

扩散炉的自校正控制*

王 勇 莫 黎

(重庆大学)

摘 要

本文介绍了在有参考输入时自校正器的设计,并在模型改进和控制器简化方面进行了探讨,同时提出了在新的目标函数意义下的自校正器,通过大量的仿真和对扩散炉的实时控制证实了以上内容。

前 言

在许多自校正算法中,所用的过程模型大都是增量式模型,或者用 $y(k) = Y(k) - Y_0$, $u(k) = U(k) - U_0$ 作为系统模型的输出和输入,近年来已有文献对模型的形式进行讨论^[5],其结论是:这两种模型对于改变参考输入量的跟踪情况,都有不足之处,因而,在以下我们的理论推导以及仿真和实验中,均用全量式模型,通过各种算法之间的相互补充,使得全量式模型下的自校正器更加完善。

在对实际对象的自校正控制过程中,使用Åström等提出的自校正调节器^[3],通常能够得到好的控制效果,但有时导致控制量变化太大,且不能应用于非最小相位系统;若用Clarke等提出的自校正控制器^[4],能对非最小相位系统进行控制,但对全量式模型而言,这种算法本身是有偏的。此外,这两种自校正算法中均存在闭环可辨识性问题。在有参考输入时,若用选取 β_0 的方法解决闭环可辨识性问题,将会使所得到的控制器收敛不到最优调节器。作者针对以上问题提出了一些改进方法,并且导出了在新目标函数意义下的自校正调节器。各种改进方法不仅在仿真中得到了证实,而且通过对扩散炉进行实时控制,得到了满意的控制效果。

扩散炉是半导体器件生产中必不可少的设备之一,对温度控制有着较高的要求,在实验中,将扩散炉构成一微机控制系统,采用自校正控制算法。控温系统由以下单元组成:微型计算机,模/数—数/模通道,可控硅功率驱动器,温度变送器,扩散炉。其框图如图1所示。

目前,在扩散炉的控温系统中,绝大多数采用常规PID调节。PID调节器存在着参数难于选取的缺陷,并且对于扩散工艺提出的升温和降温曲线不易达到好的跟踪效果。

* 此项研究系中国科学院科学基金会资助项目。

本文于1985年1月17收到,1986年3月10日收到修改稿。

而自校正器有着令人满意的动态过程和稳态精度,对于跟踪特性要求高的过程控制和随机干扰较大的对象效果更明显。



图 1 微机控温系统框图

本文第一节介绍在全量模型下的自校正调节器,分析其特点,提出改进方案。第二节介绍自校正控制器及改进。第三节介绍一种改进的自校正器。各节中的结论均用仿真和实验进行了验证。

一、自校正调节器的设计及改进(算法1)

设被控对象可以用差分方程表示:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-m}B(q^{-1})u(k) + c(q^{-1})e(k), \quad (1)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n},$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_nq^{-n},$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_nq^{-n},$$

$A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$, $C(q^{-1})$ 是稳定多项式, n 为系统阶数, m 为时滞, $y(k)$ 为输出量, $u(k)$ 为控制量, $e(k)$ 是零均值方差为 σ^2 的白噪声。

通过适当的恒等变换和处理后得

$$y(k+m) = D(q^{-1})e(k+m) + \frac{E(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(k) + \frac{B(q^{-1})D(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(k), \quad (2)$$

其中 $E(q^{-1})$, $D(q^{-1})$ 满足恒等式:

$$\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} = D(q^{-1}) + q^{-m}E(q^{-1})/A(q^{-1}). \quad (3)$$

为使模型简化, 辨识参数变少, 取模型为

$$y(k+m) = Q(q^{-1})y(k) + P(q^{-1})u(k) + \varepsilon(k+m), \quad (4)$$

$$Q(q^{-1}) = \alpha_1 + \alpha_2q^{-1} + \dots + \alpha_lq^{-l},$$

$$P(q^{-1}) = \beta_0 + \beta_1q^{-1} + \dots + \beta_lq^{-l},$$

其中 $P \geq n$, $l \geq n+m-1$ 。

自校正调节器目标函数为

$$J = E\{[y_r(k+m) - y(k+m)]^2\}, \quad (5)$$

$y_r(k)$ 为已知的参考输入量。极小化(5)式, 得自校正调节器的控制律为

$$u(k) = \frac{y_r(k+m) - Q(q^{-1})y(k)}{P(q^{-1})}. \quad (6)$$

用递推最小二乘法辨识 $Q(q^{-1})$ 和 $P(q^{-1})$ ，再按 (6) 式求出 $u(k)$ 对系统进行控制，就构成了隐式的自校正调节器。

下面讨论有关 β_0 的问题。

许多文献中曾提到，在自校正控制系统中，由于前向通道的阶数高于反馈通道，两者仅差一阶，因而不满足闭环可辨识条件。通常是用选取 β_0 的方法，使辨识的参数个数减少一个，以满足闭环系统的可辨识条件。在参考输入量为零时，Åström 等已证明了当参数估计收敛时，所得到的控制律收敛到最小方差控制律。在有参考输入量时，设原系统的预报模型为

$$y(k+m) = Q(q^{-1})y(k) + P(q^{-1})u(k) + \varepsilon(k+m). \quad (7)$$

当选定了 β_0 后，辨识所得到的模型为

$$y(k+m) = \hat{Q}(q^{-1})y(k) + \hat{P}(q^{-1})u(k) + \varepsilon(k+m). \quad (8)$$

由 (6) 式知控制律为

$$u(k) = \frac{y_r(k+m) - \hat{Q}(q^{-1})y(k)}{\hat{P}(q^{-1})}. \quad (9)$$

若 $\beta_0 \neq \hat{\beta}_0$ ，则有 $Q(q^{-1}) \neq \hat{Q}(q^{-1})$ ， $P(q^{-1}) \neq \hat{P}(q^{-1})$ ，

显然有

$$\frac{y_r(k+m) - Q(q^{-1})y(k)}{P(q^{-1})} \neq \frac{y_r(k+m) - \hat{Q}(q^{-1})y(k)}{\hat{P}(q^{-1})}. \quad (10)$$

这意味着当 $\hat{\beta}_0 \neq \beta_0$ 时，即使参数估计是收敛的，最终所得到的控制律一般收敛不到最小方差控制律。而在实际系统中， β_0 往往是不可能知道的。

因此，笔者在辨识中对所有参数进行了估计，这样的处理不仅在仿真中，而且在扩散炉的实时控制中均收到了良好的效果，从而使得自校正调节器参数选择进一步简化。

自校正调节器的仿真：

在此，笔者先用数字仿真的方法，对上述问题进行验证。

选用一稳定的差分模型：

$$y(k) = \frac{0.5q^{-1} + 0.1q^{-2}}{1 + 0.3q^{-1} - 0.04q^{-2}} u(k) + \frac{1}{1 + 0.3q^{-1} - 0.04q^{-2}} e(k), \quad (11)$$

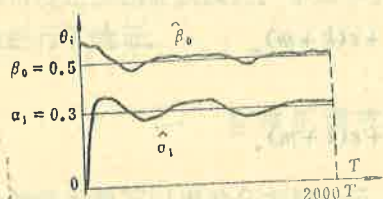
其中 $y(k)$ 为仿真系统的输出， $u(k)$ 为仿真系统的控制量， $e(k)$ 为白噪声序列，在仿真中所用的噪声为一近似高斯分布白噪声 $N(0,1)$ ，文中凡使用噪声之处均用同一噪声序列。

表 1 中给出了在白噪声激励下，四种情况的输出误差平方积累数值。它证实无论有无参考输入量存在，参数全部参加估计所得到的调节器均近似为最小方差调节器。

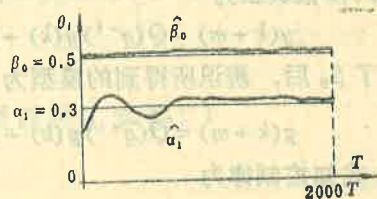
表 1 输出误差平方积累值

仿真步数	白噪声单独 激励系统时	无参考输入量, 有白噪声作用, 用自校正调节器	有参考输入, 有白噪声激励, 用自校正调节器	有白噪声激励, 用最小方差调节器
2000 T	2315	2097	2079	2068

图 2 绘出了自校正控制系统中, 辨识所得到的主要参数收敛情况。各参数均在其真值附近波动, 并向真值逼近, 这样, 调节器也就向着最小方差调节器逼近。



a) 无参考输入



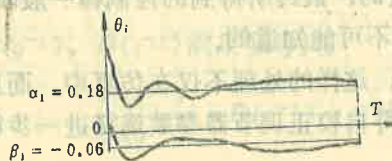
b) 有参考输入

图 2 参数变化曲线

图 3 中选取 $\hat{\beta}_0 = 0.3$, 不为其真值 $\beta_0 = 0.5$, 在参考输入量为零时, 调节器为

$$u(k) = \frac{0.18y(k) - 0.024y(k-1) - 0.06u(k-1)}{0.3}$$

从图中可看出参数是向上述调节器收敛的, 到 2000 步后加进参考输入量, 发现其调节功能很弱, 而 β_0 参加辨识时, 系统输出对设定值的跟踪效果相当好。



a) 参数变化曲线



b) 突加给定输出变化曲线

图 3 参数变化及输出变化曲线

自校正调节器的实时控制:

图 4 为用自校正调节器进行炉温控制时的输出曲线, 对扩散炉进行了八小时的恒温控制, 并在同一工作情况下与 PID 调节器作了比较。可以看出自校正调节器的控制效果较好, 它最大的特点是对随机干扰有很强的抑制作用。

图 5 绘出了在改变参考输入量时, 自校正调节器的跟踪曲线。其跟踪性能很好。我们做过多组 PID 调节器的实验, 其效果远不如自校正调节器。

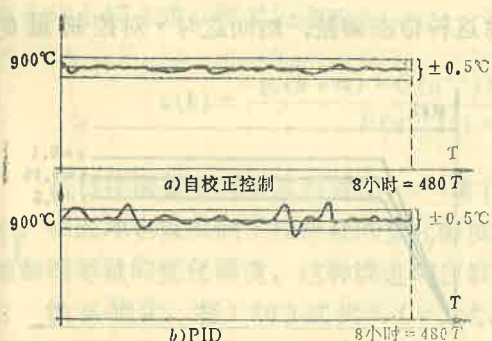


图 4 自校正控制与 PID 控制的长时间运行曲线

二、全量式模型下的自校正控制器 (算法 2)

以上介绍了全量模型下的自校正调节器, 由于它具有极小化输出方差的特点, 因而这种调节器的调节功能很强, 往往使控制量发生巨大变化, 而在有些实际过程控制中是不允许控制量变化剧烈的。而且自校正调节器对于非最小相位系统将会造成闭环不稳定。针对这些问题, clarke 等人提出了自校正控制器, 在目标函数中加进控制量的作用。有参考输入时, 自校正控制器的目标函数为

$$J = E\{[y_r(k+m) - y(k+m)]^2 + ru^2(k)\}. \quad (12)$$

极小化 (12) 式, 可得改进的自校正控制器控制律

$$u(k) = \frac{y_r(k+m) - Q(q^{-1})y(k)}{P(q^{-1}) + \frac{r}{\beta_0}}. \quad (13)$$

由递推最小二乘法估计 $P(q^{-1})$ 和 $Q(q^{-1})$ 的参数, 与 (13) 式结合, 就构成了全量模型下的自校正控制器, 这种控制器能够控制非最小相位系统, 但却存在着稳态偏差。

设稳态时 $y(k)$ 为期望值 y_r , 参考输入量改为 y'_r , 根据控制器方程 (13) 和过程模型 (4) 可得

$$y'_r = y_r + \frac{1}{P(1)} \left(\frac{r}{\beta_0} \right) (1 - Q(1)) y_r. \quad (14)$$

在式 (14) 中, 通常 $1 - Q(1) \neq 0$, 只要 $r \neq 0$, 则有 $y'_r \neq y_r$, 这说明在用自校正控制器时, 若有参考输入量, 则系统在稳态时相对于给定值是有偏的。若用 (14) 式

图 6 是选取 β_0 的实际控制曲线, β_0 取为 0.3, 是这组实验中效果较好的一条控制曲线。

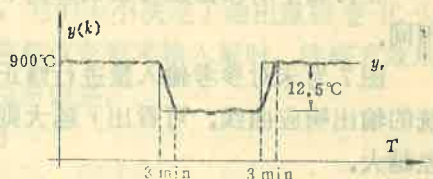
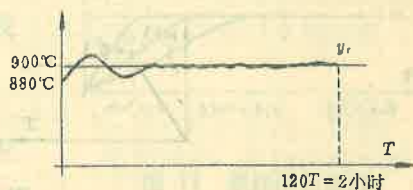


图 5 自校正调节器跟踪曲线

图 6 选取 β_0 的实验曲线 ($\beta_0 = 0.3$)

算出新的 y'_r ，作为系统的参考输入，便可消除这种稳态偏差。然而这时 r 对控制量的限制作用却大大减弱了。

仿真：

在仿真中所用模型与自校正调节器中的相同。

图 7 为未对参考输入量进行修正时，系统的输出响应曲线，可看出 r 越大则稳态偏差越大。



图 7 参考输入修正前的输出曲线

图 8 为按式 (14) 对参考输入量进行修正后的输出曲线。

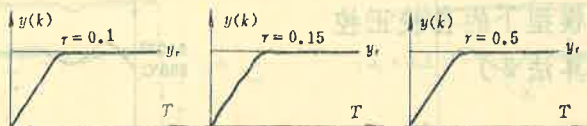
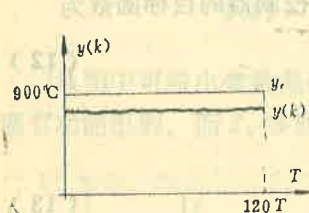


图 8 修正后的输出曲线

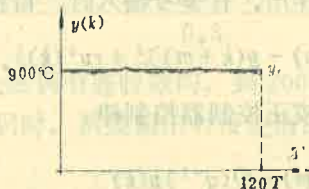
对扩散炉的实时控制：

图 9 为对参考输入量修正前、后的实时控制曲线。

图 10 为改进后的自校正控制器跟踪曲线，取 $r = 1 \times 10^{-5}$ 。



a) 修正前



b) 修正后

图 9 自校正控制器的稳态实验

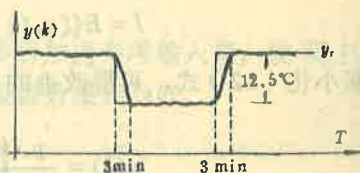


图 10 自校正控制器的跟踪曲线

三、新目标函数意义下的改进的自校正器 (算法 3)

从上述对 STC 的讨论中可看出，自校正控制器对控制量的约束作用，在消除了稳态偏差后，改变参考输入量时已大大减弱。而在稳态时对控制量变化幅度的限制过大，会增大输出方差。在某些工业控制中，要求在改变参考输入量时，控制量的变化幅度不能太大，而在稳态运行时，要求有较高的控制精度。下面给出的改进的自校正器就具有上述特点。

改进的自校正器目标函数为

$$J = E\{[y_r(k+m) - y(k+m)]^2 + r'[y(k+m) - y(k+m-1)]^2\}. \quad (15)$$

极小化 (15) 式, 得其控制律为

$$u(k) = \frac{y_r(k+m) - Q(q^{-1})(1+r' - r'q^{-1})y(k)}{P(q^{-1})(1+r' - r'q^{-1})} \tag{16}$$

从目标函数 (15) 式可看出, r' 是个加权系数, 它的大小决定了输出量的变化大小, 相应地也就限制了控制量的变化幅度。因而在突然改变参考输入量时, 能够有效地限制控制量的变化幅度。这种改进的自校正器没有稳态偏差。

设 y_r 恒定, 将 (16) 式代入 (4) 式, 整理后得

$$y(k+m) = y_r + \varepsilon(k+m) \tag{17}$$

(17) 式同自校正调节器的输出表达式相同, 这表明: 当参考输入量恒定时, 改进的自校正器同自校正调节器具有相同的输出方差。

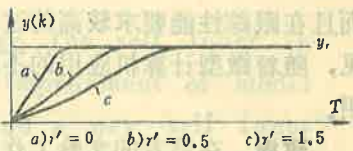


图 11 跟踪阶跃曲线

数字仿真:

图 11 为跟踪阶跃输入时, 选取不同的 r' 的响应曲线, 可看出 r' 越大则对 $\Delta y(k)$ 的约束越强。

表 2 为在白噪声激励下, 输出偏差平方积累值, 其值同自校正调节器的值近似, 其噪声仍为 2000 点。

表 2 输出偏差平方积累值

仿真步数	无参考输入, 有白噪声作用, 用改进自校正器控制	有参考输入, 有白噪声作用, 用改进自校正器控制
2000T	2097	2081

实时控制:

图 12 为改进的自校正器对方波的跟踪曲线, 虽然动态时间比自校正调节器稍长, 但它达到设定值后的稳定过程要比自校正调节器快。

图 13 为改进的自校正器长时间工作曲线, 其控制效果与自校正调节器相似。

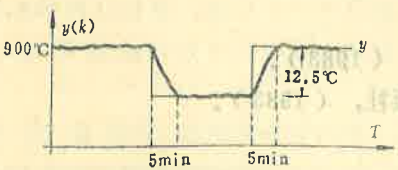


图 12 跟踪曲线



图 13 恒温控制曲线

以上共介绍了三种自校正算法, 它们都能成功地应用于扩散炉的微机控制系统中, 从稳态精度和动态过程来看, 都足以代替数字 PID 调节器。而在用于其他场合时, 则可对这三种控制算法作出选择: 若对象为最小相位系统, 且对输出量的变化幅度无约束,

则可采用算法 1; 若对输出量的变化幅度有约束, 则可采用算法 3, 通过 r' 的选取来限制输出量的变化幅度; 如果对象为非最小相位系统, 则可采用算法 2, 由 r 的选择使控制器能对非最小相位系统进行稳定控制。

结 束 语

本文介绍了三种自校正器的设计过程, 将它们成功地应用于扩散炉控温系统之中。在原有算法的基础上提出了一种新的改进算法, 并在提高控制精度和使控制器设计简化方面作了一点尝试。实验表明, 在扩散炉组成的微机控温系统中, 效果是明显的。同时得到了以下结论: 自校正器在环境恶劣, 随机干扰较大的场合下, 能充分发挥其特长, 而且在跟踪性能要求较高的过程控制中, 自校正器也能很好地满足控制的要求。可以预见, 随着微型计算机应用的不断发展, 自校正器将会在工业过程控制中得到广泛地应用。

致谢 在笔者的实验工作和理论分析中, 得到了南开大学袁著祉老师、重庆大学杨永臻老师的指导, 特此致谢。

参 考 文 献

- [1] Åström, K. J. et al, Theory and Application of Self-Tuning Regulators, Automatica, **13**, (1977), 457—478.
- [2] Isermann, R; Parameter Adaptive Control Algorithms—A Tutorial, Automatica, **18**, (1982), 513—528.
- [3] Åström, K. J. and Wittenmark, B., On Self-tuning Regulators, Automatica, **9**, (1973), 185—199.
- [4] Clarke, D. W. and Gawthrop, P. J., Self-tuning Controller, PEE, **122**, (1975), 929—934.
- [5] Latawiec, K. and Chyra, M., On Low Frequency and Long-run Effects in Self-tuning Control, Automatica, **19**, (1983), 419—424.
- [6] 袁著祉, 自校正控制器, 南开大学讲义, (1983)。
- [7] 韩曾晋, 自适应控制系统, 机械工业出版社, (1983)。

SELF-TUNING CONTROL OF A DIFFUSION FURNACE

Wang Yong, Mo Li
(Chongqing University)

Abstract

This paper introduces a method to design the self tuner in which set-point exists. Some works on the improvment of model and simplification of controller are shown, and a new self tuner with an improved cost function is proposed. They are proved by a large number of simulations and real-time controls of diffusion furnace.