

实验四 PID 控制器工程设计预习

1. PID 控制原理

(1) P 控制：比例控制是一种最简单的控制方式。其控制器的输出与输入误差信号成比例关系。当仅有比例控制时，系统输出存在稳态误差。

(2) I 控制：在积分控制中，控制器的输出与输入误差信号的积分成正比关系。若控制系统存在稳态误差，必须引入积分项。因为积分项随着时间的增加，它推动控制器的输出增大使稳态误差进一步减小，直到等于零。常使用比例 + 积分（PI）和比例 + 积分 + 微分（PID）控制消除稳态误差。

(3) D 控制：在微分控制中，控制器的输出与输入误差的变化率成正比关系，微分对抑制误差产生超前作用，能预测误差变化的趋势，对有较大惯性或滞后的被控对象，常使用比例 + 微分（PD）控制改善系统的动态特性。

PID 控制器对象传递函数为

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3-4-1)$$

式中， K_p 为比例系数； K_i 为积分系数； K_d 为微分系数； T_i 为积分时间常数； T_d 为微分时间常数。

2. PID 试凑原则

试凑法是一种凭借经验整定参数的方法，让系统闭环，改变给定值以给系统施加干扰信号，一边按 K_p — K_i — K_d 顺序调节，一边观察过渡过程，直到满意为止。其过程如下：

(1) 先调 K_p 让系统闭环，使积分和微分不起作用（ $K_d = 0$ ， $K_i = 0$ ），观察系统的响应，若响应快，超调小，静差满足要求，则用纯比例控制器。

(2) 调 K_i ，若静差太大，则加入 K_i ，且同时使 K_p 略增加（如至原来的 120%，因加入积分会使系统稳定性下降，故减小 K_p ）， K_i 由小到大，直到满足静差要求。

(3) 调 K_d ，若系统动态特性不好，则加入 K_d ，同时使 K_p 稍微提升一点， K_p 由小到大，直到动态满意。

1. 衰减曲线法

工程整定的衰减曲线法有两种，一种是 4:1，另一种是 10:1。其方法是先把控制器置成纯比例控制。令积分系数、微分系数 $K_i = 0$ ， $K_d = 0$ ，形成比例控制系统，结构如图 2.6.13 所示。

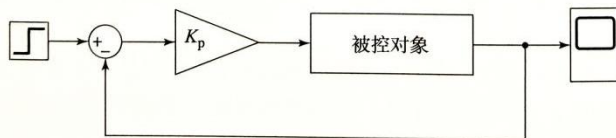


图 2.6.13 闭环控制结构框图

调节时把比例系数由小到大变化，加扰动，观察响应过程，直到响应曲线峰值出现衰减比 4:1 为止，此时，记录比例系数 K_p 为 K_s ，两波峰之间的时间为周期 T_s ，如图 2.6.14 所示。

根据记录的 K_s 及 T_s 值，确定控制器参数，计算公式如表 2.6.4 所示。

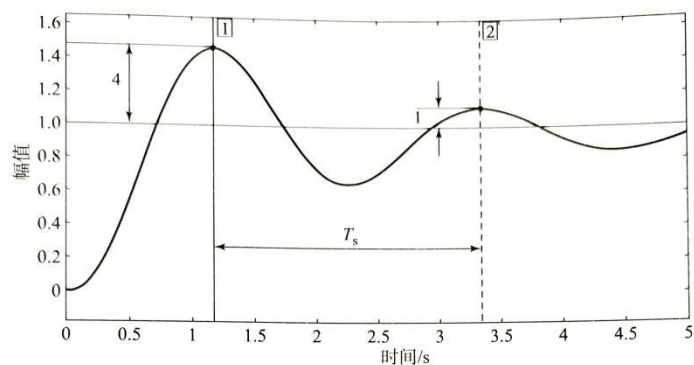


图 2.6.14 衰减比 4:1 结果

表 2.6.4 4:1 衰减法控制

控制方式	$1/K_p$	T_i	T_d
P 调节	$1/K_s$		
PI 调节	$1.2/K_s$	$0.5T_s$	
PID 调节	$0.8/K_s$	$0.3T_s$	$0.1T_s$

同理，对于衰减比 10:1，调节到阶跃响应曲线峰值出现 10:1 过程为止，当衰减比为 10:1 时，记录比例值为 K_r ，两波峰之间的时间为周期 T_r ，计算 PID 控制参数，如表 2.6.5 所示。

表 2.6.5 10:1 衰减法控制

控制方式	$1/K_p$	T_i	T_d
P 调节	$1/K_r$		
PI 调节	$1.2/K_r$	$2T_r$	
PID 调节	$0.8/K_r$	$1.2T_r$	$0.4T_r$

2. 临界比例度法

临界比例度法整定参数的步骤：对被控对象仅加比例环节，令积分系数、微分系数 $K_i = 0$ ， $K_d = 0$ ，形成比例控制系统。调整比例从小到大，使系统阶跃响应输出为等幅振荡，如图 2.6.17 所示。此时记录临界状态的比例值 K_p 为 K_{cr} ，周期为 T_{cr} ，根据表 2.6.6 经验公式，计算 PID 参数值。

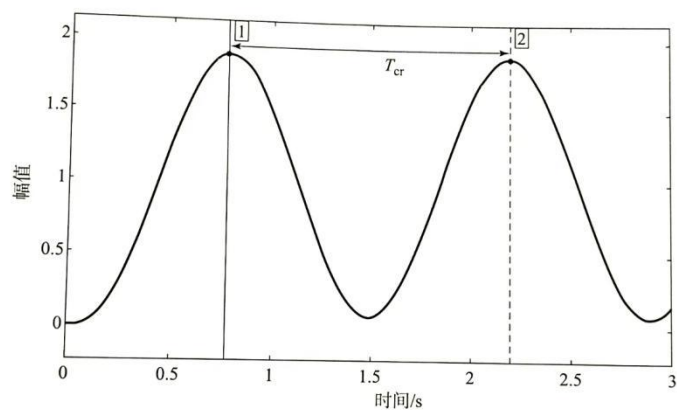


图 2.6.17 临界比例度法等幅振荡结果

表 2.6.6 临界比例度方法

控制方式	$1/K_p$	T_i	T_d
P 调节	$2/K_{cr}$		
PI 调节	$2.2/K_{cr}$	$0.85T_{cr}$	
PID 调节	$1.67/K_{cr}$	$0.5T_{cr}$	$0.125T_{cr}$

3. 动态特性参数法

对于一阶系统带延迟环节的被控对象，可使用动态特性参数法设计 PID 控制参数。其闭环控制系统框图如图 2.6.8 所示。

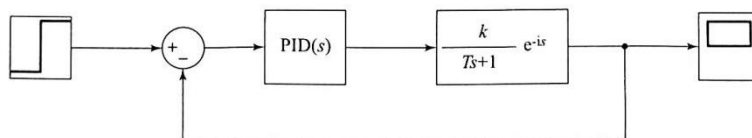


图 2.6.8 一阶惯性加延迟的系统仿真

动态特性参数法根据惯性环节和延迟环节参数设计出 PID 参数，公式如表 2.6.1 和表 2.6.2 所示。

表 2.6.1 $\frac{\tau}{T} < 0.2$ 时控制参数

控制方式	$1/K_p$	T_i	T_d
P 调节	$K\tau/T$		
PI 调节	$1.1 \times K\tau/T$	3.3τ	
PID 调节	$0.8 \times K\tau/T$	2.0τ	0.5τ

表 2.6.2 $0.2 \leq \frac{\tau}{T} \leq 1.5$ 时控制参数

控制方式	$1/K_p$	T_i	T_d
P 调节	$2.6K \times (\tau/T - 0.08) / (\tau/T + 0.7)$		
PI 调节	$2.6K \times (\tau/T - 0.08) / (\tau/T + 0.6)$	$0.8T$	
PID 调节	$2.6K \times (\tau/T - 0.15) / (\tau/T + 0.88)$	$0.81T + 0.19\tau$	$0.25T$

--

4. 科恩-库恩整定法

科恩 - 库恩整定法也是针对一阶惯性加延迟的被控对象，控制系统框图如图 2.6.8 所示，利用原系统的时间常数 T 、比例系数 K 和延迟时间 τ ，设计比例、积分、微分参数。

由于该方法属于近似经验公式，因此，该方法仅提供了一个参数校正的基准，需要在此基础上再对参数进行微调，以达到最优控制指标。科恩 - 库恩整定法计算公式如表 2.6.3 所示。

表 2.6.3 科恩 - 库恩整定法公式

控制方式	K_p	T_i	T_d
P 控制	$\left[\left(\frac{\tau}{T} \right)^{-1} + 0.333 \right] / K$		
PI 控制	$\left[0.9 \left(\frac{\tau}{T} \right)^{-1} + 0.082 \right] / K$	$\frac{\left[3.33 \left(\frac{\tau}{T} \right) + 0.3 \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \right]}{\left[1 + 2.2 \left(\frac{\tau}{T} \right) \right] T}$	
PID 控制	$\left[1.35 \left(\frac{\tau}{T} \right)^{-1} + 0.27 \right] / K$	$T \frac{\left[2.5 \left(\frac{\tau}{T} \right) + 0.5 \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \right]}{\left[1 + 0.6 \left(\frac{\tau}{T} \right) \right]}$	$T \frac{\left[0.37 \left(\frac{\tau}{T} \right) \right]}{\left[1 + 0.2 \left(\frac{\tau}{T} \right) \right]}$

说明：若被控对象不满足一阶惯性加延迟环节的条件，可进行等效变换后，再计算参数。

5.Smith 预估器

被控对象纯滞后使系统的稳定性降低, 动态性能变差, 导致超调量变大和持续振荡, 给控制器的设计带来困难。Smith 预估器是一种广泛用于补偿纯滞后的方法, 它是在 PID 控制器中并联一个补偿环节分离纯滞后部分, 以改善大延迟带来的影响。

1) Smith 预估器控制的基本原理

对于过程控制中的大延迟系统, 使用工程整定法仍有较长的稳态时间, Smith 预估器控制原理就是在 PID 控制基础上添加补偿设计, 以抵消被控对象的纯滞后因素。该方法是预先估计出在基本扰动下的动态特性, 然后由预估器进行补偿控制, 力图使被延迟的被调量提前反映到控制器中, 并使之动作减小超调量。如果预估模型准确, 可消除纯滞后的不利影响, 获得较好的控制效果。

其实现方法如图 2.6.19 所示。 $G_0(s)e^{-\tau s}$ 为被控对象的传递函数为, $G_0(s)$ 为除去纯滞后的部分对象, $G_c(s)$ 为控制器传递函数, $G_s(s)$ 为预估补偿器的传递函数。由控制系统框图看出:

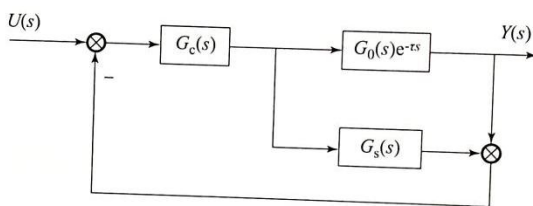


图 2.6.19 Smith 预估器控制原理

经补偿后等效被控对象的传递函数为

$$\frac{C'(s)}{U(s)} = G_0(s)e^{-\tau s} + G_s(s) \quad (2-6-3)$$

选择

$$\frac{C'(s)}{U(s)} = G_0(s)e^{-\tau s} + G_s(s) = G_0(s) \quad (2-6-4)$$

即 Smith 预估器的数学模型, 由此看出补偿器的作用完全补偿了被控对象纯滞后 $e^{-\tau s}$, 此时, 传递函数可等效成

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{G_c(s)G_0(s)}{1 + G_c(s)G_0(s)}e^{-\tau s} \quad (2-6-5)$$

由式 (2-6-4) 可知 $G_0(s)$ 为不包含延迟时间下的对象模型, 如图 2.6.20 所示。

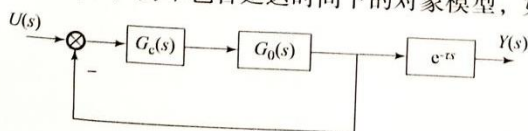


图 2.6.20 Smith 分离延迟结果

其中，Smith 预估器 G_s 的数学模型为

$$G_s(s) = G_0(s)(1 - e^{-\tau s}) \quad (2-6-6)$$

2) Smith 预估器控制特点

由控制系统在 Smith 作用下传递函数 [式 (2-6-4)] 看出，即纯滞后环节 $e^{-\tau s}$ 被放在了闭环控制回路之外。此时的特征方程中已经不包含 $e^{-\tau s}$ 项，说明系统已经消除了纯滞后对控制品质的影响，但延迟项在传递函数的分子上，也会将输出响应在时间轴上推迟 τ 时间。但控制系统的过渡过程及其他性能指标与对象特性为 $G_0(s)$ 完全相同。因此将 Smith 预估器与控制器并联，理论上可以使控制对象的时间滞后得到完全补偿。

使用计算机来实现 Smith 预估器非常容易，一方面可在原 PID 控制的基础上进行编程实现，另一方面也可以通过 Simulink 仿真实现。在实际应用中，Smith 预估器不是接到被控对象上，而是反向接到控制器上，即：由式 (2-6-6) 得到的控制框图 2.6.21 与图 2.6.19 是等价的。

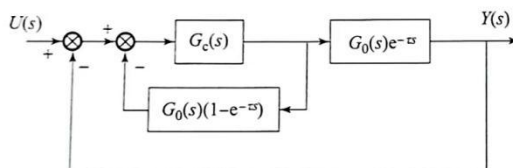


图 2.6.21 Smith 预估器前移

一般认为，Smith 预估补偿方法是解决大滞后问题的有效方法，预估系统在模型基本准确时能表现出良好的性能，但预估器对模型的精度或运行条件的变化十分敏感，对预估模型的精度要求较高，抗干扰性和鲁棒性较差。研究表明，简单 PID 控制系统承受对象变化的能力要强于带有 Smith 预估器的系统。