

基于积分时滞系统史密斯预估器的研究^①

丁晓迪, 崔宝同

(江南大学 物联网工程学院, 无锡 214122)

摘要: 在积分时滞系统(IPDT)中, 传统的史密斯预估器不能很好的消除稳态误差, 而且在模型失配时易产生欠补偿问题. 为此, 文中提出了改进型的史密斯预估器, 首先利用反馈控制器, 将实际过程与模型过程的误差反馈到控制信号端. 其次, 在控制对象端加上串联控制器和反馈补偿控制器, 分别采用不同的方法进行设计, 以消除扰动对系统的影响. MATLAB 仿真结果显示, 系统具有较好的输出响应, 能够有效消除扰动误差.

关键词: 积分时滞系统; 史密斯预估器; 反馈控制器; 扰动误差

Improved Smith-Predictors Based on IPDT Systems

DING Xiao-Di, CUI Bao-Tong

(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: Traditional Smith-Predictor fails to provide a null steady-state error in the presence of a constant load disturbance if the process exhibits an integral dynamics (IPDT), and under compensation when the model mismatches. The modified Smith-Predictor is proposed for it. Firstly, the feedback controller can transmit the error which comes from the difference between actual process and the model process to the control signal. Secondly, series controller and Feedback recourse controller are added to the input of plant, and the controllers are using different methods to design. MATLAB simulation shows that the system has better output response, and also eliminates the steady-state error.

Key words: IPDT; Smith-predictor; feedback controller; disturbance error

现代工业生产过程中, 往往存在着时滞环节. 这些滞后时间对于系统的控制性能会产生极为不利的影响. 因此, 如何补偿时滞则显得尤为重要. 针对这一问题, 1957年, Smith OJ^[1]提出了传统的史密斯预估器(Smith-predictor). 其工作原理是在系统的反馈回路中引入补偿装置, 将控制通道传递函数中的纯滞后部分与其他部分分离, 因此消除滞后因子带来的影响. 但是传统的史密斯预估器也存在着一些问题: ①控制对象含有纯积分环节时, 无法消除系统的稳态误差; ②系统真实模型与预估模型不匹配时, 传统的史密斯预估器难以适用^[2-3].

目前, 对于传统的史密斯预估器的改进主要集中在改进史密斯预估器的结构和更新控制器的设计方法. 文献[4~6]添加了反馈控制器和滤波器, 以减弱系统的

超调量. 近些年, 在传统的史密斯预估器的基础上结合模糊控制^[7], 自适应控制^[8], 神经网络^[9,10], 鲁棒控制^[11~13]等算法, 对系统进行改进. 文献[14]针对传统史密斯预估器的稳态误差问题, 将 Watanabe 法和泰勒公式结合起来, 消除了系统的稳态误差, 但同时忽略了系统的余项因此会产生超调量.

通过对史密斯预估器结构的改进形成了 Astrom 法, Matausek 法, Majhi 法, Kaya 法, Liu 法等. 另外利用鲁棒控制, Mac-PID, 自适应控制算法等对史密斯预估器的控制器进行设计. 但当系统为纯积分时滞系统并且存在外部扰动时, 很难实现消除稳态误差的同时, 克服系统的扰动误差.

本文研究的对象是积分时滞系统(IPDT), 并且对传统的史密斯预估器进行了改进, 引进了一个误差反

^① 基金项目:高等学校学科创新资助(B12018)

收稿时间:2015-06-25;收到修改稿时间:2015-09-06

馈控制器,能够及时的把史密斯预估模块和真实模块产生的误差反馈给控制信号,消除稳态误差,并且能够快速抑制干扰信号.此外,采用标准二阶参数模型法对串联控制器进行设计.而对于反馈控制器,由于时滞因子存在于闭环传递函数的分母中,会导致系统的不稳定,因此采用改进的 Watanabe 法对此进行设计,将反馈控制器设计为一个集成模块,并选取合适的参数,有效的克服了时滞因子对系统的影响.

1 传统的史密斯预估器

传统的史密斯预估器结构如图 1 所示^[1],图中为 $G_p(s)$ 控制对象, $C(s)$ 为前向控制器, τ 为时滞因子, R 为系统的输入, D 为系统的外部扰动, Y 为系统的输出.

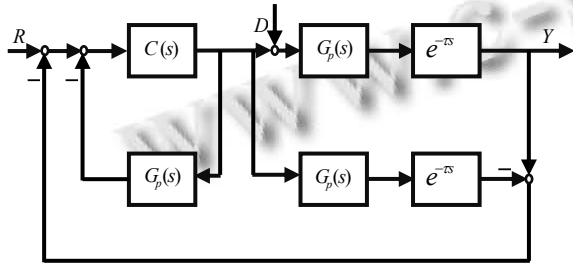


图 1 史密斯预估器结构图

基本思想: 通过过程的数学模型以内反馈方式包围常规的控制器,一般为比例积分(PI),比例微分(PD),比例积分微分(PID)形式.从而使闭环传递函数的特征方程不含纯滞后环节,消除了时滞的不利影响.前向控制器 $C(s)$ 的设计方案一般是将史密斯预估器和内模控制器结合起来,即 IMC-Smith.

但是,由传统的史密斯预估器结构可以看出,对于预估模型和真实模型的参数匹配度要求很高.因此,史密斯预估器对于模型的偏差极为敏感,甚至极小的模型偏差都可能导致闭环系统的不稳定.此外,对于积分时滞系统,传统的史密斯预估器在求解时会存在稳态误差,因此需要对其进行改进.

2 改进的史密斯预估器

改进的史密斯预估器的系统结构如图 2 所示.与传统的史密斯预估器不同,系统结构中添加了反馈控制器 $M(s)$,能够对模型失配的误差进行调节.此外,整个系统并没有将误差反馈到输入端,有效避免积分时滞情况下的稳态误差.另外,对于反馈控制器 $M(s)$ 采用改进的 Watanabe 法进行设计,能够快速抑制系

统的扰动误差,使系统迅速达到稳定.其中 $G_p(s)$ 为真实模型, $G_m(s)$ 为预估模型, τ 为时滞时间.

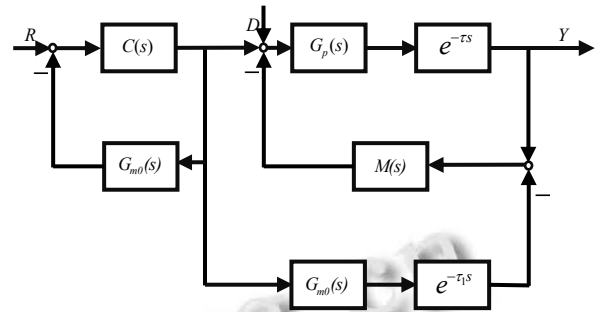


图 2 改进的史密斯预估器结构图

一般情况下 $G_p(s) = G_m(s)$, $\tau = \tau_1$. 取积分时滞系统对象为 $G(s) = \frac{k}{s} e^{-\tau s}$, 则可以根据结构图求出:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + G_m(s)C(s)} \frac{1 + M(s)G(s)}{1 + M(s)G(s)} \quad (1)$$

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G(s)}{1 + M(s)G(s)} \frac{1 + G_m(s)C(s)}{1 + G_m(s)C(s)} \quad (2)$$

即

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + G_m(s)C(s)} \quad (3)$$

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G(s)}{1 + M(s)G(s)} \quad (4)$$

对于前向控制器 $C(s)$, 设 $C(s)$ 为 PI 控制器, 令 $C(s) = k_p(1 + \frac{1}{T_i s})$, 将其带入传递函数(3)可得:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}} (1 + T_i s) e^{-\tau s} \quad (5)$$

而标准的二阶系统模型方程^[15]:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6)$$

可以通过对比, 得到以下公式:

$$\frac{K_p}{T_i} = \omega_n^2 \quad (7)$$

$$2\zeta\omega_n = K_p \quad (8)$$

对式(7), (8)进行求解, 得到 $C(s)$ 的公式:

$$C(s) = 2\zeta\omega_n (1 + \frac{\omega_n}{2\zeta s}) \quad (9)$$

选取不同的阻尼比(ζ), 振荡频率 (ω_n) 值, 比较曲线的上升时间, 超调量.

对于扰动误差传递函数, 系统的特征多项式为 $1 + M(s)G(s) + G_m(s)C(s) + G_m(s)C(s)M(s)G(s) = 0$ (10)

与传统的史密斯预估器不同, 反馈控制器存在于

干扰传递函数中, 并且闭环传递函数分母上含有非最小相位系统, 带有时滞因子, 会导致系统的不稳定. Watanabe^[16]在 1981 年提出了 Watanabe 法则, 回避了不稳定环节. 但是, 在求解 $G(s)$ 时, 将时滞因子 $e^{-\tau s}$ 用一阶 Pade 公式进行了替代, 很明显此方法的缺陷是忽略了泰勒展开式的余项, 与真实的系统有较大的偏差. 为了避免这一问题, 文中, 并没有直接求出控制器 $M(s)$, 而是设计成一个反馈结构, 再采用改进的 Watanabe 法进行设计, 设计方法如下, 令

$$M(s) = \frac{M_0(s)}{1 + M_0(s)[G_1(s) - G(s)]} \quad (11)$$

则 $M(s)$ 模块的结构图如图 3 所示.

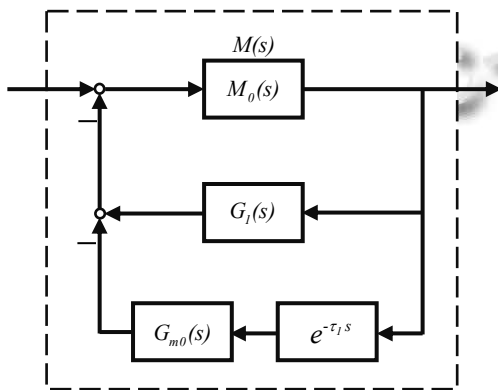


图 3 模块结构图

对于系统克服稳态误差的证明如下, 将式(11)代入式(4), 得到公式

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{\{1 + M_0(s)[G_1(s) - G(s)]\}G(s)}{1 + M_0(s)G_1(s)} \quad (12)$$

由式(12)分析出, 将 $M(s)$ 设计成为一个模块的优点是系统的扰动传递函数中不再包含非最小相位系统, 因此稳定性会有所提高, 不会出现很大的超调量, 由此可以对其进行化简, 首先根据文献[16]中的有关参数设置, $G_1(s) = G(s)F(s)$, $G(s) = \frac{k}{s}e^{-\tau s}$, 并且可以使

$$M_0(s) = K_0(1 + T_0s), \quad (13)$$

对于模块 $F(s)$ 的求解, 可以采取反向求解的思路,

$$H_d(s) = \frac{Y(s)}{D(s)}, \quad \lim_{s \rightarrow 0} H_d(s) = 0 \quad \text{则可以得到:}$$

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{1 + K_0T_0(F(s) - e^{-\tau s}) + K_0(1 + T_0s)(F'(s) + \tau e^{-\tau s})}{2s + K_0(1 + 2T_0)F(s) + K_0(s + T_0s^2)F'(s)} \quad (14)$$

对公式进行化简, 可以得到下列公式

$$F(0) = 1 \quad (15)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{dF(s)}{ds} = -\frac{1}{K_0} - \tau \quad (16)$$

根据式(15), (16)选取模块 $F(s)$ 的函数关系式, 令

$$F(s) = \frac{s+1}{(\frac{1}{K_0} + \tau + 1)s + 1} \quad (17)$$

文中, 对传统的史密斯预估器进行了改进, 改进的史密斯预估器在系统对象为积分时滞系统时, 依旧能够很好的消除系统地稳态误差, 并且抑制系统地干扰信号. 从结构上来看, 添加了反馈控制器 $M(s)$, 将其设计为一个更小的模块, 有效地避免了 Watanabe 法出现的忽略余项问题. 而对于控制器 $C(s)$ 而言, 串联控制器与二阶系统联系了起来, 文中选取了比例积分 (PI) 控制器, 而没有选取比例微分 (PD) 或者比例积分微分 (PID) 控制器, 是由于后两者在仿真上升阶段会出现一定的震荡, 而前者更加平稳, 且上升时间更短. 反馈控制器 $M(s)$ 中关键的是 $F(s)$ 的设计, 根据等价无穷小的原则, 求得具体参数.

3 仿真研究

文中, 选取工业过程中常见的积分时滞系统, 即 $G(s) = \frac{k}{s}e^{-\tau s}$, 与文献[5]进行比较, 选取对象参数 $K=1$, $\tau=1$. 由公式(9), 可知前向控制器 $C(s)$ 与参数阻尼比 (ζ), 振荡频率 (ω_n) 有关. 分别研究阻尼比和振荡频率发生变化时对系统超调量 ($\sigma\%$) 和调节时间 (t_s) 产生的影响, 令 $\zeta=10$, $\omega_n = 0.1, 1, 5$, 则系统产生的响应曲线如图 4 所示.

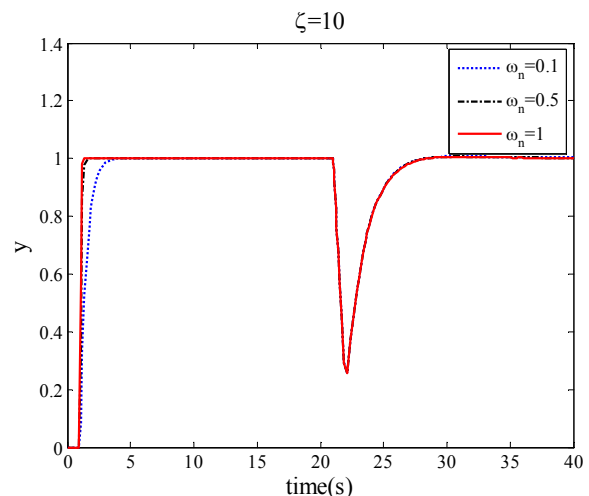


图 4 ω_n 因子对系统的影响

从上图可以看出, 当 ζ 一定时, ω_n 越大, 上升时间越快. 然后令 $\omega_n=1, \zeta=1, 5, 10$, 则系统产生的相应曲线如图 5 所示.

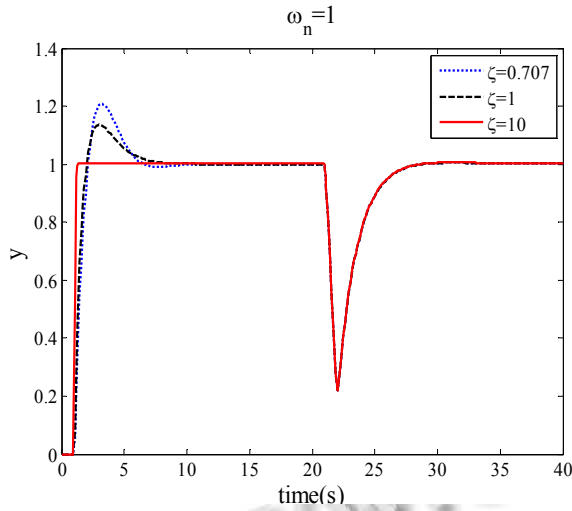


图 5 ζ 因子对系统的影响

图 5 表明, ω_n 一定时, ζ 越大, 上升时间越快, 超调量越小. 选取对象参数 $K=1, \tau=1$, 将其带入等式(17)得:

$$F(s) = \frac{s+1}{3s+1} \quad (18)$$

根据图 4 图 5, 可以看出, 串联控制器 $C(s)$ 参数的选择为 $\omega_n=1, \zeta=10$ 时, 效果最好, 则可知 $C(s) = 20(1 + \frac{1}{20s})$, 与文献[5]仿真结果进行对比, 如图 6, 图 7 所示.

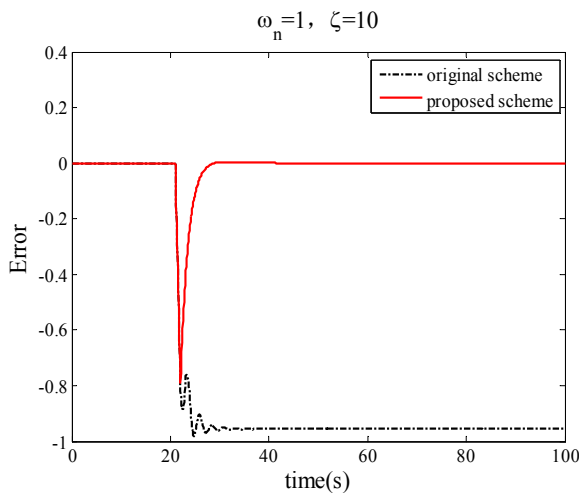


图 6 模型失配误差对比图

仿真表明: 当系统存在外界扰动, 文献[5]的模型失配误差会产生一定的震荡, 并且逐渐趋于一个稳定

值, 但不为零, 因此误差依旧会存在. 而本文的模型失配误差会随着时间的推移而逐渐削减为零, 即控制对象和预估对象会逐渐近似相等.

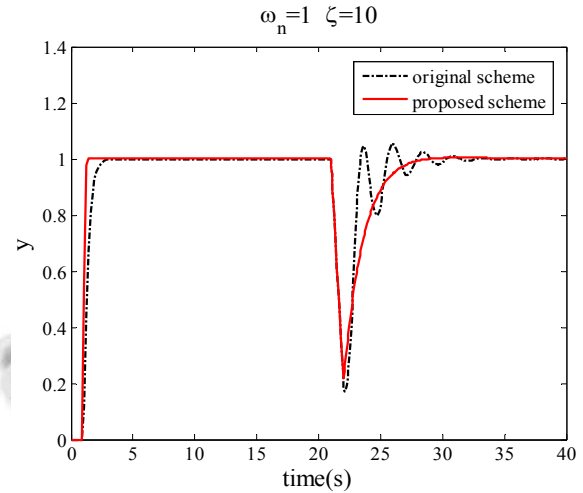


图 7 输出对比图

仿真表明: 文献[5]中提出来的针对 IPDT 对象的史密斯预估器, 上升时间为 3.4s. 在有扰动的情况下, 伴随着一定的震荡, 超调量 6%左右, 调节时间为 35s. 而文中提出的设计方案, 上升时间短, 接近 1s, 几乎没有超调, 调节时间更短, 约为 28s, 整体性能都比文献[8]好.

4 结语

文中以 IPDT 时滞系统为研究对象, 分析了传统的史密斯预估器的问题, 并且针对稳态误差和稳定性两个问题进行了讨论, 提出了改进的史密斯预估器. 首先添加反馈控制器, 将误差信号送至控制端, 使得该系统能够较好的跟踪输入信号, 克服扰动信号的干扰. 并且分别采用二阶模型参数法和改进的 Watanabe 法对串联控制器, 反馈控制器进行了设计, 系统仿真结果表明: 经过改进后的史密斯预估器, 稳态误差为零, 调节时间短, 超调量小, 具有很好的稳定性和抗干扰能力.

参考文献

- 1 Smith OJ. Closer control of loops with dead time. Chemistry Engineering Progress, 1957, 53(5): 217-219.
- 2 Saravana KG, Wahidbanu RS, Arun KG. Performance analysis of modified Smith predictor for integrating and time-delay

- processes. *Indian Chemical Engineer*, 2011, 53(4): 261–270.
- 3 Franco B, Daniele C, Stefano M. Stable LPV realisation of the Smith predictor. *International Journal of Systems Science*, 2015, 46(12): 1–9.
- 4 Zheng D, Fang JA, Ren ZY. Modified Smith predictor for frequency identification and disturbance rejection of single signal. *ISA Trans.*, 2010, 49(1): 95–105.
- 5 Chien L, Paulo H. Design the remote control system with the time-delay estimator and the adaptive Smith predictor. *IEEE Trans. on industrial informatics*, 2010, 6(1): 73–80.
- 6 Julio EN, Rafael S, Massimiliano V, et al. An automatic tuning methodology for a unified dead-time compensator. *Control Engineering Practice*, 2014, 27: 11–22.
- 7 安连祥,马华民,刘永刚,刘新艳.基于改进 Smith 预估器的二阶时滞系统. *计算机仿真*, 2011, 28(1): 198–233.
- 8 Yildiray Y, Anuradha A, Iiyav K. Adaptive posicast controller for time-delay systems with relative degree $n < 2$. *Automatica*, 2010, 46(2): 279–289.
- 9 Tsai MH, Tung PC. A robust disturbance reduction scheme for linear small delay systems with unknown frequencies. *ISA Trans.*, 2012, 51(3): 362–372.
- 10 Lin e, Zhou W, Li C. Simulink simulation of single neuron PID and smith predictive control based on the s function. 2013 Third International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control. 2013. 1548–1551.
- 11 Ibrahim K. IMC based automatic tuning method for PID controllers in a Smith predictor configuration. *Computers and Chemical Engineering*, 2004, 28(3): 281–290.
- 12 Luca DC, Saverio M, Silviu IN. Robust stability analysis of Smith predictor-based congestion control algorithms for computer networks. *Automatica*, 2011, 47(8): 1685–1692.
- 13 Campos D, Luna RJ. Performance study of distributed power control algorithm under time delay and measurement uncertainty. *IEEE America Trans.*, 2013, 11(2): 690–697.
- 14 Modirnia R, Boulet B. Application of the Watanabe Modified Smith predictor technique in thermoforming. 2012 American Control Conference Canada, 2012: 6448–6454.
- 15 黄灿,桂卫华,阳春华,蒋朝辉,谢永芳.多变量时滞过程解耦 Smith 控制. *控制理论与应用*, 2010, 27(10): 1393–1398.
- 16 Watanabe K, Ito M. A process-model control for linear systems with delay. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 1981, 26(6): 1261–1269.