

极点配置PID自校正调节器及其在罩式退火炉群控系统中的应用

刘宏才 郑福建 吴保亮 王京 舒迪前

(自动化系)

摘要: 本文根据闭环极点配置的思想, 推导了一种具有PID结构的简单自校正控制算法, 该算法具有结构简单、鲁棒性强、容易实现, 适用于非最小相位系统等优点。该算法已经应用于罩式退火炉微机群控系统中, 实时控制结果表明: 该算法具有很好的跟踪特性和调节特性, 炉温控制效果比常规的仪表PID调节有较大的改善。该算法适用于一般慢时变工业过程。

关键词: 自校正调节器, PID控制, 极点配置, 过程控制

Pole Assignment PID Self-tuning Regulator and Its Application to Cover Annealing Furnaces

Liu Hongcai Zheng Fujian Wu Baolian Wang Jing Shu Diqian

ABSTRACT: Based on pole assignment, a simple self-tuning control algorithm with PID structure is proposed. This algorithm is simple in structure, easy realized, robust and also applicable to non-minimum phase system. Moreover, this algorithm has found application in controlling a group of cover annealing furnaces with microcomputer in an iron and steel company. Real-time control result shows that the proposed algorithm has good steady-state regulating and tracking properties, and control performance is much better than that of the traditional instrumental PID regulator. It is also applicable to other slowly varying systems.

KEY WORDS: self-tuning regulator, PID control, pole assignment, process control

自校正控制技术是近 10 多年来兴起的一门新的学科, 对于受控对象参数时变的系统, 它通过在线辨识受控对象的参数 (显式算法) 或直接辨识控制器参数 (隐式算法), 对控制器进行在线设计, 即对受控对象进行适应控制^[1]。一般的实际受控对象由于其工作特性和受环境的干扰, 都存在着时变性, 常规的确定性调节器设计方法已经不能满足受控对象所提出的越来越高的要求, 因此自校正控制的出现和应用, 对于改善实际控制系统的调节效果具有重要的意义, 受到国内外控制理论界的广泛重视。

目前自校正控制存在的问题是: (1) 设计过于复杂, 需要的数学工具较深, (2) 由于实际受控对象均受到许多干扰因素的影响, 过程特性存在着死区、时延和非线性, 因此要求控制算法具有很强的鲁棒性才能保证系统可靠、稳定运行, 从而限制了它的可行性和在实际过程中的应用。

针对一般自校正控制算法存在的缺点, 本文将讨论一种参数自适应 PID 控制算法, 该算法根据闭环系统极——零点配置方法推导而来, 与一般数字 PID 控制算法的结构完全相同, 因此, 它具有一般数字 PID 算法的优点: 结构简单, 容易实现, 便于为广大工程技术人员接受。

1 参考自适应 PID 控制算法

考虑一个单输入——单输出的随机线性定常离散时间系统, 可用如下线性差分方程 (CARMA 模型) 描述:

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

其中

$y(k)$ 为可测的输出变量; $u(k)$ 为控制变量;

$\xi(k)$ 为不可测量的扰动变量, $\{\xi(k), k=1, 2, 3, \dots\}$ 为独立同分布的随机序列, 且满足 $E\{\xi(k)\} = 0$, $E\{\xi(k) \cdot \xi(k)\} = \sigma^2$;

z^{-1} 为单位延迟算子;

$A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 、 $C(z^{-1})$ 分别为输出变量、控制变量和扰动变量的加权多项式, 即

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{n_b} z^{-n_b} \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{n_c} z^{-n_c} \end{aligned}$$

要求 $A(z^{-1})$ 的根在单位圆之内, 即系统开环稳定, n_b 大于系统的时延步数 d 。

一般的线性反馈调节器可以被描述为^[2, 3]:

$$F(z^{-1})u(k) = H(z^{-1})w(k) - G(z^{-1})y(k) \quad (2)$$

其中: $w(k)$ 为参考输入信号;

$F(z^{-1})$ 、 $H(z^{-1})$ 、 $G(z^{-1})$ 为控制器参数多项式, 即

$$\begin{aligned} F(z^{-1}) &= 1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{n_f} z^{-n_f} & H(z^{-1}) &= h_0 + h_1 z^{-1} + \dots + h_{n_h} z^{-n_h} \\ G(z^{-1}) &= g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{n_g} z^{-n_g} \end{aligned}$$

由(1)、(2)两式得闭环系统的输出变量 $y(k)$ 与 $w(k)$ 、 $\xi(k)$ 之间的传递关系为:

$$y(k) = \frac{z^{-1}B(z^{-1})H(z^{-1})}{A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})G(z^{-1})}w(k) + \frac{F(z^{-1})C(z^{-1})}{A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-1}B(z^{-1})G(z^{-1})}\xi(k) \quad (3)$$

算法推导的目的是设计调节器参数多项式 $F(z^{-1})$ 、 $H(z^{-1})$ 和 $G(z^{-1})$ ，使得闭环系统满足如下期望的闭环传递关系:

$$y(k) = \frac{z^{-1}B_m(z^{-1})}{T(z^{-1})}w(k) + \frac{C_m(z^{-1})}{T(z^{-1})}\xi(k) \quad (4)$$

其中 $T(z^{-1})$ 、 $B_m(z^{-1})$ 、 $C_m(z^{-1})$ 分别为将要配置的闭环极——零点多项式，它们是根据闭环系统所期望的动、静态特性，由设计者确定的。

不失一般性，首先令

$$H(z^{-1}) = G(z^{-1}) \quad (5)$$

根据文献[4]， $G(z^{-1})$ 选择为

$$G(z^{-1}) = K_1 A(z^{-1}) \quad (6)$$

由此设计可以使闭环系统具有很好的鲁棒性，其中 K_1 为比例系数。

将(5)、(6)两式代入(3)式得:

$$y(k) = \frac{z^{-1}K_1 B(z^{-1})}{F(z^{-1}) + z^{-1}K_1 B(z^{-1})}w(k) + \frac{F(z^{-1})C(z^{-1})}{A(z^{-1})[F(z^{-1}) + z^{-1}K_1 B(z^{-1})]}\xi(k) \quad (7)$$

比较(4)式和(7)式得:

$$T(z^{-1}) = F(z^{-1}) + z^{-1}K_1 B(z^{-1}) \quad (8)$$

$$B_m(z^{-1}) = K_1 B(z^{-1}) \quad (9)$$

$$C_m(z^{-1}) = \frac{F(z^{-1})C(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (10)$$

其中(8)式为闭环极点配置方程，因此可以确定控制器多项式:

$$F(z^{-1}) = T(z^{-1}) - z^{-1}K_1 B(z^{-1}) \quad (11)$$

这时系统的闭环传递关系为:

$$y(k) = \frac{z^{-1}K_1 B(z^{-1})}{T(z^{-1})}w(k) + \frac{[T(z^{-1}) - z^{-1}K_1 B(z^{-1})]C(z^{-1})}{A(z^{-1})T(z^{-1})}\xi(k) \quad (12)$$

在 $\xi(k) = 0$ 时，系统传递误差为:

$$e(k) = w(k) - y(k) = \left[1 - \frac{z^{-1}K_1 B(z^{-1})}{T(z^{-1})} \right] w(k)$$

为消除恒值给定参考信号的稳态误差, 并根据 Z 变换的终值定理确定比例系数 K_1

$$K_1 = T(1) / B(1) \quad (13)$$

其中

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

将 (13) 式、(11) 式、(6) 式和 (5) 式代入控制器方程 (2) 式中, 得

$$\left[T(z^{-1}) - z^{-1} \frac{T(1)}{B(1)} B(z^{-1}) \right] u(k) = \frac{T(1)}{B(1)} A(z^{-1}) [w(k) - y(k)] \quad (14)$$

上式为控制器方程的一般形式。

为了得到 PID 结构形式的控制器方程, 依据一般慢时变过程的特点, 做如下假设:

(1) 输出变量的加权多项式 $A(z^{-1})$ 为二阶, 即

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}$$

(2) 系统进入稳态以后, 控制量基本不变, 即

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

(3) 只有一个闭环配置极点, 即

$$T(z^{-1}) = 1 + t_1 z^{-1}$$

在上述假设条件下, (14) 式可简化为:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{T(1)}{B(1)} A(z^{-1}) [w(k) - y(k)] \quad (15)$$

定义偏差量 $e(k) \triangleq w(k) - y(k)$, 并展开多项式 $A(z^{-1})$ 得:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{T(1)}{B(1)} e(k) + \frac{T(1)}{B(1)} a_1 e(k-1) + \frac{T(1)}{B(1)} a_2 e(k-2) \quad (16)$$

上式为 PID 结构形式的控制器方程。

当模型参数未知或缓慢变化时, 可在线辨识原模型参数, 然后按 (16) 式计算控制律。

参数自适应 PID 控制算法的计算步骤可归纳如下:

- (1) 测量输出变量 $y(k)$;
- (2) 形成参数估计方程

$$y(k) = \hat{q}^T(k-1) \hat{\theta}(k) + \xi(k)$$

其中

$$\begin{aligned} \hat{q}^T(k-1) &= [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-n_s); u(k-1), u(k-2), \\ &\dots, u(k-n_s); \hat{\varepsilon}(k), \hat{\varepsilon}(k-1), \hat{\varepsilon}(k-2), \dots, \hat{\varepsilon}(k-n_c)]^T \\ \hat{\theta} &= [a_1, a_2, \dots, a_{n_s}; b_1, b_2, \dots, b_{n_s}; 1, \hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_{n_c}]^T \\ \hat{\varepsilon}(k) &\triangleq y(k) - \hat{q}^T(k-1) \hat{\theta}(k-1) \end{aligned}$$

(3) 用增广矩阵法估计参数 $\hat{\theta}(k)$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \frac{P(k-1)\hat{\varphi}(k-1)}{\lambda + \hat{\varphi}^T(k-1)P(k-1)\hat{\varphi}(k-1)} \hat{\varepsilon}(k)$$

$$P(k) = \left[P(k-1) - \frac{P(k-1)\hat{\varphi}(k-1)\hat{\varphi}^T(k-1)P(k-1)}{\lambda + \hat{\varphi}^T(k-1)P(k-1)\hat{\varphi}(k-1)} \right] / \lambda$$

(4) 将 $\hat{\theta}(k)$ 代入 (16) 式计算控制律 $u(k)$;

(5) 返回 (1) 重复计算上述过程。

一般数字 PID 算法的控制器方程为^[5]:

$$u(k) = u(k-1) + K \left(1 + \frac{T_d}{T_0} \right) e(k) - K \left(1 + 2\frac{T_d}{T_0} - \frac{T_0}{T_i} \right) e(k-1) + K \frac{T_d}{T_0} e(k-2) \quad (17)$$

其中

K 为比例增益; T_i 为积分时间常数;
 T_d 为微分时间常数; T_0 为采样时间。

一般数字 PID 算法的 3 个参数 K 、 T_i 、 T_d 通常由 Ziegler—Nichols 准则进行选择。

比较 (16) 式和 (17) 式可以看出参数自适应 PID 算法与一般数字 PID 算法的控制器方程在结构上完全相同, 其参数有着——对应关系, 经过比较得一般数字 PID 算法的控制器参数 K 、 T_i 、 T_d 与模型参数的对应关系为:

$$K = T(1)(1 - a_2)/B(1) \quad (18)$$

$$T_i = (1 - a_2)T_0/(1 + a_1 + a_2) \quad (19)$$

$$T_d = a_2 T_0/(1 - a_2) \quad (20)$$

这里参数自适应 PID 算法与一般数字 PID 算法的根本区别在于自适应算法的控制器参数随着过程模型参数 $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 的不断变化而相应地改变, 这是自适应算法的特点及优势所在。(18)、(19)、(20) 3 式也为一般数字 PID 算法的控制器参数选择提供了一种依据。

上述所讨论的自适应算法是根据闭环极、零点配置方法推导的, 所配置的闭环极点多项式 $T(z^{-1})$ 是稳定的, 而对消的开环极点多项式又要求是稳定的, 因此只要 $\hat{A}(z^{-1})$ 稳定, 则闭环系统可以稳定工作, 即适用于非最小相位系统。另一方面, 从极点配置方程确定多项式 $F(z^{-1})$ 的 (11) 式可以看出, 即使受控对象为非最小相位系统, 在稳态过程中, 经 (11) 式变换后, 控制器方程的极点多项式 $F(z^{-1}) = 0$ 的根仍可在单位圆之内, 即控制量是有界的。

2 自适应算法的仿真分析

考虑一个单输入——单输出模型^[3]:

$$y(k) - 1.5352y(k-1) + 0.5866y(k-2) = -0.0231u(k-3) + 0.0754u(k-4) + \xi(k)$$

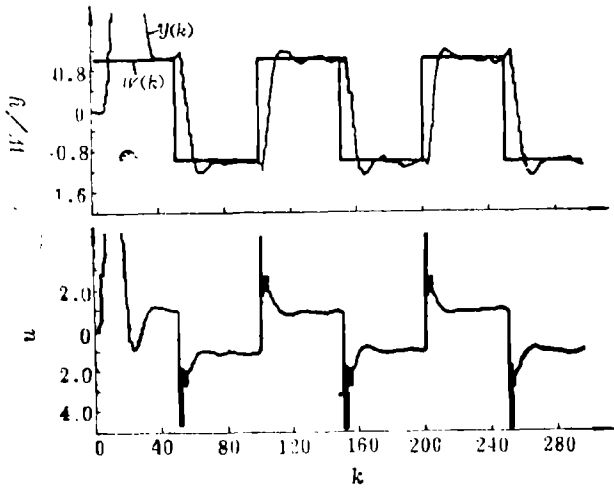


图 1 自适应算法的仿真结果

Fig. 1 Simulation result for PID self-tuning regulator

后, 经过 3 步固有延迟, 很快就能跟踪参考输入变化, 跟踪快, 超调量小。

3 实时控制

本文所讨论的自适应控制算法的实际受控对象是某钢铁公司轧钢厂的 3 台罩式退火炉温度控制, 其炉温由安装在炉墙、炉底和炉顶的 3 支热电偶和 3 组电阻丝检测和调节, 该受控对象可以被看成是一个 3 输入——3 输出的多变量系统, 但为了采用前述的单变量算法进行控制, 我们把该受控对象看成炉墙温度、炉底温度和炉顶温度 3 个独立的单变量系统分别用单变量算法进行控制。退火工艺对恒温和升温整个过程都有要求, 控制系统的主要任务是尽量使退火炉的炉温按照工艺曲线进行, 并使炉内的温度场尽量均匀。

采用一台 BCM-1A 微型机对 3 台退火炉的炉温进行群控, 在硬件设计中是基于系统尽量简单、实现容易、操作方便和满足一定精度的思想进行设计的。实时控制软件由 Z80 汇编语言编制而成, 其数据由 5 字节浮点数组成, 其中尾数占了 4 字节, 阶码占 1 字节, 程序采用模块结构。

对该受控对象离线建模以后分析表明, 对象为开环稳定, 非最小相位系统。在实时控制过程中, 参数估计采用递推最小二乘法, 递推模型结构选为 $n_a = 2, n_b = 1, n_c = 0$ 。在闭环极点配置方程选为 $T(z^{-1}) = 1 - 0.75z^{-1}$ 时, 实时控制曲线如图 2 所示。从 (16) 式可以看出, 控制量除与偏差量和闭环极点位置有关外, 完全取决于辨识的模型参数, 由于实际对象存在时延和非线性, 使得在线辨识的模型有时不能真正反映过程的真实情况, 因此我们在实

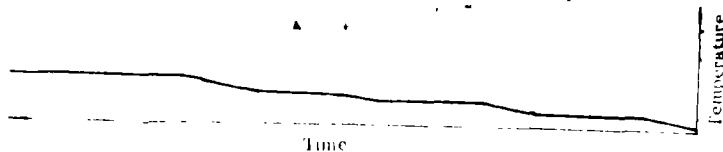


图 2 自适应算法的实时控制结果

Fig. 2 Real-time control result for PID self-tuning regulator

这是一个非最小相位模型。仿真时的模型参数辨识采用递推最小二乘法, 遗忘因子 λ 选为 1.0, 系统的干扰用 $N(0, 0.18)$ 的正态分布随机数模拟, 递推模型结构选为 $n_a = 2, n_b = 3$ 。辨识参数的初值选 $b_2 = 1.0$, 其余各量均选为 0, $P(0)$ 阵选为对角阵, 参考输入信号选为方波信号, 在极点配置方程为 $T(z^{-1}) = 1 - 0.85z^{-1}$ 时, 参数自适应 PID 算法的仿真结果如图 1 所示。

从仿真图中可以看出, 算法适用于非最小相位系统, 对于恒值参考给定输入稳态无偏, 在进入稳态

时控制时，根据对象在工作过程中的物理特性，对辨识模型的有效性进行检验和处理，保证实时控制过程中辨识模型能基本反映出受控对象的物理特性，调试结果表明，该措施对保证系统稳定运行是必要的。

4 结 论

实时控制结果表明，本文所讨论的参数自适应 PID 算法具有较好的稳态调节特性和跟踪特性，调节的灵敏度高，运行平稳，可以从升温无超调地进入恒温阶段，在恒温阶段稳态无偏，调节误差大多在 $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ 之内，在升温阶段大约有 2°C 的跟踪误差，完全能满足工艺所提出的要求。

本文所讨论的自校正控制算法结构简单，鲁棒性强，适用于一般慢时变工业过程。

参 考 文 献

- 1 Astrom K J., et al. *Automatica*, 1977; 13:457
- 2 Astrom K J, Wittenmark B. *IEE Proc.* 1980; 127:120
- 3 Tjokro S, Shah S L. Adaptive PID control, American Control Conference, Boston, 1985
- 4 Banyasz Cs, Keviczky L. 7th IFAC Symp. on Identification and System Parameter Estimation, York U.K, 1985
- 5 Isermann R 著，王振淮、赵鉴起译。数字调节系统，机械工业出版社，1983