

一种采用变采样周期-变结构的 炉温控制系统

张 忠 怀
(太原工业大学)

摘 要

本文提出一种采用变采样周期、变结构的电阻炉温度控制系统。

文章从建立纯滞后时间 τ 的模型出发，在采样过程中使采样周期随纯滞后时间的变化而变化，而在采样周期缩短到允许的最小值后，模型结构由带纯滞后模型转变为不带纯滞后的二阶模型。

试验表明该系统的最大超调量小于 0.5%。

一、问题的提出

箱式电阻炉是热处理加工的常用设备，它的生产工艺过程通常可由图 1 的三段特性表示。对这类控制对象采用一般的控制算法如 PID 控制，系统的稳态精度是容易满足的。但当用于一些特殊的材料热加工，例如有机玻璃的加热成形工艺时，它不仅要求系统有足够的稳态精度，而且在要求较快的过渡过程同时，几乎不允许有动态超调和振荡。为此，作者在[1]中提出一种基于二次性能指标为最优的控制系统，取得良好的效果，但在实际运用中仍有近 4% 的超调量。究其原因有二：

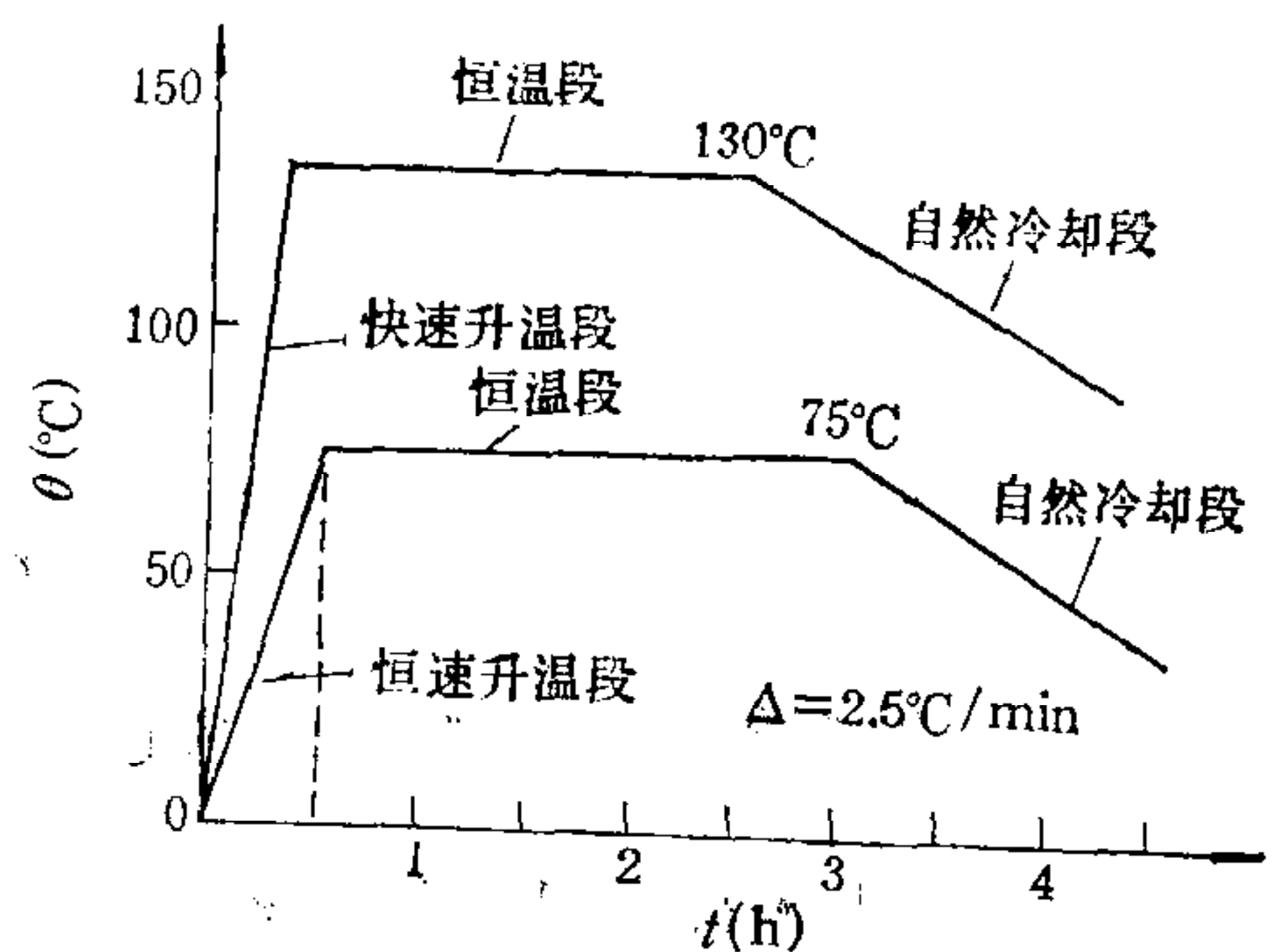


图1 有机玻璃处理工艺曲线

1) 由于选择采样周期 T 等于被控对象的纯滞后时间 τ ，而且认为 τ 是不变的。实际上，随着温度的升高， τ 将减小。因此如果 T 不变，则在升温速度变化激烈部分，控制系统来不及反应，从而引起超调。

2) 被控对象的数学模型为带纯滞后的一阶或二阶模型，它是按 $T = \tau$ ，即 $d = 1$ 而建立的。但随着 $\tau \rightarrow 0$ ，显然有 $d \rightarrow 0$ 。这表明，被控对象的模型已经不再具有纯滞后，模型结构的这种变化导致控制效果偏离预期的目标。

针对上述情况,作者提出一种具有变采样周期-变结构的控制系统。试验表明,它具有较好的动态品质。

二、数学模型

根据炉内传热关系,把炉内空间按热平衡关系划分为两个子空间(即炉内子空间和炉丝子空间),并根据能量平衡关系,可以分别写出两个子空间的动态方程为^[2]:

$$\frac{d\theta_s}{dt} + \frac{1}{c_s} (a_1 + b_1\theta'_s)\theta_s \left(1 + \sqrt{\frac{\theta}{\theta_s}}\right) = \frac{0.24V^2}{c_s(a_2 + b_2\theta'_s)}, \quad (1)$$

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{1}{c} (a_3 + b_3\theta')\theta = \frac{1}{c} (a_1 + b_1\theta'_s)\theta_s \left(1 + \sqrt{\frac{\theta}{\theta_s}}\right). \quad (2)$$

其中, θ_s 和 θ'_s ——炉内测量点的温升和实际温度; c ——炉内子空间的热容; c_s ——炉丝子空间的热容; V ——加在炉丝上的控制电压; a_1 — a_3 和 b_1 — b_3 为定常系数。

将上面两式分别进行离散化,考虑到在两个子空间测量点之间能量传送的纯滞后关系,并令 $x_1 = \theta$, $x_2 = \theta_s$,经整理后得到的数学模型为:

$$x_1(k+1) = H(k)x_1(k) + R(k-d)x_2(k-d), \quad (3)$$

$$x_2(k+1) = F(k)x_2(k) + G(k)V^2(k). \quad (4)$$

其中:

$$F(k) = 1 - \frac{T}{c_s} [a_1 + b_1\theta'_s(k)] \left[1 - \sqrt{\frac{\theta(k)}{\theta_s(k)}}\right], \quad (5)$$

$$G(k) = \frac{0.24T}{c_s} [a_2 + b_2\theta'_s(k)]^{-1}, \quad (6)$$

$$H(k) = 1 - \frac{T}{c} [a_3 + b_3\theta'(k)], \quad (7)$$

$$R(k) = \frac{c_s}{c} [1 - F(k)], \quad (8)$$

而 $d = \frac{\tau}{T}$ 为模型的结构参数。如果选择采样周期等于纯滞后时间,即 $T = \tau$,这时有

$d = 1$ 。这就要求采样周期 T 随着纯滞后时间 τ 而变化。实践证明, τ 值同 θ 和 θ_s 有关。因此,为确定采样周期 T ,就必须建立纯滞后时间 τ 的模型。

根据炉内热流平衡关系有:

$$-\frac{\partial\theta}{\partial x}\Big|_{x=0} + \frac{\partial\theta}{\partial x}\Big|_{x=L} = \frac{1}{a} \frac{\partial}{\partial t} \int_0^L \theta dx. \quad (9)$$

其中: $a = \frac{K}{\rho \cdot c}$ 为气体热扩散率,而 L 为炉内测量点位置。

将(9)式整理写成对 t 的积分式,按纯滞后时间 τ 的定义:当时间由 $t \rightarrow t + \tau$ 时, θ 值保持不变;考虑到热扩散率 a 同温度之间实际上存在的线性关系,最后可得到:

$$\tau(k) = \frac{1}{a_4 + b_4 \theta(k)} \left[\frac{3}{1 - z(k)} - \frac{3}{1 - z(k+d)} + \ln \frac{z(k)}{z(k+d)} \right], \quad (10)$$

而且有:

$$\theta(k) > 0, \quad \theta_s(k) > 0.$$

这里,

$$z(k) = \sqrt{\frac{\theta(k)}{\theta_s(k)}}, \quad z(k+d) = \sqrt{\frac{\theta(k)}{\theta_s(k+d)}}. \quad (11)$$

从(10)式可见,在确定 $\tau(k)$ 时需要预测 $\theta_s(k+d)$ 值,因此 $\tau(k)$ 的计算只能通过迭代循环方法.具体步骤为:

- 1) 选择初始的 τ^0 , 令 $T = \tau^0$, 按(5)~(8)式求出 F^0, G^0, H^0 和 R^0 ;
- 2) 根据控制算法求出控制量 u^0 , 而后代入(3)、(4)式求出 $\theta_s^0(k+d)$;
- 3) 代回(10)式求出 τ' , 比较 $\Delta\tau = \tau' - \tau^0$. 如果 $\Delta\tau \leq \varepsilon$ (ε 为允许误差), 则令 $T = \tau'$, 计算结束. 否则, 令 $\tau^0 = \tau'$, 返回1)重复计算.

三、控制算法

引入新的状态变量 $x_3(k+1) = x_2(k)$, 则(3)、(4)式可以用如下向量矩阵方程表示:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= A_k \mathbf{x}_k + B_k \mathbf{u}_k, \\ \mathbf{y}_k &= C \mathbf{x}_k. \end{aligned} \quad (12)$$

这里,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k^T &= [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k)], \quad \mathbf{u}_k = V^2(k), \\ A_k &= \begin{bmatrix} H(k) & 0 & 1 \\ 0 & F(k) & 0 \\ 0 & R(k) & 0 \end{bmatrix}, \quad B_k = \begin{bmatrix} 0 \\ G(k) \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

而且,

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

把工艺要求的响应曲线看成为由两个部分组成,即线性变化段和保持恒值段,而且把响应曲线的变化看成是系统跟随输入扰动变化的结果.这样,就把控制系统看成是对具有期望的输出响应曲线特性的输入扰动信号的最优跟随系统.因此输入信号实际上由两部分组成,即阶跃信号和线性变化的信号.系统的输入方程为

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \Delta. \quad (13)$$

在阶跃时 $\Delta = 0$; 而在线性变化时 $\Delta = \text{常数}$. 这样就可以构造一个输入扰动信号模型:

$$\mathbf{z}_{k+1} = A_k \mathbf{z}_k + B_k \zeta_k, \quad (14)$$

$$\mathbf{w}_k = C \mathbf{z}_k, \quad (15)$$

而且有:

$$\zeta_{k+1} = P_k \zeta_k + \eta_k, \quad (16)$$

这里,

$$P_k = \frac{(I - A_{k+1}) \cdot B_k}{(I - A_k) \cdot B_{k+1}} = \frac{G(k)}{G(k+1)} \cdot \frac{R(k+1)}{R(k)}, \quad (17)$$

$$\begin{aligned}\eta_k &= \frac{1}{B_{k+1}} \left[I - A_k \frac{(I - A_{k+1})}{(I - A_k)} \right] \frac{\Delta_s}{C} \\ &= \left[1 - F(k) \frac{R(k+1)}{R(k)} \right] \frac{\Delta_s}{G(k)}.\end{aligned}\quad (18)$$

其中,

$$\Delta_s = \frac{2H(k) - H(k)H(k+1) - 1}{R(k+1)} \Delta. \quad (19)$$

从而得到系统的调节误差方程为

$$\mathbf{e}_{k+1} = A_k \mathbf{e}_k + B_k (\zeta_k - V_k). \quad (20)$$

这里,

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{w}_k - \mathbf{y}_k.$$

相应的性能指标为

$$J_c = \sum_{k=0}^N [e_k^T q e_k + m_k^T r m_k] \quad (21)$$

这里,

$$\mathbf{m}_k = \zeta_k - u_k. \quad (22)$$

显然,如果把 u_k 分成 u_1 和 u_2 两部分,即 $u = u_1 + u_2$,而且令

$$u_{1k} = \zeta_k, \quad (23)$$

则有:

$$\mathbf{m}_k = u_{2k}. \quad (24)$$

对于动态方程如(19),而且满足使(21)式取最小值的最优控制为

$$\mathbf{m}_k = u_{2k} = -(r + B_k^T F_{k+1} B_k)^{-1} B_k^T F_{k+1} A_k \mathbf{e}_k. \quad (25)$$

这里 F_k 为黎卡提方程:

$$F_k = q + A_k^T F_{k+1} A_k - A_k^T F_{k+1} B_k (r + B_k^T F_{k+1} B_k)^{-1} B_k^T F_{k+1} A_k. \quad (26)$$

的解.

当选择 $r = G(k)$,而且将(25)、(26)式展开并整理后得到:

$$u_2(k) = -[H(k)e_1(k) + R(k)e_2(k)]f_1(k) - F(k)e_2(k)f_2(k), \quad (27)$$

其中,

$$f_1(k) = \frac{[F(k)H(k) - 1] - \sqrt{[F(k)H(k) - 1]^2 + 4 \left[\frac{R(k)H(k)}{1 - H^2(k)} \right]^2 G(k)q}}{2R(k)H(k)G(k) - 1 - H^2(k)}, \quad (28)$$

$$f_2(k) = \left[q + \frac{R^2(k)q}{1 - H^2(k)} + 2R(k)F(k)f_1(k) - \frac{R^2(k)}{1 - H^2(k)} G(k)f_1^2(k) \right] \frac{1}{1 - F^2(k)}, \quad (29)$$

而且有:

$$\left. \begin{aligned} e_1(k) &= w(k) - y_1(k) \\ e_2(k) &= w_s(k) - y_2(k) \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

由于控制系统实际上只有一个给定值 $w(k)$,因而为得到偏差的两个分量,必须通过

式(1)和(2)在稳态时的关系构造出第二个给定值 $w_s(k)$, 即由

$$(a_1 + b_1\theta'_s)\theta_s \left(1 - \sqrt{\frac{\theta}{\theta_s}}\right) = (a_3 + b_3\theta')\theta \quad (31)$$

得到

$$s^4 + \alpha_1 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_3 s + \alpha_4 = 0, \quad (32)$$

及

$$w_s = s^2. \quad (33)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= -w_s^2, & \alpha_2 &= \frac{a_1}{b_1} + \theta_0, \\ \alpha_3 &= \alpha_1 \alpha_2, & \alpha_4 &= \frac{1}{b_1} (a_3 + b_3\theta_0 + b_3 w_s) w_s. \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

利用上式可以由 w 直接求出 w_s .

但是, 直接利用(33)式求解计算工作量较大, 为此将(31)式写成:

$$1 - z - \alpha z^2 = 0, \quad (35)$$

其中,

$$\alpha = \frac{a_3 + b_3\theta'}{a_1 + b_1\theta'_s}. \quad (36)$$

利用如下迭代循环方法可以很快(通常在 2—3 步)求出 w_s 值:

- 1) 令 $\alpha^0 = \frac{a_3}{a_1}$ 代入(35)式, 解 z , 求出 θ'_s ;
- 2) 将求得的 θ'_s 及 $\theta' = w$ 值代入(36)式, 求 α^1 值;
- 3) 返回第一步, 直到 $\theta'_s{}^N - \theta'_s{}^{N-1} \leq 1$ 为止.
- 4) 求得 $w_s = \theta'_s{}^2$.

必须指出, 随着温度的上升, 纯滞后时间 τ 越来越小. 这时如果仍旧采用由(12)、(13)式表示的结构, 则必然导致采样周期 T 越来越小, 这就加重了计算机负担. 而当 T 小到一定程度时, 控制系统已经无法正常工作. 为此, 这里限制了最小的采样周期 $T_{\min} = \tau_{\min}$, 而当 $\tau \leq \tau_{\min}$ 时, 就取采样周期 $T = T_{\min}$. 由于这时 $\tau < T$, 因而 $d < 1$, 而且随着 τ 的继续减小, $d \rightarrow 0$. 就是说被控过程已不具有纯滞后性质. 因此, 在 $\tau < \tau_{\min}$ 时, 令过程模型中的 $d = 0$, 这时被控过程的向量矩阵方程变为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= A_k \mathbf{x}_k + B_k \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k &= C \mathbf{x}_k \end{aligned} \quad (37)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k^T &= [x_1(k) \ x_2(k)], \quad \mathbf{u}_k = v^2(k), \\ A_k &= \begin{bmatrix} H(k) & R(k) \\ 0 & F(k) \end{bmatrix}, \quad B_k = \begin{bmatrix} 0 \\ G(k) \end{bmatrix}, \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

在这情况下, 除(19)式应改为

$$\Delta_s = \frac{1 - 2H(k) + H(k)H(k+1)}{R(k+1)[F(k) - H(k)] + R(k)[1 - F(k+1)]} \cdot \Delta \quad (38)$$

外,其余算式不变。

从前面分析,可以看到控制系统应当实现:

1) 如果控制特性有线性变化段,即 $\Delta \neq 0$,这时应选用 $v_0 = 0$ 。而且当 $y_1 = w$ 时,应使 $\Delta = 0$,这样控制算法自动转入恒温调节。反之;如果控制特性要求 $\Delta = 0$,则可按下式选用 v_0 :

$$v_0 = \frac{1 - F(k)}{G(k)} \cdot \frac{1 - H(k)}{R(k)} \cdot w. \tag{39}$$

2) 当计算的 $\tau < \tau_{\min}$ 时,令 $d = 0$ 。这时系统自动地用(37)式取代(12)式模型结构,而且用(38)取代(19)式计算 Δ_s ,并保持采样周期 $T = \tau_{\min}$ 不变。

根据上述控制原则得到的控制系统结构如图 2 所示。

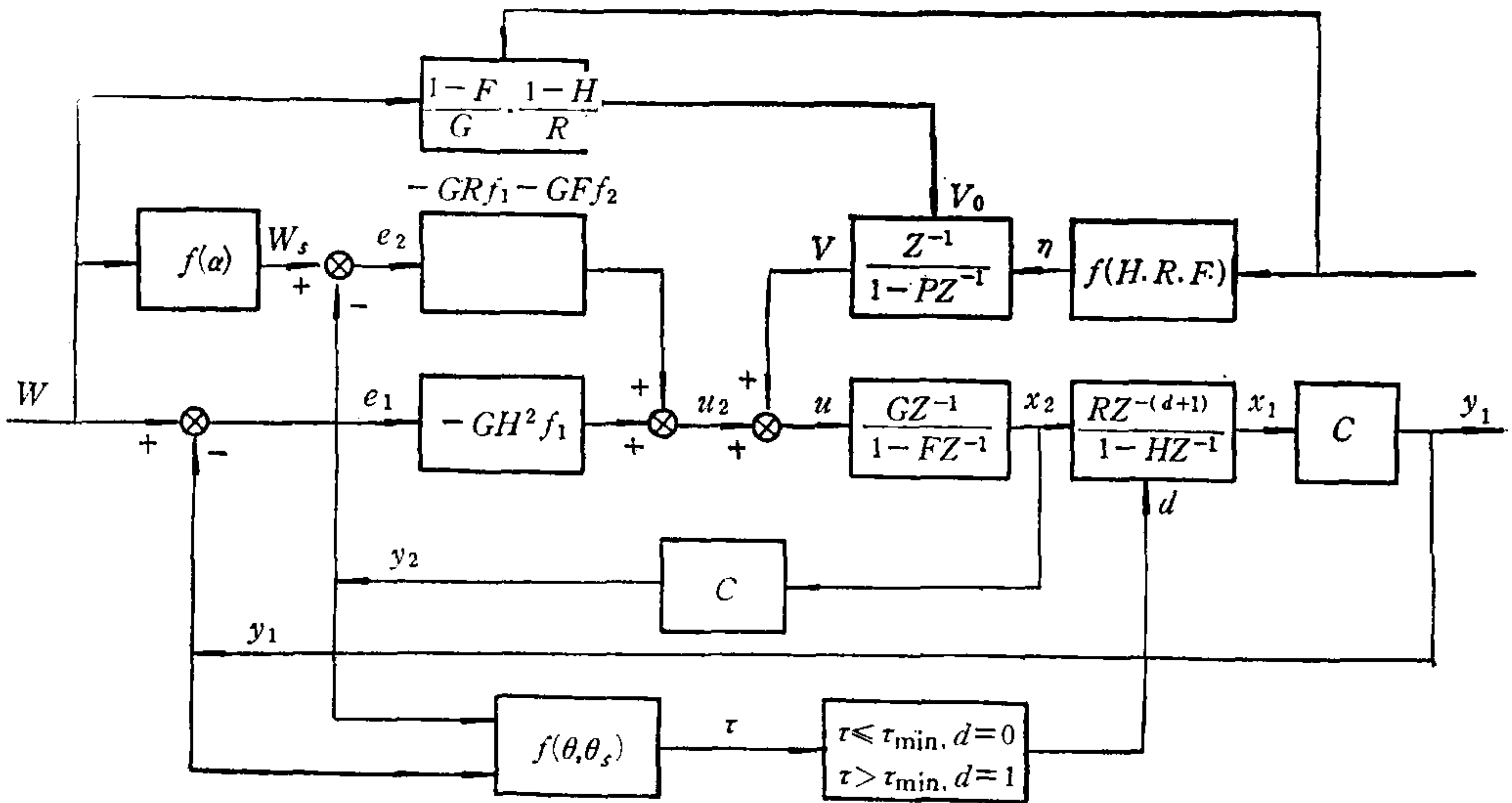


图 2 变采样周期-变结构炉温控制系统结构

四、系统的硬件组成

系统的硬件电路结构框图表示在图 3。主机采用具有 48kRAM 和 16k ROM 的 PZ-80A 系统,这个系统本身配备有 CRT,打印机及磁带存贮器,中央处理器为 Z80A-CPU,主频 3.25 兆,具有体积小,价格低廉优点,适于一般工业控制应用。但它的输出负载能力小,因而将全部总线都经过总线驱动放大后同扩展板联接。

被测量包括为计算控制量所需要的室温 θ_0 ,炉温 θ' ,炉丝温度 θ'_s ,以及为电压反馈补偿控制所需要的主回路电流 I 及电网电压 V_{\sim} 。由模拟开关 CD4051 选通后经可编程放大器送到 12 位的 A/D 转换器 ADC1210,转换后的数字信号经并行接口 PIO 读入 CPU。这里采用可编程放大器的目的是为了便于量纲转换,并提供了自动变换系统参数的可能

性。

经运算得到的控制量送到可编程的可控硅数字触发电路，它将数字量直接转换为相应通断比的控制脉冲经隔离放大后触发可控硅导通。为提高控制精度，除对电网电压的

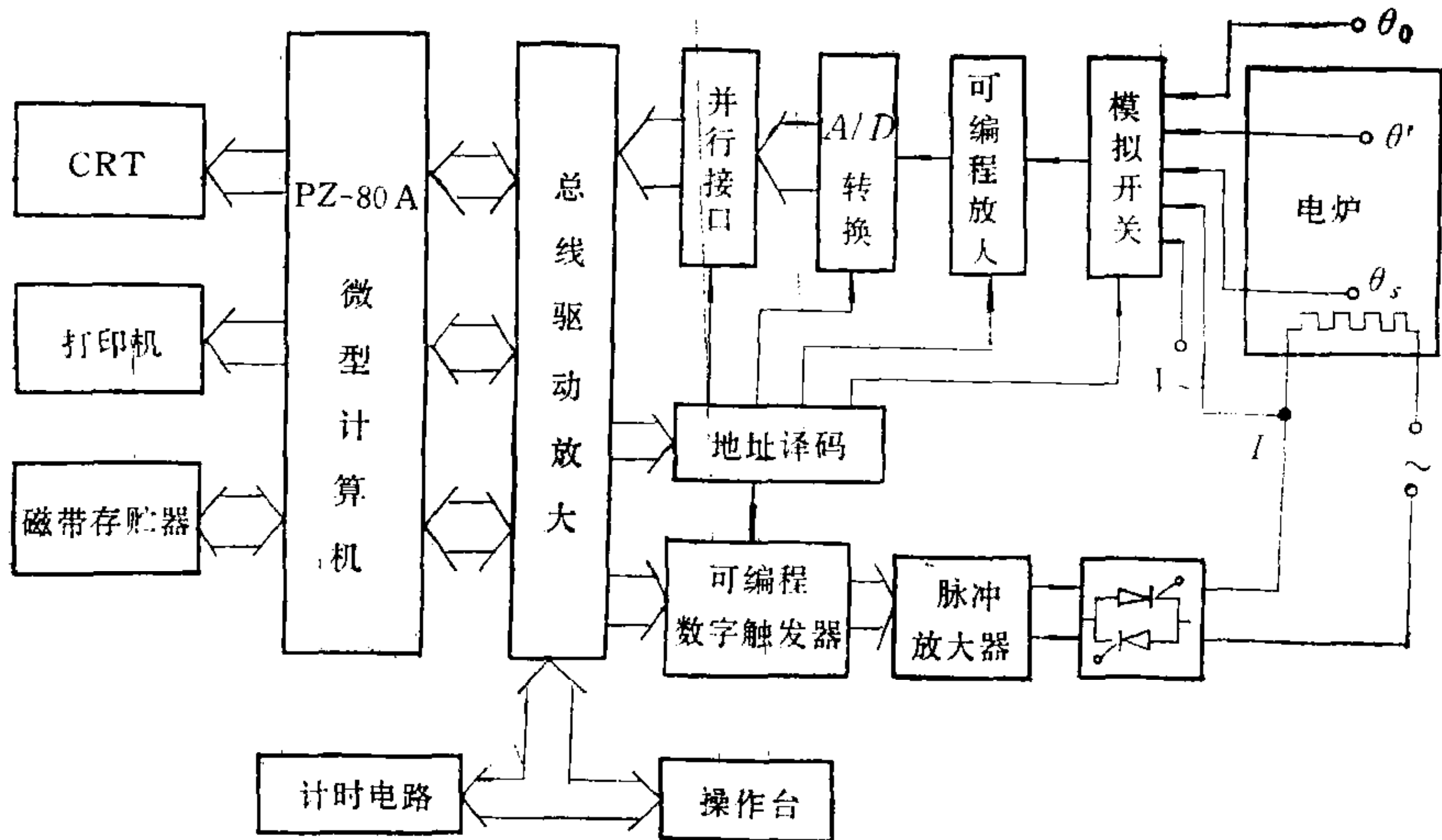


图3 有机玻璃烘箱控温系统硬件电路结构

波动利用前馈控制方法予以补偿外，还采用了负载电压反馈补偿。一个采样周期中实际执行程序的时间由 CTC 组成的计时电路实现。

系统有一操作台，设有 10 个数字键和 14 个参数命令键，其中包括有 8 个模型参数修正键，用于模型参数发生变化时作调整用。此外，还设有 10 位 7 段发光数字显示器，其中 4 位为实时温度显示，而其余 6 位为键盘输入显示。操作台通过“键盘请求”按钮，以 $\overline{\text{NMI}}$ 方式向主机请求键盘服务。

五、系统的软件

由于 PZ-80A 机器具有固化的 BASIC 解释程序以及 Z-80 汇编语言的自汇编能力，而本系统控制算法比较复杂，因此为充分发挥机器本身功能，系统的应用程序采用 BASIC 和汇编语言混合编程方式，它的主流程表示在图 4。

这里所有的汇编语言程序都以机器码形式固化在 C000H 开始的 EPROM 2764 上。由于 PZ-80A 机器上使用可屏蔽中断 $\overline{\text{INT}}$ 比较麻烦，因此在本系统中只利用不可屏蔽中断 $\overline{\text{NMI}}$ ，执行 $\overline{\text{NMI}}$ 中断即转入键盘程序。

采样点间隔时间的执行是通过计算的采样周期扣除实际程序执行时间而后由程序实现剩余时间的延迟来完成。

此程序在实际运行中执行时间不超过 1 秒钟。

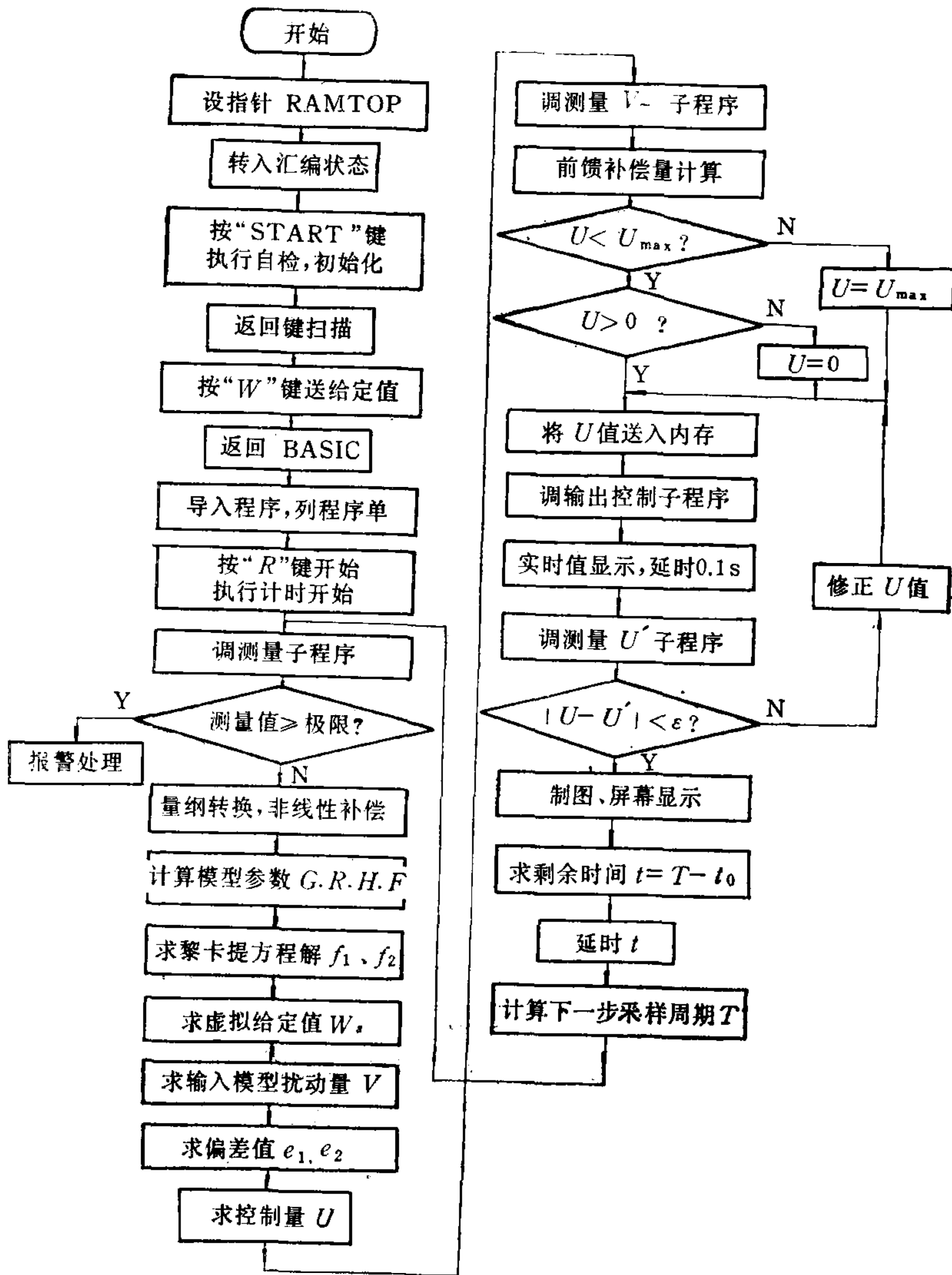


图 4 控温系统主流程框图

六、结束语

此系统在 4kW 模型实验炉上实验运行结果表示在图 5 上。由实验曲线可看到在采用变采样周期-变结构的控制算法后,超调量已由 4% 减少到 0.44%, 达到了比较满意的结果。而且,在实际运行中,采样周期 T 实际上不到 10 步就已经由初始值 $\tau_0 = 0.5$ 分缩短到 $\tau_{min} = 0.1$ 分。

最后,在系统的实验工作中,张淑玲、夏中等同志都进行了大量工作,对此表示感谢。

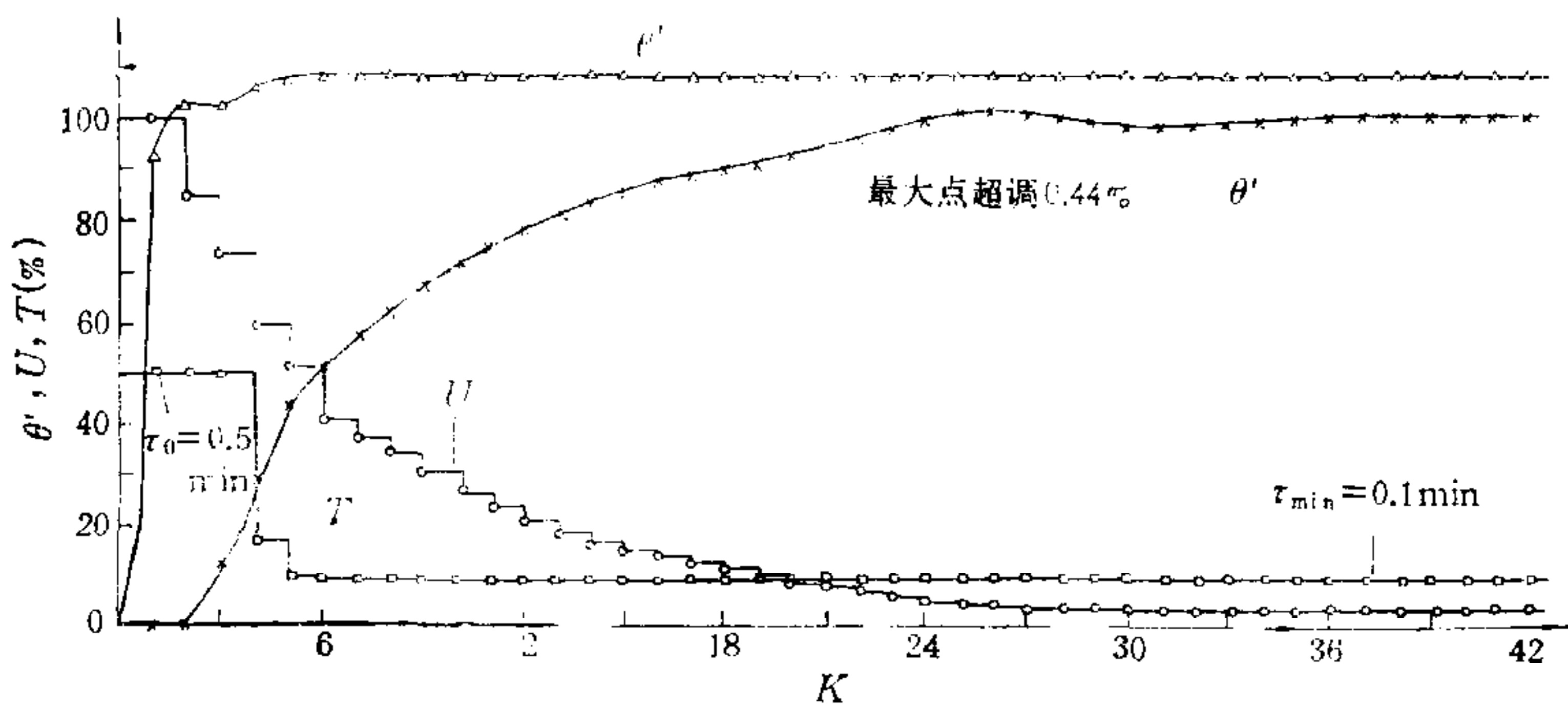


图 5 实验系统的炉温 θ' 、炉丝温度 θ'' 、采样周期 T 、控制量 u 的变化曲线

参 考 文 献

- [1] 张忠怀,电阻炉温度的最优控制,信息与控制, Vol. 13 (1984) No. 5, 35—40.
- [2] 张忠怀,杨惠卿,电阻炉的数学模型,信息与控制, Vol. 15 (1986) No. 6, 42—45.
- [3] R. 依扎尔曼,数字调节系统,机械工业出版社(1983年),113—130.
- [4] Benjamin C. Kuo, Digital Control Systems, HOLT, RINEHART and WINSTON INC. 1980.

A FURNACE TEMPERATURE CONTROL SYSTEM USING VARIABLE SAMPLING PERIOD-VARIABLE STRUCTURE

ZHANG ZHONGHUAI

(Taiyuan University of Technology)

ABSTRACT

In this paper, a temperature control system for electrical heating furnace, using variable sampling period and variable structure is proposed.

Based on the model of pure lag time τ , the sampling period T in the sampling process is varied with pure lag time τ . And when the sampling period is shortened to permissible minimum, the pure lag time model is changed into the second-order model without pure lag time.

Test results indicate that the maximum overshoot in the system is less than 0.5 percent.