

广义预测补偿-自校正 PID 串级控制算法^①

彭 辉

(中南工业大学信息工程学院, 长沙 410083)

彭晓燕

(湖南大学机械与汽车工程学院, 长沙 410082)

摘 要 针对串联时滞对象, 提出了串级控制算法, 主回路用广义预测补偿控制, 副回路用基于离线优化参数的自校正 PID 调节器。仿真实验表明, 该算法既能使外环对象输出快速、平稳、无静差, 又能克服内环对象输出大幅波动, 不论内环还是外环对象参数变化, 都能使控制具有很强的鲁棒性。

关键词 串级控制 广义预测控制 自校正 PID 串联时滞对象

在工业生产过程中, 许多对象具有串联时滞结构, 例如铝加工行业中广泛使用的气流循环式电加热炉等, 此类对象可近似为两个一阶惯性加纯滞后环节相串联的形式, 且其参数多为突变或慢时变, 对象结构如图 1 所示。

$$u_2 \rightarrow \left[\frac{K_2 e^{-\tau_2 s}}{1 + T_2 s} \right] \rightarrow y_2 \rightarrow \left[\frac{K_1 e^{-\tau_1 s}}{1 + T_1 s} \right] \rightarrow y$$

图 1 串联时滞对象模型

图 1 中 y 是主要被控量, 对 y_2 通常要求其不能超过一定的限度, 为了保证 y 能良好地跟踪设定值, 必须使 y_2 尽量平稳且控制其幅度, 为此应设计两个控制器分别控制主副对象的输出。文献[1]提出了一种采用普通串级结构的预测-PID 串级控制策略, 副回路采用常规 PID 调节器, 容易使 y_2 出现大幅过调, 并且不适应于副对象参数时变的场合。文献[2]给出的一种串级预估控制方法需要准确已知主副对象时滞, 难以用于变时滞场合。本文针对此类实际对象的特点, 提出了一种广义预测补偿-自校正 PID 串级控制算法, 这是一种分层控制的策略, 内环采用采样频率较高的自校正 PID 控制, 抑制进入系统的二次干扰, 克服内环对象参数时变的影响; 外环采用广义预测补偿控

制, 即外环广义预测控制器的输出仅作为内环给定值的补偿量参与控制, 这种结构能避免外环控制器输出大幅波动对内环造成的影响, 因而能使外环输出获得优良的跟踪性和鲁棒性。上述控制策略综合利用了广义预测控制与自校正 PID 的性能优点和串级控制的结构优点。仿真实例验证了这一控制策略的优越性。

1 广义预测补偿-自校正 PID 串级控制结构

广义预测控制(GPC)集中了各种远程预测控制算法的优点^[3], 但其运算量较大, 难以采用 PID 控制那样小的采样周期, 对过程中突发性干扰的抑制不如 PID 控制有效。针对串联时滞对象, 本文采用一种具有特殊结构形式的串级控制方式, 如图 2 所示。副对象采用 PID 控制并选择较小的采样周期, 用以抑制经常发生在前级对象执行机构上的干扰。后级对象惯性及时滞均较大, 故外环采用 GPC 控制并采用较大的采样周期, GPC 的对象为 PID 内环及后级对象构成的广义对象, 且 GPC 的输出仅作为内环给定的补偿量, 以避免内环给定值的过大波动, 这样有利于内环输出的平稳性。

内环 PID 控制虽有一定的鲁棒性, 但

① 收稿日期: 1995-04-29; 修回日期: 1995-08-25

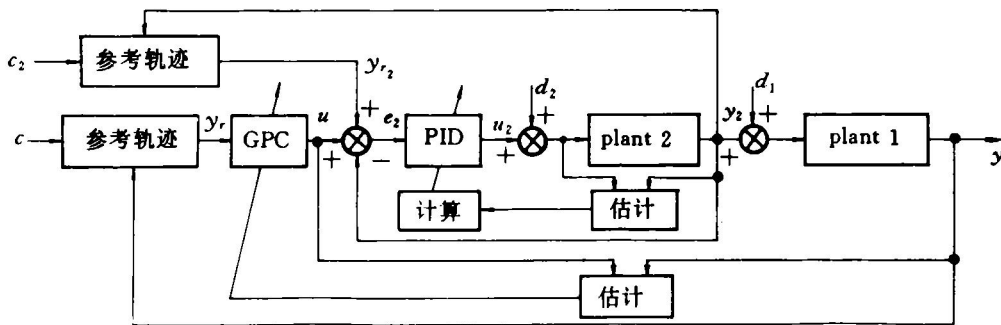


图2 广义预测补偿-自校正PID串级控制结构图

当副对象参数变化过大时,其控制性能会显著下降,从而影响系统的整体性能,此外PID参数的整定也较困难。内环采用自校正PID控制能显著克服副对象参数时变的影响,对提高整个系统的动态性能及鲁棒性有着重要的作用。

2 广义预测补偿控制器设计

按图2,采用CARIMA模型描述由自校正PID内环及后级对象组成的广义对象:

$$Ay(k) = Bu(k-1) + By_r(k-1) + T\xi(k)/\Delta \quad (1)$$

式中

$$\begin{cases} A = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{n_a}z^{-n_a} \\ B = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{n_b}z^{-n_b} \\ T = 1 + t_1z^{-1} + \dots + t_{n_t}z^{-n_t} \\ \Delta = 1 - z^{-1} \end{cases} \quad (2)$$

$\xi(k)$ 为零均值白噪声, T 为噪声观测器的设计多项式,可取为一阶多项式。由式(1) 辨识模型取为:

$$A \cdot \Delta y_i(k) = B \cdot \Delta u_i'(k-1) + \xi(k) \quad (3)$$

式中

$$\begin{cases} \Delta y_i(k) = \frac{\Delta y(k)}{T} = \frac{y(k) - y(k-1)}{T} \\ \Delta u_i'(k-1) = \frac{\Delta u'(k-1)}{T} = \frac{u'(k-1) - u'(k-2)}{T} \\ u'(k-1) = u(k-1) + y_r(k-1) \end{cases} \quad (4)$$

从式(1) 可得广义对象模型的另一种形式:

$$\bar{A}y(k) = B \cdot \Delta u(k-1) + B \cdot \Delta y_r(k-1) + T\xi(k) \quad (5)$$

式中

$$\begin{cases} \bar{A} = \Delta \cdot A = 1 + \bar{a}_1z^{-1} + \dots + \bar{a}_{n_a+1}z^{-(n_a+1)} \\ \bar{a}_{n_a+1} = -a_{n_a}, \bar{a}_i = a_i - a_{i-1} \\ 1 \leq i \leq n_a \end{cases} \quad (6)$$

设 c 、 c_2 分别为 y 及 y_2 的设定值, c_2 应取为接近 y_2 稳态值的某个值。主副对象输出 y 及 y_2 的期望值 y_r 、 y_{r_2} 由下述参考轨迹设定:

$$\begin{cases} y_r(k) = y(k) \\ y_r(k+j) = \alpha_1 y_r(k+j-1) + (1-\alpha_1)c, j=1, \dots, N \\ 0 < \alpha_1 < 1 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} y_{r_2}(k) = y_2(k) \\ y_{r_2}(k+j) = \alpha_2 y_{r_2}(k+j-1) + (1-\alpha_2)c_2, j=1, \dots, N \\ 0 < \alpha_2 < 1 \end{cases} \quad (8)$$

考虑性能指标:

$$J(k) = E \left\{ \sum_{j=1}^N [y(k+j) - y_r(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_*} \mu \cdot \Delta u^2(k+j-1) \right\} \quad (9)$$

式中 N 为最大预测时域长度, N_* 为控制时域长度,可取 $N_* < N$; μ 为控制加权系数。

2.1 未来输出值最优预报

定理1: 对于模型(5), 若记输出预测误差

为:

$$\tilde{y}(k+j|k) = y(k+j) - y(k+j|k) \quad j=1, \dots, N \quad (10)$$

则使 $J = E\{\tilde{y}^2(k+j|k)\}$

最小的 j 步最优预报 $y^*(k+j|k)$ 由下式确定

$$y^*(k+j|k) = G_j y_i(k) + F_j \Delta y_{r_2}(k+j-1) + \bar{F}_j \Delta u(k+j-1) + \Gamma_j \Delta u_i(k-1) \quad (11)$$

式中

$$\begin{cases} y_i(k) = y(k)/T \\ \Delta y_{r_2}(k+j-1) = \Delta y_{r_2}(k+j-1)/T \\ \Delta u_i(k-1) = \Delta u(k-1)/T \end{cases} \quad (12)$$

$$F_j = F'_j B = f_{j0} + f_{j1} z^{-1} + \dots + f_{j, n_b+j-1} z^{-(n_b+j-1)} \quad (13)$$

$$T = \bar{A} F'_j + z^{-j} G_j \quad (14)$$

$$\begin{cases} F'_j = f'_0 + f'_1 z^{-1} + \dots + f'_{j-1} z^{-(j-1)} \\ G_j = g_{j0} + g_{j1} z^{-1} + \dots + g_{j, n_a} z^{-n_a} \end{cases} \quad (15)$$

$$F_j = \bar{F}_j T + z^{-j} \Gamma_j \quad (16)$$

$$\begin{cases} \bar{F}_j = \bar{f}_0 + \bar{f}_1 z^{-1} + \dots + \bar{f}_{j-1} z^{-(j-1)} \\ \Gamma_j = \gamma_{j0} + \gamma_{j1} z^{-1} + \dots + \gamma_{j, n_\gamma} z^{-n_\gamma} \\ n_\gamma = \max(n_b, n_i) \end{cases} \quad (17)$$

最优预测误差为:

$$\tilde{y}^*(k+j|k) = F'_j \xi(k+j) \quad (18)$$

定理1的证明类似文献[4]的定理6-24。

$G_j, F'_j, F_j, \Gamma_j, \bar{F}_j$ 可在线递推计算。

2.2 广义预测补偿控制算法

定义

$$y_1(k+j) = G_j y_i(k) + F_j \Delta y_{r_2}(k+j-1) + \bar{F}_j \Delta u(k+j-1) + \Gamma_j \Delta u_i(k-1) \quad (19)$$

$$\begin{cases} Y_1 = [y_1(k+1) \dots y_1(k+N)]^T \\ Y = [y(k+1) \dots y(k+N)]^T \\ Y^* = [y^*(k+1|k) \dots y^*(k+N|k)]^T \\ Y_r = [y_r(k+1) \dots y_r(k+N)]^T \\ \Delta U = [\Delta u(k) \dots \Delta u(k+N_u-1)]^T \\ \Delta u(k+j) = 0, j = N_u, N_u+1, \dots, N \end{cases} \quad (20)$$

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} \bar{f}_0 & & & \\ & \ddots & & \\ \bar{f}_1 & & \bar{f}_0 & \\ & \ddots & & \\ \vdots & & \vdots & \\ \bar{f}_{N-1} & \dots & \bar{f}_{N-N_u} \end{bmatrix}_{N \times N_u} \quad (21)$$

由式(11)、(19)~(21)得:

$$Y^* = Y_1 + \bar{F} \Delta U \quad (22)$$

根据定理1有:

$$y(k+j) = y^*(k+j|k) + F'_j \xi(k+j) \quad (23)$$

$$E\{y(k+j)\} = y^*(k+j|k) \quad (24)$$

显然 $E\{Y\} = Y^*$
由前述定义及定理1, 目标函数(9)可表示如下:

$$J(k) = E\{(Y - Y_r)^T (Y - Y_r) + \mu \Delta U^T \Delta U\}$$

再从式(22)、(24)可得:

$$\begin{aligned} J(k) &= (Y^* - Y_r)^T (Y^* - Y_r) + \mu \Delta U^T \Delta U \\ &= (Y_1 + \bar{F} \Delta U - Y_r)^T (Y_1 + \bar{F} \Delta U - Y_r) + \mu \Delta U^T \Delta U \end{aligned}$$

令 $\frac{\partial J(k)}{\partial \Delta U} = 0$, 得广义预测补偿控制增量:

$$\Delta U = (\bar{F}^T \bar{F} + \mu I)^{-1} \bar{F}^T (Y_r - Y_1) \quad (25)$$

设 $\omega^T = [\omega_1 \dots \omega_N]^T$ 为 $(\bar{F}^T \bar{F} + \mu I)^{-1} \bar{F}^T$ 的第一行, 则可得即时控制增量

$$\Delta u(k) = \omega^T (Y_r - Y_1)$$

即时控制为:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (26)$$

$u(k)$ 作为内环给定值的补偿量参与控制, 其波动过大会造成副对象输出不平稳, 为此, 可通过调整控制加权系数 μ 并设置限幅, 即使

$$u(k) = \begin{cases} u_{\max}, & u(k) > u_{\max} \\ u_{\min}, & u(k) < u_{\min} \\ u(k), & u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max} \end{cases} \quad (27)$$

限制 $u(k)$ 的波动幅度。

2.3 在线辨识广义对象模型参数

考虑到对象参数的时变特征, 必须在线辨识过程(1)中多项式 A, B 的系数, 并以辨识结果代替前述广义预测补偿控制算法中所需的 $a_i (i=1, \dots, n_a), b_i (i=0, 1, \dots, n_b)$ 。从辨识模型(3)及式(2)、(4)得最小二乘模型:

$$\Delta y_i(k) = X(k)^T \theta(k) + \xi(k) \quad (28)$$

$$\text{式中 } \theta(k) = [a_1, \dots, a_{n_a} b_0 b_1 \dots b_{n_b}]^T \quad (29)$$

$$X(k) = [-\Delta y_i(k-1), \dots, -\Delta y_i(k-n_a), \Delta u_i(k-1) + \Delta y_{r_2}(k-1), \dots, \Delta u_i(k-n_b-1) + \Delta y_{r_2}(k-n_b-1)]^T \quad (30)$$

为保证算法的数值稳定性, 本文采用 U-D 分解法^[4], 利用模型(28)在线辨识 $\theta(k)$ 。在线辨识出 θ 后, 可从式(6)获得 $\bar{A}$ 。

3 副回路自校正 PID 控制器设计

本文采用一种基于离线优化 PID 参数的自校正 PID 控制器作为内环控制器, 其基本思想是: 通过在线辨识由一阶惯性加纯滞后环节描述的副对象的权序列, 利用权序列与对象等效参数的关系获取对象等效参数, 再根据获得的最佳 PID 参数与对象等效参数之间的关系得到能适应对象参数时变的最优 PID 参数, 从而实现自校正 PID 调节。

结合图2, 从模拟 PID 调节器的理想算式不难得到数字 PID 基本算式:

$$\begin{cases} u_2(k) = u_2(k-1) + p_0 e_2(k) + \\ p_1 e_2(k-1) + p_2 e_2(k-2) \\ e_2(k) = y_{r_2}(k) + u(k) - y_2(k) \end{cases} \quad (31)$$

式中

$$\begin{cases} p_0 = K_p + \frac{K_p \Delta T_2}{T_i} + \frac{K_p T_d}{\Delta T_2} \\ p_1 = -K_p - 2 \frac{K_p T_d}{\Delta T_2} \\ p_2 = \frac{K_p T_d}{\Delta T_2} \end{cases} \quad (32)$$

上式中 K_p 、 T_i 、 T_d 分别是 PID 调节器的比例增益、积分时间、微分时间, ΔT_2 是内环采样周期。对于可用一阶惯性加纯滞后环节描述的副对象, 其单位权序列 $\{h(i): i=1, \dots, N_2\}$ 与对象等效参数即比例系数 K_2 、惯性时间 T_2 、时滞 τ_2 之间的关系为^[5]:

$$\begin{cases} K_2 = \sum_{i=0}^{N_2} h(i) \\ T_2 = K_2 \cdot \Delta T_2 / h(k_1) \\ \tau_2 = k_1 \cdot \Delta T_2 - [\sum_{i=0}^{k_1} h(i)] \cdot \Delta T_2 / h(k_1) \\ h(k_1) = \max_{k \in [0, N_2]} \{h(k)\} \end{cases} \quad (33)$$

在线辨识 $h(i)$, 再由式(33)即可获得副对象等效参数。根据使积分准则

$$J(IAE) = \int_0^\infty |e_2(t)| dt$$

最小化可离线计算出一组表示最佳 PID 参数 K_p 、 T_i 、 T_d 与对象参数 K_2 、 T_2 、 τ_2 之间关系的整定系数, 如附表所示^[6]。由式(33)得对象等效参数, 再从附表计算最优 PID 参数后, 可用式(31)、(32)计算内环即时控制量 $u_2(k)$ 。

4 仿真研究

仿真对象为具有工作室和加热室的空气循环式电加热炉。由图2, y 为某工作区温度, y_2 为对应的加热区温度。设主副对象参数分别为: $K_1 = 0.95$ 、 $\tau_1 = 4 \text{ min}$ 、 $T_1 = 10 \text{ min}$; $K_2 = 2$ 、 $\tau_2 = 2 \text{ min}$ 、 $T_2 = 6 \text{ min}$ 。取副对象权序列长度 $N_2 = 30$, 采用 U-D 分解法辨识, 遗忘因子 $\lambda_2 = 0.9$ 。副对象参考轨迹系数, 即式(8)中 $a_2 = 0.125$ 。内环采样周期 $\Delta T_2 = 1 \text{ min}$, 自校正 PID 控制器输出限幅 $u_2(k) \in [0, 250]$ 。外环广义对象参数辨识采用 U-D 分解法, 遗忘因子 $\lambda_1 = 0.95$ 。对式(2)取 $n_a = 10$ 、 $n_b = 15$ 。预测时域长度 $N = 25$, 控制时域长度 $N_u = 3$, 外环采样周期 $\Delta T_1 = 2 \text{ min}$ 。主对象参考轨迹系数即式(7)中 $\alpha_1 = 0.5$, 控制加权系数 $\mu = 3$, GPC 输出的补偿量限幅 $u(k) \in [-15^\circ \text{C}, 15^\circ \text{C}]$ 。噪声观测器设计多项式 $T = 1 - 0.5z^{-1}$ 。

对于串联结构的电加热炉, 稳态时工作区与加热区的温差在 $\pm 5^\circ \text{C}$ 左右, 故可取内外环设定值一致, 即图2中 $c_2 = c$ 。图3是本文提出的广义预测补偿-自校正 PID(GPC 补偿-STPID) 控制与传统串级结构的 GPC-STPID

附表 最优PID整定系数

τ_2/T_2	K_p, K_2	T_i/T_2	T_d/T_2	$J(\text{IAE})/T_2$
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

控制的仿真结果对比。从图3知,采用GPC补偿-STPID控制,副对象输出 y_2 的过调远较GPC-STPID控制的小,且主对象 y 的过渡过程前者优于后者。从气流循环式加热炉的工艺要求来看,前者可用于实际,而后者由于 y_2 过调太大而不能使用。

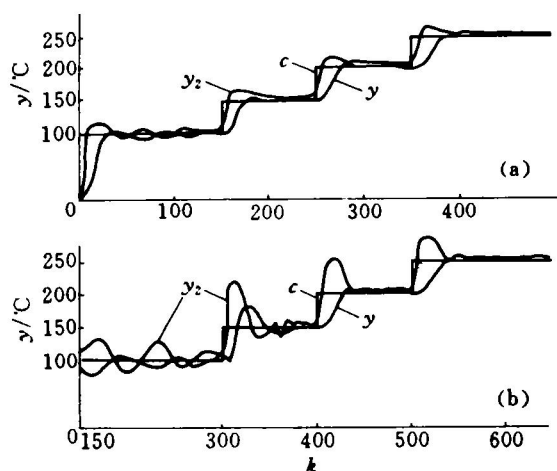


图3 GPC补偿-STPID与GPC-STPID控制性能对比
(a)—GPC补偿-STPID; (b)—GPC-STPID

为比较内环中采用本文提出的STPID与采用常规PID在副对象参数变化时的控制效果,设定 $k=150$ 时, K_2 由2变为4; $k=250$ 时, τ_2 由2min变为5min; $k=450$ 时, T_2 由6min变为12min,对比结果如图4所示。常规

PID控制下的PID参数根据副对象初始参数按附表整定。图4表明GPC补偿-STPID控制对副对象所有参数的大幅变化都有很强的鲁棒性,而GPC补偿-PID控制在副对象时滞与惯性时间变化时,跟踪性能显著变差。

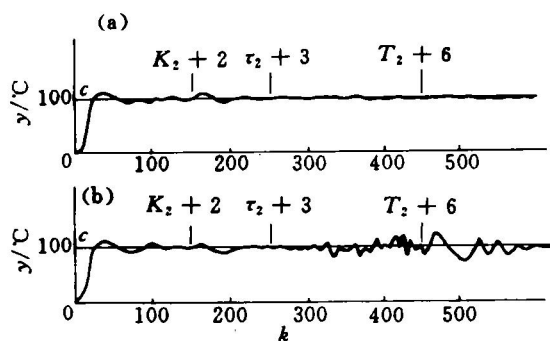


图4 GPC补偿-STPID与GPC补偿-PID控制性能对比

(a)—GPC补偿-STPID; (b)—GPC补偿-PID

GPC补偿-STPID控制对于主对象参数的大幅变化也有很强的鲁棒性;对于突加的一次或二次干扰有很强的抑制能力。

本仿真在386DX级计算机(无协处理器)上进行,主副控制器连续运算一次(包括两级辨识)需时约2s。在目前386及以上级别的工业控制机已普遍使用的情况下,使用本文提出的GPC补偿-自校正PID控制算法是可行的。

参考文献

- 1 谢剑英,席裕庚,季雪伟. 控制理论与应用, 1991, 8(2): 196—200.
- 2 陈铁军,邱祖廉. 控制理论与应用, 1989, 6(1): 95—100.
- 3 Clarke D W *et al.* Automatica, 1987, 23(2): 137—148.
- 4 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: 331—339, 108—111.
- 5 彭辉. 中南矿业学院学报, 1993, 24(3): 398—404.
- 6 王士杰. 见: 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.

(编辑 吴家泉)