

一种基于离线优化参数的自校正 PID 控制器

彭 辉

(中南工业大学自动控制工程系·长沙, 410083)

摘要: 本文针对典型工业过程, 通过在线辨识对象脉冲响应间接获取对象等效参数, 利用按偏差积分准则离线优化整定出的 PID 参数与对象参数的关系, 实现 PID 控制器的自校正. 为抑制输出超调, 提出了一种超前控制方法. 仿真表明, 该控制器对于变参数对象可获得满意的控制效果.

关键词: 自校正 PID; 脉冲响应辨识; 最优 PID 参数; 输出预测

1 前 言

PID 调节器具有通用性强与鲁棒性好的优点, 现有的 PID 参数整定方法可归纳为离线计算与在线自校正. 在离线算法中, 以优化参数法为佳, 但仅适用于对象参数非时变的场合; 在线自校正算法中, 既要在线估计对象参数又要在线解 Diophantine 方程或在线寻优, 控制性能受参数估计精度影响大. 针对上述两类方法, 本文提出了一种综合两者优点, 以在线辨识对象脉冲响应间接获取对象等效参数, 再根据离线参数优化法得出的最优 PID 参数与对象参数的关系, 获得能适应对象变化的最佳 PID 参数的方法. 此外, 为减小超调, 本文采用参考轨迹规定系统的期望输出, 利用对象的在线辨识模型预测输出值, 若其超限则将其引入误差变量, 对未来超调进行超前抑制, 结果表明, 该方法计算量小, 效果好.

2 系统结构

设有自平衡的典型工业过程由下述一阶惯性加纯滞后的环节表示

$$G_0(s) = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{1 + T_0 s}, \quad (1)$$

前接一零阶保持器, 设采样周期为 T , 对象脉冲传递函数为

$$G_0(z) = \frac{K_0(1 - a_0)z^{-d_0-1}}{1 - a_0 z^{-1}}. \quad (2)$$

式中, $a_0 = \exp(-T/T_0)$, $d_0 = \frac{\tau_0}{T}$ (整数化). 离散化 PID 调节器的脉冲传递函数为^[1]

$$G_c(z) = \frac{p_0 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (3)$$

式中

$$p_0 = K_p + \frac{K_p T}{T_i} + p_2, \quad p_1 = -K_p - 2p_2, \quad p_2 = \frac{K_p T_d}{T}. \quad (4)$$

K_p , T_d , T_i 分别为 PID 调节器的比例增益、微分时间与积分时间. 本文提出的基于离线优化参数的自校正 PID 控制系统结构框图如图 1 所示. 图 1 中 y_m 为模型预测输出, e_m 为输出预测误差, y_p 为经过修正的预测输出, ξ 为零均值随机干扰.

3 对象等效参数的求取

3.1 对象脉冲响应与等效参数的关系

设对象的单位阶跃响应为 $y(t)$, 单位脉冲响应为 $g(t)$, 则有

$$g(t) = \frac{dy(t)}{dt}, \quad y(t) = \int_0^t g(t) dt. \quad (5)$$

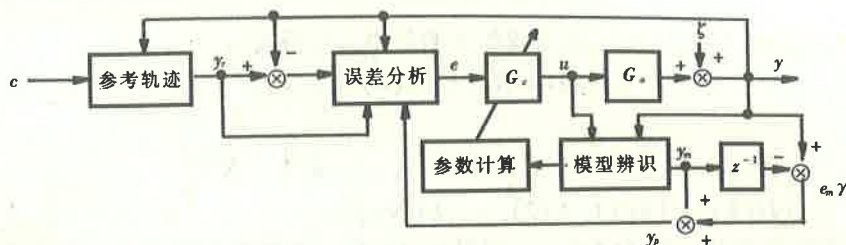


图 1 系统结构框图

用模型(1)的单位阶跃响应近似 $y(t)$, 在 $y(t)$ 的最大斜率处作切线 $y'(t)$, 由此确定对象的等效参数 K_0, τ_0, T_0 , 如图 2 所示. 由式(5)

$$K_0 = \int_0^{\infty} g(t) dt,$$

离散化 $g(t)$, 上式可写成

$$K_0 = \sum_{i=1}^{\infty} g(i) T,$$

对自平衡对象, 当 $i > N$ 后 $g(i) \approx 0$, 上式近似为

$$K_0 = \sum_{i=1}^N g(i) T. \quad (6)$$

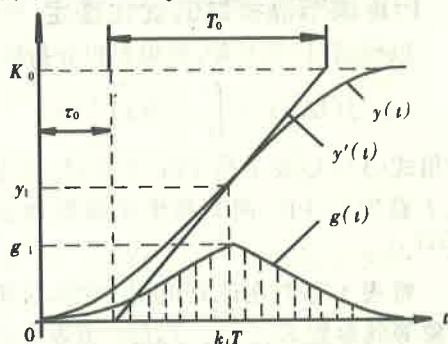


图 2 单位阶跃与单位脉冲响应曲线

由图 2 知 $\dot{y}(k_1 T) = g(k_1) = \frac{K_0}{T_0}$,

所以

$$T_0 = K_0 / g(k_1). \quad (7)$$

$y(t)$ 在最大斜率处的值

$$y_1 = \sum_{i=1}^{k_1-1} g(i) T,$$

切线 $y'(t)$ 的方程为

$$y'(t) = \dot{y}(k_1 T)(t - \tau_0) = g(k_1)(t - \tau_0),$$

显然,

$$y'(k_1 T) = y_1,$$

所以

$$y_1 = g(k_1)(k_1 T - \tau_0),$$

$$\tau_0 = k_1 T - y_1 / g(k_1) = k_1 T - T \sum_{i=1}^{k_1-1} g(i) / g(k_1). \quad (8)$$

3.2 脉冲响应序列辨识

对于线性系统, 其输入输出关系为

$$y(k) = \sum_{i=1}^{\infty} g(i) u(k-i) T,$$

令等价权序列

$$h(i) = Tg(i), \quad (9)$$

则

$$y(k) = \sum_{i=1}^{\infty} h(i)u(k-i).$$

设对象渐近稳定, $i > N$ 后 $h(i) \approx 0$, 上式近似为

$$y(k) = \sum_{i=1}^N h(i)u(k-i).$$

再考虑到过程的随机干扰, 可将上式写成如下的最小二乘格式

$$y(k) = X^T(k)H(k) + \xi(k). \quad (10)$$

式中

$$\begin{cases} X(k) = [u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-N)]^T, \\ H(k) = [h(1), h(2), \dots, h(N)]^T. \end{cases} \quad (11)$$

$\xi(k)$ 为零均值随机干扰. 取 $H(0) = 0$, 利用式(10)(11)采用递推最小二乘 U-D 分解法在线辨识 $H(k)$, 再由式(6)~(9)在线计算对象(1)的各参数 K_0, τ_0, T_0 .

4 PID 调节器参数的优化整定

以模型(1)为对象, 取偏差积分指标为

$$J(\text{IAE}) = \int_0^{\infty} |e(t)| dt.$$

使用式(3)(4)表示的 PID 调节器, 通过极小化 J 获取的 PID 调节器优化系数如表 1 所示^[2].

将表 1 存贮在计算机中, 在实时辨识出对象等效参数 $\hat{K}_0, \hat{\tau}_0, \hat{T}_0$ 后, 由表 1 求出最优 PID 参数 $\hat{K}_p, \hat{T}_i, \hat{T}_d$, 再由式(4)计算出式(3)需要的实时最优参数 $\hat{p}_0, \hat{p}_1, \hat{p}_2$.

5 超前控制算法

为减小超调及柔化控制, 取一阶指数曲线作为参考轨迹(期望输出)

$$y_r(k+1) = \alpha y(k) + (1-\alpha)c, \quad 0 \leq \alpha < 1.$$

式中 c 为设定值. 为计算即时控制 $u(k)$, 首先计算误差

$$e(k) = y_r(k+1) - y(k).$$

由图 1 及式(3)计算控制量

$$\begin{cases} u(k) = u(k-1) + \hat{p}_0 e(k) + \hat{p}_1 e(k-1) + \hat{p}_2 e(k-2), \\ u(k) \in [u_{\min}, u_{\max}]. \end{cases}$$

控制 $u(k)$ 的作用是使 $y(k+1)$ 达到 $y_r(k+1)$, 通过辨识模型(10)可预测在 $u(k)$ 作用下的未来一步输出值

$$y_m(k+1) = X^T(k+1)\hat{H}(k) = \sum_{i=1}^N \hat{h}(i)u(k-i+1).$$

考虑到模型失配、环境干扰等因素, 利用本次采样值 $y(k)$ 与前次模型预测值 $y_m(k)$ 的偏差

$$e_m(k) = y(k) - y_m(k),$$

修正 $y_m(k+1)$, 构成输出预测值以提高预测精度

表 1 PID 调节器的最优整定参数

τ_0/T_0	$K_p K_0$	T_i/T_0	T_d/T_0	$J(\text{IAE})/T_0$
0.1	6.558	0.925	0.061	0.151
0.2	2.311	0.677	0.189	0.319
0.3	1.479	0.633	0.233	0.467
0.4	1.117	0.647	0.250	0.640
0.5	0.947	0.705	0.268	0.821
0.6	0.825	0.752	0.289	0.997
0.7	0.731	0.792	0.312	1.167
0.8	0.695	0.871	0.316	1.331
0.9	0.630	0.895	0.326	1.487
1.0	0.651	1.030	0.306	1.629

$$y_p(k+1) = y_m(k+1) + \gamma e_m(k), \quad 0 < \gamma \leq 1.$$

当随机干扰较小时 γ 取较大值, 反之 γ 应取较小值. 可利用 $y_p(k+1)$ 对未来可能发生的输出超限进行超前控制:

若 $y_p(k+1) \geq y_r(k+1) + \Delta y$, Δy 为门限值,
则修改本次误差为 $e_1(k) = y_r(k+1) - y_p(k+1)$.

再由式(12)修改本次控制为

$$\begin{cases} u(k) = u(k-1) + \hat{p}_0 e_1(k) + \hat{p}_1 e(k-1) + \hat{p}_2 e(k-2), \\ u(k) \in [u_{\min}, u_{\max}]. \end{cases}$$

若 $y_p(k+1) < y_r(k+1) + \Delta y$, 维持原 $e(k)$ 及 $u(k)$. 采取上述超前控制手段, 能有效抑制超调改善动态品质.

6 仿真结果

仿真对象如表 2 所示. 各种情况下均取 $T = 1$, 遗忘因子 $\lambda = 0.95$, $\alpha = 0.513$, $\gamma = 1$, $\Delta y = 0$, $N = 35$, $u \in [-15, 15]$, $\xi(k)$ 为方差 $\sigma^2 = 0.0033$ 的白噪声. 常规 PID 调节器的仿真结果如图 3 所示, PID 参数根据第一个模型的参数优化整定, 图 3 表明常规 PID 调节器对变参数情况的鲁棒性很差. 图 4 是不带参考轨迹与超前控制的自校正 PID 调节器的仿真结果, 相比图 3 其控制性能大为改善, 但有时显得输出超调较大. 设置了参考轨迹且实施超前控制的自校正 PID 控制器的仿真曲线如图 5 所示, 图 5 表明该控制器对变比例、变时滞、变时间常数各种情况均有很强的鲁棒性, 且输出超调很小.

表 2 仿真对象模型及采样区间

序号	仿真对象模型	采样区间
1	$\frac{e^{-2s}}{1+10s}$	1 ~ 199
2	$\frac{2e^{-2s}}{1+10s}$	200 ~ 399
3	$\frac{2e^{-10s}}{1+10s}$	400 ~ 599
4	$\frac{2e^{-10s}}{1+15s}$	600 ~ 800

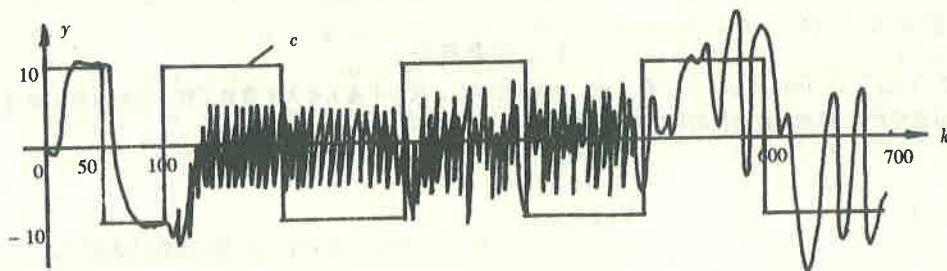


图 3 常规 PID 调节器仿真曲线

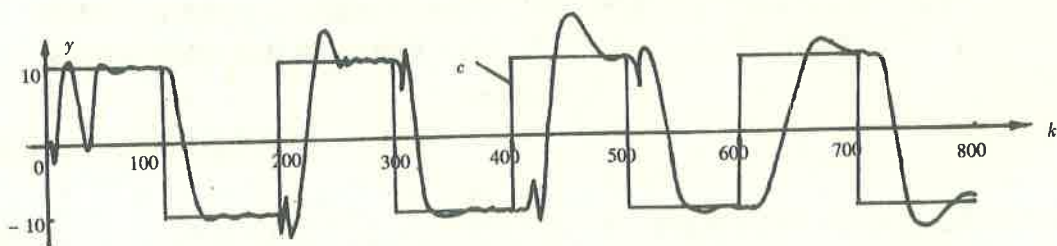


图 4 不带参考轨迹与超前控制的自校正 PID 调节器仿真曲线

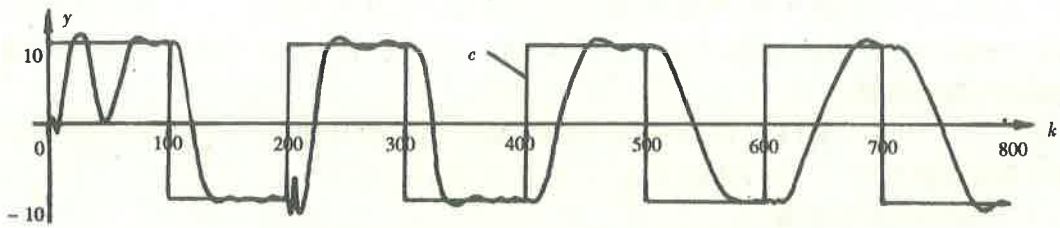


图 5 有参考轨迹与超前控制的自校正 PID 调节器仿真曲线

参考文献

- 1 李清泉. 自适应控制系统理论、设计与应用, 北京: 科学出版社, 1990, 389-390
- 2 王士杰. PID 调节器按积分准则的最优整定参数. 中国自动化学会首届过程控制科学报告会论文集, 杭州: 浙江大学出版社, 1988, 210-217

Self-Tuning PID Controller Based on Off-Line Optimum Tuning Parameters

PENG Hui

(College of Information Engineering, Central South University of Technology, Changsha, 410083, PRC)

Abstract: In this paper, the plant parameters are indirectly obtained by identifying the weighting function of the plant, utilizing the relations of plant parameter and off-line tuned optimum PID parameter according to IAE performance index, self-tuning PID control are realized. In addition, a method that using identified model to predict plant output, executing advance control for output overshoot is proposed.

Key words: self-tuning PID controller; weighting function identification; optimum PID parameter; output prediction.

本文作者简介

彭辉 1963 年生, 1986 年毕业于中南工业大学获硕士学位, 现为中南工业大学信息工程学院副教授. 研究方向为预测控制, 自适应控制, 计算机过程控制理论及应用等.