

# 一种具有可调零点的 Smith 预估器

王永初

(精密机械工程系)

摘 要

本文介绍一种 Smith 预估器的新方法, 并按 Parsavel 积分准则给出改进 Smith 预估器的最佳调整参数。具有可调零点的改进 Smith 预估器比 Smith 预估器有更好的给定值响应和更小的调整误差, 这个结论本文给于证明。

## 一、问题的提出

Smith 于 1957 年提出一种预估控制方法<sup>[1]</sup>, 当时并没有引起人们的注意, 随着时间的迁移, 学术界重新肯定 Smith 方法的作用。从 1978 年以来, 美国自动化与仪表界都举行一次 Smith 方法讨论会<sup>[2]</sup>, 每年都有几十篇论文, 就 Smith 方法的发展、推广与应用作了探讨。Smith 预估器的原理如图 1 所示。Smith 原来的目的是将一个包含有纯滞后因素  $e^{-\tau}$  的对象, 变成一个不包含有  $e^{-\tau}$  的广义对象, 这样系统由难于控制变成容易控制。Smith 预估器是一种补偿器, 由图的关系可得

$$\frac{\tilde{Y}(s)}{m(s)} = G(s)$$

控制器以  $\tilde{Y}(s)$  作为输入信号, 因此系统对  $\tilde{Y}(s)$  实现闭环控制, 而  $Y(s)$  相当于开环控制。若

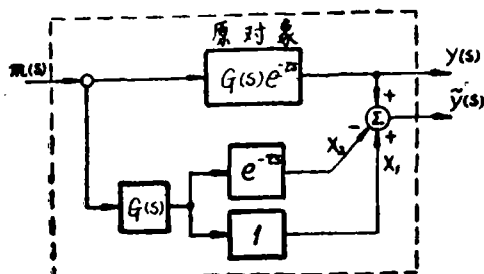


图 1

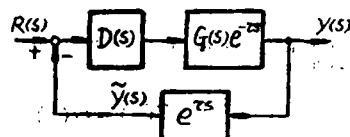


图 2

记控制器的传递函数为  $D(s)$ , 给定信号为  $R(s)$ , 则实际被控变量  $Y(s)$  与  $R(s)$  间的传递函数为

本文 1986 年 6 月 16 日收到。

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{D(s)G(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G(s)} = \frac{D(s)\tilde{G}(s)}{1 + D(s)\tilde{G}(s)e^{-\tau s}} \quad (1)$$

其中

$$\tilde{G}(s) = G(s)e^{-\tau s}$$

图2表示其等效控制系统的结构方框图。由式(1)及图2均可看出, 闭环被控制变量 $\tilde{Y}(s)$ 是实际被控制变量 $Y(s)$ 在时间上提前 $\tau$ 时间的预估值。图2亦称Smith 预估控制系统。

Smith 预估控制存在如下问题:

- (1) 从本质上看, 这种方法仅适用于随动系统, 对于定值控制系统, 则扰动响应较差。
- (2) 对象特性 $G(s)$ 是一个无自衡对象时, 预估控制会产生稳态的调节偏差。

## 二、改进 Smith 预估控制结构

针对 Smith 预估器存在的问题, 作者提出一种改进结构(图3)。改进型结构的特点:

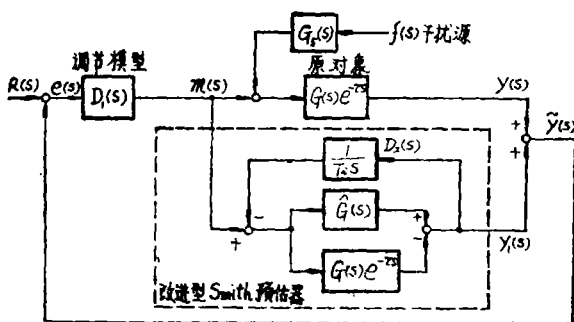


图 3

(1) 预估器两个补偿函数的分支 $G(s)$ 与 $\hat{G}(s)$ 不相同; (2) 对于无自衡对象, 在预估器内部增加一个零稳态自动调整环节 $D_2(s)$ 。当 $G(s)$ 包含有积分环节时, 其特性可记为

$$G(s) = \frac{K \prod_{i=1}^m (T_i s + 1)}{S \prod_{j=1}^n (T_j s + 1)}, \quad n > m$$

Smith原来的预估器为

$$P(s) = G(s)(1 - e^{-\tau s})$$

当预估器的输入信号为一个阶跃变化信号时, 若其阶跃变量为 $b$ , 即可记为

$$\Delta m(s) = \frac{b}{s}$$

在 $\Delta m(s)$ 的作用下, 预估器输出的稳态值为

$$\begin{aligned}
 X(s) &= X_1(s) - X_2(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{bK \prod_{i=1}^m (T_i s + 1)}{s^2 \prod_{j=1}^n (T_j s + 1)} (1 - e^{-\tau s}) \right] \\
 &= \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{bK \frac{\partial \left[ \prod_{i=1}^m (T_i s + 1) (1 - e^{-\tau s}) \right]}{\partial s}}{\frac{\partial s \left[ \prod_{j=1}^n (T_j s + 1) \right]}{\partial s}} \right] = bK\tau \quad (2)
 \end{aligned}$$

式(2)表明预估器的输出信号的稳态值等于对象的纯滞后时间 $\tau$ ，静态增益 $K$ 及输出跃变量 $b$ 的乘积，对于无静差控制系统，有

$$\bar{Y}(\infty) = R(\infty)$$

且知

$$\bar{Y}(\infty) = X(\infty) + Y(\infty)$$

由于 $X(\infty) \neq 0$ ，所以 $\bar{Y}(\infty) \neq Y(\infty)$ ，这将导致一个原来为无静差的系统变成一个有静差的系统。加入 $D_2(s)$ 环节的的目的是让 $X(\infty) = 0$ ，达到 $\bar{Y}(\infty) = Y(\infty)$ 的目的。只要 $D_2(s) = 1/T_i s$ 的积分时间常数足够大， $D_2(s)$ 的加入不会影响系统的动态过程。对于自衡对象 $D_2(s)$ 可以取消。

### 三、 $\hat{G}(s)$ 模型的选择

工业生产过程控制对象的特性一般可以用如下两种典型的传递函数来描述。

#### (1) 自衡对象

$$G_0(s) = \frac{K e^{-\tau s}}{(T_s + 1)^n} = G(s) e^{-\tau s}$$

其中

$$G(s) = \frac{K}{(T_s + 1)^n}$$

#### (2) 无自衡对象

$$G_0(s) = \frac{K e^{-\tau s}}{s(T_s + 1)^n} = G(s) e^{-\tau s}$$

其中

$$G(s) = \frac{K}{s(T_s + 1)^n}$$

所谓降价就是将 $\hat{G}(s)$ 取成

$$\hat{G}(s) = \frac{a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \cdots + a_1s + a_0}{(Ts + 1)^n}$$

或者

$$\hat{G}(s) = \frac{a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \cdots + a_1s + a_0}{s(Ts + 1)^n}$$

例如对象特性为

$$G_0(s) = \frac{e^{-10s}}{(100s + 1)^3} \quad (3)$$

则 $\hat{G}(s)$ 取

$$\hat{G}(s) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{(100s + 1)^3} \quad (4)$$

由于图3的 $D_2(s)$ 是一个慢速回路,在系统分析时可以冻结,所以等效控制对象为 $\hat{G}(s)$ 。这时,其闭环控制系统的误差传递函数为

$$\frac{e(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + D_1(s)\hat{G}(s)} \quad (5)$$

$D_1(s)$ 一般选取典型的PID调节器

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

当取 $T_i = T_d = 100$ 时,式(5)可写成

$$\frac{e(s)}{R(s)} = \frac{10s(100s + 1)}{(1000 + a_2)s^2 + (10 + a_1)s + a_0} \quad (6)$$

由 $R(s)$ 至被控制变量 $Y(s)$ 间的传递函数为

$$\begin{aligned} Y(s) &= G_1(s)G_2(s)e(s) \\ &= \frac{e^{-10s}}{(1000 + a_2)s^2 + (10 + a_1)s + a_0} R(s) \end{aligned} \quad (7)$$

记

$$Y(s) = Z(s)e^{-10s} \quad (8)$$

则有

$$\frac{Z(s)}{R(s)} = \frac{1}{(1000 + a_2)s^2 + (10 + a_1)s + a_2} \quad (9)$$

由于 $e^{-10s}$ 是一个不可控制的因素,系统的设计仅需考虑使 $Z(s)/R(s)$ 成为一个最佳的传递函数,就可以按式(8)推理,知道在 $Z(s)/R(s)$ 为最佳的状态下,对于 $Y(s)/R(s)$ 也是最佳的。

最佳条件为

$$J_1 = \int_{-\infty}^{\infty} E(t)^2 dt \rightarrow \min \quad (10)$$

以及

$$J_2 = \int_{-\infty}^{\infty} [tE(t)]^2 dt \rightarrow \min \quad (11)$$

其中

$$E(t) \triangleq R(t) - Z(t)$$

若设  $R(s) = 1/s$ , 则有

$$\begin{aligned} E(s) &= \left[ 1 - \frac{1}{(1000 + a_2)s^2 + (10 + a_1)s + a_0} \right] \frac{1}{s} \\ &= \frac{(1000 + a_2)s^2 + (10 + a_1)s + (a_0 - 1)}{s[1000 + a_2)s^2 + (10 + a_1)s + a_0]} \end{aligned} \quad (12)$$

为了使  $E(s)$  具有零稳态, 取  $a_0 = 1$ , 于是式(12)可记成

$$E(s) = \frac{C_1 s + C_0}{d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (13)$$

其中

$$\begin{cases} C_1 = d_2 = 1000 + a_2 \\ C_0 = d_1 = 10 + a_1 \\ d_0 = a_0 = 1 \end{cases} \quad (14)$$

将式(13)代入式(10), 根据Parseval积分准则可以求得

$$J_1 = \frac{d_0 c_1^2 + c_0^2 d_2}{2d_0 d_1 d_2} \rightarrow \min \quad (15)$$

将式(13)代入式(11), 按同样的方法可得

$$J_2 = \frac{c_0^2}{4d_0} - \frac{c_1^2 + \left(\frac{d_2}{d_1}\right)c_0^2 - c_1 c_0 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)}{2d_1} \rightarrow \min \quad (16)$$

式(14)分别代入(15)、(16), 则有

$$J_1 = \frac{(1000 + a_2) + (10 + a_1)^2}{2(10 + a_1)} \quad (17)$$

$$J_2 = \frac{(10 + a_1)^2}{4} - \frac{(1000 + a_2)^2 + (1000 + a_2)(10 + a_1)^2 - (1000 + a_2)(10 + a_1)^2}{2(10 + a_1)^2} \quad (18)$$

由  $\partial J_1 / \partial a_1 = 0$  条件得到

$$a_2 = (10 + a_1)^2 + 1000 \quad (19)$$

由  $\partial J_2 / \partial a_2 = 0$  条件得到

$$a_2 = -1000 \quad (20)$$

式(20)代入式(19)有

$$a_1 = -10$$

于是 $\hat{G}(s)$ 可以写成

$$\hat{G}(s)=\frac{-1000s^2-10s+1}{(100s+1)^3} \tag{21}$$

式(21)为理想的函数，可以由式(9)看出，当 $a_0=1$ ， $a_1=-10$ ， $a_2=-1000$ 时，有

$$Z(s)=R(s) \tag{22}$$

即 $Z(t)$ 处处与 $R(t)$ 严格相等，这时 $R(t)$ 、 $Z(t)$ 及 $Y(t)$ 的关系如图4所示。

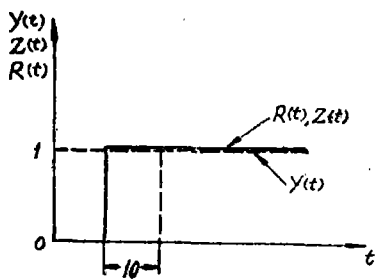


图 4

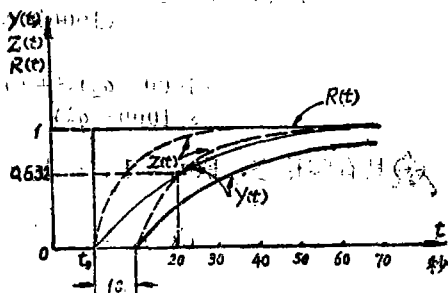


图 5

实际系统的设计不能完全按照理想的状态进行，原因是设计参数处于临界状态，对象特性稍微改变就可能使系统变得不稳定。一般设计可以将 $a_1$ 由负值改变为正值，如取 $a_1=10$ ，这时

$$\hat{G}(s)=\frac{-1000s^2+10s+1}{(100s+1)^3}$$

在这种情况下，式(9)变成

$$\frac{Z(s)}{R(s)}=\frac{1}{20s+1}$$

解得

$$Z(t)=1-e^{-\frac{t}{20}} \tag{23}$$

则知

$$Y(s)=\frac{e^{-10s}}{20s+1}R(s)$$

$$Y(t)=[1(t-10)-e^{-\frac{t-10}{20}}(t-10)] \times 1(t-10) \tag{24}$$

其中

$$1(t-10)\triangleq\begin{cases} 0 & t<10 \\ 1 & t\geq 10 \end{cases}$$

按照式(23)及式(24)作出系统的阶跃响应曲线如图5所示。若适当将 $a_1$ 减少， $Z(t)$ 与 $Y(t)$ 会变成图中虚线所示的形状，响应过程可以获得改善。由于零点可调，本方法的应用是相当方便的。

#### 四、与Smith预估器的比较

按照Smith的方法预估器函数 $P(s)$ 为

$$P(s) = \frac{1}{(100s+1)^3} (1 - e^{-10s}) \quad (25)$$

等效控制对象

$$G(s) = \frac{1}{(100s+1)^3}$$

假如调节器 $D(s)$ 的整定参数同改进型取相同的数值, 则得到实际被控制变量与 $R(s)$ 间的传递函数为

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{D(s)G(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G(s)} = \frac{e^{-10s}}{(100s)^2 + 100s + 1}$$

记

$$Y(s) = Z(s)e^{-10s}$$

则有

$$\frac{Z(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

其中

$$\omega_n = \frac{1}{100}, \quad \xi_n = 0.5$$

$\xi = 0.5$ 对于定值控制系统而言, 已接近最佳整定(按1STSE准则, 最佳 $\xi = 0.595^{[3]}$ )。在 $R(s) = 1/s$ 的作用下,  $Z(t)$ 与 $Y(t)$ 的响应函数分别为

$$Z(t) = \left[ 1 - 1.155e^{-0.005t} \sin\left(\frac{360^\circ}{115.47}t + 60^\circ\right) \right]$$

$$Y(t) = \left[ 1 - 1.155e^{-0.005t} \sin\left(\frac{360^\circ}{115.47}t + 60^\circ\right) \right] \times 1(t-10)$$

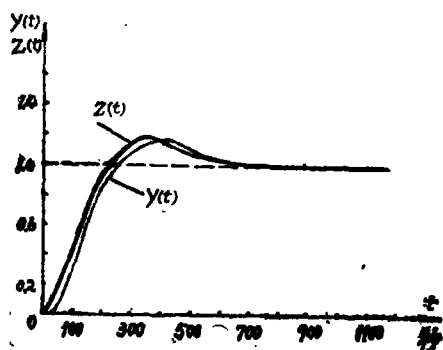


图6

图6表示出 $Z(t)$ 与 $Y(t)$ 的响应曲线。如果以 $Y(t)$ 到达稳态值3%作为调节时间, 显然本方法与Smith方法相比, 调节时间减少将近6倍, 而且不会产生超调, 原Smith方法则产生25%的超调量。

## 参 考 文 献

- [1] Smith, O.J.M., A Control to Overcome Dead time, ISA, 2(1959).
- [2] Hang, C.C., Tan, C.H., and Chan, W.P., A Performance Study of Control Systems with Dead Time, IEEE, Trans., IECT-27, Aug.(1980).
- [3] 绪方胜彦, 现代控制工程, 科学出版社, (1980).
- [4] Donohue, J.F., A Comparison of the Smith Predictor and Optimal Design Approaches for System with Delay in Control, IEEE, Trans., IECI-24, Feb.(1977).

## A Smith Predictor with Tunable Zero Point

Wong Yongchu

## Abstract

In this paper, a new method of Smith predictor is presented, and the optimal adjusting parameters of the retrofitted Smith predictor are given in the light of parsavel integral criterion. It is demonstrated that the retrofitted Smith predictor with tunable zero point possesses a better set-point response and a smaller regulating error as compared with ordinary Smith predictor.