

## 时滞不稳定过程 PID 控制器直接设计法

陈永会, 谭功全, 曾晓辉, 谭飞

(四川理工学院自动化与电子信息学院, 四川 自贡 643000)

**摘要:** 直接在时域上设计时滞不稳定过程比例积分微分 (PID) 控制器。采取双回路三环节的控制结构, 目标是优化两个时域指标 - 阻尼系数和积分增益。然后, 合并三个环节得到设定值加权 PID 控制器。仿真表明该方法是有效的, 具有好的鲁棒稳定性和性能。

**关键词:** 不稳定过程; 时滞过程; PID 控制器; 直接设计法; 时域指标

**中图分类号:** TP273

**文献标识码:** A

## 引言

据统计, 在精馏、化工和制浆与造纸工业中 97% 的控制回路使用 PD 类控制器。然而, PID 控制器的应用并没有达到所期望的状态。例如, Ender<sup>[1]</sup>调查了几百个装置的数千个回路, 发现超过 30% 的控制器工作在手动模式; 工作在自动模式的回路中, 有 65% 的回路手动操作比自动调节偏差更小。

数十年来, PID 类控制器参数整定办法大量涌现<sup>[2]</sup>, 大多数整定方法都是针对自衡过程, 针对不稳定过程的控制则更不容易<sup>[3]</sup>。除了镇定问题, 不稳定过程可能达到的性能也与稳定过程明显不同<sup>[4]</sup>。对此, 关于此问题的一个好的综述见文献 [5]。为了对不稳定过程进行有效控制, 一种好的办法是采用非误差反馈结构<sup>[6-8]</sup>。Jung 等<sup>[6]</sup>提出预滤波器结构, 并使用直接综合法进行设计。Hang 和 Chen<sup>[7]</sup>提出三环节结构, Park 等<sup>[8]</sup>提出添加内环的控制结构, 王亚刚和许晓鸣<sup>[3]</sup>也使用有内环的控制结构。这些控制结构都等价于设定值加权的 PID 结构<sup>[4]</sup>。对此, Chan-Cheng Chen 等<sup>[4]</sup>对误差反馈结构整定的 PID 给出了设定值加权 PID 的加权系数解决办法。

## 1 问题描述

不稳定过程的双环控制结构如图 1 所示。图中  $r$  是设定值,  $u$  是控制量,  $d$  是干扰,  $y$  是被控量, 而  $e$  是偏差信号。C(s)、Q(s) 和  $K_q$  是控制器的 3 个环节, 其中  $K_q$  是比例环节, Q(s) 为一阶微分环节, C(s) 为比例积分环

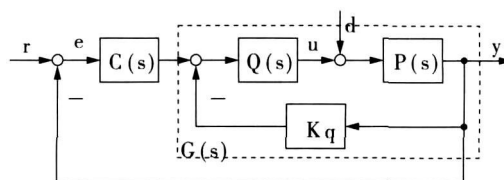


图 1 双环控制系统结构图

节, 即:

$$Q(s) = (T_q s + 1), C(s) = \frac{K_i(T_i s + 1)}{s} \quad (1)$$

三控制环节可等价于设定值加权 PID 控制器:

$$U(s) = (aK_c + bK_d)R(s) - (K_c + K_d)Y(s) + \frac{K_i}{s}[R(s) - Y(s)] \quad (2)$$

式中

$$\begin{cases} K_c = K_i(T_i + T_q) + K_q \\ K_d = (K_i T_i + K_q)T_q \\ a = K_i(T_i + T_q)K_c \\ b = K_i T_i T_q K_d \end{cases} \quad (3)$$

P(s) 是过程模型。不稳定过程模型为:

$$P(s) = \frac{K}{(Ts - 1)(\lambda s + 1)} e^{-Ls} \quad (4)$$

对不稳定过程, 设计的首要目标是保证系统有足够的稳定程度, 其次是保证系统性能。为此, 选择时域指标中的阻尼系数表征稳定程度, 用积分增益代表系统性能<sup>[9]</sup>。

### 2 PID控制器的直接时域设计

首先设计内回路。内回路传递函数  $G(s)$ 为:

$$G(s) = \frac{P(s)Q(s)}{1 + K_q P(s)Q(s)} \tag{5}$$

选择  $Q(s)$ 与  $P(s)$ 中的稳定时间常数环节相消,并对时滞部分用  $1/1$  Pale近似,有:

$$Q(s) = (\lambda s + 1), e^{-sL} \approx \frac{2 - sL}{2 + sL} \tag{6}$$

于是,内环传递函数近似表达为:

$$G(s) \approx \frac{K}{K_q K - 1} \frac{1 - Ls/2}{s^2/\omega_n^2 + 2\xi_s/\omega_n + 1} \tag{7}$$

其中

$$\begin{cases} K_q K = 2(\sqrt{\xi^2 + 1} - r - \xi)^2 / r + 1 \\ \omega_n L = 2(\sqrt{\xi^2 + 1} - r - \xi) \\ r = LT \end{cases} \tag{8}$$

选定期望阻尼系数  $\xi$ 就能设计出满意的内环特性。

下面介绍主回路控制器设计过程。主回路开环传递函数为:

$$G(s)C(s) = \frac{k(T_i s + 1)(1 - Ls/2)}{s(s^2/\omega_n^2 + 2\xi_s/\omega_n + 1)} \tag{9}$$

式中

$$k = \frac{K_q K}{K_q K - 1} \tag{10}$$

将主回路特征式表达为:

$$\Delta(s) = (T_s s + 1) \left( \frac{s^2}{\eta^2} + \frac{2\gamma}{\eta} s + 1 \right) \tag{11}$$

代入式(9)可解出给定主回路阻尼系数  $\gamma$ 和无阻尼振荡频率  $\eta$ 下主控制器参数:

$$\begin{cases} kL = \frac{2(\beta^2 - 1)\omega_n L + 8(\xi\beta^2 - \beta\gamma)}{\beta^2(4\beta\gamma + \omega_n L)\omega_n L + 4\beta^4} \omega_n L \\ \frac{T_i}{L} = \frac{2(\xi\beta^2 - \beta\gamma)(4\beta\gamma + \omega_n L) - 2\beta^2(\beta^2 - 1)}{(\beta^2 - 1)(\omega_n L)^2 + 4\beta\omega_n L(\xi\beta^2 - \beta\gamma)} \end{cases} \tag{12}$$

式中

$$\beta = \omega_n / \eta \tag{13}$$

设计过程回顾。第一,简单地选择  $Q(s)$ 抵消过程的稳定时间常数环节,避免求解高次代数方程不易获取解析解。第二,阻尼系数  $\xi$ 和  $\gamma$ 反映系统的稳定程度,一般取值在  $0.5 \sim 1.2$ 之间。第三,比例积分环节  $C(s)$ 是一种滞后校正环节,它必然导致校正后振荡频率  $\eta$ 低于校正前振荡频率  $\omega_n$ ,故式(13)所示  $\beta$ 是大于1的。依式(10), $k$ 大则积分增益  $K_i$ 大,所以  $k$ 代表对负载干扰  $d$ 的抑制能力,选取使  $k$ 大的  $\beta$ 是合理的。当选择两个阻尼系数  $\xi$ 和  $\eta$ 相等时,式(8)中时滞时间常数比  $r$ 在较大范围内变化时,使  $k$ 最大的  $\beta$ 值在  $1.5 \sim 1.6$ 之间,且  $\beta$ 在大于  $1.5$ 后的  $k$ 变化平缓,所以  $\beta$ 可以简单地选择一个常数,如  $1.5$ 。

### 3 仿真例子

假设选阻尼系数  $\xi = \gamma = 0.75$   $\beta = 1.5$  则依据式(8)和(12)可计算出三个控制环节的参数值。然后利用式(3)转化为式(2)所示的设定值加权PID控制器。

为了比较不同方法的控制效果,依据 Tan<sup>[9]</sup>建议的比较方法,以积分增益  $K_i$ 度量系统的响应能力,而度量系统的鲁棒性采用

$$\epsilon_m = \max(|S(j\omega)| + |T(j\omega)|) \tag{14}$$

式中  $S$ 和  $T$ 是系统的灵敏度函数和余灵敏度函数。 $K_i$ 大表示抑制干扰能力强,  $\epsilon_m$ 小表示鲁棒性好。反之则反。

#### 3.1 例 1 二阶不稳定时滞过程例子

二阶不稳定时滞过程如式(15)。选取 Huang和 Chen<sup>[10]</sup>, Prashanti和 Chidambaram<sup>[11]</sup>以及 Wang和 Jin<sup>[12]</sup> ( $\tau_c = 3$ )所建议的方法。各PID控制器参数及相应指标如表1所示。

$$P(s) = \frac{1}{(2s - 1)(0.5s + 1)} e^{-s} \tag{15}$$

表 1 例 1 的 PID控制器参数及性能指标表

参数类型	HC - PID	PC - PID	WJ - PID	this - PID
比例增益 $K_c$	1.792	1.586	1.2031	1.3366
积分时间 $T_i$	12.425	12.00	51.3333	34.0652
微分时间 $T_d$	0.480	0.479	0.3052	0.4927
比例加权 $a$	0.04	0.22	0.006	0.0159
微分加权 $b$	0	2.35	0	0.0012
积分增益 $K_i$	0.1442	0.1332	0.0234	0.0392
鲁棒性 $\epsilon_m$	15.67	15.40	18.3296	10.564

设定值和负载阶跃响应见图 2

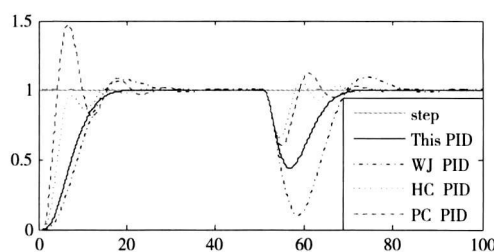


图 2 二阶不稳定时滞过程 PID控制阶跃响应

#### 3.2 例 2 高阶不稳定时滞过程例子

考虑三阶不稳定时滞过程及其二阶近似模型<sup>[8]</sup>和摄动模型分别如式(16)、(17)和(18)所示。选取 Huang和 Chen<sup>[7]</sup>, Lee等<sup>[13]</sup>, Wang和 Jin<sup>[12]</sup> ( $\tau_c = 3$ )所建议的方法。

$$P(s) = \frac{1}{(5s - 1)(0.5s + 1)(2s + 1)} e^{-0.5s} \tag{16}$$

$$\bar{P}(s) = \frac{1}{(5s - 1)(2.07s + 1)} e^{-0.989s} \tag{17}$$

$$\tilde{P}(s) = \frac{1.2}{(4s - 1)(0.5s + 1)(2s + 1)} e^{-0.5s} \tag{18}$$

各控制器参数及对应指标如表 2所示。

表 2 例 2 的 PD 控制器参数及性能指标表

参数类型	HC-PID	Lee-PID	WJ-PID	this-PID
比例增益 $K_c$	6.186	7.144	2.9151	3.7192
积分时间 $T_i$	7.17	6.684	14.5797	10.0004
微分时间 $T_d$	1.47	1.655	1.8090	1.6415
比例加权 $a$	0.2886	0.4511	0.1451	0.2200
微分加权 $b$	0	0	0	0.00164
积分增益 $K_i$	0.8628	1.0689	0.1999	0.3719
鲁棒性 $\epsilon_m$	6.8578	8.1304	3.6515	4.2919

标称过程及扰动过程控制系统的设定值和负载干扰阶跃响应分别如图 3 和图 4 所示。

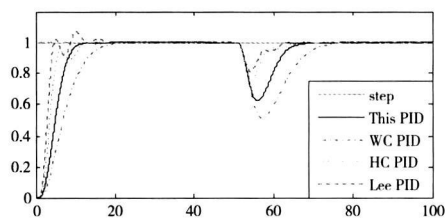


图 3 三阶不稳定过程 PID 控制阶跃响应

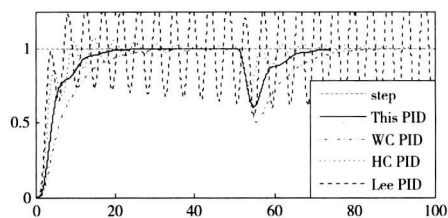


图 4 扰动系统 PID 控制阶跃响应

## 5 结束语

针对不稳定对象, 基于双回路控制结构, 优化给定的时域指标, 设计了设定值加权 PID 控制器。仿真表明, 该法使系统有满意的鲁棒性和性能, 对二阶及高阶不稳定时滞过程的控制是有效的。

## 参考文献:

[1] Ender D B. Process Control Performance Not as Good as You Think[J]. Control Engineering, 1993, 180-190

- [2] Aidan O'Dwyer. PI and PID Controller Tuning Rules[M]. 3rd Edition London: Imperial College Press, 2009
- [3] 王亚刚, 许晓鸣. 基于灵敏度的不稳定对象 PID 控制器[J]. 上海理工大学学报, 2009, 31(2): 125-128
- [4] Chen Changcheng, Huang Hsia Ping, Liav Hong Jang. Set-Point Weighted PID Controller Tuning for Time-Delayed Unstable Processes[J]. Ind Eng Chem Res, 2008, 47: 6983-6990
- [5] Sree R P, Chidambaram M. Control of Unstable Systems[M]. Alpha Science International Ltd, U. K., 2006
- [6] Jung C S, Song H K, Hyun J C. A Direct Synthesis Tuning Method of Unstable First-order-plus-time-delay Processes[J]. Journal of Process Control, 1999, 9: 265-269
- [7] Huang H P, Chen C C. Control system Synthesis for Open-loop Unstable Process with Time Delay[J]. IEEE Proc Control Theory & Appl, 1997, 144(4): 334-346
- [8] Park J H, Sung S W, Lee I B. An Enhanced PID Controller for Unstable Process[J]. Automatica, 1998, 34(6): 751-756
- [9] Tan Wen, Liu Jizhen, Tongwen Chen, et al. Comparison of Some Well-known PID Tuning Formulas[J]. Computers and Chemical Engineering, 2006, 30: 1416-1423
- [10] Huang H P, Chen C C. Auto-tuning of PID Controllers for Second Order Unstable Process having Dead Time[J]. J Chem. Eng. Jpn., 1999, 32(4): 486-497.
- [11] Prashanti G, Chidambaram M. Set-point Weighted PID Controllers for Unstable Systems[J]. J Frankl. Inst., 2000, 337: 201-215
- [12] Wang H, Jin X. Direct synthesis approach of PID controller for second-order delayed unstable processes[J]. Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control Automation (Hangzhou, P. R. China), 2004: 19-23.
- [13] Lee Y, Lee J, Park S. PID Controller Tuning for Integrating and Unstable Process with Time Delay[J]. Chemical Engineering Science, 2000, 55: 3481-3493

## Direct Synthesis of PID Controllers for Time Delayed Unstable Processes

CHEN Yong-hui, TAN Gong-quan, ZENG Xiao-hui, TAN Fei

(School of Automation and Engineering Information, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China)

**Abstract** An approach of direct synthesis of proportional, integral and derivative controller (PID) for time delayed unstable process is presented. This controller consists of three elements which are sited into two feedback loops and the requirements of control system are described by time domain indexes: damping coefficient and integral gain. These three elements can be combined into the set-point weighted PID controller. Simulation results show that the proposed approach is an effective method and has proper robustness and performances.

**Key words** unstable process; time delayed process; PID controller; direct synthesis; time domain index