

# 多变量极点配置自校正 Smith 控制器及其应用<sup>1)</sup>

刘宏才 郑福建 吴保亮 王京 舒迪前<sup>2)</sup>

(北京科技大学)

## 摘 要

本文根据许多工业被控过程具有大纯滞后的特点,将自校正调节器与 Smith 预估器相结合,给出一种多变量极点配置自校正 Smith 控制算法。该算法结构简单,不仅能对输出进行预报和无偏跟踪,而且适用于非最小相位系统。该算法已成功地应用于太原钢铁公司轧辊罩式退火炉微机自适应群控系统,实际运行结果表明控温精度和炉内温度场均匀度均在  $\pm 3^\circ\text{C}$  以内,远比常规 PID 仪表的控温效果好。

**关键词:** 自校正控制,多变量控制系统,参数估计,极点配置,Smith 预估器。

## 一、引 言

许多工业被控过程,如冶金炉窑及化工生产等,都存在着较大的纯滞后。对于这类过程的控制问题,已提出过许多方案,如 Smith 预估器<sup>[1]</sup>方案由于其原理简单、直观受到人们的重视,并已有工业应用的实例。

但 Smith 预估器要求准确知道预估器的数学模型。当实际被控对象的模型与预估器模型相差较大时,控制效果明显下降,甚至可能导致系统不稳定。实际上许多被控过程的数学模型是未知而且是时变的,因此如用一个固定的对象模型来进行预估和控制,不可能得到好的控制效果,但可以将 Smith 预估器与参数在线递推估计技术相结合,组成自适应 Smith 预估器<sup>[2,3]</sup>,以适应被控过程模型参数的变化。文献[2,3]提出的方案较复杂,不易在线实现,本文在极点配置 PID 自校正调节器群控罩式退火炉<sup>3)</sup>的基础上,结合 Smith 预估器原理,推导出一种具有时延补偿的多变量极点配置自校正 Smith 控制算法,并已应用在罩式退火炉微机自适应群控系统上。实际运行结果表明,本算法控制精度高,结构简单,易于在线实现。

本文于 1986 年 10 月 7 日收到。

1) 本文部分内容在 1986 年 11 月中国自动化学会应用委员会学术年会上宣读。

2) 参加该项工作的还有太原钢铁公司赵智忻、连祥瑞、魏建功、刘泽华等同志。

3) 郑福建、刘宏才、吴保亮、王京、舒迪前,极点配置 PID 自校正调节器群控罩式退火炉,中国自动化学会电气自动化专业委员会第三届学术年会论文集,天津,1986 年。

## 二、多变量自校正 Smith 控制算法

设被控过程可用一随机线性向量差分方程描述

$$A(z^{-1})\mathbf{y}(k) = z^{-d}B(z^{-1})\mathbf{u}(k) + C(z^{-1})\mathbf{e}(k). \quad (2.1)$$

式中  $\mathbf{y}(k)$  为  $p$  维系统输出向量;  $\mathbf{u}(k)$  为  $p$  维控制向量;  $\mathbf{e}(k)$  为不可测的系统扰动向量;  $\{\mathbf{e}(k), k = 1, 2, \dots\}$  为独立同分布的正态随机向量序列, 且满足  $E\{\mathbf{e}(k)\} = 0$ ,  $E\{\mathbf{e}(k)\mathbf{e}^T(k)\} = R$ ;  $R$  为正定方差阵;  $z^{-1}$  为单位延迟算子;  $d$  为系统最小时延; 且  $d \geq 1$ ;  $A(z^{-1})$ ,  $B(z^{-1})$ ,  $C(z^{-1})$  分别为  $p \times p$  维多项式矩阵. 即

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= I + A_1z^{-1} + \dots + A_{n_a}z^{-n_a}, \\ B(z^{-1}) &= B_0 + B_1z^{-1} + \dots + B_{n_b}z^{-n_b}, \\ C(z^{-1}) &= I + C_1z^{-1} + \dots + C_{n_c}z^{-n_c}. \end{aligned}$$

要求  $\det A(z^{-1}) = 0$  的根在  $Z$  平面单位圆内, 即系统开环稳定.

在系统中引入 Smith 预估器后的闭环系统框图如图 1 所示. 则控制器方程可求得为

$$F(z^{-1})\mathbf{u}(k) = G(z^{-1})[\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k) - (z^{-1} - z^{-d})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})\mathbf{u}(k)]. \quad (2.2)$$

式中  $\mathbf{w}(k)$  为参考输入向量;  $F(z^{-1})$ ,  $G(z^{-1})$  为所要设计的控制器多项式矩阵, 即

$$\begin{aligned} F(z^{-1}) &= I + F_1z^{-1} + \dots + F_{n_f}z^{-n_f}, \\ G(z^{-1}) &= G_0 + G_1z^{-1} + \dots + G_{n_g}z^{-n_g}. \end{aligned}$$

结合(2.1)式整理得

$$\begin{aligned} [F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})]\mathbf{u}(k) \\ = G(z^{-1})\mathbf{w}(k) - G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})C(z^{-1})\mathbf{e}(k). \end{aligned} \quad (2.3)$$

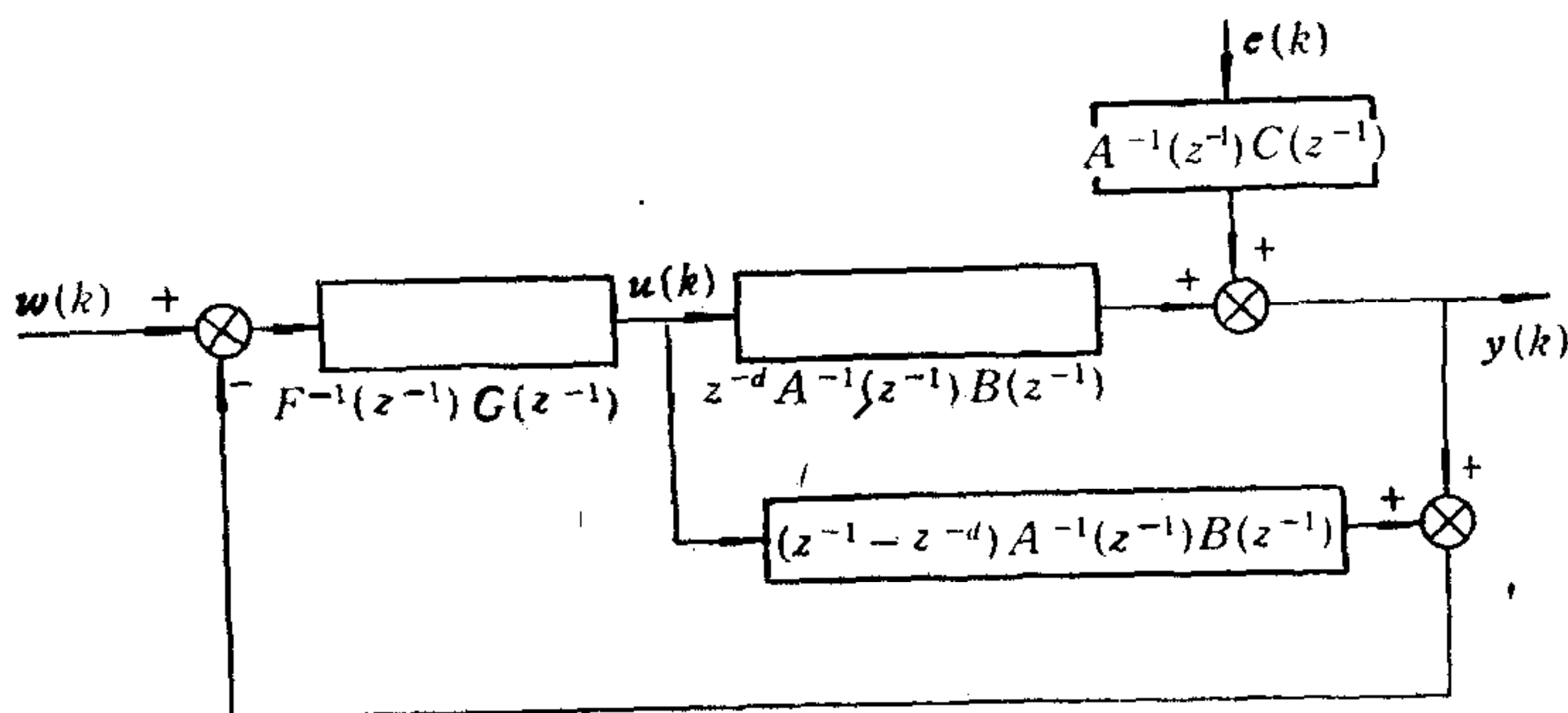


图 1 多变量闭环系统框图

闭环系统由(2.1)式和(2.3)式组成的矩阵方程组描述, 即

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A(z^{-1}) & -z^{-d}B(z^{-1}) \\ 0 & F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}(k) \\ \mathbf{u}(k) \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} C(z^{-1}) & 0 \\ -G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})C(z^{-1}) & G(z^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \mathbf{w}(k) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.4a)$$



$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y}(k) \\ \mathbf{u}(k) \end{bmatrix}, \quad (2.4b)$$

则闭环系统的特征方程可求得

$$\det \begin{bmatrix} A(z^{-1}) & -z^{-d}B(z^{-1}) \\ 0 & F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1}) \end{bmatrix} \\ = \det A(z^{-1}) \det [F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})] = 0. \quad (2.5)$$

上式表明闭环系统极点由两部分组成: 一部分为开环极点, 故要求系统开环稳定; 另一部分为待配置的闭环极点<sup>[4]</sup>, 令极点配置方程为

$$F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1}) = T(z^{-1}). \quad (2.6)$$

式中  $T(z^{-1}) = I + T_1 z^{-1} + \dots + T_{n_t} z^{-n_t}$

为简化控制器结构选取

$$G(z^{-1}) = K(z^{-1})A(z^{-1}). \quad (2.7)$$

式中  $K(z^{-1})$  为待求的  $p \times p$  维多项式阵, 即

$$K(z^{-1}) = K_0 + K_1 z^{-1} + \dots + K_{n_k} z^{-n_k}.$$

将(2.7)式代入(2.6)式有

$$F(z^{-1}) = T(z^{-1}) - z^{-1}K(z^{-1})B(z^{-1}). \quad (2.8)$$

使上式有解的阶次关系为

$$\begin{aligned} \deg T(z^{-1}) &= n_t, \\ \deg G(z^{-1}) &= n_k + n_a, \\ \deg F(z^{-1}) &= \max\{n_t, n_k + n_b + 1\}. \end{aligned}$$

根据闭环系统稳态无偏特性的要求选取  $K(z^{-1})$  阵。

由(2.4)式可导出系统的输出方程

$$\mathbf{y}(k) = z^{-d}A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})T^{-1}(z^{-1})K(z^{-1})A(z^{-1})\mathbf{w}(k) \\ + [A^{-1}(z^{-1}) - z^{-d}A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})T^{-1}(z^{-1})K(z^{-1})]C(z^{-1})\mathbf{e}(k). \quad (2.9)$$

在  $\mathbf{e}(k) = 0$  时, 闭环系统传递误差为

$$\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k) = [I - z^{-d}A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})T^{-1}(z^{-1})K(z^{-1})A(z^{-1})]\mathbf{w}(k).$$

为使闭环系统稳态无偏, 即要求  $\lim_{k \rightarrow \infty} [\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k)] = 0$  对于不同的参考输入信号, 满足

上述要求的  $K(z^{-1})$  是不同的<sup>[6]</sup>, 对于阶跃输入信号可以求得

$$K(z^{-1}) = K_0 = T(1)B^{-1}(1). \quad (2.10)$$

式中

$$T(1) = I + \sum_{i=1}^{n_t} T_i, \quad B(1) = \sum_{i=0}^{n_b} B_i.$$

将(2.7), (2.8), (2.10)三式代入(2.2)式即得一般形式的控制器方程

$$[T(z^{-1}) - z^{-d}T(1)B^{-1}(1)B(z^{-1})]\mathbf{u}(k) = T(1)B^{-1}(1)A(z^{-1})[\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k)]. \quad (2.11)$$

为简化控制器方程, 假设

i) 系统进入稳态以后, 控制量基本不变, 即

$$B(z^{-1})\mathbf{u}(k) = B(1)\mathbf{u}(k);$$

ii) 配置的闭环极点多项式阵的阶次为 1, 即

$$\text{即} \quad T(z^{-1}) = I + T_1 z^{-1},$$

则(2.11)式可化为简单形式

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) = & \mathbf{u}(k-d) - T_1[\mathbf{u}(k-1) - \mathbf{u}(k-d)] \\ & + T(1)B^{-1}(1)A(z^{-1})[\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k)]. \end{aligned} \quad (2.12)$$

上式即为具有时延补偿的极点配置自校正 Smith 控制器方程。

当被控对象模型参数未知或缓慢变化时,须在线辨识原模型参数,具有时延补偿的多变量自适应控制算法的计算步骤归纳如下:

- 1) 检测被控系统的输出向量  $\mathbf{y}(k)$ ;
- 2) 形成递推参数估计方程

$$\mathbf{y}(k) = \hat{\Theta}^T(k)\boldsymbol{\varphi}(k-d) + \boldsymbol{\varepsilon}(k).$$

式中

$$\begin{aligned} \hat{\Theta}(k) = & [\hat{A}_1, \hat{A}_2, \dots, \hat{A}_{n_a}; \hat{B}_0, \hat{B}_1, \dots, \hat{B}_{n_b}; \hat{C}_1, \hat{C}_2, \dots, \hat{C}_{n_c}]^T, \\ \boldsymbol{\varphi}(k-d) = & [-\mathbf{y}^T(k-1), -\mathbf{y}^T(k-2), \dots, -\mathbf{y}^T(k-n_a); \\ & \mathbf{u}^T(k-d), \mathbf{u}^T(k-d-1), \dots, \mathbf{u}^T(k-d-n_b); \\ & \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^T(k-1), \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^T(k-2), \dots, \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}^T(k-n_c)]^T; \end{aligned}$$

- 3) 用增广矩阵法递推估计参数  $\hat{\Theta}(k)$

$$\begin{aligned} \hat{\Theta}(k) = & \hat{\Theta}(k-1) + \frac{P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k-d)\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}(k)}{\lambda + \boldsymbol{\varphi}^T(k-d)P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k-d)}, \\ P(k) = & \left[ P(k-1) - \frac{P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k-d)\boldsymbol{\varphi}^T(k-d)P(k-1)}{\lambda + \boldsymbol{\varphi}^T(k-d)P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k-d)} \right] / \lambda, \end{aligned}$$

$$\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}(k) \triangleq \mathbf{y}(k) - \hat{\Theta}^T(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k-1);$$

- 4) 将参数估计值  $\hat{\Theta}(k)$  代入(2.12)式计算控制律  $\mathbf{u}(k)$ ;
- 5) 返回步骤 1) 重复执行上述过程。

采用预报器进行预报后,由于消除了闭环特征方程中的时延因子  $z^{-d}$ ,使闭环特征方程的阶次降低。控制器参数多项式矩阵  $F(z^{-1})$ ,  $G(z^{-1})$  的阶次也较其它自校正控制算法低,因而在线计算量减少,易于实现。且本算法可适用于非最小相位系统。

模型时延步数  $d$  是按调试中最小基本时延选取的,当系统实际时延变大时,在线辨识的模型参数  $B_0$  阵的各元素变小,但控制器方程中仅与  $B(1)$  阵有关,而不必求  $B_0$  阵的逆,避免了太大的控制量。

本算法直接应用了 Keyser 的多步预报器<sup>[5]</sup>进行自适应预报,即

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}(k+d/k) = & -\hat{A}_1\hat{\mathbf{y}}(k+d-1/k) - \hat{A}_2\hat{\mathbf{y}}(k+d-2/k) - \dots \\ & - \hat{A}_{n_a}\hat{\mathbf{y}}(k+d-n_a/k) + \hat{B}_0\mathbf{u}(k) + \hat{B}_1\mathbf{u}(k-1) + \dots \\ & + \hat{B}_{n_b}\mathbf{u}(k-n_b). \end{aligned}$$

此为近似最小方差预报,且随着预报步数增加或外界干扰的增强,其误差也随之增大,但当过程控制平稳,模型参数估计值收敛以后,其预报误差还是小的,与固定模型的 Smith 预报器相比,其预报误差有较大的改善,因此提高了本算法的“鲁棒性”。

### 三、仿真研究

为了配置合适的闭环极点和研究本算法的跟踪能力, 对罩式退火炉的数学模型<sup>[7]</sup>进行了仿真研究, 其数学模型为

$$\mathbf{y}(k) + A_1 \mathbf{y}(k-1) + A_2 \mathbf{y}(k-2) = B_0 \mathbf{u}(k-3) + B_1 \mathbf{u}(k-4) + \mathbf{e}(k). \quad (3.1)$$

式中  $\mathbf{y}(k) = [y_1(k), y_2(k), y_3(k)]^T$ ,  $\mathbf{u}(k) = [u_1(k), u_2(k), u_3(k)]^T$ ,

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.638806 & -0.196805 & -0.118029 \\ -0.024081 & -0.535597 & -0.247302 \\ -0.021666 & -0.081332 & -0.555747 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -0.171519 & 0.119028 & 0.060035 \\ -0.052144 & -0.168870 & 0.087076 \\ -0.026616 & 0.041570 & -0.234913 \end{bmatrix},$$

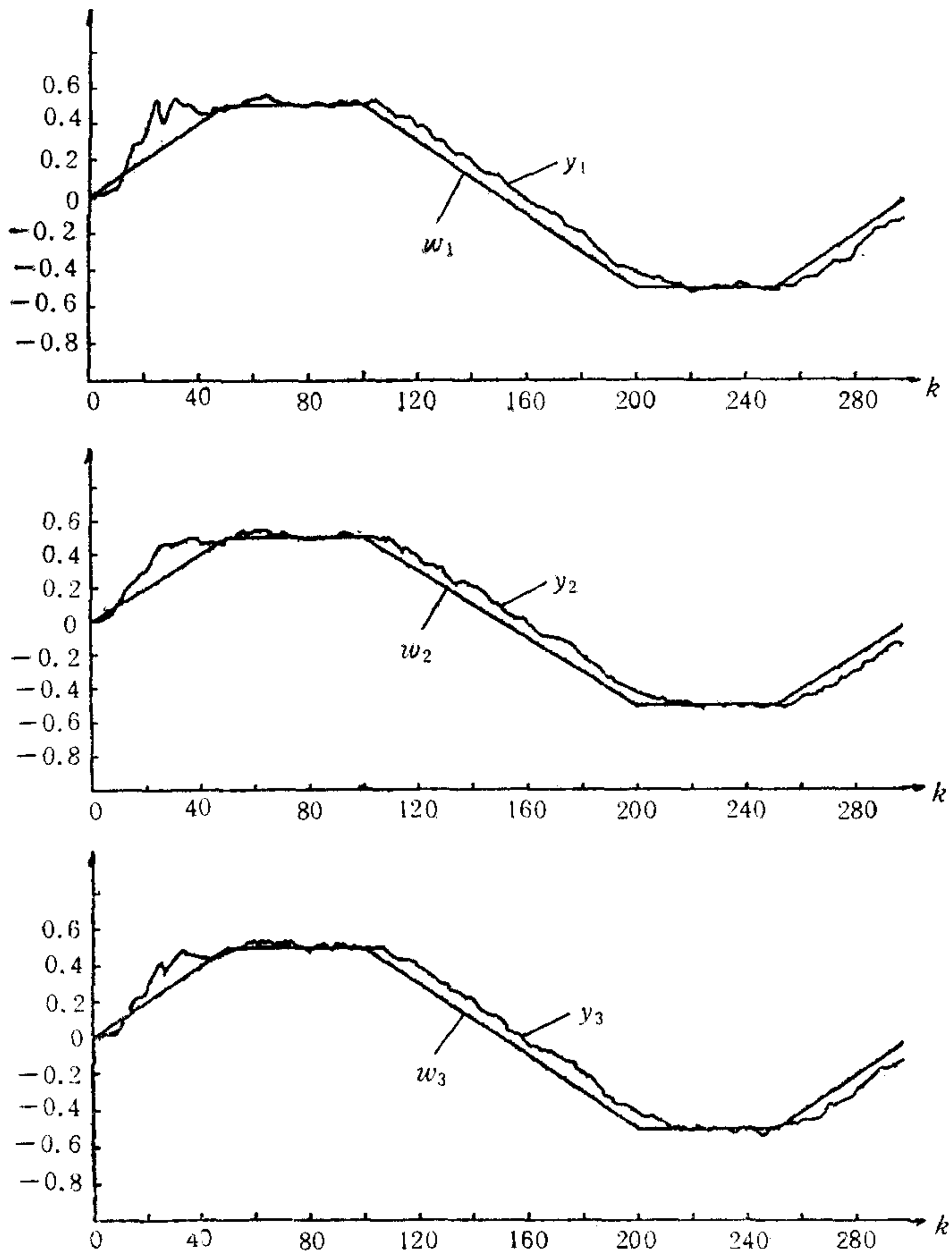


图2 算法的仿真结果



$$B_0 = \begin{bmatrix} 0.026057 & 0.006850 & 0.010944 \\ 0.013953 & 0.029613 & 0.005208 \\ 0.007045 & 0.014933 & 0.011600 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.013623 & 0.001332 & 0.003966 \\ 0.012563 & 0.033703 & 0.003766 \\ 0.002743 & 0.011982 & 0.008917 \end{bmatrix}.$$

经分析此为一开环稳定,非最小相位系统。

仿真时系统噪声用三个独立同分布的  $N(0,0.18)$  正态随机序列模拟,递推模型结构与(3.1)式相同,估计参数初始值  $\hat{B}_0$  阵选为原模型的  $B_0$  值,其余各量均选为 0,  $P(k)$  阵初始值  $P(0) = 10^4 I$ ,参考输入信号选为梯形波,幅值为  $\pm 0.5$ ,周期为 300 次,配置的闭环极点选为三个 0.85 的重根。仿真结果如图 2 所示。

从图 2 可以看出,本算法有较好的调节特性和跟踪特性。仿真时取  $K(z^{-1}) = K_0$ ,故对恒值给定稳态无偏,对斜坡输入则有一定的跟踪误差,且仿真结果还表明本算法适用于非最小相位系统。

#### 四、实时控制结果

本算法已用于太原钢铁公司轧辊厂的三座罩式退火炉微机自适应群控系统上。该退火炉加热电阻带分成炉墙、炉底和炉顶三部分,总功率为 350KW,各部分分别由三相可控硅调功器供电,改变这三组调功器的触发电压,即可改变电阻带的加热功率对炉温进行调节,测温元件用镍铬-镍铝热电偶,共安装了八支(炉顶、炉底各三支,炉墙两支),但只用炉墙、炉底和炉顶的各一支热电偶作为反馈和输出信号,因此该系统可看成是一个三输入-三输出的多变量系统。

该系统用一台 BCM-III A 微型机群控三座退火炉, CPU 为 Z80A,内存为 64KRAM, 2KROM。在硬件系统设计时,为使现场的操作和维护方便、工作可靠,做到了系统结构简单,抗干扰能力强。实际运行表明,系统的硬件设计合理,运行可靠。

实时控制软件用 Z80 汇编语言编写,数据用五字节浮点数表示,程序结构采用模块结构,由主程序文件、功能子程序文件和通用子程序文件组成,模块之间通过数据区进行信息交换。该软件有较高的数值计算精度,结构灵活。在主程序中通过合理开辟和管理各种数据区,使三座退火炉共用同一程序,群控程序简单。控制软件具有自动报警、显示、打印报表和在线修改参数等功能,软件使用简单,方便。

根据退火过程中的物理特性及操作工人的运行经验,在软件中加入一些分析、判断和决策功能,运行结果表明,这些措施有利于系统的稳定运行。

在采样时间为 30 秒,模型结构取  $n_a = 2$ ,  $n_b = 1$ ,  $n_c = 0$ ,  $d = 4$ ,参数估计采用递推最小二乘法,给定闭环极点多项式阵为

$$T(z^{-1}) = I + \begin{bmatrix} -0.75 & 0 & 0 \\ 0 & -0.75 & 0 \\ 0 & 0 & -0.75 \end{bmatrix} z^{-1}.$$

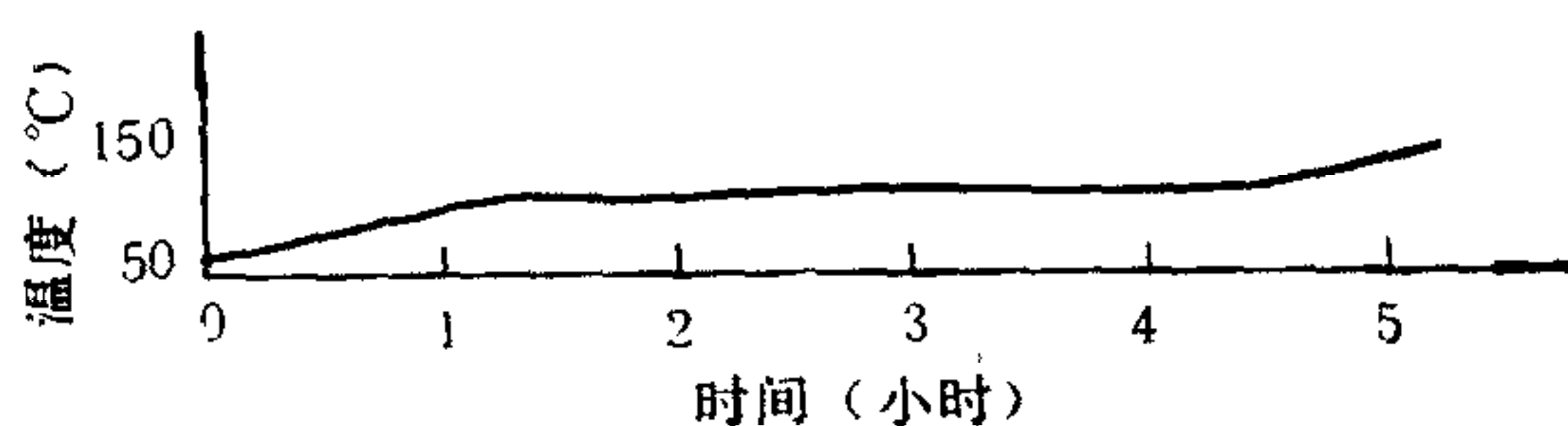


图3 多变量极点配置自校正 Smith 算法实时控温曲线

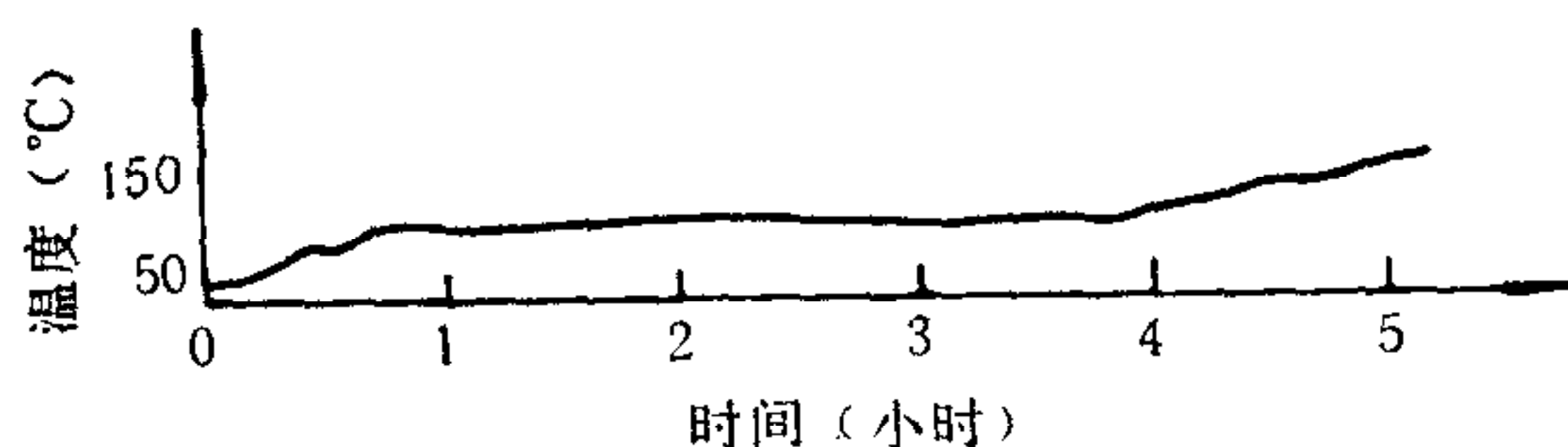


图4 仪表 PID 控温曲线

实时控温曲线如图 3 所示。从图中可看出,系统投入运行后很快就进入稳态过程,稳态调节误差大多在  $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$  之内,最大不超过  $\pm 3^{\circ}\text{C}$ ,可无偏地从升温进入恒温阶段,升温过程中约有  $2^{\circ}\text{C}$  的跟踪误差,炉内温度场均匀度在  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  以内。为了便于对比,图 4 给出用 PID 仪表的控温曲线,其控温误差为  $\pm 10^{\circ}\text{C}$ ,炉内温度场均匀度为  $\pm 12^{\circ}\text{C}$ 。

## 五、结 论

本文所提出的多变量极点配置自校正 Smith 控制算法结构简单,输出跟踪效果好,可实现稳态无偏,兼有 Smith 预估器和自校正调节器的优点。适用于具有大时延的多变量慢时变系统。硬件系统设计合理,运行可靠,抗干扰能力强。控制软件结构灵活,通用性强,且具有某些判断和决策功能。在罩式退火炉上的控温结果表明,本算法具有较高的控制精度,优于仪表 PID 调节器。

## 参 考 文 献

- [1] Smith, O. J. M., Close Control of Loops with Dead Time, *Chemical Engineering Progress*, 53(1967), No. 5.
- [2] Lee, S. J. et al., Application of Optimizing Controllers to Variable Time-delay Processes, American Control Conference, Boston, 1985.
- [3] Chien, I-L., Mellichamp, D. A. and Seborg, D. W., Multivariable Self-tuning Controller with Time-delay Compensation, 7th IFAC Symp. on Identification and System Parameter Estimation, York, U. K., 1985.
- [4] Åström, K. J. and Wittenmark, B., Self-tuning Controllers Based on Pole-zero Placement, *IEE Proc.* 127 (1980), 120—130.
- [5] Keyser, R. M. C. DE et al., A Self-tuning Multistep Predictor Application, *Automatica*, 17(1981), 167—174.
- [6] 黄程阳、舒迪前,一类多变量自校正控制器及其收敛性分析,北京钢铁学院学报,1986,第一期。
- [7] 郑福建、刘宏才、王京、吴保亮、舒迪前,微型计算机在罩式退火炉数学模型建立中的应用,特殊钢,1986,第二期。

## MULTIVARIABLE POLE ASSIGNMENT SELF-TUNING SMITH CONTROLLER AND ITS APPLICATION

LIU HONGCAI    ZHENG FUJIAN    WU BAOLIAN    WANG JING    SHU DIQIAN

*(University of Science and Technology Beijing)*

### ABSTRACT

By combining self-tuning controller with Smith-predictor, a multivariable pole assignment self-tuning Smith controller is proposed for industrial processes with long time delay. The proposed controller not only can predict the process output and adapt to the control of non-minimum phase system but also has an asymptotic servo property. Its structure is simple. The algorithm has been used to control a group of cover annealing furnaces with microcomputer in an iron and steel company. The control accuracy and temperature distribution nonuniformity in the annealing furnace are within  $\pm 3^{\circ}\text{C}$ .

**Key words** ——Self-tuning control; multivariable control system; parameter estimation, Smith predictor.