

智能自适应控制及其在轧辊退火炉上的应用¹⁾

舒迪前 刘宏才 吴保亮 王 京 郑福建 黄程阳
(北京科技大学自动化系)

摘 要

本文结合轧辊退火炉计算机温度智能自适应群控系统,研究了被控对象的数学模型、自适应控制算法、智能控制器设计及有关控制结果。所提出的控制算法,一种为 PID 自校正调节器(PIDSTR),另一种为输入输出维数不等的多变量极点配置自校正预测控制器(MPSTPC)。智能控制器采用产生式结构,参与过程的复合调节。实控结果表明,系统鲁棒性增强,跟踪和调节性能好;控温偏差和炉内温度场不均匀度均在 $\pm 3^{\circ}\text{C}$ 以内。

关键词: 工业过程控制,多变量系统,自适应控制,智能控制。

一、引 言

轧辊退火炉用于某钢铁厂一米七热连轧机进行轧辊退火处理。全车间有 $6.2^{\text{m}} \times 3.1^{\text{m}} \times 2.5^{\text{m}}$ 轧辊退火炉三座,每座电阻带分成炉墙、炉顶和炉底三部分,分别由总功率为 350 kW 的三组调功器供电,用改变调功器的加热功率调节炉温。三组测温热电偶分别装于炉墙、炉底和炉顶,因此该系统为一三输入三输出的多变量系统。

退火时要求炉温按给定工艺曲线工作,在升温和恒温过程中,要求炉温偏差 $\leq \pm 5^{\circ}\text{C}$,炉内温度不均匀度 $\leq \pm 10^{\circ}\text{C}$ 。为此设计了智能自适应复合控制器,以提高系统的鲁棒性和控温精度。运行结果表明,控温精度达到了预期目标。

二、罩式退火炉的数学模型^[1]

为建立退火炉的数学模型,将三个相互错开 85 码的伪随机二位式周期信号(PRBS),同时迭加在主信号的三个输入端,信号幅值 $a = (10 - 20\%)U_0$,钟周期 $\Delta T = 3\text{min}$,序列长度 $N = 255$ 。

假设状态 1 对应于 $+a$ 伏,状态 0 对应于 $-a$ 伏,则产生三路相互错开 85 码,长度 $N = 255$ 伪随机信号的特征多项式分别为

本文于 1988 年 7 月 14 日收到。

1) 国家自然科学基金资助项目,本项目获冶金部科技成果二等奖。

$$\begin{aligned} D^8 \oplus D^6 \oplus D^5 \oplus D^4 \oplus D^0 &= 0, \\ D^1 \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^7 &= D^{170}, \\ D^0 \oplus D^1 \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^7 &= D^{85}. \end{aligned}$$

式中 D^i 为前移 i 个状态的代数移位算子, \oplus 为模二加。

采集上述三路 M 序列信号和系统输出数据 $\{u_k\}$, $\{y_k\}$, 经数据处理后再应用相关分析-最小二乘法即可建立退火炉的数学模型。已求得 350°C 时的模型为

$$\mathbf{y}(k) + A_1 \mathbf{y}(k-1) + A_2 \mathbf{y}(k-2) = B_0 \mathbf{u}(k-1) + B_1 \mathbf{u}(k-2) + \boldsymbol{\varepsilon}(k). \quad (1)$$

式中 $\mathbf{y}(k) = \{y_1(k), y_2(k), y_3(k)\}^T$ 为可测输出向量, $y_1(k)$, $y_2(k)$ 和 $y_3(k)$ 分别表示炉墙、炉底和炉顶的温度。 $\mathbf{u}(k) = [u_1(k), u_2(k), u_3(k)]^T$ 为可测输入向量; $\boldsymbol{\varepsilon}(k) = [\varepsilon_1(k), \varepsilon_2(k), \varepsilon_3(k)]^T$ 为系统拟合残差, 经白性检验近似为白噪声。模型参数为

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -0.636806, & -0.196806, & -0.118029 \\ -0.024081, & -0.5355597, & -0.247302 \\ -0.021666, & -0.081332, & -0.555747 \end{bmatrix}, & A_2 &= \begin{bmatrix} -0.171519, & +0.119028, & 0.060035 \\ -0.052144, & -0.168370, & 0.087076 \\ -0.026616, & 0.041570, & -0.234913 \end{bmatrix}, \\ B_0 &= \begin{bmatrix} 0.026050, & 0.006850, & 0.010944 \\ 0.013953, & 0.029613, & 0.005208 \\ 0.007045, & 0.014933, & 0.071600 \end{bmatrix}, & B_1 &= \begin{bmatrix} 0.013623, & 0.001332, & 0.003966 \\ 0.012663, & 0.033703, & 0.003766 \\ 0.002743, & 0.011982, & 0.008917 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

计算特征根, 由 $\det A(z) = 0$ 得 $z_{1,2} = -0.1806 \pm j0.0695$, $z_{3,4} = -0.1286 \pm j0.5988$, $z_5 = 0.4261$, $z_6 = 0.8170$; 由 $\det B(z) = 0$ 得 $z_1 = -0.5051$, $z_2 = -0.9618$, $z_3 = -1.2131$. 显见 $B(z)$ 有一根在单位圆外, 故该系统为一开环稳定的非最小相位系统。

三、自适应控制算法研究

1. PID 自校正调节器 (PIDSTR)^[2]——算法一

设过程模型的三个子系统可通用一随机离散差分方程描述

$$A_i(z^{-1})y_i(k) = z^{-d}B_i(z^{-1})u_i(k) + \varepsilon_i(k), \quad (i = 1, 2, 3). \quad (2)$$

式中 $y_i \in \mathbf{R}'$, $u_i \in \mathbf{R}'$, $\varepsilon_i \in \mathbf{R}'$ 分别为第 i 个输出、输入及不可测有界扰动; $d-1$ 为系统纯滞后; z^{-1} 为单位滞后算子; $A_i(z^{-1})$, $B_i(z^{-1})$ 分别为

$$A_i(z^{-1}) = 1 + \sum_{j=1}^{n_a} a_{ij}z^{-j}, \quad B_i(z^{-1}) = \sum_{j=0}^{n_b} b_{ij}z^{-j}, \quad (i = 1, 2, 3).$$

要求 $A_i(z^{-1})$ 开环稳定, 其阶次取 $n_a = 2$, $n_b = 1$.

控制器方程具有下列结构:

$$F_i(z^{-1})u_i(k) = G_i(z^{-1})[W_i(k) - y_i(k)] = G_i(z^{-1})e_i(k). \quad (3)$$

取

$$\begin{aligned} F_i(z^{-1}) &= (1 - z^{-1})F'_i(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + f'_{i1}z^{-1}), \\ G_i(z^{-1}) &= g_{i0} + g_{i1}z^{-1} + g_{i2}z^{-2} = g_{i0}(1 + g'_{i1}z^{-1} + g'_{i2}z^{-2}) = g_{i0}G'_i(z^{-1}). \end{aligned}$$

式中 $W_i \in \mathbf{R}'$, $e_i \in \mathbf{R}'$ 分别为参考输入和误差信号。

若系统为开环稳定的非最小相位系统, 则采用控制器零点与对象极点对消方案, 即

$G'_i(z^{-1}) = A_i(z^{-1})$, 并令 $F'_i(z^{-1}) = 1$, 则闭环系统和控制律方程分别为

$$y_i(k) = \frac{g_{i0}b_{i0}(1 + b'_{i1}z^{-1})z^{-d}}{1 - z^{-1} + g_{i0}(b_{i0} + b_{i1}z^{-1})z^{-d}} W_i(k) + \frac{1 - z^{-1}}{A_i(z^{-1})[1 - z^{-1} + g_{i0}(b_{i0} + b_{i1}z^{-1})z^{-d}]} \varepsilon_i(k), \quad (4)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + g_{i0}e_i(k) + g_{i0}a_{i1}e_i(k-1) + g_{i0}a_{i2}e_i(k-2). \quad (5)$$

闭环系统稳定性由其特征方程确定, 即

$$z^{d+1} - z^d + g_{i0}b_{i0}z + g_{i0}b_{i1} = 0. \quad (6)$$

作双线性变换 $z = \frac{1+r}{1-r}$, 当采样周期 $T_0 = 30$ 秒, 系统滞后 $d = 5$ 时, (6) 式可改写成

$$(2 + g_{i0}b_{i1} - g_{i0}b_{i0})r^6 + (10 + 4g_{i0}b_{i0} - 6g_{i0}b_{i1})r^5 + (20 - 5g_{i0}b_{i0} + 15g_{i0}b_{i1})r^4 + (20 - 20g_{i0}b_{i1})r^3 + (10 + 5g_{i0}b_{i0} + 15g_{i0}b_{i1})r^2 + (2 - 4g_{i0}b_{i0} - 6g_{i0}b_{i1})r + (g_{i0}b_{i0} + g_{i0}b_{i1}) = 0. \quad (7)$$

闭环系统稳定的必要条件为 (7) 式中的系数均大于零. 若选取 $0 < g_{i0}b_{i0} < 1$, 并解 (7) 式系数均大于零的方程组有

$$\frac{1 - 2g_{i0}b_{i0}}{3g_{i0}} > b_{i1} > -b_{i0}, \quad (i = 1, 2, 3). \quad (8)$$

按上述范围再考虑稳定充分条件, 即可确定 g_{i0}, b_{i0}, b_{i1} 的取值大小.

稳态时系统的跟踪和调节特性由 (4) 式确定

$$1) \lim_{z \rightarrow 1} \frac{g_{i0}(b_{i0} + b_{i1}z^{-1})z^{-d}}{1 - z^{-1} + g_{i0}(b_{i0} + b_{i1}z^{-1})z^{-d}} \rightarrow 1 \quad (\text{跟踪特性}),$$

$$2) \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1 - z^{-1}}{A_i(z^{-1})[1 - z^{-1} + g_{i0}(b_{i0} + b_{i1}z^{-1})z^{-d}]} \rightarrow 0 \quad (\text{调节特性}).$$

上式表明, 闭环系统对阶跃参考输入和阶跃扰动能分别实现无偏跟踪和调节.

对于最小相位系统, 令 $G'_i(z^{-1}) = A_i(z^{-1}), F'_i(z^{-1}) = 1 + f_{i1}z^{-1} = 1 + \frac{b_{i1}}{b_{i0}}z^{-1}$,

则控制律方程为

$$u_i(k) = u_i(k-1) + g_{i0}e_i(k) + g_{i0}a_{i1}e_i(k-1) + g_{i0}a_{i2}e_i(k-2) + \frac{b_{i1}}{b_{i0}}[u_i(k-2) - u_i(k-1)]. \quad (9)$$

为保证系统稳定, 参数取值范围应为 $0 < g_{i0}b_{i0} < \frac{2}{5}$.

当被控对象参数未知或慢时变时, 需在线辨识原模型参数再计算控制律. 如令 b_{i0} 不参加辨识, 应用递推最小二乘法 (RLS) 有

$$\hat{\theta}_i(k) = \hat{\theta}_i(k-1) + K_i(k)[y_i(k) - b_{i0}u_i(k-d) - \varphi_i^T(k-d)\hat{\theta}_i(k-1)], \quad (10)$$

$$K_i(k) = \frac{P_i(k-1)\varphi_i(k-d)}{\alpha + \varphi_i^T(k-d)P_i(k-1)\varphi_i(k-d)}, \quad (11)$$

$$P_i(k) = \frac{1}{\alpha} \left[P_i(k-1) - \frac{P_i(k-1)\varphi_i(k-d)\varphi_i^T(k-d)P_i(k-1)}{\alpha + \varphi_i^T(k-d)P_i(k-1)\varphi_i(k-d)} \right], \quad (12)$$

式中

$$\begin{aligned} \varphi_i(k-d) &= [u_i(k-d-1), -y_i(k-1), -y_i(k-2)]^T, \\ \hat{\theta}_i(k) &= [\hat{b}_{i1}, \hat{d}_{i1}, \hat{d}_{i2}]^T, \quad (i = 1, 2, 3). \end{aligned}$$

将 $\hat{\theta}_i(k)$ 代入 (5) 或 (9) 式, 即可计算控制律.

本算法的计算步骤如下:

- 1) 测量输出变量 $y_i(k)$;
- 2) 按 (10) — (12) 式估计原模型参数;
- 3) 检验辨识出参数的有效性;
- 4) 用 (5) 或 (9) 式计算控制律后返回 1).

2. 多变量极点配置自校正预测控制器 (MPSTPC)^[3] —— 算法二

设过程模型可用一输入输出维数不等的多变量随机线性离散差分方程描述

$$A(z^{-1})\mathbf{y}(k) = z^{-d}B(z^{-1})\mathbf{u}(k) + \boldsymbol{\varepsilon}(k). \tag{13}$$

式中 $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^p$, $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^q$, $\boldsymbol{\varepsilon} \in \mathbf{R}^p$ 分别为输出, 输入和不可测的有界扰动向量.

$$A(z^{-1}) \in \mathbf{R}^{p \times p}(z^{-1}), \quad B(z^{-1}) \in \mathbf{R}^{p \times q}(z^{-1}), \quad p \neq q.$$

要求 $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ 左互质, 其阶次分别为 n_a , n_b , 并要求 $A(z^{-1})$ 开环稳定, 对 $B(z^{-1})$ 的根不作要求. 图 1 为闭环系统框图.

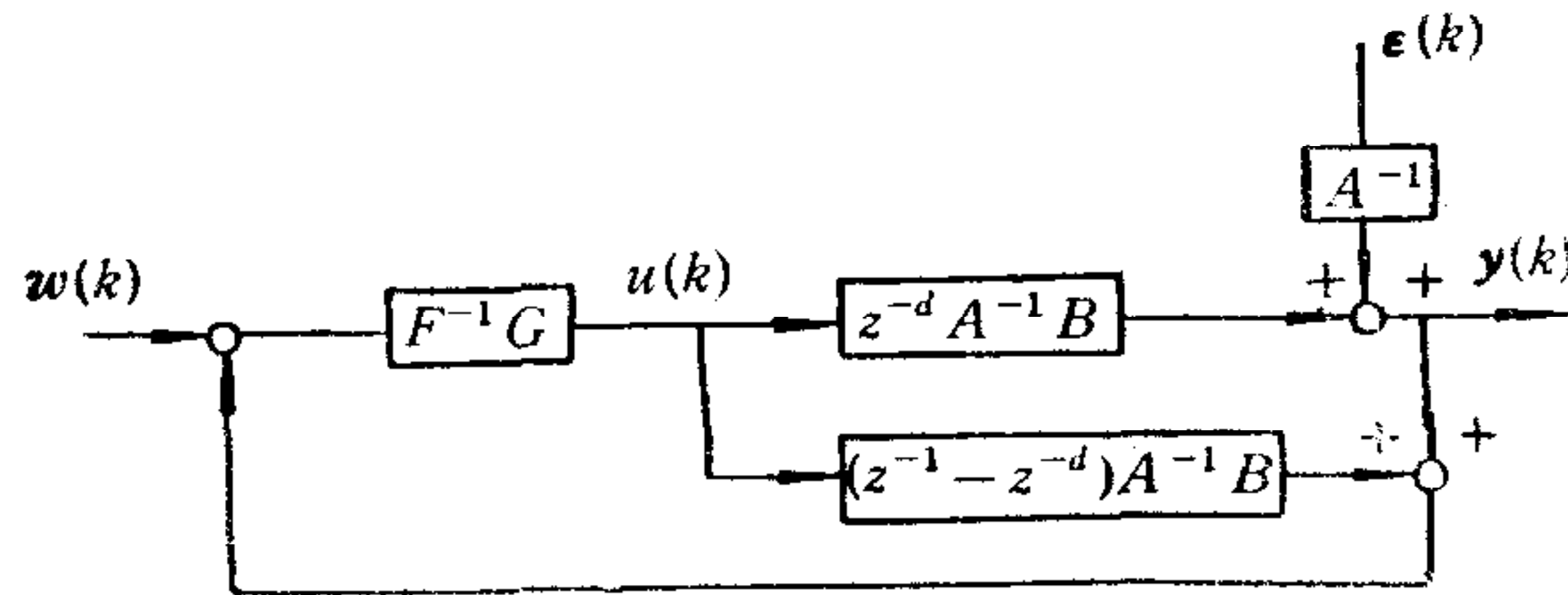


图 1 MPSTPC 闭环系统框图

控制器方程为

$$F(z^{-1})\mathbf{u}(k) = G(z^{-1})[\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k) - (z^{-1} - z^{-d})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})\mathbf{u}(k)]. \tag{14}$$

整理得

$$\begin{aligned} [F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})]\mathbf{u}(k) \\ = G(z^{-1})\mathbf{w}(k) - G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})\boldsymbol{\varepsilon}(k). \end{aligned} \tag{15}$$

式中 $F(z^{-1}) \in \mathbf{R}^{q \times q}(z^{-1})$, $G(z^{-1}) \in \mathbf{R}^{q \times p}(z^{-1})$, 且 $F(z^{-1})$, $G(z^{-1})$ 左互质, $F(0) = I_{q \times q}$.

闭环系统输出方程与特征方程由下式确定:

$$\left[\begin{array}{cc|cc} A(z^{-1}), & -z^{-d}B(z^{-1}) & -1 & 0 \\ 0, & F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1}), & G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1}), & -G(z^{-1}) \\ \hline I & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \times \begin{bmatrix} \mathbf{y}(k) \\ \mathbf{u}(k) \\ \boldsymbol{\varepsilon}(k) \\ \mathbf{w}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mathbf{y}(k) \end{bmatrix}. \tag{16}$$

得

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(k) = & z^{-d}A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})[F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})]^{-1}G(z^{-1})\mathbf{w}(k) \\ & + \{A^{-1}(z^{-1}) - z^{-d}A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})[F(z^{-1}) \\ & + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})]^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})\}\mathbf{e}(k), \end{aligned} \quad (17)$$

$$\det A(z^{-1}) \cdot \det [F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})] = 0. \quad (18)$$

对于开环稳定系统配置如下闭环极点:

$$F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1}) = T(z^{-1}). \quad (19)$$

并取

$$G(z^{-1}) = K_1(z^{-1})A(z^{-1}), \quad (20)$$

则有

$$F(z^{-1}) = T(z^{-1}) - z^{-1}K_1(z^{-1})B(z^{-1}). \quad (21)$$

式中 $T(z^{-1}) \in \mathbf{R}^{q \times q}(z^{-1})$, $K_1(z^{-1}) \in \mathbf{R}^{q \times p}(z^{-1})$, 其阶次关系为

$$\deg T = n_t \leq n_b + n_{K_1} + 1, \quad \deg G = n_a + n_{K_1}, \quad \deg F = \max\{n_t, n_b + n_{K_1} + 1\},$$

进一步选增益阵

$$K_1(1) = T(1)B_R^{-1}(1). \quad (22)$$

式中 $T(1) = I_{q \times q} + \sum_{j=1}^{n_t} T_j$, $B_R^{-1}(z^{-1}) \in \mathbf{R}^{q \times p}(z^{-1})$ 为 $B(z^{-1})$ 的右逆阵, 即

$$B(z^{-1})B_R^{-1}(z^{-1}) = I_{p \times p} \quad (\text{要求 } q \geq p). \quad (23)$$

则由 (17), (19), (20), (22) 式有

$$1) \lim_{z \rightarrow 1} z^{-d}A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})T^{-1}(z^{-1})G(z^{-1}) \rightarrow I_{p \times p} \quad (\text{跟踪特性}),$$

$$2) \lim_{z \rightarrow 1} [A^{-1}(z^{-1}) - z^{-d}A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})T^{-1}(z^{-1})G(z^{-1})A^{-1}(z^{-1})] \rightarrow 0_{p \times p} \quad (\text{调节特性}).$$

可见闭环系统在稳态时, 对阶跃参考输入和阶跃扰动能分别实现无偏跟踪和调节。

控制器方程可将 (19), (20) 式代入 (14) 式求得

$$[T(z^{-1}) - z^{-d}K_1(z^{-1})B(z^{-1})]\mathbf{u}(k) = K_1(z^{-1})A(z^{-1})[\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k)]. \quad (24)$$

为进一步简化控制器方程, 令配置的闭环极点多项式矩阵 $T(z^{-1}) = I_{q \times q} + T_1 z^{-1}$. 再考虑到 (22) 式, 则控制器方程可改写成

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) = & -T_1 \mathbf{u}(k-1) + T(1)B_R^{-1}(1)B(z^{-1})\mathbf{u}(k-d) \\ & + T(1)B_R^{-1}(1)A(z^{-1})\mathbf{e}(k). \end{aligned} \quad (25)$$

上面是考虑 $p \neq q$ 的一般情况. 当 $p = q$ 时, 注意 $B(z^{-1})$, $G(z^{-1})$, $K_1(z^{-1})$, $B_R^{-1}(z^{-1})$ 等均为 $p \times p$ 维方阵, 并假设系统进入稳态后控制量变化不大, 即

$$B(z^{-1})\mathbf{u}(k) \doteq B(1)\mathbf{u}(k),$$

则控制器方程可简化成

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) = & \mathbf{u}(k-d) - T_1[\mathbf{u}(k-1) - \mathbf{u}(k-d)] \\ & + T(1)B_R^{-1}(1)A(z^{-1})[\mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k)]. \end{aligned} \quad (26)$$

比较 (25), (26) 两式可知对输入输出维数相等 ($p = q$) 的系统, 控制器方程具有较为简洁的形式。

当模型参数未知或缓变时, 应用递推最小二乘法在线辨识当 $p \neq q$ 时的原模型参数,

其中令 $B_{0p \times q}$ 不参加在线辨识, 其值由离线建模结果和实际运行经验综合考虑后给定.

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + K(k)[\mathbf{y}(k) - \hat{\Theta}^T(k-1)\varphi(k-d) - B_0\mathbf{u}(k-d)]^T, \quad (27)$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)\varphi(k-d)}{\alpha + \varphi^T(k-d)P(k-1)\varphi(k-d)}, \quad (28)$$

$$P(k) = \frac{1}{\alpha} \left[P(k-1) - \frac{P(k-1)\varphi(k-d)\varphi^T(k-d)P(k-1)}{\alpha + \varphi^T(k-d)P(k-1)\varphi(k-d)} \right]. \quad (29)$$

式中

$$\hat{\Theta} \triangleq [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_p] = [\hat{A}_1, \hat{A}_2, \hat{B}_1]^T,$$

$$\varphi(k-d) = [-\mathbf{y}^T(k-1), -\mathbf{y}^T(k-2), \mathbf{u}^T(k-d-1)]^T.$$

将 $\hat{\Theta}(k)$ 值代入 (26) 式, 再利用 (23) 式, 即可计算控制律.

本算法的计算步骤如下:

- 1) 测量系统输出向量 $\mathbf{y}(k)$;
- 2) 用递推最小二乘法估计原模型参数 $\hat{\Theta}(k)$;
- 3) 检验并判断估计参数的有效性;
- 4) 计算 $B(z^{-1})$ 的右逆阵 $B_R^-(z^{-1})$, 并给定 $T(z^{-1})$;
- 5) 将 $\hat{\Theta}(k)$ 及 $B_R^-(z^{-1})$ 代入 (26) 式计算控制律后返回 1).

本算法由于消去了闭环特征方程中的时延 z^{-d} , 故特征方程和控制器方程的阶次均较低, 易于计算, 且适用于非最小相位系统.

四、智能控制器的设计^[4]

在应用上节所述的自适应控制算法进行控制时, 用一二阶模型描述实际上为一分布参数的被控对象时, 其未建模部分和随机干扰等均对系统产生不良影响, 调试和运行中还发现模型参数时变. 低温时原为最小相位系统, 进入高温区后变成了非最小相位系统, 且延滞时间 d 随炉温升高而变短. 因上述原因, 常使炉温波动增大. 为提高控温精度, 增强系统鲁棒性, 在自适应控制器的基础上设计了智能控制器 (图 2). 当炉温出现较大波动

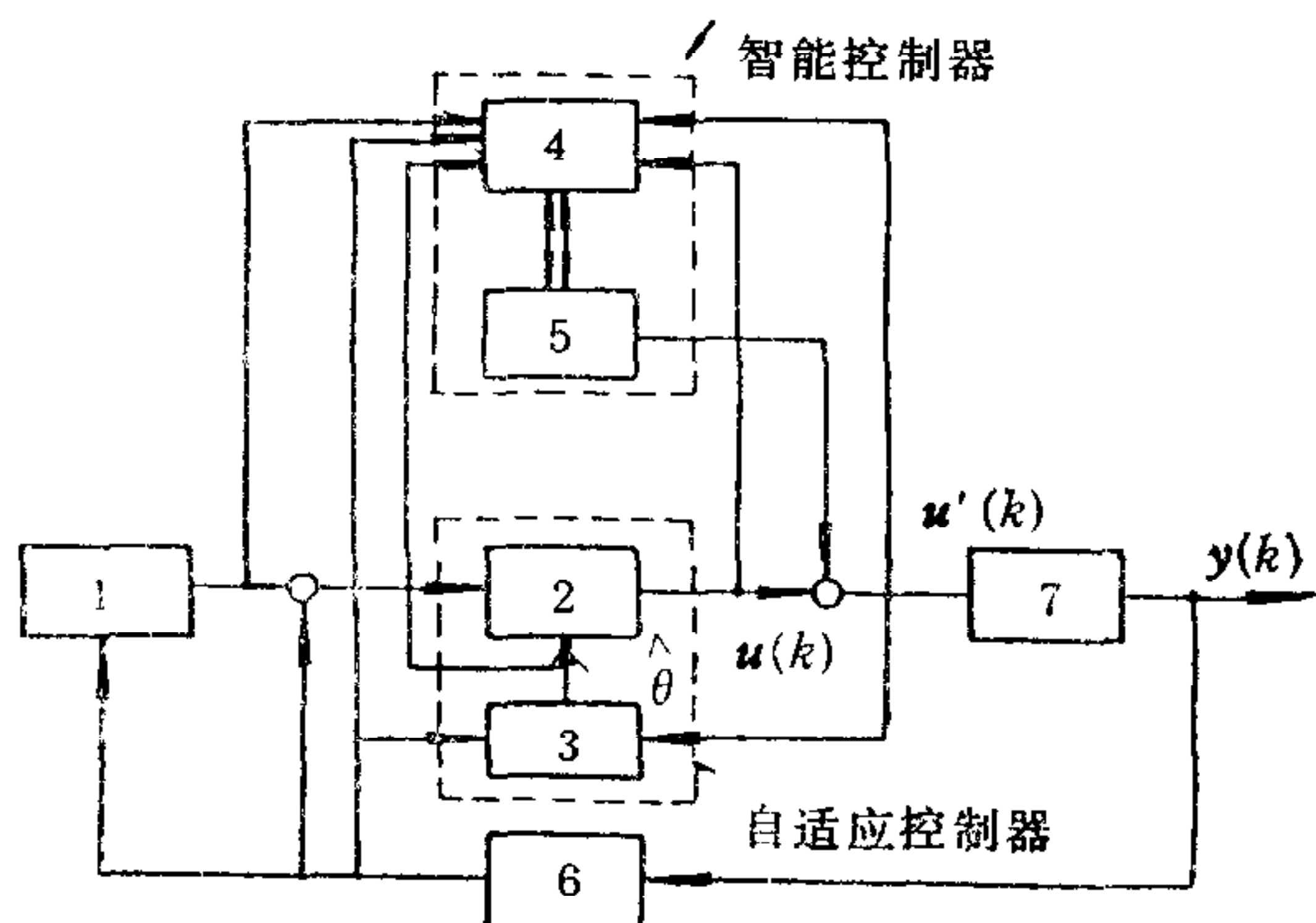


图 2 智能自适应控制器框图

1. 参考输入; 2. 控制器; 3. 估计器; 4. 知识库;
5. 推理决策; 6. 检测器; 7. 炉子

时, 智能控制器参与对控制量或参数的修正和调节.

智能控制器的知识库采用产生式结构, 根据系统调试运行中的经验数据、数学模型结构和参数变化的规律及约束条件等方面的知识归纳整理而成, 运行时通过推理机的推理判断, 作出相应的控制决策. 知识库中的规则集主要有:

若炉温连续五次采样值高于设定值, 且温度偏差 $e_i > +a$, 则减少控制量, 即 $u'_{iK} = u_{iK} - \alpha$;

若炉温连续五次采样值低于设定值,

且温度偏差 $e_i < -a$, 则增加控制量, 即 $u'_{iK} = u_{iK} + \alpha$;

若炉温连续十次采样值高于设定值, 温度偏差 $e_i > b$, 且 $\Delta e_i > 0$, 则减少控制量, 即 $u'_{iK} = u_{iK} - \beta$;

若炉温连续十次采样值低于设定值, 温度偏差 $e_i < -b$, 且 $\Delta e_i < 0$, 则增加控制量, 即 $u'_{iK} = u_{iK} + \beta$;

若炉温将从升温段进入恒温段, 温差 $e_i > 0$, 则在拐点前十步减少控制量, 即 $u'_{iK} = u_{iK} - \gamma$;

若所估对象模型参数不满足^[5,6]

$$1 + \sum_{j=1}^{n_a} A_j > 0; \sum_{j=0}^{n_b} B_j > 0; -\sum_{j=1}^{n_a} A_j + \sum_{j=0}^{n_b} B_j = I_p,$$

则用前次或一组理想模型参数代替;

若模型零点参数不满足稳定条件, 则用前次或一组稳定参数代替。

上述规则集中的 $a, b, c, \alpha, \beta, \gamma$ 等均为常数, 由调试经验确定; u_{iK} 为第 i 个子系统本次自适应控制律给出的控制量, $i = 1, 2, 3$ 。

在自校正控制器中引入知识库和推理机形成新的智能自适应复合控制器, 对控制量、参数和炉温进行在线监测与控制, 可大大减少炉温的波动, 提高系统的鲁棒性和运行可靠性。

五、实时控制结果与说明

下面就两种自适应控制算法调试中的一些问题加以说明, 并给出两种算法的实时运行曲线(图 3)。为便于比较也给出了常规仪表 PID 调节器的运行结果(图 3c)。运行中智能控制器已参与调节。

1. 算法一——PIDSTR

控温效果的好坏与 T_0 和 d 的选择有密切关系。经调试选择 $T_0 = 30$ 秒, $d = 5$ 。控温结果较好。

$g_{i0}b_{i0}$ 值的选择要兼顾系统的灵敏度和稳定性。 $g_{i0}b_{i0}$ 取大些, 灵敏度虽较好, 但受稳定条件约束, 故宜折衷考虑。

在控温过程中, 为试验其灵敏度, 突加人为干扰, 经过几个采样周期后炉温回到设定值, 表明系统抗扰能力强。图 3(b) 为其控温曲线, 从图中可看出, 系统无超调与振荡, 炉温波动小, 恒温段温差 $\leq \pm 1.5^\circ\text{C}$, 升温段温差在 $\pm 3^\circ\text{C}$ 以内。

图 3(c) 为 PID 仪表控温曲线, 其控温效果较差, 温度波动有时超过 $\pm 10^\circ\text{C}$, 显见 PIDSTR 的控温效果优于常规仪表。

2. 算法二——MPSTPC

算法二的采样周期 T_0 选为 30 秒, 纯滞后 $d \approx 4$ 。系统投入运行后参数估计的收敛时间约为 15 分, 参数收敛后系统进入稳态调节。图 3(a) 为其实时运行曲线, 炉温波动常

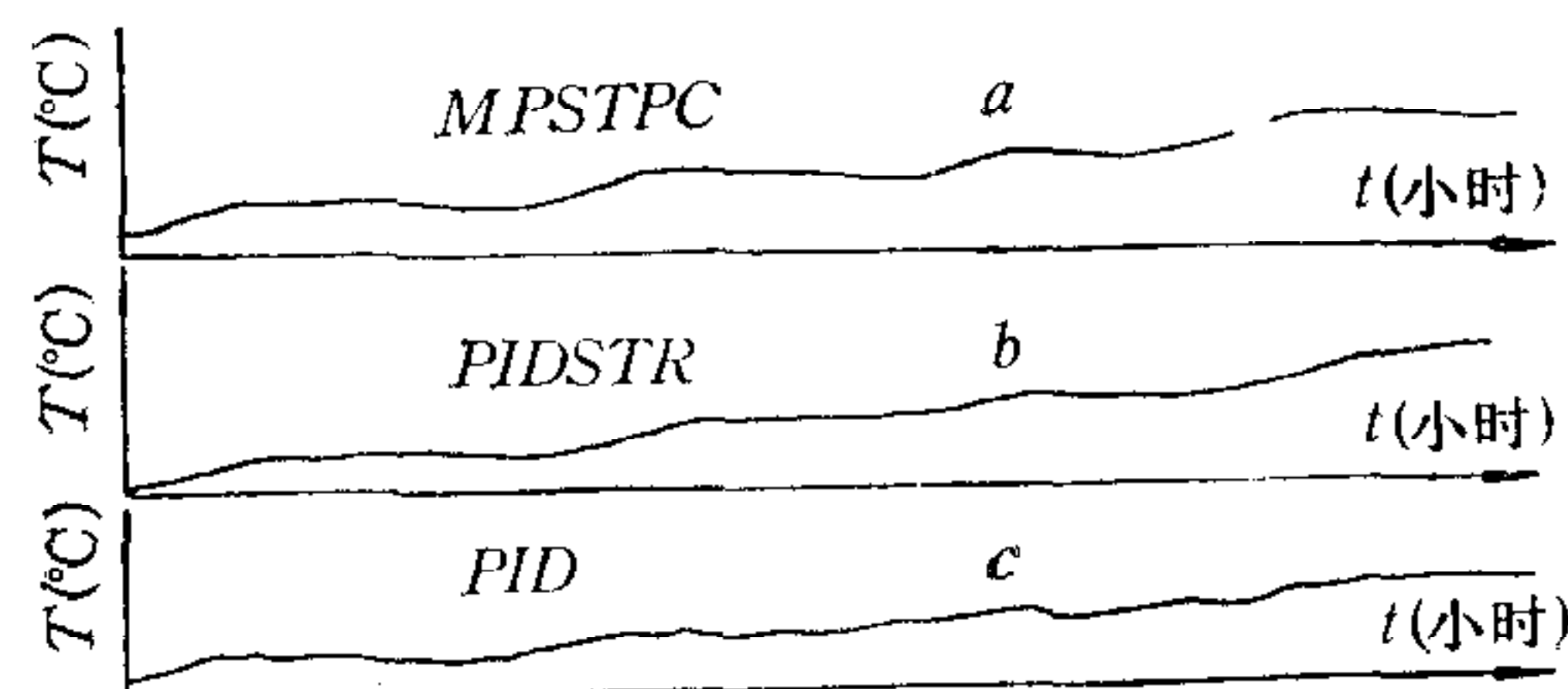


图 3 实时运行曲线

在 $\pm 1.5^\circ\text{C}$ 以内,最大不超过 $\pm 3^\circ\text{C}$,且能无超调的从升温段进入恒温段。在升温过程中有 $\pm 2^\circ\text{C}$ 的跟踪误差,系统鲁棒性好。

此外本系统还设计了故障诊断、故障报警及故障自动切换电路,能将系统从计算机控制切换到仪表控制,保证生产正常进行。

3. 结语

本文通过建立对象的数学模型,提出了 PIDSTR 和 MPSTPC 两种自校正控制算法。为提高系统的鲁棒性和运行可靠性,开发了一基于知识库和推理机的智能自适应复合控制器,对炉温进行在线监测和调节。仿真和实控结果均表明:系统鲁棒性、可靠性和控温精度均有较大提高。

参 考 文 献

- [1] 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), No. 2, 56—69.
- [2] 王京、舒迪前、吴保亮、郑福建、刘宏才, PID 自校正调节器及其在罩式炉微机自适应群控系统中的应用,冶金自动化, 11(1987), 2, 23—28.
- [3] 韩京清、何关钰、许可康,线性系统理论代数基础,辽宁科学技术出版社(1985), 296—720.
- [4] Hayes-Roth, F., et al., Building Expert Systems, Addison-Wesley (1983), 217—276.
- [5] 吴宏鑫、萨支天,一种全系数的自适应控制方法,自动化学报, 11(1985), 12—20.
- [6] 寿涛、徐宁寿,多变量连续动态系统的离散化模型参数总和趋 I_m 定理的严格证明,北京工业大学学报, 13(1987), 4, 47—55.

INTELLIGENT ADAPTIVE CONTROL FOR A GROUP OF COVER ANNEALING FURNACES

SHU DIQIAN LIU HONGCAI WU BAOLIAN WANG JING ZHENG FUJIAN HUANG CHENGYANG

(Dept. of Automation, University of Science and Technology, Beijing)

ABSTRACT

This paper deal with the mathematical model, adaptive control algorithms for the temperature control of the annealing furnaces. In order to increase the robustness of the control system, an intelligent controller is also introduced. With a comprehensive control strategy, real time control results indicate that the control deviation and temperature distribution uniformity in furnaces are less than $+3^\circ\text{C}$ which is much better than that of PID regulator.

Key words: Industrial control; multivariable system; adaptive control; intelligent control.