

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2018.01.009

模糊 PID 双层参数整定及其在固化炉中的应用

沈 平,段小刚

(中南大学 高性能复杂制造国家重点实验室,长沙 410083)

摘要:提出了一种模糊 PID(proportion integration differentiation)控制器的双层参数整定方法。将模糊 PID 控制器的参数整定分为比例因子的整定与模糊隶属度函数参数整定 2 部分。推导出模糊 PID 控制器的解析模型,该解析模型包括线性部分和非线性补偿 2 个部分。整定的过程中,把模糊 PID 控制器解析模型的非线性补偿看作过程扰动,由线性部分和被控对象的二阶纯时滞模型,基于系统的增益裕度关系,导出模糊 PID 控制器的比例因子。再基于粒子群优化算法(PSO, particle swarm optimization)对三角隶属度函数进行优化,使控制器进一步适应被控对象的动态特性。仿真结果表明了研究方法的有效性以及应用在芯片固化炉的温度控制过程中,提升温度控制的效果。

关键词:模糊 PID;参数整定;增益裕度;PSO

中图分类号:TP273

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2018)01-078-10

Two-level tuning for fuzzy PID control and its application to curing oven

SHEN Ping, DUAN Xiaogang

(The State Key Laboratory of High Performance Complex Manufacturing, Central South University, Changsha 410083, P.R.China)

Abstract: A two-level tuning method for fuzzy PID(proportion integration differentiation) controller is proposed. It includes scale factor tuning and member function tuning. An analytical model of fuzzy PID controller is derived first, which consists of a linear item and a nonlinear compensation item. The nonlinear compensation item is considered as a process disturbance, fuzzy PID control is tuned with the linear item and the SOPDT(second-order plus dead-time) model of plant based on the gain margin. Then triangle member functions are tuned by PSO (particle swarm optimization) algorithm. Simulations show that the proposed method is effective. Finally, the method is applied to the temperature control process of curing oven to improve the temperature control effect.

Keywords: fuzzy PID;tuning;gain margin;PSO

对于具有高阶、时变、非线性等特性的工业过程,传统的 PID 控制通常达不到理想的效果。近年来,模糊 PID 控制得到了越来越广泛的应用^[1]。通常来说,模糊 PID 控制对于复杂、非线性等系统具有更好的控制效果^[2]。由于模糊 PID 控制器解析复杂,参数整定主要依赖于经验,导致其在应用过程中存在不便性^[1],这也限制了它的进一步推广。

收稿日期:2017-06-12

基金项目:国家重点基础研究发展规划(973 计划)资助项目(2011CB013104);国家自然科学基金资助项目(51175519)。

Supported by National Key Basic Research Program of China (973) (2011CB013104) and National Natural Science Foundation of China(51175519).

作者简介:沈平(1983—),博士,主要从事系统建模与控制方面的研究,(Tel)13787786033;(E-mail)ppguitar1983@sina.com。

对于传统 PID 控制的参数整定方法已经有非常多的研究,如内模整定方法^[3]、增益与相位裕度整定方法^[4]、PSO 最优化整定方法^[5]等。对于模糊 PID 控制器而言,这些整定方法大多无法直接使用。模糊 PID 的参数整定一般需要同时调整比例因子和规则库的参数^[6-7]。但模糊 PID 是非线性控制器,其模型比较复杂,如果基于经验来同时调整模糊规则库和比例因子,其过程会非常繁琐,而且难以达到满意的效果。通常的做法是固定规则库的参数,整定比例因子^[8]。由于非线性模糊推理机制的存在,模糊 PID 难以进行有效的解析,所以,其比例因子整定一般采用定性的方法^[9-13]。在这种情况下,很难让模糊 PID 控制器真正达到满意的控制效果,特别是对于非线性系统。因此,采用有效的方法同时整定模糊 PID 控制器的比例因子与内部模糊隶属函数,对于非线性以及复杂过程的控制有重要的意义。

提出一种新型的模糊 PID 参数整定方法。控制器参数整定的过程分为 2 个部分。首先是控制器比例因子的整定:该过程中,先推导出模糊 PID 的解析模型。基于该解析模型与被控对象的二阶纯时滞模型,采用增益裕度整定算法,导出模糊 PID 控制器的比例因子。另一部分是模糊推理部分的参数整定,采用 PSO,以系统响应的跟踪误差积分指标为优化目标,优化模糊隶属函数的参数,达到控制效果的最优化。仿真结果表明,该方法能够针对被控对象的动态特性,获得合适的模糊 PID 控制器控制参数。最后将研究方法应用在芯片固化炉的温度控制过程中,得到了满意的控制效果。

1 基于解析模型的比例因子整定

模糊 PID 控制器的结构如图 1 所示。

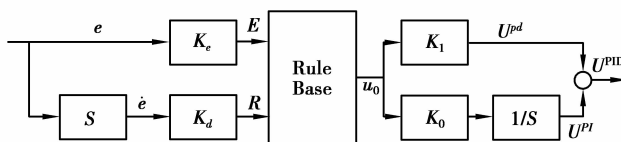


图 1 模糊 PID 控制器框图

Fig.1 Block diagram of fuzzy PID controller

在对输入量进行模糊化之后,通常采用如表 1 的模糊规则库进行处理。

表 1 模糊规则库的一般形式
Table 1 The general form of fuzzy rule base

E	EC						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
NM	NB	NB	NB	NB	NM	ZO	ZO
NS	NM	NM	NM	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NS	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NS	NS	ZO	PS	PM	PM	PM
PM	ZO	ZO	PM	PB	PB	PB	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB

经过模糊规则库的推理之后,常用中心法^[1]、最大隶属度法^[14]等进行解模糊化,得到确切的控制输出。然而,在这样的模糊推理机制下,要基于其数学模型推导得到确切的比例因子是非常困难的,为了得到恰当的比例因子,研究采用了文献^[15]所建立的模糊 PID 控制器解析模型,如式(1)和式(2)所示

$$U^{PID} = K_0 u_0 + K_1 \int u_0, \tag{1}$$

其中

$$u_o = kB(1 - \gamma) + \frac{B}{A}\gamma\sigma, \tag{2}$$

式中: A, B 是规则库的固定参数; $\sigma = E + R = K_e(e + \alpha\dot{e})$; $K_e = 1$; $E = iA + e^*$; $R = jA + r^*$; $k = i + j + 1$; $K_d = \alpha K_e$; $K_1 = \beta K_0$; γ 为非线性时变参数。 e^* 和 r^* 为推理单元 IC(i, j) 中与输入相关的非线性参数。

K_e, K_d, K_1 和 K_0 是底层的比例增益, 由于控制过程涉及到各部分的耦合关系, K_e, K_d, K_1 和 K_0 对控制性能的影响作用是模糊且耦合的, 各参数均没有对控制响应的影响有特定规律。

被控对象的模型对于参数整定有重要的意义, 然而实际的工业控制过程非常复杂, 要确定其精确的模型是不现实的。控制器参数整定过程中常采用低阶加纯滞后的模型来近似模拟复杂的过程对象^[16], 基于增益裕度的参数整定采用的是二阶纯时滞模型, 其表达式为

$$G_p(s) = \frac{k_t e^{-Ls}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \tag{3}$$

式中: k_t 为稳态增益; L 为延时时间; T_1 和 T_2 为时间常数。该模型可通过阶跃响应^[17]、继电器反馈^[18]、最小二乘^[19]等方法获得, 具体做法不再赘述。

把 $k = i + j + 1$ (其中 $i = (E - e^*)/A$, $j = (R - r^*)/A$) 代入式(2), 并把式(2)代入式(1)可以得到

$$U^{PID} = \frac{B}{A}(\sigma + \delta)(K_0 \int dt + K_1), \tag{4}$$

式中, $\delta = (1 - \gamma)(A - e^* - r^*)$ 。

再把 $\sigma = E + R = k_e(e + \alpha\dot{e})$ 代入式(4), 并定义 $\beta = K_1/K_0$ 可得

$$U^{PID} = u^L + u^N, \tag{5}$$

$$\begin{cases} u^L = K_f \left\{ e + \frac{1}{\alpha + \beta} \int e dt + \frac{\alpha\beta}{\alpha + \beta} \dot{e} \right\} \\ u^N = K_0 \frac{B}{A} (\beta\delta + \int \delta dt) \end{cases}, \tag{6}$$

其中: $K_f = K_e K_0 (\alpha + \beta) B / A$, u^L 和 u^N 分别定义为 U^{PID} 的线性部分和非线性补偿。可以看出, u^L 与 PID 控制具有相同的形式, K_f 是比例系数, $\alpha + \beta$ 为积分时间常数, $(\alpha + \beta) / \alpha\beta$ 为微分时间常数。

依据式(5)的关系, 模糊 PID 控制可看作线性 u^L 的控制再加上 u^N 的补偿, 如图 2 所示。在比例因子的整定过程中, 把非线性的补偿部分 u^N 看作系统扰动^[1]。那么, 比例因子的整定则具备了解析的基础。

对 u^L 进行拉普拉斯变换可以得到

$$u^L(s) = \frac{K_f (s\alpha + 1)(s\beta + 1)}{s(\alpha + \beta)}, \tag{7}$$

结合被控对象的近似模型可得

$$u^L(s)G_p(s) = \frac{k_t e^{-Ls} K_f (s\alpha + 1)(s\beta + 1)}{s(\alpha + \beta)(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)}, \tag{8}$$

令 $s = j\omega$, 可以设置系统的增益裕度满足如下的关系

$$\begin{cases} \arg[G_c(j\omega_g)G_p(j\omega_g)] = -\pi, \\ |A_m | G_c(j\omega_g)G_p(j\omega_g) | = 1, \end{cases} \tag{9}$$

其中: $G_c(j\omega)$ 和 $G_p(j\omega)$ 分别为控制器和被控对象; A_m 为系统的增益裕度; ω_g 为 A_m 所对应的穿越频率。

通过求解式(9), 可以得到 PID 控制器的参数 K_0, α 和 β 。通常推荐的增益裕度的范围是 2~5。

如果把式(8)代入式(9)求解, 由于未知量过多, 无法直接求解。然而, 考虑到实际的工业过程之中, 被控对象通常都是稳定的系统, 因此, 设计控制器与被控对象的零极点相互抵消, 即

$$\alpha = T_1; \beta = T_2 \text{ 或 } \alpha = T_2; \beta = T_1, \tag{10}$$

则

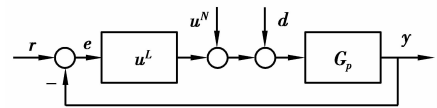


图 2 模糊 PID 控制器的等效结构
Fig.2 The equivalent structure of fuzzy PID controller

$$u^L(s)G_p(s) = \frac{k_t e^{-Ls} K_f}{s(\alpha + \beta)}, \tag{11}$$

令 $s=j\omega$,将式(11)代入式(9)可得到

$$K_0 = \pi/(2k_t L A_m), \tag{12}$$

由式(11)可以看出, α 和 β 是耦合的,很难消除二者的耦合关系,这里,提供一种定性的解耦方法:因 K_e 通常为 1,因而 $K_d = K_e \alpha = \alpha$,所以,从图 1 中可以看出, α 相当于微分部分的系数,在满足给定的增益裕度的前提下,小的 α 有利于系统的快速响应,而 β 与输出 U^{pd} 成正比,大的 β 也有利于系统的快速响应,因而,取 $\alpha < \beta$ 时,系统的响应速度会比较快。如果取 $\alpha > \beta$,系统的响应会比较慢,但系统的鲁棒性会更好。

2 基于 PSO 的模糊隶属度参数整定

在确定了模糊 PID 控制器的比例因子之后,需要对模糊隶属函数进行进一步的参数调整,从而提高模糊 PID 控制器的控制性能,使之进一步适应被控对象。研究采用三角型隶属函数,如图 3 所示。

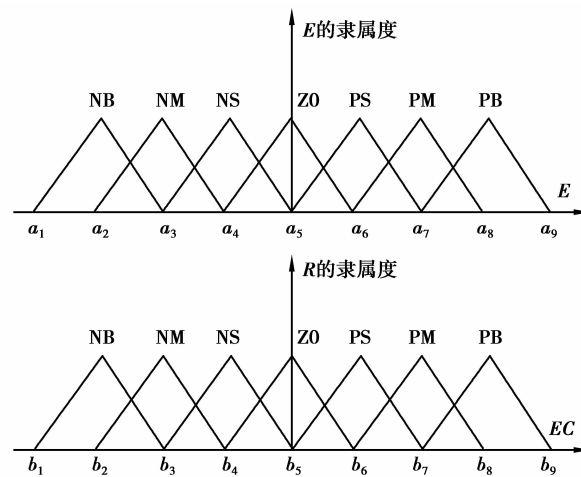


图 3 模糊逻辑中三角隶属函数示意图

Fig.3 A schematic diagram of trigonometric membership function in fuzzy logic

调整参数 $a_1 \sim a_9$ 以及 $b_1 \sim b_9$ 会影响到整个模糊 PID 控制器的非线性特征。通常情况下,这些参数基于经验来进行调节,很多情况下会直接选取平均的分布来建立控制器。这些做法都会使模糊控制器不能充分发挥其控制性能,特别是在非线性系统的控制问题上。研究采用 PSO(粒子群优化算法)^[20-21] 算法来整定模糊隶属函数的参数,获得优化的控制效果。定义待优化的参数为

$$X(k) = \{a_1(k), \dots, a_9(k), b_1(k), \dots, b_9(k)\}, \tag{13}$$

粒子的飞行速度为

$$V(k) = \{V_1(k), \dots, V_9(k), V_{10}(k), \dots, V_{18}(k)\}. \tag{14}$$

衡量控制效果的好坏常常会用到偏差积分性能指标 IAE 与 ITAE 的指标,其定义如式(15)所示。

$$\begin{cases} \text{IAE} = \int |e| dt \\ \text{ITAE} = \int t |e| dt \end{cases}, \tag{15}$$

选择 ITAE 指标作为 PSO 参数优化的目标函数。即

$$J = \int t |e| dt. \tag{16}$$

J 越小,则跟踪性能越好。在优化的过程中,每个粒子基于 2 个优化值来更新自己的位置与速度。一个是粒子本身所找到的最优值 P_{best} ,另一个是整个种群当前的最优值 G_{best} 。粒子更新的规则如式(17)与式(18)所示。

$$V(k+1) = \omega V(k) + c_1 r_1 (P_{\text{best}}(k) - X(k)) + c_2 r_2 (G_{\text{best}}(k) - X(k)), \quad (17)$$

$$X(k+1) = X(k) + V(k+1), \quad (18)$$

其中: ω 为惯性权重; r_1 与 r_2 是介于 $[0, 1]$ 之间 2 个独立的随机参数; c_1 与 c_2 为学习因子, 是非负常数; $n = 1, 2, \dots, N, X \in [X_{\min}, X_{\max}]$; $V \in [V_{\min}, V_{\max}]$, 粒子取值范围与飞行速度的范围需要根据实际情况来选取。

基于式(17)与式(18)进行搜索, 最后使得目标函数式(16)达到最优。

在调整了模糊 PID 控制器的比例因子之后, 控制器的控制效果已经初步达到了比较好的状态。进一步基于 PSO 算法调整隶属函数是为了使控制器更好的适应被控对象的动态特性。因此用常用的均匀分布的隶属函数加上随机量作为 PSO 中粒子的初值会获得更好的学习速度和结果。

3 仿真分析

在对比分析中, 传统 PID 采用增益裕度和相位裕度的整定方法。为了提升 PSO 训练过程的收敛性, 仿真中对误差 E 与误差变化率 R 采用相同的隶属函数设置。控制性能采用偏差积分性能指标 IAE 和 ITAE 来衡量, IAE 和 ITAE 的值越小, 控制性能越好。

3.1 二阶时滞过程的控制仿真分析

设定被控对象为

$$G(s) = \frac{e^{-0.25s}}{(3s+1)(0.7s+1)}, \quad (19)$$

这里取 $A_m = 2.3$, 得到控制器的参数如表 2, 取 PSO 算法的惯性权重 $\omega = 0.8$, 选择学习因子 $c_1 = 1.3$ 与 $c_2 = 0.82$, 可以获得优化的结果

$$X_{\text{best}} = \{-1, -0.67, -0.41, 0.01, 0.45, 0.69, 1\}. \quad (20)$$

表 2 模糊 PID 比例因子和传统 PID 的整定参数值
Table 2 Fuzzy PID ratio factor and the setting parameter value of traditional PID

传统的 PID			模糊 PID		
K_p	T_i	T_d	K_0	α	β
10.103	3.7	0.568	2.7304	0.7	3

结合 PSO 优化后的模糊隶属度函数, 获得了传统 PID 和模糊 PID 性能比较如图 4 与表 3。

表 3 控制性能比较(无限幅)
Table 3 Control performance comparison (unlimited amplitude)

方法	IAE	ITAE
模糊 PID	1.06	5.58
PID	0.56	2.77

从表 3 可以看出, 虽然模糊 PID 的 IAE 和 ITAE 高于传统的 PID, 但传统的 PID 存在较大的超调, 且控制量在开始时存在非常大的冲击, 如图 4 所示。这种冲击是由于参考信号的突变造成的。在实际的工业过程中, 冲击严重时会导致系统的损坏, 这是不允许的。模糊 PID 控制其中, 模糊逻辑推理的过程具有饱和和特性, 因此可以有效地抑制这种冲击。

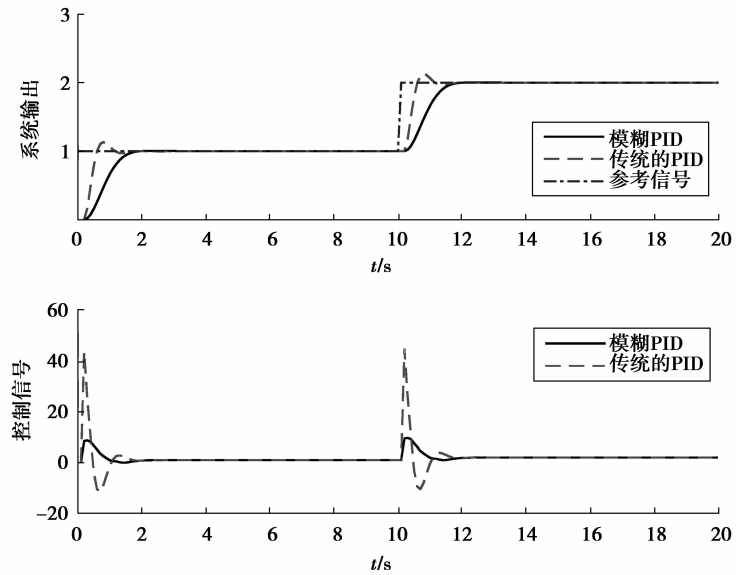


图 4 仿真曲线(无限幅)

Fig.4 The simulation curve (unrestricted amplitude)

在真实的系统中,常常很难产生冲击这样大的控制信号。为了能够更加接近真实的控制对象,对控制器的控制量进行限幅,使之更接近真实的过程,得到二者的性能比较如图 5 和表 4。可以看出,在对控制量限幅之后,传统的 PID 控制由于积分饱和的原因,产生了很长的稳定时间。而模糊 PID 基本没有受到影响。在这种条件下,采用的整定方法的模糊 PID 控制器的控制效果明显优于传统的 PID 控制器。

表 4 控制性能比较 ($|u| < 10$)

Table 4 Compare the control performance ($|u| < 10$)

方法	IAE	ITAE
模糊 PID	1.6582	9.2232
PID	2.4362	17.4344

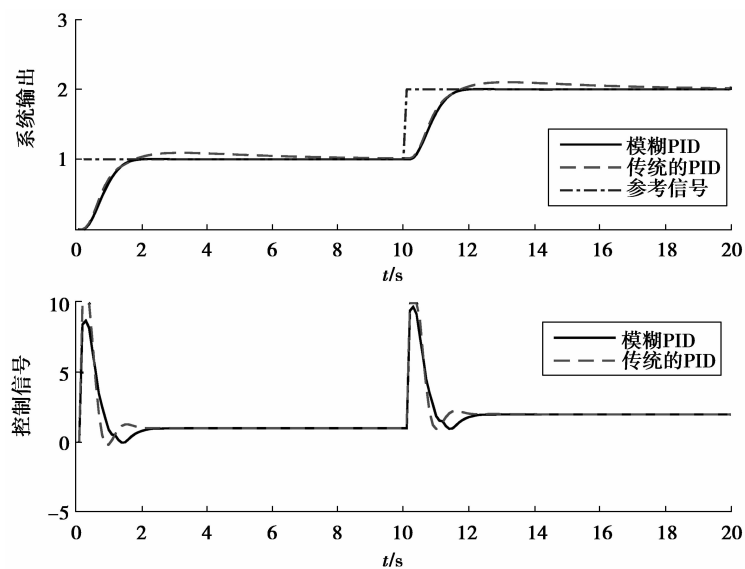


图 5 仿真曲线 ($|u| < 10$)

Fig.5 The simulation curve ($|u| < 10$)

3.2 高阶过程的控制仿真分析

在实际工业过程中,高阶系统代表了一类复杂程度较高的线性系统。由于 PID 控制的阶次较低,对于高阶系统的控制往往效果也不够理想。该仿真中,假设一工业过程为

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^8} \quad (21)$$

通过继电器反馈方法得到该系统的近似模型为

$$G(s) = \frac{e^{-4.25s}}{(3.3680s+1)(0.9943s+1)} \quad (22)$$

取 $A_m=3$,得到控制器参数如表 5。

表 5 模糊 PID 和传统 PID 的整定参数值

Table 5 Integer parameter values of fuzzy PID and traditional PID

传统的 PID			模糊 PID		
K_p	T_i	T_d	K_0	α	β
0.537 2	4.362 3	0.767 7	0.104 71	0.994 3	3.368 0

该仿真中,取 PSO 算法的惯性权重 $\omega=0.9$,选择学习因子 $c_1=1.3$ 与 $c_2=0.82$,可以获得优化的结果

$$X_{best} = \{-1, -0.72, -0.53, -0.02, 0.51, 0.74, 1\} \quad (23)$$

结合 PSO 优化后的模糊隶属度建立模糊 PID 控制器,获得 2 种控制器的控制性能仿真如图 6。从表 6 和图 6 可以看出,在对高阶系统的控制上,模糊 PID 的 IAE 和 ITAE 低于传统的 PID,且具有超调小、响应快的优点。

表 6 控制性能比较

Table 6 Comparison of control performance

方法	IAE	ITAE
模糊 PID	13.324	362.35
PID	14.937	425.21

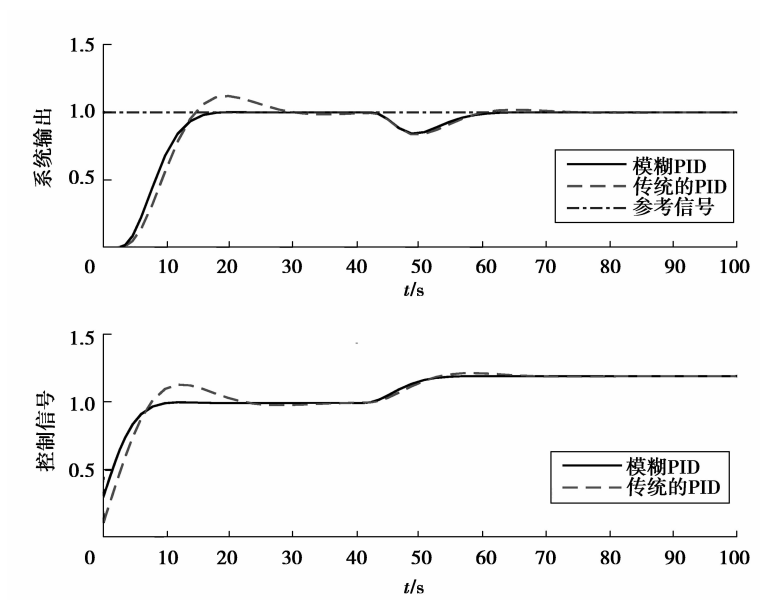


图 6 控制器仿真曲线

Fig.6 The controller simulation curve

4 基于 Dspace 的芯片固化炉温度控制应用实例

芯片固化炉是微电子封装生产过程中的一个重要的设备。芯片上带有的环氧树脂、硅胶等材料需要在芯片固化炉中进行固化成为最终的产品。因此,固化炉的温度场对于胶液的固化有至关重要的影响作用。固化炉温度场是一个大惯性,大时滞系统,同时存在较大的非线性,获得其准确的模型常常是比较困难的。这也造成了控制系统设计上的困难。常规的线性控制方法常常会产生超调等不良的响应。模糊 PID 控制器对于非线性系统控制的优势使其能够适应该系统的动态特性。芯片固化炉的实验系统如图 7 所示。

固化炉试验系统的硬件控制框架如图 8 所示。以 Dspace 为核心的控制系统,基于温度变送器通过 AD 转换板卡采集固化炉中的温度信号,并通过数字接口控制继电器的开关,形成 PWM 调制信号控制加热器的功率,形成了标准的反馈控制系统。



图 7 基于 dspace 的芯片固化炉实验系统
Fig.7 Experimental system of chip curing furnace based on DSPACE

基于最小二乘法,建立了固化炉控制信号与温度之间的关系模型。其中,控制信号是脉宽调制的占空比。实际上,温度控制系统是一个非线性过程,在每个工作点有不同的线性模型。在 120°附近,笔者建立了系统的脉宽调制占空比和温度之间的动态模型

$$G(s) = \frac{3.345e^{-23s}}{(9.123s + 1)(1.56s + 1)} \quad (24)$$

依据该模型,基于参数整定方法可得控制器的相应参数。传统 PID 控制器的参数也由增益与相位裕度整定方法获得。

表 7 模糊 PID 和传统 PID 的整定参数值(固化炉)

Table 7 The setting parameter value of fuzzy PID and traditional PID (curing furnace)

传统的 PID			模糊 PID		
K_p	T_i	T_d	K_0	α	β
0.062 1	$9.124 6 \times 10^2$	1.559 7	6.8×10^{-6}	1.56	9 123

在固化炉温控实验中,取 PSO 的惯性权重 $w=0.8$,选择学习因子 $c_1=1.2$ 与 $c_2=0.85$,可以获得优化的结果

$$X_{best} = \{-1, -0.72, -0.39, 0.01, 0.42, 0.69, 1\} \quad (25)$$

2 种控制方法的实验结果如图 9 所示与表 8 所示。

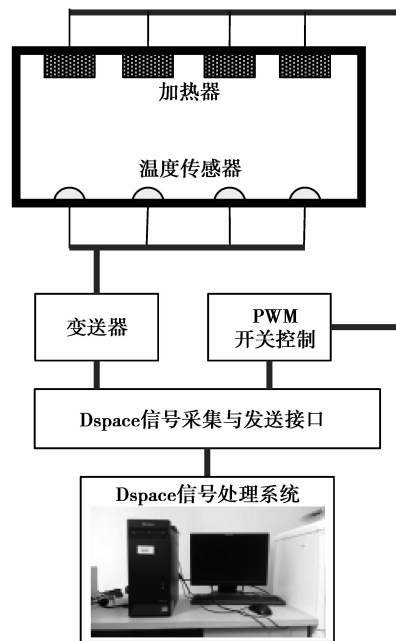


图 8 固化炉控制系统示意图

Fig.8 A schematic diagram of the control system of the curing furnace

表 8 固化炉控制的性能比较

Table 8 Performance comparison of curing furnace control

方法	IAE	ITAE
模糊 PID	5.38e+04	3.25e+07
PID	6.78e+04	4.97e+07

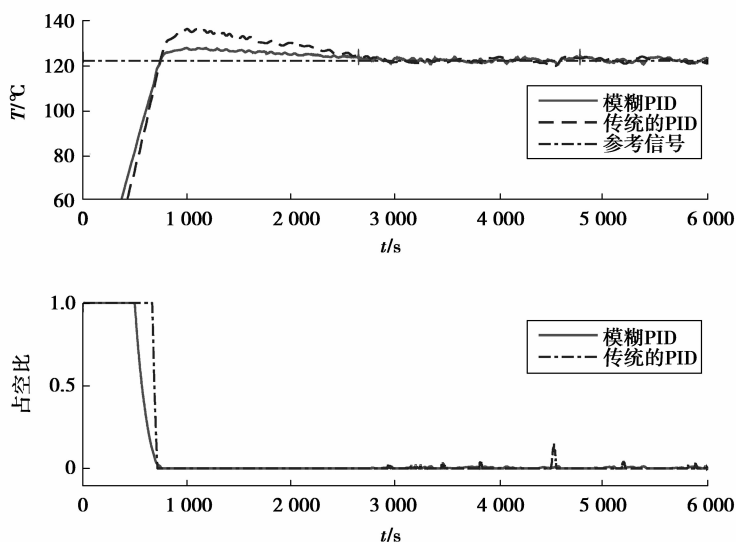


图 9 芯片固化炉的温度控制实验

Fig.9 Temperature control experiment of chip curing furnace

脉宽调制的占空比是 0~1 之间的值,相当于对控制量进行了限制。从图 9 的实验结果可以看出,传统 PID 控制所产生的超调较大,达到了 137°,固化炉的散热过程比较慢,因而超调对系统的影响时间很长,达到了近 3 000 s。而基于研究整定方法的模糊 PID 控制所产生的超调大约在 125°左右,优于 PID 控制。从积分性能指标也可以看出基于研究整定方法的模糊 PID 控制具有更好的控制效果。

5 结 论

笔者提出一种模糊 PID 控制器的双层参数整定方法。由模糊 PID 的解析模型,结合增益裕度原理得到了模糊 PID 的比例因子,又基于 PSO 算法优化了模糊隶属度函数。最终使得模糊 PID 控制更好地适应被控对象的动态特性。由仿真与实验的分析可以看出参数整定方法的有效性。

参考文献:

- [1] Duan, X G, Han X L, Hua D, et al. Effective tuning method for fuzzy PID with internal model control[J]. Industrial & Engineering Chemistry Research, 2008, 47(21): 8317-8323.
- [2] Liu L, Feng P, Xue D Y. Variable-order fuzzy fractional PID controller[J]. Isa Transactions, 2015, 55(2): 227-233.
- [3] Liu J R. A novel PID tuning method for load frequency control of power systems[C]// International Conference on Anti-Counterfeiting, Security, and Identification in Communication, [S.L.]: IEEE, 2009: 13-16.
- [4] Azar A T, Fernando E. Serrano. Robust IMC-PID tuning for cascade control systems with gain and phase margin specifications[J]. Neural Computing & Applications, 2014, 25(5): 983-995.

- [5] Chikashi N, Matsui T, Fujiwara H, et al. Development of PSO-based PID tuning method[C]//International Conference on Control.[S.L.]: Automation and Systems,2008:324-326.
- [6] Li H X, Gatland H. Conventional fuzzy logic control and its enhancement[J]. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics-Part B,1996,26(10):791-797.
- [7] George K I M, Hu B G, Raymond G G, et al. Two-level tuning of fuzzy PID cotrollers[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B,2001,31(2):263-269.
- [8] Woo Z W, Chung H Y, Lin J J, et al. A PID type fuzzy controller with self-tuning scaling factors[J]. Fuzzy Sets and Systems,2000,115(2):321-326.
- [9] Rajani K M, Nikhil R P. A self-tuning fuzzy PI controller[J]. Fuzzy Sets and Systems,2000,115(2):327-338.
- [10] Yesil E, Guzelkaya M, Eksin I. Self tuning fuzzy PID type load and frequency controller[J]. Energy Conversion and Management,2004,45(3):377-390.
- [11] Li H X. A comparative design and tuning for conventional fuzzy control[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics,1997,27(5):884-889.
- [12] Persoone G R, Baudo M, Cotman C, et al. Brushless DC motor fuzzy PID control system and simulation[J]. Knowledge & Management of Aquatic Ecosystems,2014,32(393):115-118.
- [13] Zhang Y SH, Yang T, Li CH Y, et al. Fuzzy-PID control for the position loop of aerial inertially stabilized platform[J]. Aerospace Science & Technology,2014,36:21-26.
- [14] 应行仁.采用最大隶属度决策方法的模糊逻辑控制器分析[D].北京:中科院自动化研究所,1981.
Ying Xingren, The fuzzy logic controller based on the maximum membership decision method[D]. Beijing: Chinese Academy of Sciences Institute of Automation,1981.
- [15] Li H X, Gatland H B, Green A W, et al. Fuzzy variable structure control[J]. IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics Part B Cybernetics A Publication of the IEEE Systems Man & Cybernetics Society,1997,27(2):36-39.
- [16] 王亚刚,邵惠鹤.基于幅值裕度和相位裕度的自整定 PID 控制器[J].控制与决策,2000,15(5):589-591.
WANG Yagang, SHAO Huihe. Self-tuning PID controller based on amplitude margin and phase margin[J]. Control and Decision,2000.15(5):589-591.
- [17] 全亚斌,张卫东,许晓鸣.二阶加延时模型的阶跃响应辨识方法[J].控制理论与应用,2002,19(6):954-956.
QUAN Yabin, ZHANG Weidong, XU Xiaoming. The step response identification method of second order delay model[J]. Control Theory and Application,2002,19(6):954-956.
- [18] 蔡文剑,刘少远.工业过程辨识与控制[M].北京:化学工业出版社,2005.
CAI Wenjian, LIU Shaoyuan. Industrial process identification and control[M]. Beijing: Chemical Industry Press,2005.
- [19] Astrom K J, Hagg lund T. PID controllers: Theory, design and tuning [M]. Alexander: Instrument Society of America,1995.
- [20] 曾建潮,崔志华.一种保证全局收敛的 PSO 算法[J].计算机研究与发展,2004,41(8):1333-1338.
ZENG Jianchao, CUI Zhihua. A PSO algorithm to ensure global convergence[J].Computer Research and Development, 2004,41(8):1333-1338.
- [21] 王唯一,张明泉,杨帆,等.基于粒子群算法的 PID 调速系统的研究[J].控制工程,2015,22(6):1082-1086.
WANG Weiyi, ZHANG Mingquan, YANG Fan, et al. Research on PID speed control system based on particle swarm optimization[J]. Control Engineering,2015,22(6):1082-1086.