

# 具有输入约束的自校正推理控制<sup>①</sup>

彭 辉

(中南工业大学信息工程学院, 长沙 410083)

**摘 要** 针对输出可测而扰动不可测的过程, 提出了一种过程输入量受到幅值约束的自校正推理控制器设计方案。该方案采用前馈补偿控制方式克服因输入限幅造成系统性能下降的影响。仿真结果表明, 采用该法能使自校正推理控制的性能不受输入约束的影响。

**关键词** 推理控制 输入约束 前馈补偿 自校正 IC

在工业应用中, 大量存在扰动不可在线测量的一类生产过程, 这主要是由于扰动测量仪表价格昂贵或测量滞后太大等原因造成的。由于扰动不可测量, 无法采用前馈补偿方法克服扰动的影响。Brosilow 和 Tong 1978 年提出的基于输出估计值的推理控制(IC)<sup>[1-3]</sup>, 对输入设定值有良好的跟踪性能, 对输出端不可测扰动有良好的抗干扰特性, 且对模型失配有较强的鲁棒性。但传统推理控制未考虑对象输入受限的问题, 具体应用时, 一般将推理控制器输出作限幅处理后即加于受控对象。实际上, 这相当于人为破坏了控制器的正常工作, 即没有执行希望的控制作用, 仿真表明, 对控制器输出限幅后, 系统控制品质会明显恶化。文献[4]在组合自校正器的算法研究中提出了一种克服控制器输出限幅影响的方法, 它将因限幅而丢失的控制信号当作干扰, 采用前馈补偿方法克服其影响。本文针对输出可测而扰动不可测过程, 将上述方法用于推理控制, 得到了一种输入受限的自校正推理控制器(STIC), 仿真结果表明了其有效性。

## 1 输入受限的 STIC 结构

设过程的输入输出特性由下述模型表示(省略多项式和传递函数后的  $z^{-1}$  算子):

$$Ay(k) = z^{-d}Bu(k) + Cv(k) \quad (1)$$

式中 输出  $y(k)$  可测而扰动  $v(k)$  不可测, 从式(1)得到过程模型和扰动模型为

$$G = z^{-d} \frac{B}{A}, \quad G_v = \frac{C}{A}$$

在线辨识受控对象, 可获得过程的估计模型

$$\hat{G} = z^{-d} \frac{\hat{B}}{\hat{A}} \quad (2)$$

则过程输出估计值为

$$\hat{y}_p(k) = z^{-d} \frac{\hat{B}}{\hat{A}} u(k) \quad (3)$$

设过程输入约束条件表示为

$$u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max} \quad (4)$$

引入控制干扰量  $u_v(k)$ , 用  $u_v(k)$  表示控制器输出  $u_0(k)$  中被限幅掉的信号, 定义

$$u_v(k) = \begin{cases} u_{\max} - u_0(k), & u_0(k) > u_{\max} \\ u_{\min} - u_0(k), & u_0(k) < u_{\min} \\ 0, & u_{\min} \leq u_0(k) \leq u_{\max} \end{cases} \quad (5)$$

从式(4)、(5)得过程输入为

$$u(k) = u_0(k) + u_v(k) \quad (6)$$

采用前馈补偿控制克服  $u_v(k)$  对系统性能造成不良影响的自校正推理控制器, 结构如图1所示。在线辨识对象模型  $\hat{G}$ , 以提高输出估计值精度。 $G_c$  与传统推理控制器的设计方法相同, 控制干扰前馈补偿器  $G_d$  的设计与  $G_c$

的设计可分别独立进行。

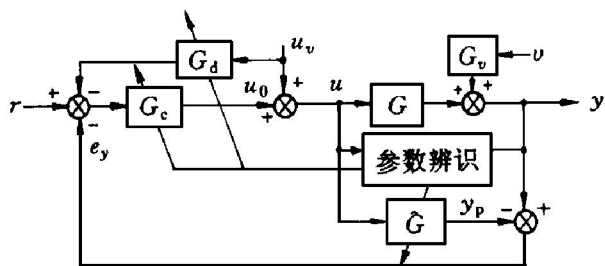


图1 输入受限的自校正推理控制系统结构图

## 2 输入受限的STIC设计

先根据估计模型  $\hat{G}$  与图1所示的推理控制系统结构, 在不考虑控制干扰  $u_v$  的情形下, 设计推理控制器  $G_c$ , 然后在此基础上设计控制干扰前馈补偿器  $G_d$ 。

### 2.1 推理控制器设计

由图1可推导出

$$u_0(k) = G_c[r(k) - G_d u_v(k) - e_y(k)] \quad (7)$$

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{G_c G}{1 + G_c(G - \hat{G})} r(k) + \\ &\quad \frac{G(1 - G_c G_d)}{1 + G_c(G - \hat{G})} u_v(k) + \\ &\quad \frac{1 - G_c \hat{G}}{1 + G_c(G - \hat{G})} G_v v(k) \\ &= y^{(1)}(k) + y^{(3)}(k) + y^{(2)}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

假设对象开环渐近稳定, 将对象估计模型(2)作分解:

$$G = \hat{G}_+ \hat{G}_-, \quad \hat{G}_+ = \hat{B}_+ / \hat{A}, \quad \hat{G}_- = z^{-d} \hat{B}_- \quad (9)$$

式中  $\hat{G}_+$  为模型最小相位部分, 且  $\hat{B}_+$  与  $\hat{A}$  均为首1多项式,  $\hat{G}_-$  为模型中含时滞及不稳定零点部分。

当不考虑控制干扰  $u_v$  时, 为使推理控制器可实现并具有零稳态偏差特性, 应取

$$G_c = \hat{G}_+^{-1} G_F \quad (10)$$

式中  $G_F$  为滤波器, 可取

$$G_F = f_1 \left[ \frac{1 - \alpha_f}{1 - \alpha_f z^{-1}} \right]^i \quad (11)$$

式中  $i$  为  $\hat{G}_+$  中  $\hat{A}$  与  $\hat{B}_+$  的阶次之差;  $\alpha_f$  是滤波时间常数, 可通过改变  $i$  与  $\alpha_f$  调整系统的动态性能及对于模型失配的鲁棒性。通常情形下可取  $i = 1$ , 将式(9)、(11)代入式(10)得到

$$G_c = f_1 \frac{1 - \alpha_f}{1 - \alpha_f z^{-1}} \frac{\hat{A}}{\hat{B}_+} \quad (12)$$

为获得零稳定偏差特性, 即使

$$y^{(1)}(\infty) + y^{(2)}(\infty) = r(\infty)$$

将式(10)、(11)代入式(8), 不难验证应使

$$f_1 \hat{G}_-(1) = 1, \quad f_1 = 1 / \hat{G}_-(1) \quad (13)$$

### 2.2 控制干扰前馈补偿器设计

从式(8)可得到控制干扰  $u_v$  产生的输出分量

$$y^{(3)}(k) = \frac{G(1 - G_c G_d)}{1 + G_c(G - \hat{G})} u_v(k)$$

将式(9)、(10)代入上式, 得到

$$y^{(3)}(k) = \frac{G(\hat{B}_+ - \hat{A} G_F G_d)}{\hat{B}_+ + \hat{A} G_F(G - \hat{G})} u_v(k) \quad (14)$$

控制干扰前馈补偿器  $G_d$  的设计原则是, 保证对  $u_v(k)$  前馈补偿的可实现性, 使  $u_v(k)$  对系统输出的影响降低到最小程度。由式(5)知  $u_v(k)$  由即时控制  $u_0(k)$  产生, 因此为保证对  $u_v(k)$  补偿的可实现性, 前馈补偿器  $G_d$  的分子多项式不能含常数项。综合考虑上述要求, 从式(14)知, 应取

$$G_d = \frac{\hat{B}_+ - \hat{A}}{\hat{A} G_F} \quad (15)$$

可保证对  $u_v(k)$  补偿的可实现性( $\hat{B}_+$ ,  $\hat{A}$  皆首1)。将式(10)、(15)代入式(8)得到总输出

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{G}{\hat{G}_+ + G_F(G - \hat{G})} \cdot \\ &\quad [G_F r(k) + u_v(k)] + \\ &\quad \frac{1 - G_F \hat{G}_-}{\hat{G}_+ + G_F(G - \hat{G})} \hat{G}_+ G_v v(k) \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)表明,采用式(15)形式的前馈控制器后,  $u_v$  的引入不会破坏系统的稳定性。若式(4)表示的输入约束条件设置合理,即稳态时的  $u_0(k)$  位于约束范围之内,则  $u_v(k)$  仅在输入设定值突变即系统处于暂态响应初期有值。

考察式(5)、(13)及(16)可知,  $G_{Fr}(k)$  与  $u_v(k)$  的符号相反,即  $u_v$  会减慢输出的上升速度,但不会影响系统的整体调节性能。仿真结果证实了上述分析。

采用式(15)形式的前馈补偿器后,过程输入  $u(k)$  可从式(3)~(7)、(10)获得,即

$$\begin{cases} u_0(k) = (1 - \hat{B}_+) u_0(k) + \\ \quad \hat{A} G_F [r(k) - y(k)] - \\ \quad (\hat{B}_+ - \hat{A}) u_v(k) + z^{-d} \hat{B} G_F u(k) \\ u(k) = u_0(k) + (u_v(k)) \end{cases}$$

式中  $y(k)$  从采样获得。

## 2.3 过程模型的在线辨识

为避免估计噪声模型,设计一个噪声观测器多项式

$$T = 1 + t_1 z^{-1} + \dots + t_n z^{-n}$$

一般取  $1/T$  为一阶低通滤波器即可,将被控过程(1)表示成带噪声观测器的  $n$  阶广义模型

$$\begin{cases} A y_t(k) = B^* u_t(k) + \varepsilon(k) \\ y_t(k) = y(k)/T, u_t(k) = u(k)/T \\ \varepsilon(k) \text{ 为白噪声 } u \end{cases}$$

时滞  $d$  隐含在  $B^*$  中。本文采用递推最小二乘  $U-D$  分解法在线辨识模型(17)的参数。为此,从式(17)得辨识模型

$$\begin{cases} y_t(k) = \mathbf{X}^T(k) \theta(k) + \varepsilon(k) \\ \mathbf{X}(k) = [-y_t(k-1), \dots, -y_t(k-n), \\ \quad u_t(k-1), \dots, u_t(k-n-d_{\max})]^T \\ \theta(k) = [a_1, \dots, a_n, b_1^*, \dots, b_{n+d_{\max}}^*]^T \end{cases}$$

式中  $d_{\max}$  是过程的最大可能时滞,且  $1 \leq d \leq d_{\max}$ 。

当参数辨识收敛后,得到  $\hat{A}$ 、 $\hat{B}^*$ , 应有

$$\hat{b}_i^* = 0, i = 1, \dots, d-1;$$

$$\hat{b}_{j-d} = \hat{b}_j^*, j = d, \dots, n+d;$$

$$\hat{b}_l^* = 0, l = n+d+1, \dots, n+d_{\max}$$

因而,可从  $\hat{B}^*$  确定  $d$  与  $\hat{B}$ 。为此,定义误差函数

$$E(d) = |\hat{B}^*(1) - \hat{B}_d^*(1)|$$

式中

$$\hat{B}^*(1) = \sum_{i=1}^{n+d_{\max}} |\hat{b}_i^*|$$

$$\hat{B}_d^*(1) = \sum_{i=d}^{n+d} |\hat{b}_i^*|, d = 1, 2, \dots, d_{\max}$$

显然,时滞的估计值应为

$$\hat{d} = d | \min E(d)$$

得到  $\hat{A}$ 、 $\hat{B}$ 、 $\hat{d}$  后,再对  $\hat{B}$  作分解,使  $\hat{B} = \hat{B}_+ \hat{B}_1$ 。一般,应使  $\hat{B}_+$  首1且仅含过程中阻尼良好的零点。为减小在线计算量,可使  $\hat{B}_+ = 1$ ,  $z^{-\hat{d}} \hat{B}_1 = \hat{B}^*$ , 此时系统暂态响应时间将延长。

## 3 仿真结果

设仿真对象为

$$(1 - 1.5z^{-1} + 0.7z^{-2})y(k) = z^{-2}(1 + 2.2z^{-1})u(k) + (1 + 0.6z^{-1})\varepsilon(k)$$

取  $T = 1 + 0.5z^{-1}$ ,  $\alpha_f = 0.585$ ,  $n = 2$ ,  $d_{\max} = 3$ , 在线辨识遗忘因子  $\lambda = 0.95$ , 输入设定值  $r$  为  $\pm 10$  的方波, 输入约束  $u \in [-1, 1]$  (稳态时  $u$  约为  $\pm 0.62$ ),  $\varepsilon$  为方差  $\sigma^2 = 0.0033$  的白噪声。分别对过程输入不加约束、加以约束但不补偿以及对输入约束进行前馈补偿的仿真结果如图2、3、4所示。图3表明仅对控制量作限幅处理, STIC 的超调量明显增大, 控制性能下降较大。而从图2、4可看出, 采用本文的输入受限 STIC, 则完全避免了因输入约束造成的性能损失。

## 4 结论

本文的改进自校正推理控制算法, 将过限幅控制量保留下来, 通过前馈补偿器重新作用

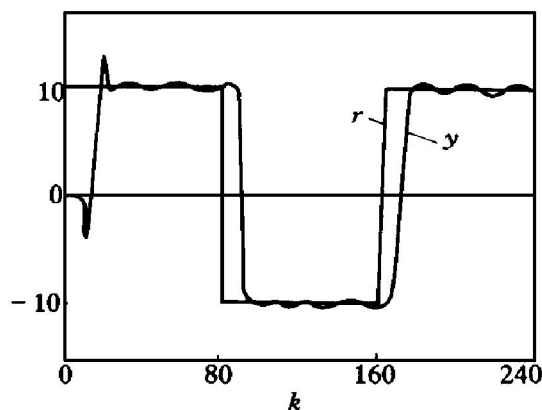


图2 无输入约束 STIC 仿真结果

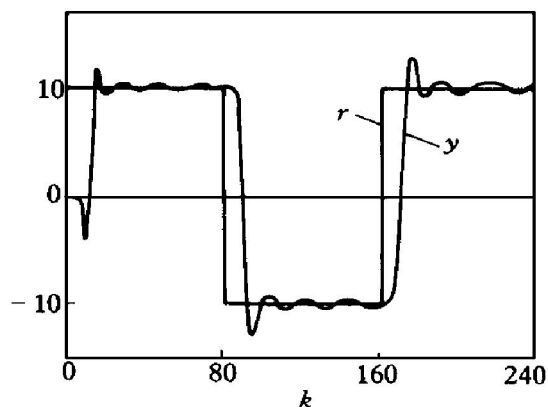


图3 有输入约束无补偿 STIC 仿真结果

于系统,充分发挥了“有用控制”的作用,使得在过程输入受限情形下,系统性能没有下降。另外,改进 STIC 算法增加的计算量很小,比传统 STIC 更具有实用价值。

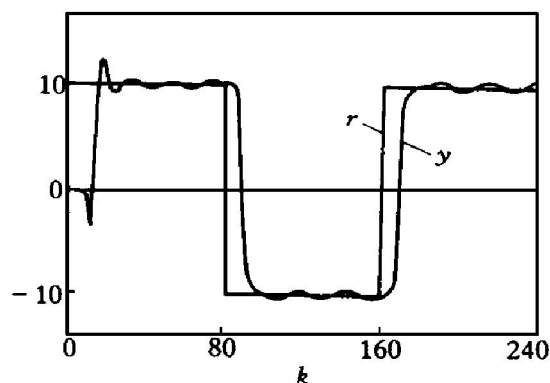


图4 有输入约束有补偿 STIC 仿真结果

#### 参考文献

- 1 Brosilow C B, Tong M. A I Ch E Journal, 1978, 24(3): 485- 499.
- 2 王桂增, 秦晓丽. 自动化技术, 1988, (2): 18- 21.
- 3 Guilandoust M T, Morris A J, Tham M T. IEE Proc, Part D, 1987, (3): 171- 178.
- 4 彭 辉. 控制与决策, 1996, 11(5): 613- 616.

## SELF-TUNING INFERENCE CONTROL WITH INPUT CONSTRAINTS

Peng Hui

*College of Information Engineering,  
Central South University of Technology, Changsha 410083*

**ABSTRACT** For the process with measurable output and non-measurable disturbance, a design method of self-tuning inferential controller (STIC) with input constraints was proposed. This strategy uses feedforward compensator and as far as possible eliminates the harm caused by input constraints to system performance. This input constrained STIC can keep merit of STIC, and the attached operations is simple.

**Key words** inferential control (IC) input constraints feedforward compensation self-tuning IC

(编辑 李 军)