

【文章编号】 1004-1540(2009)02-0171-09

# 史密斯预估补偿控制与 PID 控制的比较研究

陆萍蓝<sup>1</sup>, 张火明<sup>2</sup>, 毛汝东<sup>3</sup>

(1. 浙江工业大学 机电工程学院, 浙江 杭州 310014; 2. 中国计量学院 计量测试工程学院, 浙江 杭州 310018; 3. 中国计量学院 信息工程学院, 浙江 杭州 310018)

**【摘要】** 比较了两种工业过程控制中的控制器, PID 控制器和史密斯预估补偿控制器. 介绍了四种 PID 参数的整定方法, 分别为试凑法确定 PID 调节参数、Ziegler-Nichols 参数整定方法、最优 PID 整定算法、运用 Matlab/simulink 中的 NCD Outport(非线性控制设计输出端口模块)模块对 PID 参数进行最优整定. 史密斯预估补偿控制器主要用于工业控制中的大延时系统控制, 以提高系统的阶跃响应性能. 在理论上, 史密斯预估补偿控制器提供了一个有效的方法来改善控制效果. 运用 Matlab/Simulink 仿真方案对前述两种控制方法进行了仿真比较, 结果表明, 在有较大延时情况下, 史密斯预估补偿控制能获得比 PID 控制更好的结果.

**【关键词】** PID 控制器; 史密斯预估补偿控制器; Matlab/Simulink 仿真

**【中图分类号】** TP273 **【文献标识码】** A

## Investigation on comparison between the SMITH predictive compensation control and the PID control

LU Ping-lan<sup>1</sup>, ZHANG Huo-ming<sup>2</sup>, MAO Ru-dong<sup>3</sup>

(1. College of Mechanical Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China;  
2. College of Metrology and Measurement Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China;  
3. College of Information Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** Two kinds of controller used in industrial process control were compared. Four methods for tuning the parameters of the PID controller were presented. The Smith predictive compensation controller was mainly used in the long-time delay industrial process to improve the step response performance of the system. In theory, the Smith predictive compensation controller could provide an effective way to improve the control effect. The Matlab/Simulink was employed to compare the two fore-mentioned controllers. The outcome indicates that under the condition of a long-time delay, the Smith predictive compensation controller can achieve better results than those achieved by the PID controller.

**Key words:** PID controller; Smith predictive compensation controller; Matlab/Simulink simulation

【收稿日期】 2008-07-22

【资助项目】 国家自然科学基金青年基金资助项目(No. 10602055)

【作者简介】 陆萍蓝(1976-), 女, 浙江东阳人, 工程师. 主要从事机电一体化产品的研发工作.

在工业控制领域, PID<sup>[1]</sup> (proportion integral differential) 控制器获得了广泛的应用。

但是, PID 控制器的不足之处在于, 当纯延迟时间大于时间常数, 系统的相关阶数超过二阶, 则这时 PID 控制器不是最好的选择, 应采用更高级的控制器, 比如本文中讨论的史密斯预估控制器<sup>[2]</sup>。

在现代工业过程中, 有不少的过程特性具有较大的纯滞后时间, 如: 化工过程中的物料的传输, 造纸过程的定量控制, 在线质量分析系统, 等等。由于原料或者信息的传输导致时滞, 其特点是当控制作用产生后, 在纯滞后时间  $\tau$  范围内, 被控参数完全没有响应, 使得被控量不能及时地反应系统承受的控制作用, 被控参数也不能及时地反映系统所承受的扰动, 从而产生明显的超调, 使得控制系统的稳定性变差<sup>[3]</sup>。调节时间的延长, 使得对系统的分析、设计和控制变得更加复杂和困难。如果用常规 PID 调节, 不仅超调量大而且调节时间长, 不能满足高控制精度的要求; 如果时滞时间过大, 系统可能产生振动, 同样存在系统不稳定的可能。因此, 时滞系统的控制问题一直是控制理论和控制工程领域中研究的一个热点, 此类问题的研究具有重要的理论和实际意义<sup>[4]</sup>。

自 20 世纪 50 年代以来, 国内外的许多学者和工程技术人员就开始致力于克服时滞不利影响的研究。为了改善大纯滞后系统的控制品质, 人们先后提出了 Smith 预估控制法<sup>[2]</sup>、最优控制法、自适应控制法、有限谱配置法等方法, 其中最具影响的是 Smith 预估控制法。在 1957 年, O. J. Smith 提出著名的 Smith 预估器控制方法<sup>[2]</sup>, 使得此类大时滞系统的控制得到了很好的改进, 但是前提是要获得精确的控制对象的数学模型, 它对模型的误差十分敏感<sup>[2]</sup>, 这限制了它在工业控制中的广泛应用<sup>[5,6]</sup>。史密斯预估补偿控制发展到现在也有很多的改进类型<sup>[7-9]</sup>, 但是都存在受约束的地方, 大致类型有: 自适应史密斯预估器<sup>[7,8]</sup>, 数字史密斯预估器<sup>[10]</sup>, 模糊史密斯预估控制系统<sup>[11-13]</sup>, 自适应史密斯预估器 PID 参数自整定<sup>[14,15]</sup>, 等等。

## 1 PID 控制器的设计与仿真

### 1.1 PID 控制器原理

经典的 PID 一般使用图 1 给出的控制系统结构, 其过程控制方式就是将被测参数由传感器

变换成统一的标准信号送入调节器。在调节器中, 与设定值进行比较, 把比较出的差值  $e(t)$  经 PID 运算后送到执行机构, 改变进给量, 以达到自动调节的目的。PID 计算出控制信号  $u(t)$  去控制受控的对象模型。其实, 在实际的控制系统中可能存在各种各样的扰动信号, 如负载扰动和受控对象参数变化等, 这些扰动可统一归结为扰动信号; 另外, 在实际控制中, 用于检测输出信号的仪器也难免地存在噪声扰动信号, 可以理解成高频噪声信号, 并定义为量测噪声<sup>[16]</sup>, 如图 1。

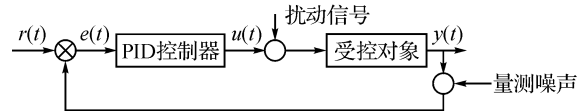


图 1 PID 控制的基本结构

Figure 1 Basic structure of the PID controller

连续 PID 控制器最一般的数学描述形式为:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1)$$

式(1)中  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  分别是对系统误差信号及其积分与微分量的加权, 控制器通过这样的加权就可以计算出控制信号, 驱动受控对象模型。如果控制器设计得当, 则控制信号将使误差按减小的方向变化, 达到控制的要求。

这三个加权系数都有明显的物理意义: 比例控制器  $K_p$  直接响应于当前的误差信号, 一旦发生误差信号, 则控制器立即发生作用, 以减少偏差。一般情况下,  $K_p$  的值大, 则偏差变小, 且减小对控制中的负载扰动的灵敏度, 但也将对量测噪声更敏感。考虑根轨迹分析,  $K_p$  无限制地增大会使得闭环系统不稳定。积分控制器  $K_i$  的值增大可能增加系统的超调量、导致系统振荡, 而  $K_i$  值变小则会使系统响应趋于稳态值的速度减慢。微分控制  $K_d$  对误差的导数, 亦即误差的变化率发生作用, 有一定的预报功能, 能在误差有大的变化趋势时施加合适的控制,  $K_d$  的值增大能加快系统的响应速度, 减小调节事件, 但过大的  $K_d$  值会因系统噪声或受控对象的大时间延迟出现问题。

对(1)式两端进行 LAPLACE 变换, 则可以推导出控制器的传递函数为:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2)$$

在实际过程控制的文献中,常常将控制器的数学模型写作:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3)$$

对(3)式两端进行 LAPLACE 变换,则可以推到出控制器的另一个传递函数为:

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

比较(1)式和(3)式,可知,  $K_i = K_p/T_i$ ,  $K_d = K_p T_d$ . 所以两式是完全等价的.

为避免纯微分运算,经常用一阶滞后环节其近似纯微分环节,亦即将 PID 控制器写成:

$$G_c(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_d/Ns + 1} \right) \quad (5)$$

其中  $N \rightarrow \infty$  为纯微分运算,在实际应用中  $N$  取一个较大的值就可以很好地进行近似,例如取  $N = 10$ . 实际仿真研究可以发现,在一般的实例中,  $N$  不必取得很大,取 2 以上就可以较好的逼近实际的微分效果了<sup>[16]</sup>.

## 1.2 PID 控制器参数整定方法

受控系统的一阶延迟近似模型:带有时间延迟的一阶模型 (first-order lag plus delay, 简称 FOLPD) 的数学表示为:

$$G(s) = \frac{k}{T_s + 1} e^{-Ls} \quad (6)$$

在 PID 控制器的诸多算法中,绝大多数的算法都是基于 FOLPD 模型的,这主要是因为大部分过程控制模型的响应曲线和一阶系统的响应较类似,可以直接进行拟合. 所以,获得一阶的近似模型对很多 PID 算法都是很必要的.

文献[16]上的求一阶近似模型的 matlab 程序 getfolpd() 函数,可以用四种方法求出系统的一阶近似模型.

得出控制模型的一阶近似模型后,就可以设

计出与其相应的 PID 控制器,也就是可以对 PID 控制器的参数进行整定了.

1.2.1 PID 控制器参数整定方法一:试凑法确定 PID 调节参数 该方法是基于对工业对象的动态性做了各种简化假设. 因此,用此方法整定的参数值在使用时不一定是最优的,往往只能作为参考值使用,然后在运行时再在这些参考值附近进行搜索,寻求实用有效的最优值.

试凑法是通过计算机仿真或实际运行,观察系统对典型输入作用的响应曲线,根据各参数  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  对系统响应的影响,反复调节试凑,直到满意为止,从而确定 PID 参数.

参数调节的试凑过程有如下步骤:

第一步调整  $K_p$ , 使系统工作在闭环状态. 令  $T_i = \infty$ ,  $T_d = 0$ , 即取消微分和积分作用,让比例系数  $K_p$  由小到大变化,观察系统对扰动的响应,能达到反应快、超调小、静差满足要求即可.

第二步调整  $T_i$ , 如果系统的静差比较大,可加入积分调节  $T_i$ , 使  $K_p$  略下降一点,  $T_i$  由小到大变化,即积分作用由弱到强,直到系统的静差满足要求为止.

第三步调整  $T_d$ , 如果系统的动态响应性能不好,可加入微分调节  $T_d$ , 使  $K_p$  略提升一点,  $T_d$  由小到大变化,即微分作用由弱到强,直到系统的动态性能满足要求为止.

以上三个步骤可以反复多次,从中找出一组最合适的参数,以满足系统的稳态和动态性能指标的要求. 参数的最终整定结果可能不一样,事实上,在比例、积分和微分三部分产生的控制作用中,某部分的减小往往可以由其它部分的增大来补偿. 也就是说用不同的整定参数完全有可能得到同样的控制效果. 从应用的角度看,只要被控制过程主要指标已达到设计要求,那么即可选定相应的调节器参数为有效的控制参数<sup>[1]</sup>.

由前人的经验总结得一些常见被调量的调节器参数选择范围,如表 1.

表 1 常见被调量的 PID 参数经验选择范围

Table 1 Experiential scope of the ordinary PID parameters

被调量	特点	$K_p$	$T_i/\text{min}$	$T_d/\text{min}$
流量	对象时间常数小,并有噪声,故 $K_p$ 较小, $T_i$ 较短,不用积分	1 ~ 25		
温度	对象为多容系统,有较大滞后,常用微分	1.6 ~ 5	3 ~ 10	0.5 ~ 3
压力	对象为容量系统,滞后一般不大,不用微分	1.4 ~ 3.5	0.4 ~ 3.5	
液位	在允许有带差时,必用积分,不用微分	1.25 ~ 5		

注:  $K_p$  — 比例控制器,  $T_i$  — 比例与积分控制器之比,  $T_d$  — 微分与比例控制器之比.

1.2.2 PID控制器参数整定方法二:Ziegler-Nichols参数整定方法 早在1942年,Ziegler与Nichols提出了一种著名的PID类控制器参数整定的经验公式,在过程控制中提出了一种切实可行的方法,也就是现在被称为Ziegler-Nichols的整定公式.该方法和其改进形式至今仍用于实际的过程控制.

运用Ziegler-Nichols经验公式的前提是知道了系统的FOLPD近似模型参数 $K, L$ 和 $T$ ,根据相似三角形原理就可以立即得出 $a = KL/T$ ,这样就可以根据下表设计出P,PI和PID类控制了,设计方法非常简单、直观<sup>[16]</sup>.

表2 Ziegler-Nichols整定公式

Table 2 Ziegler-Nichols tuning formula

控制类型	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$1/a$		
PI	$0.9/a$	$3L$	
PID	$1.2/a$	$2L$	$L/2$

注: $K_p$ —比例控制器, $T_i$ —比例与积分控制器之比, $T_d$ —微分与比例控制器之比.

根据此算法可以编写一个Matlab的小程序,由该程序可以直接设计出PID类控制器.

1.2.3 PID控制器参数整定方法三:最优PID整定算法<sup>[16]</sup> 考虑FOLPD受控对象模型,对某一组特定的 $K, L, T$ 参数,可以采用数值方法对某一指标进行优化,可以得出一组 $K_p, T_i, T_d$ 参数,修改对象模型的参数则可以得出另一组控制器参数,这样通过曲线拟合的方法就可以得出控制器设计的经验公式.

最优化指标可以有很多可以选择的,例如时间加权的指标定义为:

$$J_n = \int_0^{\infty} t^{2n} e^2(t) dt \quad (7)$$

其中 $n = 0$ 称为ISE指标, $n = 1$ 和 $n = 2$ 分别称为ISTE和IST<sup>2</sup>E指标.另外还有常用的IAE和ITAE指标,其定义分别为:

$$J_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt, J_{ITAE} = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (8)$$

庄敏霞与Atherton教授提出了基于式(5)指标的最优控制PID控制器参数整定经验公式:

$$K_p = \frac{a_1}{k} \left(\frac{L}{T}\right)^{b_1}, T_i = \frac{T}{a_2 + b_2(L/T)},$$

$$T_d = a_3 T \left(\frac{L}{T}\right)^{b_3} \quad (9)$$

对不同的 $L/T$ 范围,系数对 $(a, b)$ 可以由下表查询得出.由此,如果得到了对象模型的FOLPD近似,则可以通过查表的方法找出相应的 $a_i, b_i$ 参数,代入上式就可以设计出PID控制器来.

表3 设定点PID控制器参数

Table 3 PID controller parameters at enactment point

$L/T$ 的范围	0.1 ~ 1			1.1 ~ 2		
	最优指标	ISE	ISTE	IST <sup>2</sup> E	ISE	ISTE
$a_1$	1.048	1.042	0.968	1.154	1.142	1.061
$b_1$	-0.897	-0.897	-0.904	-0.567	-0.579	-0.583
$a_{12}$	1.195	0.987	0.977	1.047	0.919	0.892
$b_{12}$	-0.368	-0.238	-0.253	-0.220	-0.172	-0.165
$a_{13}$	0.489	0.385	0.316	0.490	0.384	0.315
$b_{13}$	0.888	0.906	0.892	0.708	0.839	0.832

注:ISE—误差的平方在 $0 \sim \infty$ 时间的积分,ISTE—误差的平方与时间的平方在 $0 \sim \infty$ 时间段的积分,IST<sup>2</sup>E—误差的平方与时间的4次方在 $0 \sim \infty$ 时间段上的积分.

由该方法设计出的控制器一般可以直接用于原受控对象模型的控制,如果所使用的FOLPD模型比较精确,则PID控制器效果将接近于对FOLPD模型的控制.该算法实用的范围是: $0.1 \leq L/T \leq 2$ ,不适合大时间延迟系统的控制,因此在实用的范围上有一定的局限.

Murrill提出了使得ITAE准则最小的PID控制器的算法:

$$K_p = \frac{1.435}{K} \left(\frac{T}{L}\right)^{0.921} \quad (10)$$

$$T_i = \frac{T}{0.878} \left(\frac{T}{L}\right)^{0.749} \quad (11)$$

$$T_d = 0.482 T \left(\frac{T}{L}\right)^{-1.137} \quad (12)$$

该算法实用范围 $0.1 < L/T < 1$ .对一般的受控对象,其改进算法是将 $K_p$ 式子中的1.435改成3就可以了拓展到其他的 $L/T$ 范围.

对ITAE指标进行最优化,则可以得出如下的PID控制器设计经验公式:

$$K_p = \frac{1.357}{K} \left(\frac{T}{L}\right)^{0.947}, T_i = \frac{T}{0.842} \left(\frac{T}{L}\right)^{0.738},$$

$$T_d = 0.318 T \left(\frac{T}{L}\right)^{-0.995} \quad (13)$$

该公式的适合范围依然是 $0.1 < L/T < 1$ .在 $0.05 \leq L/T \leq 6$ 范围内设计ITAE最优PID控

制器的经验公式:

$$K_p = \frac{(0.7303 + 0.5307T/L)(T + 0.5L)}{K(T + L)} \quad (14)$$

$$T_i = T + 0.5L \quad (15)$$

$$T_d = \frac{0.5LT}{T + 0.5L} \quad (16)$$

对 PID 最优整定算法的仿真程序为:

```

s=tf('s');G=1/(s+1)^6;N=10;           %两种方法
K=1;L=3.37;T=2.883;                   %近似一阶模型参数
Kp1=1.142*(L/T)^(-0.579);Ti1=T/(0.919-0.172*(L/T));
Td1=0.384*T*(L/T)^0.839;
[Kp1,Ti1,Td1]                           %zhuang&.atherton ISTE
Ti2=T+0.5*L; Kp2=(0.7303+0.5307*T/L)*Ti2/(K*(T+L));
Td2=(0.5*L*T)/(T+0.5*L);
[Kp2,Ti2,Td2]                           %ITAE 最优控制 PID 控制器
G1=Kp1*(1+tf(1,[Ti1,0])+tf([Td1 0],[Td1/N 1]));
G2=Kp2*(1+tf(1,[Ti2,0])+tf([Td2 0],[Td2/N 1]));
step(feedback(G1*G,1),'-',feedback(G2*G,1),'');

```

用这两种方法设计出的 PID 控制器控制受控对象的仿真阶跃响应如图 2.

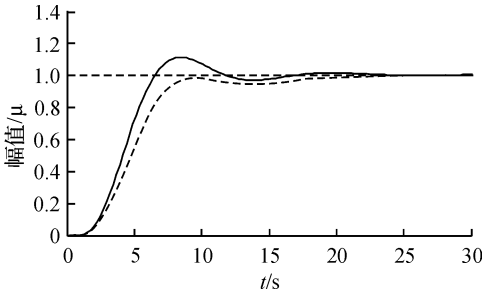


图 2 通过最优 PID 整定算法得到的阶跃响应

Figure 2 Step-response gained by the optimal PID tuning algorithm

1.2.4 PID 控制器参数整定方法四 运用 Matlab/simulink 中的 NCD Output(非线性控制设计输出端口模块)模块对 PID 参数进行最优整定

NCD 模块的介绍: NCD Output 模块在 simulink 库浏览窗口的 NCD blockset 节点内.

线性控制系统的设计算法已经相当成熟,但是对于非线性的控制系统的设计算法还不是很成熟.传统的做法是,对非线性控制系统进行设计分析时,总是在系统的平衡点附件进行线性化分析,在距离平衡点很小的范围内使用线性系统来实现非线性系统.虽然这种非线性系统的线性化设计思路得到广泛的应用,但是采用线性化处理的一个不足之处在于:当系统的工作点远离系统指定的平衡点时,系统可能就得到不确定的结果.

也就是说,当系统的非线性特性较强的时候,传统的基于线性化建模的设计方法难以获得良好的效果.为解决这一问题,需要对非线性系统进行控制器优化设计和仿真. MATLAB 中非线性控制器设计模块集(nonlinear control design blockset)为非线性系统的控制器优化设计和仿真提供了有效的手段.

在非线性控制系统中,用户可在指定的信号上连接一个非线性控制设计模块库中的 NCD Output 模块,并确定对此信号的约束. NCD Output 模块按照信号的约束来优化非线性系统中控制器的参数,使系统能够满足约束的要求.

用 NCD Output 对 PID 参数的优化如下:选择受控对象的一阶近似模型为:

$$G(s) = \frac{1.5}{50s^3 + a_1s^2 + a_2s + 1} e^{-4s} \quad (17)$$

对这个被控模型,要求系统的单位阶跃响应的最大上升时间为 10 s、最大调节时间为 30 s、最大超调量为 20%. 采用这个传递函数的模型,是为了代表实际工业控制中,很多过程系统的精确的数学模型是很难得出的;而在这个受控对象的一阶近似模型中的  $a_1$  和  $a_2$ ,就是系统中的不确定的参数,此模型有一定的代表性.其不确定值取值范围是:  $40 < a_1 < 50, 2.5 < a_2 < 10$ .

在 matlab/simulink 下搭建其仿真程序的模块为:

优化 PID 参数仿真设置的步骤:

1)按上面图 3,在 simulink 中建立非线性控制系统的系统模型.

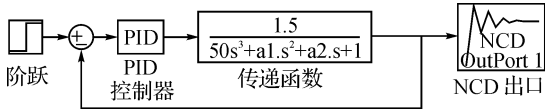


图3 NCD非线性最优模块对PID控制器参数整定的仿真模块

Figure 3 Simulation module of PID controller parameters tuning by NCD nonlinear optimal module

2)在系统模型窗口中,双击阶跃信号模块打开阶跃模块的参数设置对话框,并将初始时间改为0,其余参数采用默认值。

3)饱和特性的参数采用默认值。

4)在系统模型窗口中,双击传递函数模块的参数对话框,将分子系数和分母系数两个对话框分别输入:1.5和 $[50 \ a_1 \ a_2 \ 1]$ ,并在matlab的common窗口中利用以下命令对三阶对象模型的不确定参数 $a_1$ 和 $a_2$ 的初始值进行设置。

$$\gg a_1 = 45; a_2 = 5;$$

5)在系统模型窗口中,打开PID Controller模块的参数设置对话框,在比例系数、积分时间和微分时间三个对话框中分别输入: $k_p$ 、 $k_i$ 和 $k_d$ ,并在matlab的common窗口中用以下命令对PID控制器的初始值进行设置。

$$\gg k_p = 0.1; k_i = 0.1; k_d = 0.1;$$

6)在系统模型窗口中,利用simulation/simulation parameters命令,打开仿真参数设置对话框,将仿真的停止时间设置为100s,其余参数采用默认设置。

7)NCD Outport非线性优化模块的参数设置:在系统模型窗口中,双击NCD Outport模块,打开NCD Outport模块的时域性能约束窗口。在NCD Outport模块的时域性能约束窗口中,利用Options→Step response命令,设置阶跃响应特性,在这个窗口中可以设置将要得到的阶跃响应曲线的调节时间(settling time)为30s,上升时间(rise time)为10、超调量(percent overshoot)为20%,阶跃响应终止时间(final time)为系统模型仿真的时间100s,其余参数采用默认值。

8)设置需要优化的参数:需要优化的参数是PID控制器的三个参数 $k_p$ 、 $k_i$ 和 $k_d$ 。在NCD Outport时域性能约束窗口中,利用Optimization→

Parameters(设置优化参数)命令,打开设置优化参数的窗口;然后在优化变量名称(tunable variables)对话框中写入需要优化的变量名 $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$ ,三个参数只能用空格分开。

9)对不确定参数的设置:为了适应受控对象的不确定性,要在不确定参数设置窗口中的对象模型不确定参数(uncertain variables)中填写: $a_1$   $a_2$ (也是用空格分开);在不确定参数的变化范围(lower bounds & upper bounds)对话框中填写:40  $a_2/2$ ,50  $2 \times a_2$ 。

10)控制器参数的优化仿真计算:完成上述参数的设置后,就可以点击NCD Outport模块的时域性能约束窗口中的start按钮,然后就等待系统的自动参数优化结果,优化结束后在matlab的common窗口中输入 $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$ ,就可以看到被优化的参数的结果。优化结果如下图4:

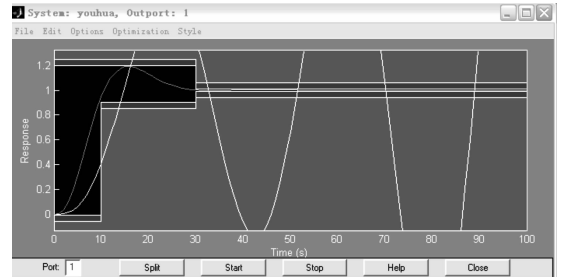


图4 优化结果

Figure 4 Optimization result

如图4,白色的线是开始时候的 $k_p$ 、 $k_i$ 和 $k_d$ 三个参数的初始值都是0.1的时候的阶跃响应图,绿色的线是在此初始值前提下经NCD Outport模块优化后的阶跃响应曲线,在matlab的command窗口中键入 $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$ ;便可以得到经优化后的三参数值为: $k_p = 1.3059$ ,  $k_i = 0.1507$ ,  $k_d = 6.9017$ 。

这样就完成了对PID控制器参数的仿真优化。通过这种方法得出的PID控制器参数比较准确,同时可以根据实际情况灵活、方便、快捷的调整。

### 1.3 PID控制器的仿真

在matlab的simulink仿真环境下用搭建如图5的PID控制系统模块,再把经过NCD Outport非线性优化模块优化后的参数代入PID控制器模块的参数中,点击运行后就可以通过示波器(scope)模块观察到优化后的PID控制系统的阶跃响应。

无延迟的 PID 控制系统的 simulink 仿真系统模型如图 5.

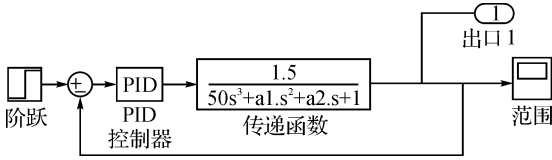


图 5 无延迟的 PID 控制系统仿真模型

Figure 5 Simulation model of the PID control system with no-delay

双击系统的 PID 模块设置参数为:

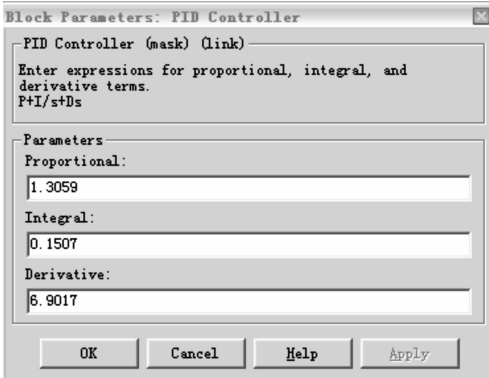


图 6 无延时系统 PID 参数设置

Figure 6 PID parameters setting of the system with no-delay

在 matlab 的 common 窗口中输入不确定参数的初始值:

```
>>a1 = 45; a2 = 5;
```

然后在 simulink 窗口下点击“黑色三角形”运行模块得到系统的阶跃响应曲线,图 7.

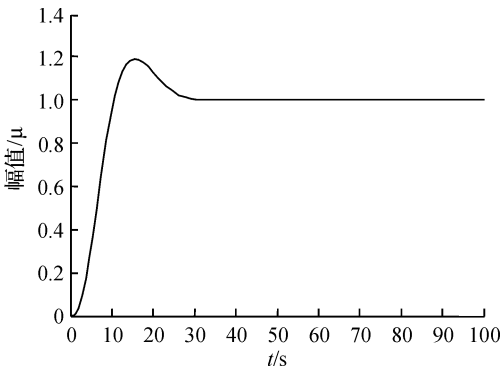


图 7 无延迟的 PID 控制系统仿真阶跃响应

Figure 7 Step response in the PID control system simulation with no-delay

有延迟的 PID 控制系统的 simulink 仿真系统模型,图 8.

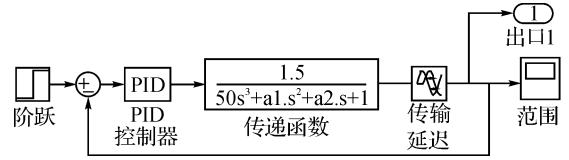


图 8 有延迟的 PID 控制系统仿真模型

Figure 8 Simulation model of the PID control system with delay

有延迟的系统模型图是在无延时系统模型上加入了一个延时器 Transport Delay 模块,如图 8,双击该模块可以设置其延迟时间 Time delay 为 4 s,图 9.

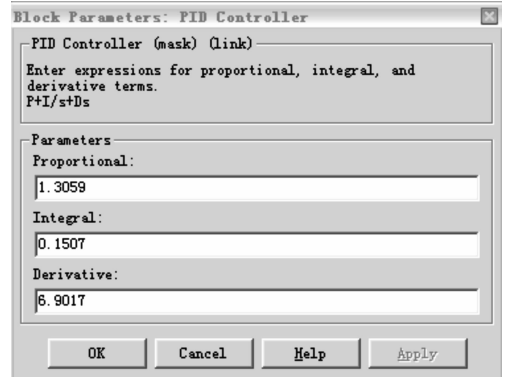


图 9 延时设置窗口

Figure 9 Delay setting window

模型中 PID 控制器的参数采用前面优化的参数. 点击运行后得到的系统阶跃响应,图 10.

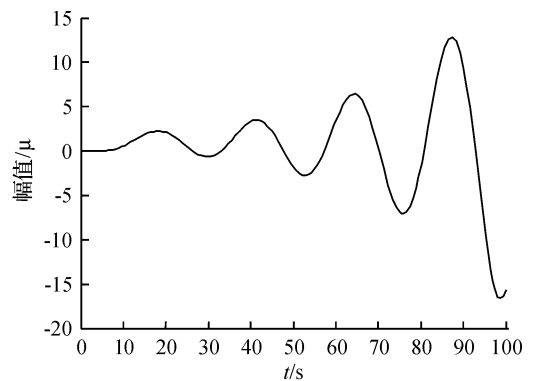


图 10 没有加入史密斯预估补偿环节的大延时系统阶跃图

Figure 10 Step response of the system with long delay while the Smith predictive compensation control tache is not joined

从图 10 中可以清楚地看出,加入了延时后 PID 控制器就不能很好地控制系统了,整个系统开始很大的振荡,相当不稳定.对于这样的大时滞系统,采用史密斯预估补偿控制方案,系统的性能可以有非常好的改善.

## 2 史密斯预估补偿控制及其仿真

### 2.1 史密斯预估补偿控制的原理

在图 11 的单回路纯滞后控制系统原理框图中, $D(s)$ 表示调节器(PID)的传递函数,用于校正 $G_p(s)$ 部分, $G_p(s)e^{-\tau s}$ 表示被控对象传递函数, $G_p(s)$ 为被控对象中不含纯滞后部分的传递函数, $e^{-\tau s}$ 为被控对象纯滞后部分的传递函数<sup>[6,17]</sup>.

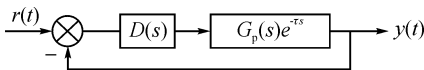


图 11 单回路控制系统原理图

Figure 11 Schematics of the single-loop control system

其闭环传递函数为:

$$\Phi(s) = \frac{D(s)G_p(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G_p(s)e^{-\tau s}} \quad (18)$$

其系统闭环传递函数的特征方程式为:

$$1 + D(s)G_p(s)e^{-\tau s} = 0 \quad (19)$$

由于特征方程中包含了纯延迟环节,随着频率 $\omega$ 的增加 $e^{-\tau s}$ 的相角无限减小,使系统的稳定范围大大缩小,为保证系统稳定性,只能减小增益,使调节控制作用减弱,这样就使得系统响应速度慢,系统适应性较差.

史密斯预估补偿的基本控制策略是<sup>[18,19]</sup>:构造一个过程参考模型,将延迟环节 $e^{-\tau s}$ 移出系统闭环,使系统反馈信号不受 $e^{-\tau s}$ 的影响,使系统调节品质、稳定性等得到相应改善,系统响应速度提高,适应性<sup>[17]</sup>.

与 $D(s)$ 并联一个补偿环节,用来补偿对象中的纯滞后部分,这个补偿环节就称为史密斯预估补偿器,其传递函数为: $G_p(s)(1 - e^{-\tau s})$ , $\tau$ 为纯滞后时间.补偿后的系统框图就如图 12.由图 12 不难求出经补偿后的闭环传递函数为:

$$\Phi(s) = \frac{D(s)G_p(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G_p(s)} \quad (20)$$

其特征方程式为: $1 + D(s)G_p(s) = 0$ .

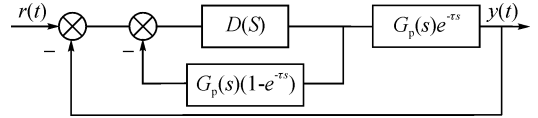


图 12 史密斯预估补偿控制的原理图

Figure 12 Schematics of Smith predictive compensation control

这相当于把 $G_p(s)$ 作为对象,用 $G_p(s)$ 的输出作为反馈信号,从而使反馈信号相应地提前了 $\tau$ 时刻.所以这种控制称为预估补偿控制.经过预估补偿后,此闭环特征方程中已消去了 $e^{-\tau s}$ 项,从而也就消除了纯滞后对控制品质的不利影响.

### 2.2 史密斯预估补偿控制对控制对象控制的仿真

通过史密斯预估补偿控制后的大延迟系统性能得到了很好的改善,下面采用了工业控制中较常见的大延迟系统模型作为仿真对象.

2.2.1 史密斯预估补偿控制器仿真模型之一受控对象传递函数的模型为:

$$G(s) = \frac{1.5}{50s^3 + a_1s^2 + a_2s + 1}e^{-4s} \quad (21)$$

要求系统的单位阶跃响应的最大上升时间为 10 s、最大调节时间为 30 s、最大超调量为 20%.采用这个传递函数的模型,是为了代表实际工业控制中,很多过程系统的精确的数学模型是很难得出的.在这个受控对象的一阶近似模型中的 $a_1$ 和 $a_2$ ,就是系统中的不确定的参数.其取值范围是: $40 < a_1 < 50$ ,  $2.5 < a_2 < 10$ .

针对这个受控对象的史密斯预估控制器的仿真系统模型如图 13.

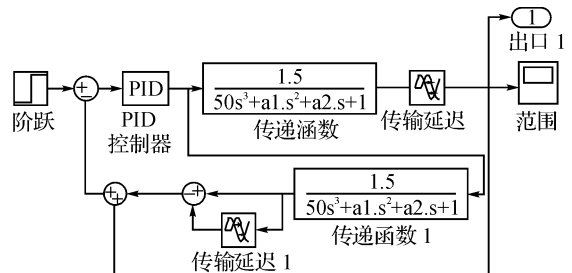


图 13 史密斯预估补偿控制的仿真模型

Figure 13 Simulation model of Smith predictive compensation control

模型中的 PID 模块的三个参数仍采用前面优化设计时的参数,系统的延迟时间设为 4 s.



点击 simulink 窗口下的“三角形”,运行系统后双击示波器“scope”模块,得到受控系统在史密斯预估补偿控制器的控制下的阶跃响应,图 14.

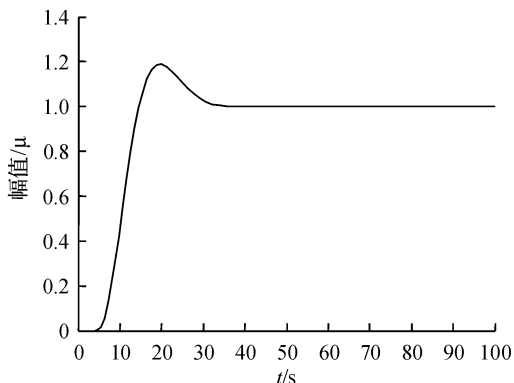


图 14 通过史密斯预估补偿控制后的系统阶跃响应图

Figure 14 Step-response after Smith predictive compensation control

同前面的图 10 比较可以看出,在运用了史密斯预估补偿控制器后,大延时受控对象的阶跃响应得到很好的改善,系统稳定,且系统各方面指标均达到要求.

### 3 结 语

对控制系统中含有纯滞后的环节采用史密斯预估补偿器法是一种在工程上行之有效的方法之一.史密斯预估补偿控制与常规的 PID 控制相比,具有调节时间短、超调量小、鲁棒性好<sup>[20,21]</sup>等优点.但是前提是得获得被控系统精确的控制对象的数学模型,它对模型的误差十分敏感,因而限制了它在工业控制中的广泛应用.

通过 MATLAB 的 simulink 仿真环境,可以很好的对控制系统进行仿真,这大大缩短了模拟试验的时间,同时在实际工业控制中也提供了一种快捷简便的调整控制器参数的方法,可以根据不同的系统、不同的环境对系统实时仿真,以获取系统最适合的参数,从而提高系统控制器参数整定的效率.

### 【参 考 文 献】

[1] 杨立,齐建玲,曲蓬华,等.计算机控制与仿真技术[M].北京:中国水利水电出版社,2006:243-253.

- [2] SMITH O J M. Close control of loops with deadtime[J]. Chemistry Engineering Progress, 1957,53(5):217-219.
- [3] 薛薇,高建强,贾红艳.基于 Smith 预估的 FNNC-PI 复合控制器研究[J].自动化仪表,2006,27(10):30-32.
- [4] 潘峰,韩如成.时变大时滞系统的控制方法综述[EB/OL].(2006-11-06)[2008-06-10]. [http://www.jicheng.net.cn/auto\\_news/hangyedongtai/1003679.html](http://www.jicheng.net.cn/auto_news/hangyedongtai/1003679.html).
- [5] ZHANG W D, SUN Y X. Modified Smith predictor for controlling integrator/time delay processes[J]. Industry & Engineering Chemistry Research, 1996,8(35):2769-2772.
- [6] 范锴光.基于 MATLAB6.5 的模糊 Smith 预估系统的仿真研究[J].中国水运,2006,4(11):99-101.
- [7] 吴春富,肖海荣.一种改进型 Smith 预估补偿控制方案[J].山东交通学院学报,2004,12(2):61-63.
- [8] 宋云霞,朱学峰.一种改进的自适应 Smith 预估控制系统[J].测控技术,2002,21(8):37-40.
- [9] 林瑞全,杨富文,邱公伟.一类基于 Smith 预估器的神经元控制器的实现研究[J].信息与控制,2004,33(2):137-140.
- [10] 朱仲遂.基于数字 Smith 预估器的温度控制仿真研究[J].微计算机信息,2005,21(6):28-29.
- [11] 杜安静,朱学峰.一类改进的模糊 Smith 预估控制系统[J].模糊系统与数学,2001,15(1):97-102.
- [12] 王伟,郑耀林.采用改进模糊控制器实现对 Smith 系统的设计[J].仪器仪表学报,2001,22(3):122-124.
- [13] 邹治军.基于模糊控制的 Smith 预估器的研究和设计[J].仪器仪表用户,2007,14(4):11-12.
- [14] 李利平,王东风.基于自适应 Smith 预估器的 PID 自整定方法[J].自动化技术与应用,2001(6):3-5.
- [15] 孙斌,赵玉晓. MATLAB 在控制系统设计中的应用[J].微型机与应用,2002(3):40-41.
- [16] 薛定宇.控制系统计算机辅助设计——MATLAB 语言与应用[M].2版.北京:清华大学出版社,2006:1-8,183-281.
- [17] 杨海勇.史密斯预估补偿控制及 MATLAB 仿真[J].科技资讯,2007,29:5-6.
- [18] DAMIR V E, DARKO V E, BANI J E, et al. Automatic tuning of the flexible smith predictor controller[M]. San Diego, California: Proceedings of the American Control Conference, 1999:3853-3857.
- [19] 王晓燕,季仁东.三容器液位系统 Smith 预估器设计及其仿真[J].计算机与现代化,2007(10):98-100.
- [20] 陆萍蓝,张火明.改进的混沌优化方法在机械设计中的应用[J].中国计量学院学报,2006,17(3):203-206.
- [21] 张火明,陆萍蓝,吴剑国.离散复合形法的改进及应用研究[J].中国计量学院学报,2006,17(4):300-304.
- [22] 张火明,陆萍蓝,朱莎莎.虚拟广告场景定位及广告牌模型库设计[J].中国计量学院学报,2007,18(2):141-45.