

自校正高精度高温电炉控制器

A SELF-TUNING CONTROLLER FOR HIGH PRECISION CONTROL
OF HIGH TEMPERATURE ELECTRIC FURNACES

刘 文 才 杨 永 臻

Liu Wencai Yang Yongzhen

(自 动 化 系)

摘 要 本文提出一种自校正控制加电源前馈的高精度高温电炉控制器方案, 具体分析对象的数学模型和控制算法。实验结果证实了方案的有效性。

主题词 自校正控制; 前馈; 电炉; 对象模型
中国图书资料分类法分类号 TP273.2

ABSTRACT A controller employing self-tuning control and feedforward technique for high precision control of high temperature electric furnaces is presented in this paper. The mathematical model of these furnaces and the whole control algorithms are discussed. Experimental results have proved the effectiveness of this controller.

SUBJECT WORDS self-tuning control; feedforward; electric furnace; process model

一、概 述

在半导体等生产行业中常需要高精度的炉温控制。有些工艺过程要求跟踪给定的温度曲线, 不仅要求恒温精度高, 而且要求跟踪给定值的效果好。这类电炉一般有单绕组、双绕组和三绕组三种加热方式。图1示出了三绕组炉的结构。本文提出的控制器方案能实现上述三种电炉的高温高精度控制, 可望形成一种有竞争力的商品化智能控温产品。

高温高精度控制需要高精度检测部件、高精度输出部件及高性能的控制算法。本方案的检测部件采用斩波稳零放大、四位半双积分A/D转换及光隔离技术, 对于铂铑—铂热电偶的分辩率为0.1℃; 输出部件采用软、硬件相结合的零触发调功技术, 精度为0.4%; 控制算法为自校正反馈控制与电源前馈控制相结合。自校正控制(STC)不但能提高控制性能, 而且还省去了人工整定PID参数的麻烦。本文仅就对象数学模型及控制算法进行具体分析,

收文日期 1989年6月23日

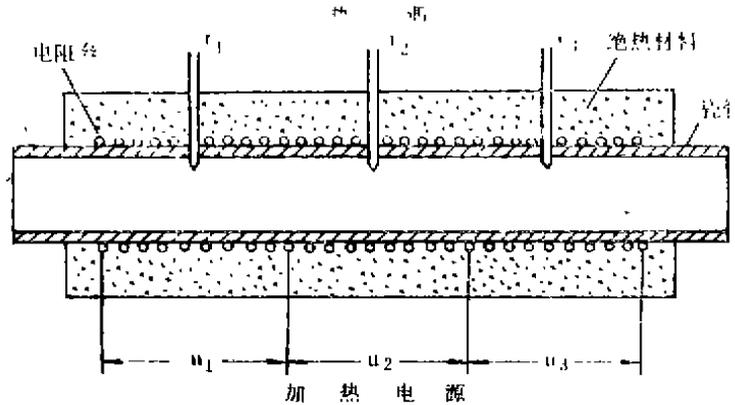


图1 三绕组炉结构示意图

并给出实控结果。

二、对象模型

对于单绕组电炉，包括调功器、测温元件和A/D转换器在内，可用差分模型

$$y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) = b_0 u(k-2) + b_1 u(k-3) + d + \eta(k) \quad (1)$$

来描述。式中， y 为温度测量值（℃）； u 为控制量，对应于平均加热电功率； $\eta(k)$ 为扰动； a_1 、 a_2 、 b_0 、 b_1 未知。由于炉丝的电阻率随温度变化等原因使对象具有一定的非线性，同时 u 恒为零时 $y \neq 0$ ，因而局部线性化后动态增益和静态增益可能不一致，从而模型中存在一未知的直流分量 d 。非线性的存在将使不同工作点时模型参数不同，对此自校正算法是有利的，因为它能跟踪对象特性的变化。

对于所控制的电炉来说，对象模型的阶取为 2 已经足够。我们曾用 3 阶模型作过试验；控制效果与 2 阶模型相近。

由于电炉丝发出热量传到炉心有一个过程，因而存在一定的纯滞后，但纯滞后时间相对于其时间常数来说较小。这早在对象模型中固定了一步纯滞后，采样周期可取为纯滞后时间，一般为 10~40 秒。

对于双绕组和三绕组炉，由于各回路间耦合不强，可以当成多个独立回路来处理。

三、控制算法

根据电炉的控制要求，取目标函数

$$J = E\{[y(k+2) - r(k)]^2 + \lambda'(u(k) - u(k-1))^2\} \quad (2)$$

式中 E 表示数学期望， $r(k)$ 为给定值， λ' 为加权因子。可见，一方面希望两步后温度就跟上给定值，同时又对控制量的变化进行限制。其中第 2 项更主要的作用在于当对象模型出现非最小相位时，能适当选择 λ' 来保证闭环系统稳定^[2]。

对于用 CARMA 模型描述的对象^[1-2]

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + C(z^{-1})\xi(k) + d \quad (3)$$

及目标函数

$$J = E\{[P(z^{-1})y(k+m) - R(z^{-1})r(k)]^2 + [Q'(z^{-1})u(k)]^2\} \quad (4)$$

最优控制律为:

$$u(k) = [R(z^{-1})r(k) - \phi_y^*(k+m/k)] / Q(z^{-1}) \quad (5)$$

式中 $\phi_y^*(k+m/k)$ 为基于到 K 时刻为止所获得的数据对 $k+m$ 时刻的辅助输出 $\phi_y(k+m) = P(z^{-1})y(k+m)$ 的最优预测, $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$, $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$, $Q'(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ 均为时延算子多项式,

$$Q(z^{-1}) = q_0' Q'(z^{-1}) / b_0 \quad (6)$$

q_0' 和 b_0 分别是 $Q'(z^{-1})$ 和 $B(z^{-1})$ 多项式的首项。

令 (4) 式中的 $P(z^{-1}) = R(z^{-1}) = 1$, $Q'(z^{-1}) = \sqrt{\lambda'}(1-z^{-1})$, $m=2$ 即得 (2) 式, 对应的最优控制律为

$$u(k) = [r(k) - y^*(k+2/k)] / \lambda(1-z^{-1}) \quad (7)$$

式中 $\lambda = \lambda' / b_0$, $y^*(k+2/k)$ 为基于到 k 时刻为止所获得的数据对 $k+2$ 时刻输出的最优(最小方差)预测。

由模型 (1) 经过简单推导:

$$y(k+2) = (f_1 y(k) + f_2 y(k-1) + g_0 u(k) + g_1 u(k-1) + g_2 u(k-2) + \delta) + e(k+2) \quad (8)$$

式中, $f_1 = a_1^2 - a_2$, $f_2 = a_1 a_2$, $g_0 = b_0$, $g_1 = b_1 - a_1 b_0$, $g_2 = -a_1 b_1$, $\delta = d(1-a_1)$, $e(k+2) = \eta(k+2) - a_1 \eta(k+1)$ 。如果 $\eta(k)$ 为白噪声, 则 (8) 式右边的两部分统计独立, 于是最优预测为:

$$y^*(k+2/k) = f_1 y(k) + f_2 y(k-1) + g_0 u(k) + g_1 u(k-1) + g_2 u(k-2) + \delta \quad (9)$$

若 $\eta(k)$ 不是白噪声, 上式也能得到较好的预测。将 (9) 代入 (7), 得

$$u(k) = [r(k) - f_1 y(k) - f_2 y(k-1) - (g_1 - \lambda)u(k-1) - g_2 u(k-2) - \delta] / (g_1 + \lambda) \quad (10)$$

预测模型 (8) 中的未知参数 f_1 , f_2 , g_0 , g_1 , g_2 , δ 用渐消记忆递推最小二乘法进行在线实时估计:

$$\begin{aligned} k(k) &= \mathbf{P}(k-1) \mathbf{x}(k) (\beta + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \mathbf{x}(k))^{-1} \\ \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + k(k) [y(k) - \mathbf{x}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \\ \mathbf{P}(k) &= \{\mathbf{P}(k-1) - k(k) \mathbf{k}^T(k) (\beta + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \mathbf{x}(k))\} / \beta \end{aligned}$$

式中 β 为遗忘因子,

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\theta}} &= (\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{g}_0, \hat{g}_1, \hat{g}_2, \hat{\delta})^T \\ \mathbf{x}(k) &= [y(k-2), y(k-3), u(k-2), u(k-3), u(k-4), 1]^T \end{aligned}$$

(10) 式中的未知参数用其估计值代替, 即自校正控制律;

$$u(k) = \frac{r(k) - \hat{f}_1 y(k) - \hat{f}_2 y(k-1) - (\hat{g}_1 - \lambda)u(k-1) - \hat{g}_2 u(k-2) - \hat{\delta}}{(\hat{g}_0 + \lambda)} \quad (11)$$

电网电压的波动为可测干扰，本控制器在自校正反馈控制的基础上，用电网电压检测值直接修正控制量来实现电源前馈控制，以保证 $u(k)$ 与实际的平均加热电功率成比例，而不受电网电压的影响。

传送给调功器的控制量 $u_0(k)$ 是加了前馈后的控制量，它代表调功器在一个输出周期 T_0 内的通电时间。这里 T_0 设定为 256 个市电周波 (5.12 秒)， $u_0(k)$ 为 8 位二进制数，于是 $u_0(k)$ 表示为每 256 个市电周波内的通电周波数，对应的平均加热电功率为：

$$N_0 = u_0(k) V^2(k) / 256 R \quad (12)$$

式中 $V(k)$ 为电网电压， R 为炉丝电阻。

反馈调节器输出的控制量 $u(k)$ 表示电网电压为额定值 (220 伏) 时每个 T_0 内的通电周波数，对应的平均加热功率为

$$N = 220^2 u(k) / 256 R \quad (13)$$

电源前馈的目的是保证 $N_0 = N$ ，于是由 (12)、(13) 式解得

$$u_0(k) = 220^2 u(k) / V^2(k) \quad (14)$$

自校正反馈控制律 (11) 和电源前馈控制律 (14) 构成了本控制器的控制算法。整个控制系统的方框图示于图 2。

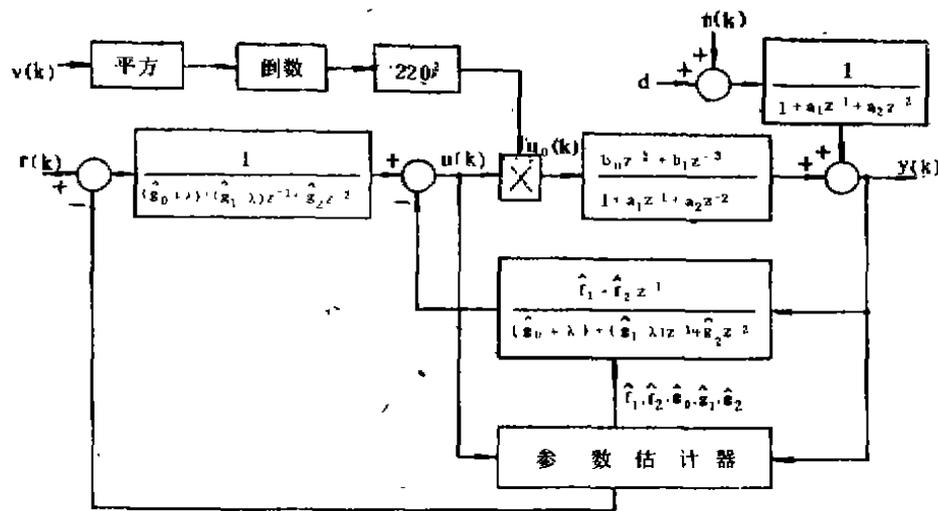


图 2 系统控制原理方框图

四、实 控 结 果

以三绕组电炉为对象，采用前述STC加电源前馈的算法进行实控试验，实验系统如图 3 所示。采样周期 $T=30$ 秒，遗忘因子 $\beta=0.99$ ，控制加权因子 $\lambda=0.001$ 。开始用PID引导，同时进行参数估计，STC在13分钟时投入，3步后各回路均进入稳态 ($\pm 0.5^\circ\text{C}$ 以内)。从30分

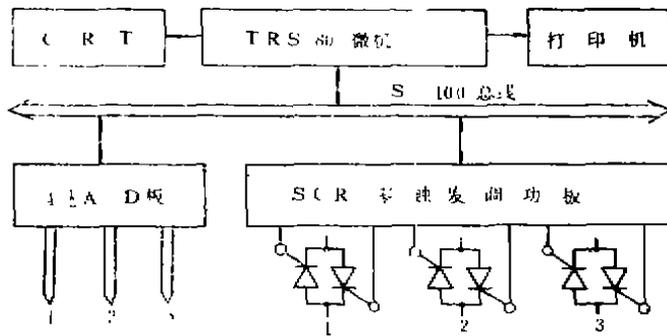


图3 实验系统硬件框图

图4示出了回路2（中段）的输出、控制及输出误差曲线（回路1和回路3情况与回路2相近）。表1列出了在做电源拉偏试验前的三个回路的参数估计结果。

表1

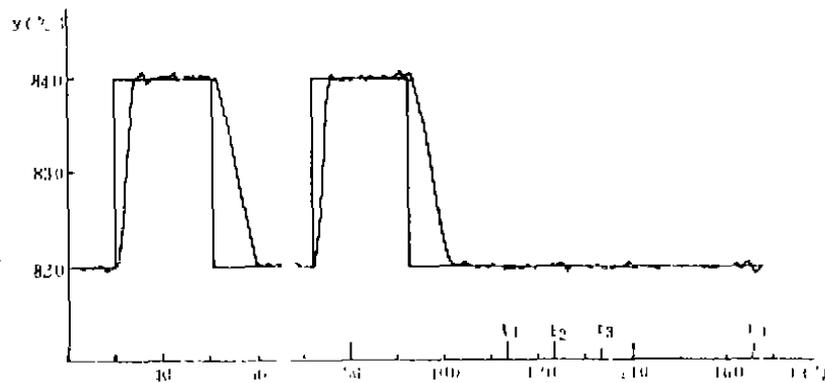
回路	\hat{f}_1	\hat{f}_2	\hat{g}_0	\hat{g}_1	\hat{g}_2	$\hat{\delta}$
1	1.64774	-0.671712	0.0255945	0.0139175	2.82255×10^{-4}	-1.72119
2	1.63985	-0.66354	0.0248965	0.0150209	2.26423×10^{-4}	-0.998775
3	1.62963	-0.647891	0.029791	950367×10^{-3}	8.99723×10^{-4}	-1.97720

为了比较，又用常参数PID加电源前馈的算法在相同条件下进行了试验。PID算式如下：

$$\Delta u(k) = k_I e(k) + k_P [e(k) - e(k-1)] + k_D [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]$$

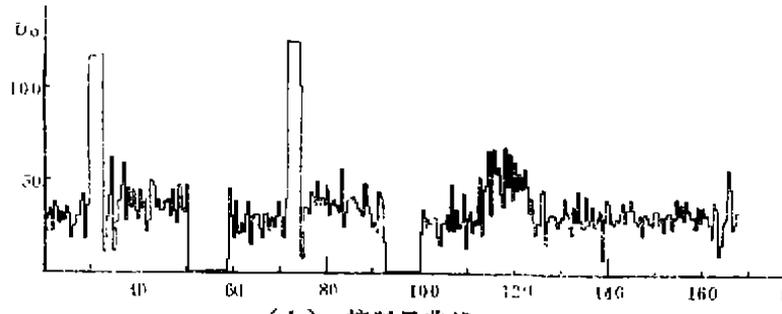
采样周期 $T=30$ 秒， $k_I=5$ ， $k_P=15$ ， $k_D=30$ 。这是用经验整定法长期摸索得到的一组控制效果较好的参数，其实控效果优于“渐近优化的自校正PID控制算法”^[4]。图5示出了回路2的输出、控制及输出误差曲线。

从实控曲线可以看出，STC跟踪给定值的效果明显优于PID，+20℃给定值阶跃时，STC仅4分钟就进入稳态，而PID要10分钟；STC基本上没有超调，而PID有明显超调。由于采用了电源前馈，当电源电压发生大幅度突变时，不管是STC还是PID控制，温度都没有发生大的波动，但STC的控制效果仍优于PID（这是因为对电源电压采样存在滞后及测量误差，故电源

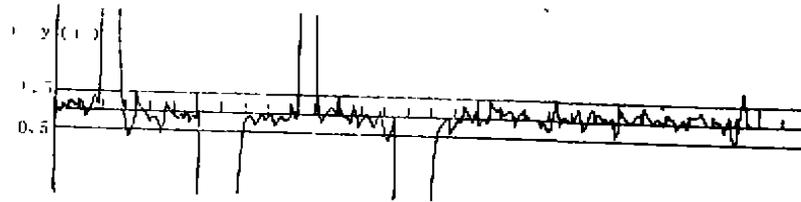


(a) 输出曲线

钟时开始进行改变给定，电源拉偏及环境扰动试验。三个回路同时跟踪两次±20℃给定值阶跃变化后，在 t_1 时刻加热电源电压从230伏突变到180伏，在 t_2 时刻又从180伏突变到230伏，从 t_3 到 t_4 期间用排风扇对着炉体吹风，吹5分钟停5分钟，重复3遍。图4示出了回路2（中段）的输出、控制及输出误差

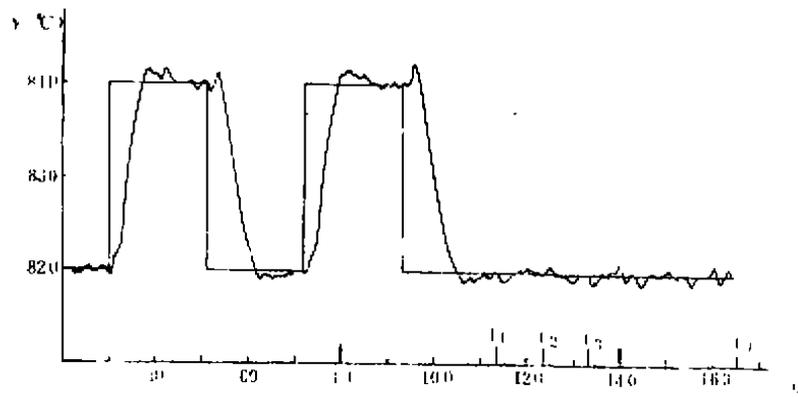


(b) 控制量曲线

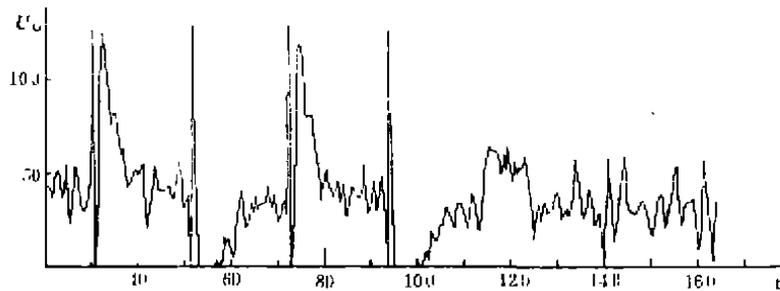


(c) 输出误差曲线

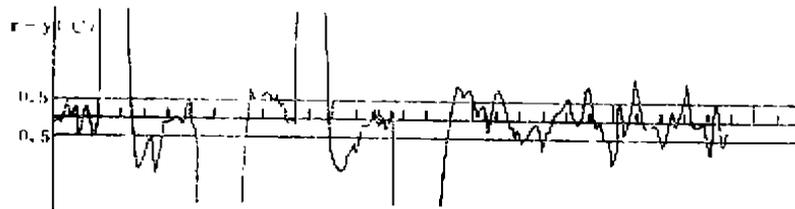
图4 回路2的STC实控曲线



(a) 输出曲线



(b) 控制量曲线



(c) 输出误差曲线

图5 回路2的PID实控曲线

电压突变仍会对系统造成小的扰动, 而STC抗随机扰动的能力比PID好)。在用排风扇进行环境扰动期间, PID控制时温度波动较大, 但STC却几乎不受影响。上述实验结果证实了所提方案能够较理想地实现高温电炉的高精度控制要求。

五、结束语

本文的分析和实验结果表明, 对于高温电炉对象, 采用二阶带一步纯滞后的数学模型来描述, 用对控制量变化进行加权的两步超前预测自校正控制与电源前馈控制相结合的控制算法, 能够得到满意的控制效果, 实现高精度控制要求。

参 考 文 献

- (1) Clark D. W., Gawthrop P. J., Self-tuning Controller, Proc. IEE, 1975, 122 : 929-934
- (2) Clark D. W., Gawthrop P. J., Self-tuning Control, Proc. IEE, 1979, 126 : 633-640
- (3) Clark D. W., Self-tuning Control of Nonminimum-phase Systems, Automatica, 1984, 20(5) : 501-515
- (4) 向学军, 自校正PID控制器的研究, 重庆大学硕士学位论文, 1987