

文章编号: 1001-0920(2002)02-0243-03

典型时滞时变过程的鲁棒数字双 PI 控制

张 晴, 孔亚广, 刘 翔, 孙优贤
(浙江大学 工业控制技术国家重点实验室, 浙江 杭州, 310027)

摘 要: 针对具有时滞时变以及负载干扰等复杂特性的时滞系统, 在强时滞鲁棒数字 PID 控制方法的基础上, 结合二自由度的 IMC 结构, 给出一种数字双 PI 调节器的设计。在已知闭环系统时滞时变范围内, 对确定性定值负载干扰的影响实现了无静差鲁棒调节控制。

关键词: 鲁棒性; 时滞; 干扰抑制; PI 控制器

中图分类号: TP 273 **文献标识码:** A

Robust digital double PI control for a general process with time-varying time delay

ZHANG Qing, KONG Ya-guang, LIU Xiang, SUN You-xian

(National Laboratory of Industrial Control Technology, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the system which has several complicate characteristics such as time-varying time delay and load disturbance, designs of a digital double PI controller is presented based on the method of robust digital PID control with the two-degrees-of-freedom internal model control (IMC) structure. In the given range of time-varying and time delay, the close-loop system influenced by the certain fix-value load disturbance is controlled with nonsteady-state error.

Key words: robustness; time delay; disturbance rejection; PI controller

1 引 言

过程控制中的控制对象大都具有时滞效应, 许多学者对这类对象的控制进行了长期的研究和探讨。文献[1]提出了著名的 Smith 预估器; [2]对时滞系统也提出了大林算法。但是, 这类时滞补偿控制器都是针对设定值响应, 对负载扰动的控制却表现得不尽人意; [3]通过举例分析并说明了这一点。近年来, 为了补偿负载扰动对时滞系统的影响, 许多研究人员着重采用了具有二自由度的 IMC 结构。[4]和

[5]在 Smith 预估器中运用这种结构, 对设定值响应和负载扰动响应进行分离, 实现了两个控制器的单独设计和整定。

一般情况下, 时滞通常是时变的。对于时变的时滞系统, [6]提出一个具有一定时滞裕度的改进型 Smith 预估器。[7]设计一个新的鲁棒 PID 控制器, 使闭环系统的极点在最优位置附近随时滞变化, 实现了大范围时滞失配鲁棒稳定。

本文在强时滞鲁棒数字 PID 控制方法的基础上, 结合二自由度的 IMC 结构, 给出一种数字双 PI

收稿日期: 2000-12-11; 修回日期: 2001-03-20

作者简介: 张晴(1971—), 女, 江西南昌人, 博士生, 从事鲁棒控制、预测控制等研究; 孙优贤(1940—), 男, 浙江诸暨人, 中国工程院院士, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制、容错控制和工厂综合自动化等研究。

的控制方法。该设计不仅使闭环系统具有大时变时滞鲁棒镇定性,而且能完全抑制确定性定值负载干扰。

2 鲁棒数字双 PI 控制器设计

本文对一般的 z -变换加以修改,取 z 等价于 z -变换中的复因子 z^{-1} 。相应地,我们认为一个稳定的实有理系统的所有特征根均在单位圆外。

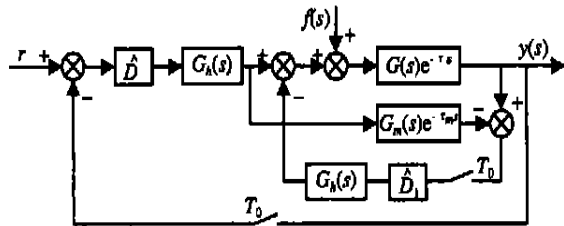


图 1 数字双 PI 控制器系统结构

图 1 给出了本文提出的鲁棒数字双 PI 控制器的结构。其中, T_0 是采样周期, $G_h(s)$ 是零阶保持器, $f(s)$ 是定值扰动信号, $G_m e^{-T_m s}$ 和 $G e^{-T s}$ 分别为对象模型和实际对象的传递函数。假设无模型失配,即 $G_m = G, d_m = d$,可以得到闭环系统的传递函数

$$y(z) = y_r(z)r + y_f(z)f$$

其中

$$y_r(z) = \frac{\hat{D}(G_h G) z^d}{1 + \hat{D}(G_h G) z^d} \quad (1)$$

$$y_f(z) = \frac{1}{1 + \hat{D}_1(G_h G) z^d} \hat{G}_z d \quad (2)$$

观察式(1)和式(2),可以得出图 1 的简化图,如图 2 所示。

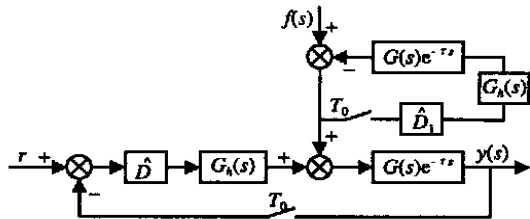


图 2 简化的系统结构

可以看出,图 2 中含有两个反馈回路:一个是设定值跟踪反馈回路,另一个是负载扰动反馈回路。负载扰动通过负载扰动反馈回路的预处理,再输入到系统的实际对象中。还可看出,扰动回路中的控制器 D_1 独立作用于 $f(s)$,而与系统设定值响应控制器 D 无关,从而实现了控制器 D 和 D_1 在设计上的分离。

闭环系统的跟踪性能和抗干扰性能。将 \hat{D} 和 \hat{D}_1 分别取为 $k_0(d_{00} + d_{01}/s)$ 和 $k_1(d_{10} + d_{11}/s)$,并代入式(1)和式(2)的连续域表达式,最终得到 $\lim_{s \rightarrow 0} y_r(s) = 1, \lim_{s \rightarrow 0} y_f(s) = 0$ 。由此可见,本系统不仅对阶跃输入具有很好的跟踪性能,而且完全抑制了确定性定值负载干扰。

3 控制器设计

3.1 控制器 \hat{D}

参阅文献[7]中的定理,根据其证明过程可知,当正实数 M 足够大时,在多项式 f 的所有特征根中,设最接近单位圆的根为 $1 + \epsilon (\epsilon > 0)$,则 M 与 ϵ 及正整数 d 之间存在如下关系

$$M = \frac{\hat{b}(1)(1 + \epsilon)^d}{\epsilon a(1)} \quad (3)$$

显然,若在指定的摄动小参数 ϵ 下,对于一个正整数 d_0 确定了一个相应的正实数 M_0 ,使得多项式 f 的所有特征根均在单位圆外,那么对于所有的正整数 $d \geq d_0$, f 的所有特征根也在单位圆外。

对系统的特征方程 $1 + \hat{D}(G_h G) z^d = 0$,取

$$\hat{D} = \frac{k_c(c_0 + c_1 z)}{1 - z}, \quad (G_h G)^d = \frac{b}{a}$$

代入特征方程,得

$$\frac{1}{k_c} a(1 - z) + (c_0 + c_1 z) b z^d = 0$$

利用定理^[7]及式(3),并取 $c_0 + c_1 = \hat{a}(1)$,可得

$$k_c = \frac{1}{M_0} = \frac{\epsilon}{|\hat{b}(1)|(1 + \epsilon)^{d_0}} \quad (4)$$

其中 d_0 是系统时滞的最大时变上界。由 d_0 连同给定的 ϵ ,便确定了控制器 D 。

3.2 控制器 \hat{D}_1

首先在连续域内设计 D_1 。由式(2)和图 2 看出,控制器 D_1 的设计只取决于负载反馈回路的特征方程

$$1 + D_1 G e^{-Ts} = 0 \quad (5)$$

选择 D_1 为 PI 型控制器,即 $D_1 = k_0(T + 1/s)$ 。

代入特征方程(5),得

$$1 + W(s) = 0 \quad (6)$$

其中

$$W(s) = \frac{k_0 k_p}{s} e^{-Ts}$$

根据 Nyquist 准则,可找到增益的极大值 k_{0u} ,使得对所有的 $k_0 < k_{0u}$,能保证特征方程的根均位于右半平面。由式(6)得其相位表达式 $\Phi = \pi + \arg\{W(j\omega)\}$,

选择当 $\phi_p = 0$ 时获得最大增益 k_{0u} 。由此得到 $k_{0u} = \frac{\pi}{2k_p\tau}$ 当 $\phi_p = 0$ 时, 有 $k_0 = \frac{\pi(2 - \phi_p)}{k_p\tau}$ 。为方便计算, 取 $\phi_p = 61.3065^\circ$; 则有

$$k_0 = \frac{1}{2k_p\tau} \quad (7)$$

最后离散化 D_1 , 得数字控制器

$$\hat{D}_1 = \frac{1}{2k_p\tau} \left[T + \frac{1}{1-z} \right] \quad (8)$$

4 实例仿真

现以造纸过程中黑液蒸发工段为例进行仿真研究。输出黑液浓度与输入蒸汽压力之间的数学模型为 $G(s) = \frac{62.5e^{-18s}}{1+10s}$ 。考虑零阶保持器, 对于单位阶跃输入信号和定值干扰, 设计控制器 \hat{D} 和 \hat{D}_1 。取采样周期 $T_0 = 3 \text{ min}$, 在 $t = 450 \text{ min}$ 时加入负载干扰信号 $f(s) = 0.01/s$ 。

系统离散化后的 z -传递函数为

$$(G_hG)^{\wedge} = \frac{16.25z^7}{1-0.74z}$$

取 $\epsilon = 0.01$, 按式(4) 计算, 得

$$k_c = \frac{0.01}{\left| \hat{b}(1) \right| (1 + 0.01)^{d_0+1}} = 5.8 \times 10^{-3}$$

$$c_0 + c_1z = \hat{a}(z) = 1 - 0.74z$$

再按式(7) 计算, 得

$$k_0 = \frac{1}{2k_p\tau} = \frac{1}{2 \times 62.5 \times 18} = 0.44 \times 10^{-3}$$

最后得到控制器

$$\hat{D} = \frac{5.8 \times 10^{-3}(1 - 0.74z)}{1 - z}$$

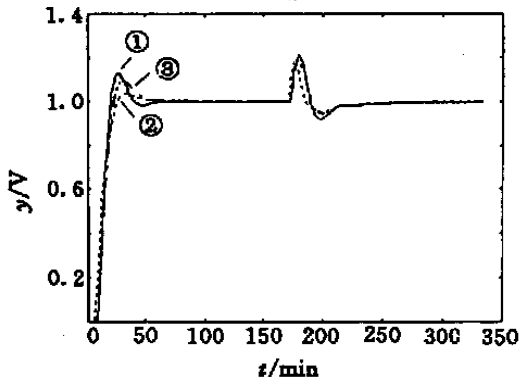


图 3 闭环系统的阶跃响应

$$\hat{D}_1 = 0.44 \times 10^{-3} \times \left[10 + \frac{1}{1-z} \right]$$

闭环系统的阶跃响应如图 3 所示。其中, ① 表示时滞为 18 min 时的响应, ② 表示时滞时变为 12 min 时的响应, ③ 为考虑未建模动态的响应。考虑未建模动态时, 假设实际对象的传递函数变为 $G(s) = \frac{62.5e^{-18s}}{1+8s}$, 则控制器分别取为

$$\hat{D} = \frac{4.87 \times 10^{-3}(1 - 0.69z)}{1 - z}$$

$$\hat{D}_1 = 0.44 \times 10^{-3} \times \left[8 + \frac{1}{1-z} \right]$$

5 结 语

在工业过程控制中, 时滞时变系统是较常见的一类控制系统。本文提出一种面向控制工程师的数字双 PI 控制器的设计方法。该方法既能保证系统具有大时变时滞鲁棒稳定性及稳态精度, 又能克服负载干扰的影响, 而且算法设计过程简洁, 适用于一般过程控制系统。

参考文献(References):

- [1] Smith O J. A controller to overcome dead time[J]. ISA J, 1959, 6(2): 28-33.
- [2] Dahlin E B. Designing and tuning digital controllers [J]. Instr and Contr Syst, 1968, 41(6): 77-83.
- [3] Watanabe K, Ito M. A process model control for linear systems with delay[J]. IEEE Trans on Autom Contr, 1981, 26(5): 1261-1269.
- [4] 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 Trans on Autom Contr, 1994, 39(2): 343-345.
- [5] Y C Tian. Double-controller scheme for control of processes with dominant delay[J]. IEE Proc Contr Theory Appl, 1998, 145(5): 479-484.
- [6] Matausek M R, Micic A D. A modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time[J]. IEEE Trans on Autom Contr, 1996, 41(8): 1199-1203.
- [7] 刘翔, 王文海. 典型时滞不确定系统的鲁棒 PID 控制 [J]. 信息与控制(Information and Control), 1999, 28(5): 273-277.