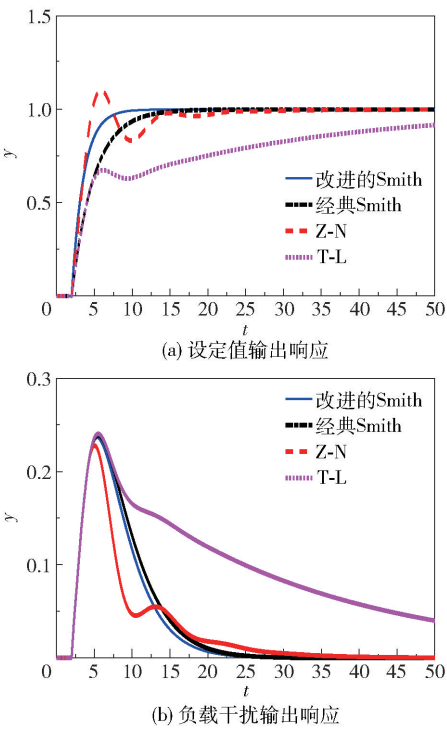


图 5 FOPDT 对象的输出响应曲线

Fig. 5 Output response of the FOPDT model

表 2 系统的 IAE 值

方法	x_{IAE}		
	FOPDT	SOPDT	HOPDT
改进 Smith	5.3528	8.945	8.076
经典 Smith	6.8685	11.706	11.987
Z-N	6.043	17.313	15.723
T-L	18.215	18.176	15.644

的改进 Smith 结构的 IAE 值最小,同样反映了本文方法的优势。

3.2 二阶加纯滞后对象

选取如式(23)的 SOPDT 对象

$$P_2(s) = \frac{3e^{-2s}}{42s^2 + 13s + 1} \tag{23}$$

由式(14)和式(19)可以获得控制器以及滤波器分别为

$$C_2(s) = (0.962\ 9 + 0.074\ 1/s + 3.111s)/(1.125s + 1)$$

$$Q_2(s) = (1.5s^2 + 1.9643s + 1)/(2.85s + 1)^4$$

利用设计的控制器得到系统的参考信号输出响应和负载干扰输出响应如图 6,IAE 值见表 2。

从图 6 的输出响应曲线可以看出本文方法仍可以快速跟踪设定值和抑制干扰,且超调量较小。

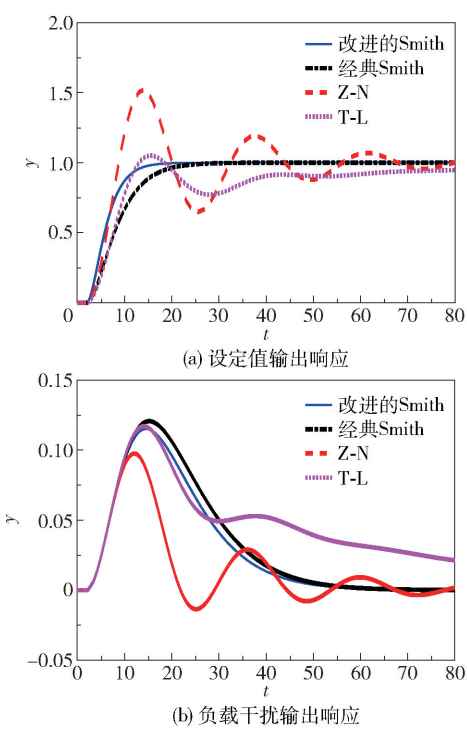


图 6 SOPDT 对象的输出响应曲线

Fig. 6 Output response of the SOPDT model

3.3 高阶加纯滞后对象

本文的设计方法主要考虑 FOPDT 对象和 SOPDT 对象,对于高阶加纯滞后对象 (high order plus dead time, HOPDT),采用文献[16]中的 half rule 近似准则,将 HOPDT 对象近似为 FOPDT 对象或 SOPDT 对象后再进行控制器设计。

首先考虑如下高阶对象

$$P_3(s) = \frac{4(7.6s + 1)e^{-s}}{(10s + 1)(8s + 1)(3s + 1)(s + 1)} \tag{24}$$

再采用 half rule 近似准则将式(24)近似后得到 SOPDT 对象

$$P_3(s) = \frac{3.8e^{-1.5s}}{(10s + 1)(3.5s + 1)} \tag{25}$$

基于式(25),利用本文方法可以求得控制器以及滤波器分别为

$$C_3(s) = (1.146 + 0.084\ 9/s + 2.971s)/(0.775s + 1)$$

$$Q_3(s) = (0.862s^2 + 1.48s + 1)/(1.564s + 1)^4$$

利用设计的控制器得到系统的参考信号输出响应和负载干扰输出响应如图 7,IAE 值见表 2。

图 7 表明,在 HOPDT 对象的输出响应中本文方法表现出同样的优势,原因是本文方法对高阶过程设计控制器时也采用近似模型 (即模型失配情况),避免了过分依赖精确模型。

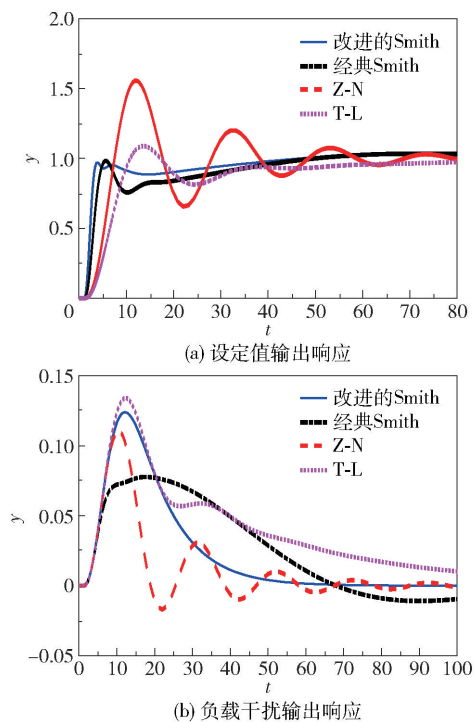


图 7 HOPDT 对象的输出响应曲线

Fig. 7 Output response of the HOPDT model

4 结论

本文提出了一种改进的 Smith 控制结构以提升 Smith 控制对外部干扰和模型失配的控制效果。主要思想是采用 DOB 结构取代外环反馈以实现对模型失配或外部干扰问题的处理。在控制器设计上, 分别通过在满足鲁棒性指标约束的条件下优化干扰输出的 2 范数获得 DOB 滤波器以及通过 IMC-PID 设计方法得到设定值跟踪控制器。通过对 FOPDT、SOPDT 以及 HOPDT 对象的仿真验证可以看出, 改进后的 Smith 控制结构可以更加快速地跟踪设定值, 并且具有较好的抗负载干扰效果。

参考文献:

- [1] JIN Q B, DU X H, WANG Q, et al. Analytical design 2 DOF IMC control based on inverted decoupling for non-square systems with time delay[J]. Canadian Journal of Chemical Engineering, 2016, 94(7): 1354-1367.
- [2] 张卫东, 孙优贤. 一类 Smith 预估器及其鲁棒整定[J]. 自动化学报, 1997, 23(5): 660-663.
ZHANG W D, SUN Y X. Optimal Smith predictor and its robust tuning[J]. ACTA Automatica Sinica, 1997, 23(5): 660-663. (in Chinese)
- [3] 孙洪程, 李大字, 翁维勤. 过程控制工程[M]. 北京:

高等教育出版社, 2006.

- SUN H C, LI D Z, WENG W Q. Process control engineering[M]. Beijing: China Higher Education Press, 2006. (in Chinese)
- [4] 赵东亚, 邹涛, 王治平. Smith 预估控制研究进展[J]. 化工进展, 2010, 29(8): 1406-1410.
ZHAO D Y, ZOU T, WANG Z P. Process in study of Smith predictor controller[J]. Chemical Industry and Engineering Progress, 2010, 29(8): 1406-1410. (in Chinese)
- [5] ASTROM K J, HANG C C, LIM B C. A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 39(2): 343-345.
- [6] HARUYAMA R, TANAKA R, ISHIDA Y. Simplified design method of a filtered Smith predictor for unstable and integrative plants with dead-time[C]//IEEE Region 10 Conference. Singapore, 2016: 3402-3405.
- [7] CHENA Y D, TUNG P C, FUH C C. Modified Smith predictor scheme for periodic disturbance reduction in linear delay systems[J]. Journal of Process Control, 2007, 17(10): 799-804.
- [8] ZHANG W D, SUN Y X, XU X M. Two degree-of-freedom Smith predictor for processes with time delay[J]. Automatica, 1998, 34(10): 1279-1282.
- [9] KAYA I. Autotuning of a new PI-PD Smith predictor based on time domain specifications[J]. ISA Transactions, 2003, 42(4): 559-575.
- [10] KAYA I. IMC based automatic tuning method for PID controllers in a Smith predictor configuration[J]. Computers & Chemical Engineering, 2004, 28(3): 281-290.
- [11] CHOI H J, JUNG S. Neural network-based Smith predictor design for the time-delay in a tele-operated control system[J]. Artificial Life & Robotics, 2009, 14(4): 578-583.
- [12] KHODADADI H, DEGHANI A. Fuzzy logic self-tuning PID controller design based on Smith predictor for heating system[C]//IEEE International Conference on Control, Automation and Systems. Gyeongju, 2016: 161-166.
- [13] CHEN W H, YANG J, GUO L, et al. Disturbance observer based control and related methods—an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.
- [14] JIN Q B, DU X H, JIANG B Y. Novel centralized IMC-PID controller design for multivariable processes with multiple time delays[J]. Industrial & Engineering Chem-

- istry Research, 2017, 56(15): 4431–4445.
- [15] JUWARI P, BADHRULHISHAM A, CHIN S, et al. A new tuning method for two-degree-of-freedom internal model control under parametric uncertainty[J]. Chinese Journal of Chemical Engineering, 2013, 21(9): 1030–1037.
- [16] SKOGESTAD S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning[J]. Journal of Process Control, 2003, 13(4): 291–309.

Smith compensation control based on a disturbance observer

DU XingHan¹ CAI Wu² JIN QiBing^{2*}

(1. College of Electrical Engineering & Automation, Jiangsu Normal University, Xuzhou 221116;

2. College of Information Science & Technology, Beijing University of Chemical Technology, Beijing 100029, China)

Abstract: The control performance of the traditional Smith compensation control structure is strongly affected by external disturbances or model uncertainties. In this work, a disturbance observer-based (DOB) control structure has been used to modify the traditional Smith compensation control structure in an attempt to reduce the impact of external disturbances or model uncertainties. The DOB filter and the Smith controller were designed by comprehensively considering robustness and performance indices. Simulations demonstrated that our modified Smith compensation control structure is superior to the traditional structure.

Key words: time delay; Smith compensation; disturbance observer-based(DOB); disturbance

(责任编辑:汪 琴)