

文章编号: 1001-0920(2004)06-0671-04

## 几种不稳定滞后对象的预测 PID 控制

任正云<sup>1,2</sup>, 邵惠鹤<sup>2</sup>, 张立群<sup>2</sup>

(1. 东华大学 自动化系, 上海 200030; 2. 上海交通大学 自动化系, 上海 200030)

**摘 要:** 针对几种不稳定滞后过程, 给出一种预测 PID 控制器的结构形式. 该控制器具有内环和外环两种控制器: 内环控制器主要用于稳定系统; 外环控制器具有预测 PID 控制的结构形式, 主要用于消除输入干扰的影响和改善控制系统的动态性能. 这种控制器结构简单, 可调参数少, 且参数的调节方便、直观. 仿真结果表明, 在干扰和模型失配的情况下, 此类预测 PID 控制器仍具有良好的控制性能和鲁棒稳定性.

**关键词:** 预测 PID; 不稳定滞后对象; 鲁棒稳定性; 控制性能

**中图分类号:** TP273      **文献标识码:** A

## Predictive PID control for several kinds of unstable plus time delay processes

REN Zheng-yun, SHAO Hui-he, ZHANG Li-qun

(1. Department of Automation, Donghua University, Shanghai 200030, China; 2. Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China. Correspondent: REN Zheng-yun, E-mail: renzhengyun@163.com)

**Abstract:** A kind of predictive PID (PPID) controller for several types of unstable plus time delay processes is proposed. This controller is of two kinds of controllers, inner loop and outer loop controllers. The design of inner one is to stabilize process, and the main purpose of the outer one is to eliminate steady-state error and improve control performance. Advantages of this controller are simple structure, few tuning parameters, easily tuning method. Examples show the good performance and robust stability of PPID controller under model-process mismatch.

**Key words:** predictive PID; unstable plus time delay processes; robust stability; control performance

### 1 引 言

近年来,一些学者针对不稳定对象 PID 控制提出了各种不同的参数整定算法,取得了一定的控制效果<sup>[1~3]</sup>.然而这些 PID 整定算法都是针对一个或几个控制性能指标而设计的,很难同时满足控制系统的鲁棒稳定性、设定值跟踪性和抗干扰性等性能指标,存在一定的局限性.

为提高不稳定控制系统的整体性能,弥补 PID 控制系统的不足,相继出现了几种较为复杂的先进

控制算法.二自由度控制算法<sup>[4]</sup>具有内部和外部两种控制器:内部控制器主要用于稳定开环对象不稳定极点;外部控制器则是依据设定点跟踪性能指标而设计的.然而,这种控制算法局限于一阶不稳定滞后对象的控制,不适合高阶对象以及滞后时间和不稳定时间常数比率大于 1 的对象,且抗干扰性较差. Huang 和 Chen<sup>[5]</sup>在二自由度控制算法的基础上,针对一阶和高阶不稳定滞后对象提出了三自由度控制算法,该算法对滞后时间和不稳定时间常数比率小

收稿日期: 2003-05-01; 修回日期: 2003-08-11.

基金项目: 国家 863 计划项目 (2001-AA413130).

作者简介: 任正云 (1969—),男,湖南汉寿人,博士,从事先进过程控制、模型预测控制等研究; 邵惠鹤 (1936—),男,浙江宁波人,教授,博士生导师,从事复杂工业过程建模、优化与控制等研究.

于 2 的对象均有效,其抗干扰性比二自由度控制算法有很大的提高,但这种控制器的参数较多,且无直观的物理意义,参数依照内模原理而设计,方法较为复杂.另外,控制系统的性能对模型失配非常敏感,鲁棒稳定性也较差.

Wen 等<sup>[6]</sup>基于改进内模原理,提出一种将设定跟踪与抗干扰性能分开考虑的不稳定时滞对象控制器设计方法.该控制器的参数设计简单,参数具有明确的物理意义,且整定方便,控制系统具有良好的设定跟踪性、抗干扰性以及令人满意的鲁棒稳定性.但这种方法存在如下缺陷:控制器的结构较为复杂,不利于实际工程的实施,且控制器的设计要运用复杂的  $H$  理论,更增加了实际应用的难度.

本文针对几种不稳定滞后对象,给出一种预测 PID 控制器的结构形式.首先利用简单的 PD 控制器将开环不稳定对象闭环为稳定的系统,该 PD 控制器称为内环控制器;然后将对象和内环 PD 控制器整个视为一个广义对象,对其设计外环控制器,外环控制器既有 PID 控制器的功能,又有预测功能.这种预测 PID 控制器可调参数少,参数意义明确,设置不同的参数便有不同的闭环响应速度.仿真结果表明,该控制器动态性能好,抑制干扰能力强,在模型失配时仍能保持良好的控制特性.

## 2 预测 PID 控制算法

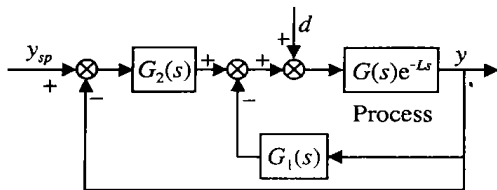


图 1 不稳定对象的预测 PID 控制系统

不稳定对象预测 PID 控制系统的结构如图 1 所示.其中:  $G_1(s)$  位于内环反馈回路,称为内环控制器或副控制器,其主要目的是稳定系统,保证系统达到一定的鲁棒稳定性指标;  $G_2(s)$  位于外环前向回路,称为外环控制器或主控制器,其主要目的是使系统达到规定的动态性能指标.假如所期望的系统闭环传递函数为  $G_0(s)$ ,则

$$G_2(s) = \frac{G_0(s) \{1 + G_1(s) G(s) e^{-Ls}\}}{\{1 - G_0(s)\} G(s) e^{-Ls}}. \quad (1)$$

通过选择适当的  $G_0(s)$  来保证控制器  $G_2(s)$  为稳定的和可实现的.

下面针对几种不稳定滞后对象设计  $G_1(s)$  和  $G_2(s)$  的结构和参数.

### 2.1 一阶不稳定滞后系统

一阶不稳定滞后过程 (FODUP) 具有如下传递函数:

$$G(s) e^{-Ls} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts - 1}. \quad (2)$$

内环控制器  $G_1(s)$  一般选择简单的 P, PI, PD 或 PID 结构.不管参数如何设置, P 和 PI 控制器只能稳定  $L/T < 1$  的对象<sup>[2]</sup>,而 PD 和 PID 控制器则能稳定  $L/T < 2$  的对象<sup>[5]</sup>,其实用性更为广泛.这里  $G_1(s)$  选为如下 PD 控制器的结构形式:

$$G_1(s) = K_c(1 + T_d s). \quad (3)$$

将内环回路视为一个广义对象  $G_p(s)$ , 则  $G_p(s)$  的传递函数为

$$G_p(s) = \frac{K e^{-Ls}}{Ts - 1 + K_c K(1 + T_d s) e^{-Ls}}. \quad (4)$$

外环控制器  $G_2(s)$  根据  $G_p(s)$  这个广义对象进行设计.假设所期望的整个系统的闭环传递函数为

$$G_0(s) = \frac{1}{s + 1} e^{-Ls}, \quad (5)$$

其中  $L$  为可调参数,其值越大,所期望的闭环响应速度越慢,反之则越快.因此,  $G_2(s)$  的传递函数可表示为

$$G_2(s) = \frac{(Ts - 1) + K_c K(1 + T_d s) e^{-Ls}}{K(s + 1 - e^{-Ls})}. \quad (6)$$

从干扰输入  $d(s)$  到输出  $y$  的传递函数关系为

$$G_{dis}(s) = \frac{K(s + 1 - e^{-Ls}) e^{-Ls}}{(s + 1) \{Ts - 1 + K_c K(1 + T_d s) e^{-Ls}\}}. \quad (7)$$

通过求解下列  $H_2$  问题:

$$\inf_{K, T_d} \|G_{dis}(s)\|_2 \quad (8)$$

来设置  $G_1(s)$  的参数  $K_c$  和  $T_d$ ,使系统具有良好的抗干扰能力.

对式(6)分母中的滞后环节运用下式近似:

$$e^{-Ls} = 1 - Ls, \quad (9)$$

则主控制器的传递函数为

$$G_2(s) = \frac{(Ts - 1) + K_c K(1 + T_d s) e^{-Ls}}{K(s + L)s}. \quad (10)$$

控制器  $G_2(s)$  的输入输出关系为

$$U_2(s) = \frac{Ts - 1}{K(s + L)s} E(s) + \frac{K_c(1 + T_d s) e^{-Ls}}{(s + L)s} E(s).$$

其中： $E(s) = y_{sp}(s) - y(s)$ ， $U_2(s)$  为控制器  $G_2(s)$  的输出。上式右边第 1 项具有 PI 控制器的结构形式，而第 2 项可解释为：系统在  $t$  时刻的输出值是基于在时间区间  $(t - L, t)$  的误差信号  $E(s)$  预测产生的。因此， $G_2(s)$  控制器称为预测 PI 控制器 (PPI)，整个系统称为预测 PI 控制系统。

### 2.2 二阶双极点不稳定滞后系统

考虑如下二阶双极点不稳定滞后系统：

$$G(s)e^{-Ls} = \frac{Ke^{-Ls}}{(T_1s - 1)(T_2s - 1)}$$

内环控制器  $G_1(s)$  仍然选择 PD 控制器，即

$$G_1(s) = K_c(1 + T_d s), \quad (11)$$

则广义对象  $G_p(s)$  的传递函数为

$$G_p(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{(T_1s - 1)(T_2s - 1) + KK_c(T_d s + 1)e^{-Ls}} \quad (12)$$

假设所期望的整个系统的闭环传递函数为

$$G_0(s) = \frac{1}{(s + 1)^2} e^{-Ls}, \quad (13)$$

于是， $G_2(s)$  的传递函数可表示为

$$G_2(s) = \frac{(T_1s - 1)(T_2s - 1) + KK_c(T_d s + 1)e^{-Ls}}{K\{(s + 1)^2 - e^{-Ls}\}} \quad (14)$$

从干扰输入  $d(s)$  到输出  $y$  的传递函数关系为

$$G_{dis}(s) = \frac{K\{(s + 1)^2 - e^{-Ls}\} \times \frac{e^{-Ls}}{K_c K(1 + T_d s)e^{-Ls}}}{(s + 1)^2\{(T_1s - 1)(T_2s - 1) + KK_c(T_d s + 1)e^{-Ls}\}} \quad (15)$$

通过求解下列  $H_2$  问题：

$$\inf_{K, T_d} G_{dis}(s) \quad (16)$$

来设置  $G_1(s)$  的参数  $K_c$  和  $T_d$ ，使系统具有良好的抗干扰能力。

求解式 (16) 比较困难，为使问题简单化，在解具体问题时，将  $G_{dis}(s)$  中的滞后项运用一阶 Pade 近似来替换。

对式 (14) 分母中的滞后环节运用式 (9) 近似，则主控制器的传递函数为

$$G_s(s) = \frac{(T_1s - 1)(T_2s - 1) + KK_c(T_d s + 1)e^{-Ls}}{K\{^2s^2 + (2 + L)s\}} \quad (17)$$

同样， $G_2(s)$  具有预测 PID 控制器的结构形式。

### 3 仿真比较

为检验不稳定预测 PID 控制器的性能，将其与其他控制器进行仿真比较。在  $t = 0$  时，设定值单位阶跃；在  $t = 40$  时，引入干扰  $d(s) = -1/s$ 。

例 1 考虑一阶不稳定大滞后对象

$$G(s) = \frac{1}{s - 1} e^{-1.2s}$$

三自由度控制器<sup>[5]</sup>的参数设置为

$$G_1(s) = 1.16(0.524s + 1),$$

$$G_2(s) = \frac{q_a}{1 - q_b G_p}, \quad G_3(s) = \frac{q_b}{q_a}$$

其中

$$q_a = \frac{s - 1 + 1.16(0.524s + 1)e^{-1.2s}}{1.16(0.524s + 1)(3s + 1)}$$

$$q_b = \frac{s - 1 + 1.16(0.524s + 1)e^{-1.2s}}{1.16(0.524s + 1)(1.5s + 1)}$$

$$G_p = \frac{1.16(0.524s + 1)e^{-1.2s}}{s - 1 + 1.16(0.524s + 1)e^{-1.2s}}$$

改进内模原理的控制器<sup>[6]</sup>参数整定为

$$C_1(s) = 2, \quad C_2(s) = \frac{s + 1}{2s + 1}$$

$$C_3(s) = 1.1(0.49s + 1)$$

本文整定控制器的参数，使系统闭环响应常数 = 2，且

$$G_1(s) = 1.13(0.53s + 1),$$

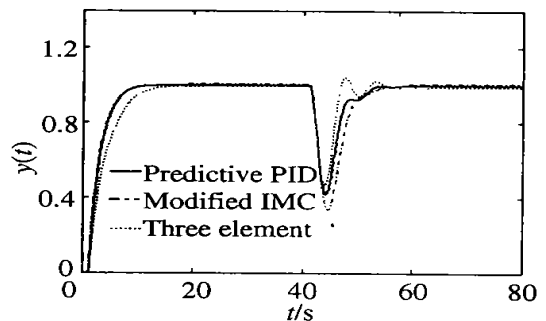


图 2 不同控制系统标称模型下的响应(1)

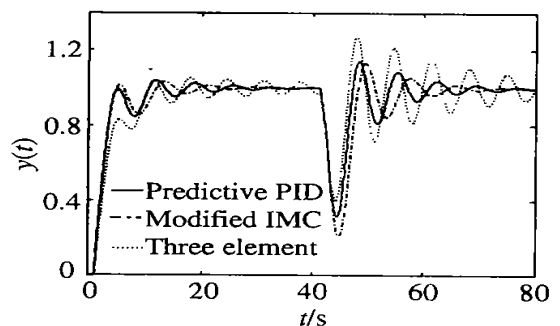


图 3 不同控制系统模型失配时的响应(1)

$$G_2(s) = \frac{(s-1) + 1.13(1+0.53s)e^{-1.2s}}{3.2s}$$

图 2 和图 3 分别为在标称状态下和对象滞后时间增加 5% 时系统的输出响应. 从图中可以看出, 预测 PID 控制算法无论在跟踪性能还是抗干扰性能上都优于其他两种算法.

**例 2** 考虑二阶双极点不稳定滞后系统

$$G(s) = \frac{2}{(3s-1)(s-1)} e^{-0.3s}$$

由于两个不稳定极点的存在, 更增加了控制器的设计难度, 对过程的滞后时间要求更为苛刻. 基于改进内模原理的控制器参数整定为

$$C_1(s) = 4s,$$

$$C_2(s) = \frac{(3s+1)(s+1)}{2(0.5s+1)^2},$$

$$C_3(s) = 3.7s + 1.$$

对于  $C_3(s)$ , 也可选择更为复杂的控制结构, 但设计比较困难, 且难于实施. 本文整定控制器的参数, 使系统闭环响应常数 = 0.5. 求解式 (16) 得到

$$G_1(s) = 4.3s + 0.68, \text{ 再由式 (17) 得到}$$

$$G_2(s) = \frac{(3s-1)(s-1) + (8.6s+1.36)e^{-0.3s}}{0.5s^2 + 2.6s}$$

图 4 和图 5 分别为在标称状态下和对象滞后时间增加 10% 时系统的输出响应曲线. 由图可见, 无论在标称模型下还是在模型失配情况下, 两种方法的设定跟踪曲线基本一致. 在抗干扰性能方面, 改进内模方法的最大误差大于预测 PID 方法的最大误差, 而且当模型失配时, 改进内模方法振荡比较严

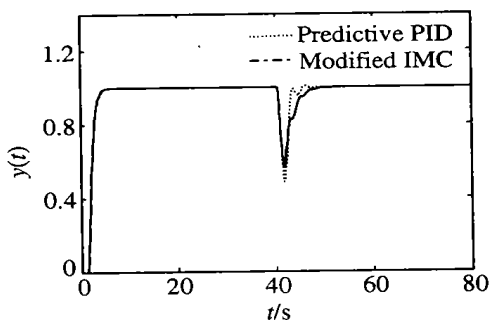


图 4 不同控制系统标称模型下的响应 (2)

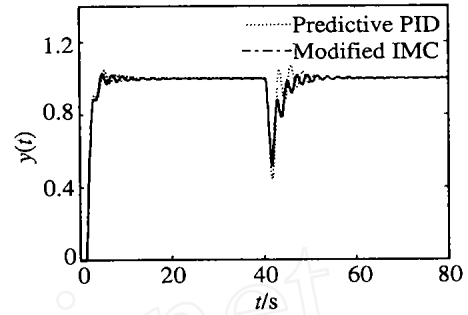


图 5 不同控制系统模型失配时的响应 (2)

重, 抗干扰性能恶化.

## 4 结 论

对于不稳定滞后系统, 本文提出了与之相对应的预测 PID 控制器. 这种控制器仅由主、副两种控制器构成, 副控制器为 PD 控制器, 主控制器为预测 PID 控制器. 该控制器具有良好的设定点跟踪性、抗干扰性和鲁棒稳定性. 与其他控制器相比, 它最主要的特点是将传统的 PID 结构与预测功能有机地结合起来, 结构简单, 参数整定方便, 且易于实施. 仿真实例证明了这种控制器的良好控制性能.

## 参考文献 (References):

- [1] De Paor A M, O malley M. Controllers of Ziegler-Nichols type for unstable process with time delay[J]. *Int J Control*, 1989, 49(4): 1273-1284.
- [2] Venkatasankar V, Chidambaram M. Design of P and PI controllers for unstable first-order plus dead time delay system[J]. *Int J Control*, 1994, 60(1): 137-144.
- [3] Shafiei Z, Shenton A T. Tuning of PID-type controllers for stable and unstable systems with time delay[J]. *Automatica*, 1994, 30(10): 1609-1615.
- [4] Jacob E F, Chidambaram M. Design of controllers for unstable first-order plus time delay model[J]. *Computers and Chemical Engineering*, 1996, 20(5): 579-584.
- [5] Huang H P, Chen C C. Control-system synthesis for open-loop unstable process with time-delay[J]. *IEE Proc Part D*, 1997, 144(4): 334-346.
- [6] Wen T, Horacio J M, Tongwen C. IMC design for unstable processes with time delays[J]. *J of Process Control*, 2003, 13(2): 203-213.