



大时滞工业过程的双控制器结构

田玉楚

(浙江大学工业控制技术研究所 杭州 310027)

摘要 提出一种简单实用的双控制器方案,用于大时滞工业过程控制.该方案含两个独立的控制器,即跟踪控制器和扰动控制器,使设定值响应得以与扰动响应分离,从而可同时获得良好的设定值跟踪性能和抗干扰能力.双控制器系统含过程模型,但对过程模型不敏感,因而鲁棒性好.文中将两个控制器设计为比例加积分(PI)类型,给出了具体的参数整定方法.

关键词 时滞,过程控制,Smith 预估器,双控制器.

A DOUBLE-CONTROLLER SCHEME FOR INDUSTRIAL PROCESSES WITH DOMINANT DELAY

TIAN Yuchu

(Institute of Industrial Process Control, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

Abstract A simple and practical double-controller scheme is proposed for industrial processes with dominant delay. It contains two separate controllers, a set-point controller and a load controller. The set-point response of the closed-loop system is then decoupled from the load response. As a result, the two controllers can be separately designed to obtain good performance in both set-point tracking and load rejections. The double-controller scheme is model based. It is, however, insensitive to the process model, resulting in good system robustness. The two controllers are taken to be proportional-integral(PI) type for simplicity. Tuning procedures of the two controllers are also presented.

Key words Time delay, process control, double-controller, Smith predictor.

1 引言

时滞现象广泛存在于实际工业过程,给闭环控制带来很大困难. Smith 预估器是广泛

应用的一种大时滞补偿器^[1]. 但 Smith 预估器鲁棒性差, 对过程模型特别是纯滞后时间极为敏感, 在实际应用中受到限制. 已有许多努力试图改进 Smith 预估器, 比如将鲁棒控制技术和自适应控制技术应用于 Smith 预估器. 但这些改进未注重于大时滞, 其设计和实现也比较复杂; 另一方面, 除抗干扰以外, 在许多情况下还要求系统能快速跟踪设定值变化, 在线调整设定值以优化过程操作的设定值优化控制便是一个典型实例. 但设定值跟踪与抗干扰的性能要求并不一致, 传统的单控制器系统包括 Smith 预估器难以同时优化这两种性能.

本文提出一种简单实用的大时滞过程控制方案, 即双控制器技术. 双控制器系统一方面可分离闭环系统的设定值响应和扰动响应, 从而同时获得良好的设定值跟踪性能和扰动抑制能力; 另一方面又对模型不敏感, 从而具有良好的鲁棒性.

2 双控制器方案

双控制器方案如图1所示, 图中 r 和 l 分别代表设定值和扰动. 控制器 $G_{c1}(s)$ 和 $G_{c2}(s)$ 分别用于调节设定值跟踪响应和扰动响应, 故分别称之为跟踪控制器和扰动控制器. 设被控过程为 $p(s) = G(s)e^{-ds}$, 其中 d 为纯滞后时间, $G(s)$ 不含任何纯滞后. 双控制器方案包含一个过程模型 $G^*(s)e^{-d^*s}$, 其中 d^* 为等效的纯滞后时间, $G^*(s)$ 也不含任何纯滞后. 系统输出 y 与模型输出 y^* 之差反馈到扰动控制器 $G_{c2}(s)$.

图1的闭环系统输出可表示为 $y(s) = H_r(s)r(s) + H_l(s)l(s)$, 其中 $H_r(s)$ 和 $H_l(s)$ 分别为设定值响应传递函数和扰动响应传递函数, 其关系式为

$$H_r(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{G_{c1}G e^{-ds}}{1 + G_{c1}G^*} \cdot \frac{1 + G_{c2}G^* e^{-d^*s}}{1 + G_{c2}G e^{-ds}}, \quad (1)$$

$$H_l(s) = \frac{y(s)}{l(s)} = \frac{G e^{-ds}}{1 + G_{c2}G e^{-ds}}. \quad (2)$$

由 $H_l(s)$ 可见扰动响应由 G_{c2} 决定而与 G_{c1} 和过程模型无关. 而由 $H_r(s)$ 可知, 设定值响应不仅与 G_{c1} 有关, 还与 G_{c2} 和过程模型有关. 若模型精确, 即 $G^*(s) = G(s)$ 及 $d^* = d$, 则

$$H_r(s) = \frac{G_{c1}G}{1 + G_{c1}G} e^{-ds}. \quad (3)$$

这时设定值响应近似由 G_{c1} 决定, 并与扰动响应分离, 且与 Smith 预估器一样等效于跟踪控制器 G_{c1} 对 G 的闭环控制再附加纯滞后环节 e^{-ds} . 图2是模型精确时图1的等效结构, 其中上半部分对应于设定值响应, 下半部分对应于扰动响应, 两部分输出之和即为系统输出.

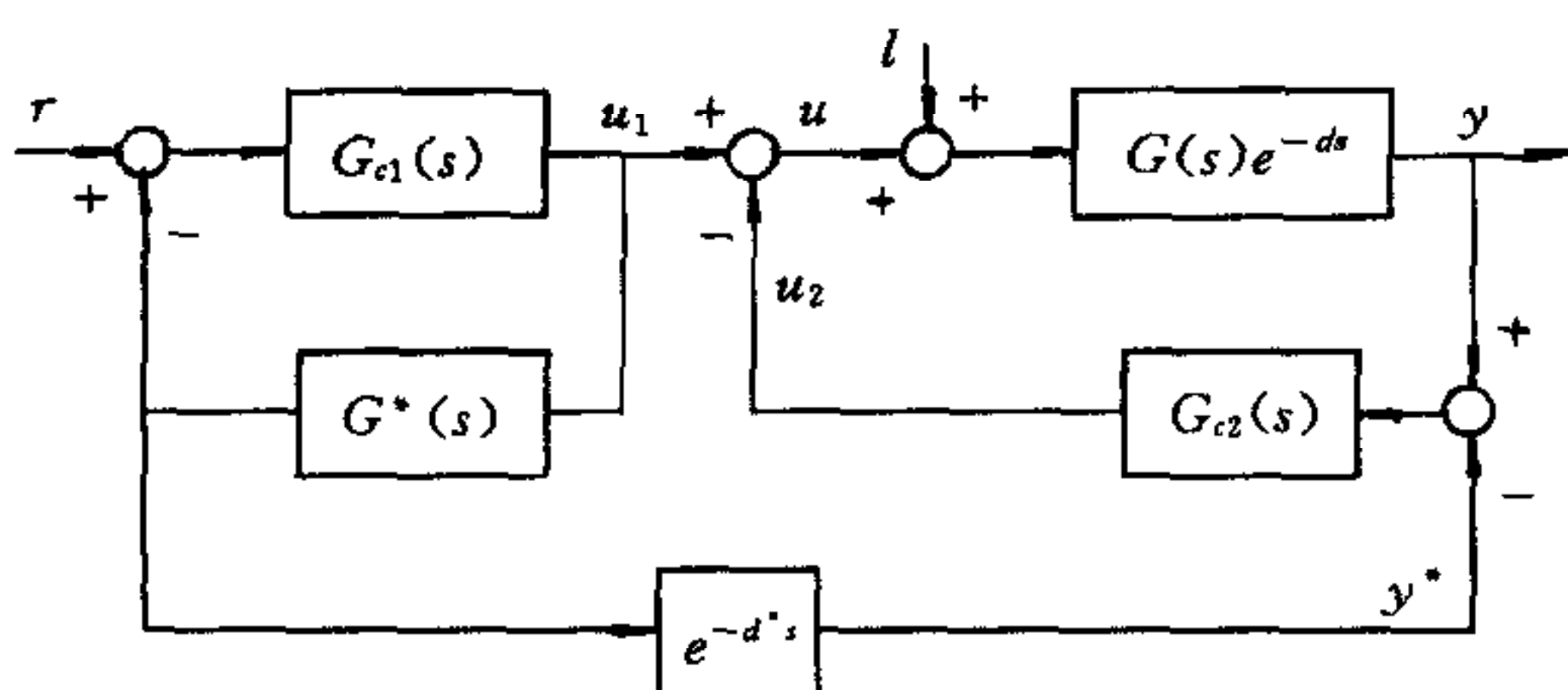


图1 双控制器结构

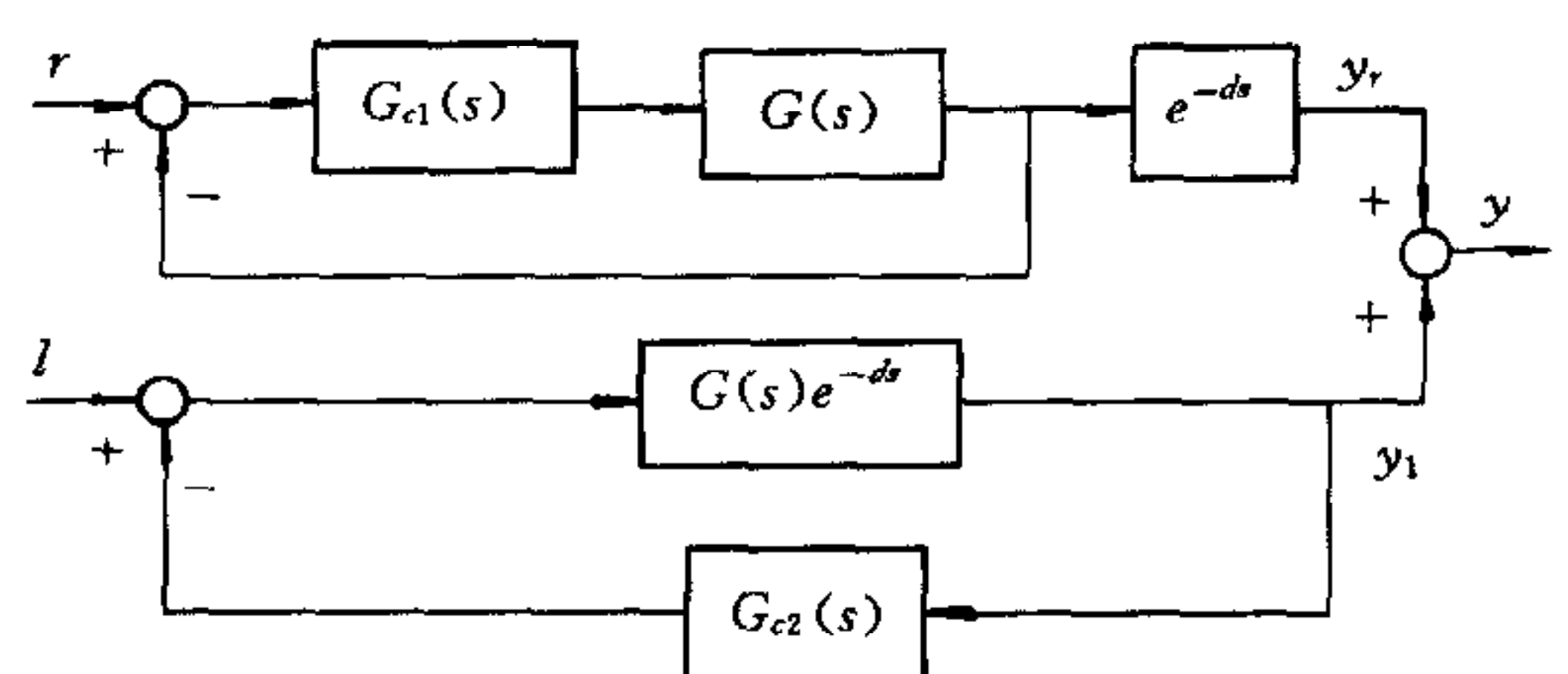


图2 模型准确时图1的等效结构

$H_r(s)$ 与 $H_l(s)$ 分离,使得两个控制器 G_{c2} 和 G_{c1} 可独立设计,以同时获得良好的设定值跟踪性能和扰动抑制能力,而不象常规控制那样是两者的折衷,这是双控制器结构的优点之一.后面的分析还可看到,双控制器系统还具有很强的鲁棒性.

3 控制器设计与参数整定

设被控过程为一阶加纯滞后,即

$$p(s) = G(s)e^{-ds} = \frac{K}{Ts + 1}e^{-ds}, \quad (4)$$

其中 K, T 和 d 分别为过程增益、时间常数和纯滞后时间.其过程模型用一阶加纯滞后描述

$$p^*(s) = G^*(s)e^{-d^*s} = \frac{K^*}{T^*s + 1}e^{-d^*s}, \quad (5)$$

其中 K^*, T^* 和 d^* 分别为等效的过程增益、时间常数和纯滞后时间.即使过程特性可能不同于式(5)而具有高阶特性,但许多实际过程仍然可用模型(5)近似.

为简化起见,将跟踪控制器 G_{c1} 和扰动控制器 G_{c2} 均设计为PI类型,即

$$G_{c_j}(s) = K_{c_j}(1 + 1/T_{ij}s), \quad j = 1, 2, \quad (6)$$

其中 K_{c_j} 和 T_{ij} 分别为控制器增益和积分时间, $j=1, 2$.不过这并不意味着只能采用PI控制,PI控制不能满足要求时也可采用更复杂的控制算法.

由式(1)~(6)可导出如下结果:无论模型准确与否,均有 $\lim_{s \rightarrow 0} H_r(s) = 1$ 及 $\lim_{s \rightarrow 0} H_l(s) = 0$.这表明若闭环系统稳定,则稳态时系统输出将无偏差地跟踪设定值.同时, $\lim_{s \rightarrow 0} u_2(s) = l + r(1/K_p^* - 1/K_p)$,模型准确时则有 $\lim_{s \rightarrow 0} u_2(s) = l$,可见 u_2 可视为对扰动的估计.任何模型误差在稳态时均可看作其值为 $r(1/K_p^* - 1/K_p)$ 的附加扰动,且由与模型无关的扰动控制回路补偿,从而使整个系统对过程模型不敏感.

跟踪控制器 G_{c1} 按图2上半部分的无滞后闭环回路整定.应用直接综合法,对于一阶加纯滞后过程模型,设 $H_r(s)$ 之期望值 $H_{re}(s)$ 为一阶加纯滞后

$$H_{re}(s) = \frac{1}{T_e s + 1}e^{-ds}, \quad (7)$$

其中 T_e 为期望时间常数.令 $H_r(s) = H_{re}(s)$ 可导出PI跟踪控制器 G_{c1} 的参数为

$$K_{c1} = T^*/(T_e K^*), T_{c1} = T^*. \quad (8)$$

对于大时滞过程, T_e 不宜太小,否则易导致过强的控制作用,设计时可考虑 $T_e \geq T^*$.

扰动控制器 G_{c2} 按图2下半部分的闭环回路整定.由于 $H_l(s)$ 的分子分母均含有大时滞项,传统的PI控制器整定方法不能给出满意结果.仿真发现,Haalman提出的整定方法效果较好^[2],但对大时滞过程仍偏于保守.因此,修正Haalman方法来确定 G_{c2} 的参数.对于可用一阶加纯滞后模型近似描述的过程,按下列公式整定PI扰动控制器 G_{c2} 的参数

$$K_{c2} = 2\alpha T^*/(3K^* d^*), T_{i2} = \alpha T^*, \quad (9)$$

其中 $\alpha \geq 1$ 为公共修正系数.

4 实例分析

考虑典型的一阶加纯滞后过程,其模型用式(5)描述且 $K^* = T^* = 1$ 及 $d^* = 6$. 按式(8)并取 $T_c = 1$, 得 G_{c1} 的参数为 $K_{c1} = T_{i1} = 1$. 由式(9), 取 $\alpha = 3$ 时系统性能良好, 相应的 G_{c2} 参数为 $K_{c2} = 1/3$ 及 $T_{i2} = 3$. 仿真所用的激励信号为 $t = 0$ 时引入设定值单位阶跃变化, $t = 100$ 时引入负单位阶跃扰动. 图3给出模型精确时双控制器系统(实线)与 Smith 预估器(虚线)的响应曲线, 两系统的设定值跟踪响应特性相同(曲线重叠), 而双控制器系统的扰动响应略显迟钝.

在相同的模型和控制器参数下, 研究过程特性变化对闭环系统性能的影响.

1) 纯滞后时间偏离 $d = 6$. 仿真表明, Smith 预估器当 $d < 4.3$ 或 $d > 7.5$ 时成为不稳定, 而双控制器系统却在 $0 < d < 15$ 范围内仍保持稳定, 说明本文方法鲁棒性强. 图4为 $d = 5$ 时双控制器系统(实线)和 Smith 预估器(虚线)的响应曲线, 双控制器系统明显优于 Smith 预估器.

2) 过程阶次变化. 设过程特性变化为欠阻尼振荡的高阶过程 $p(s) = G(s)e^{-6.1s}$, 其中 $1/G(s) = (s+1)(s^2+s+1)$. 该过程已难以用一阶加纯滞后模型近似. 如图5所示, Smith 预估器无法稳定(虚线), 而双控制器系统仍给出满意效果(实线).

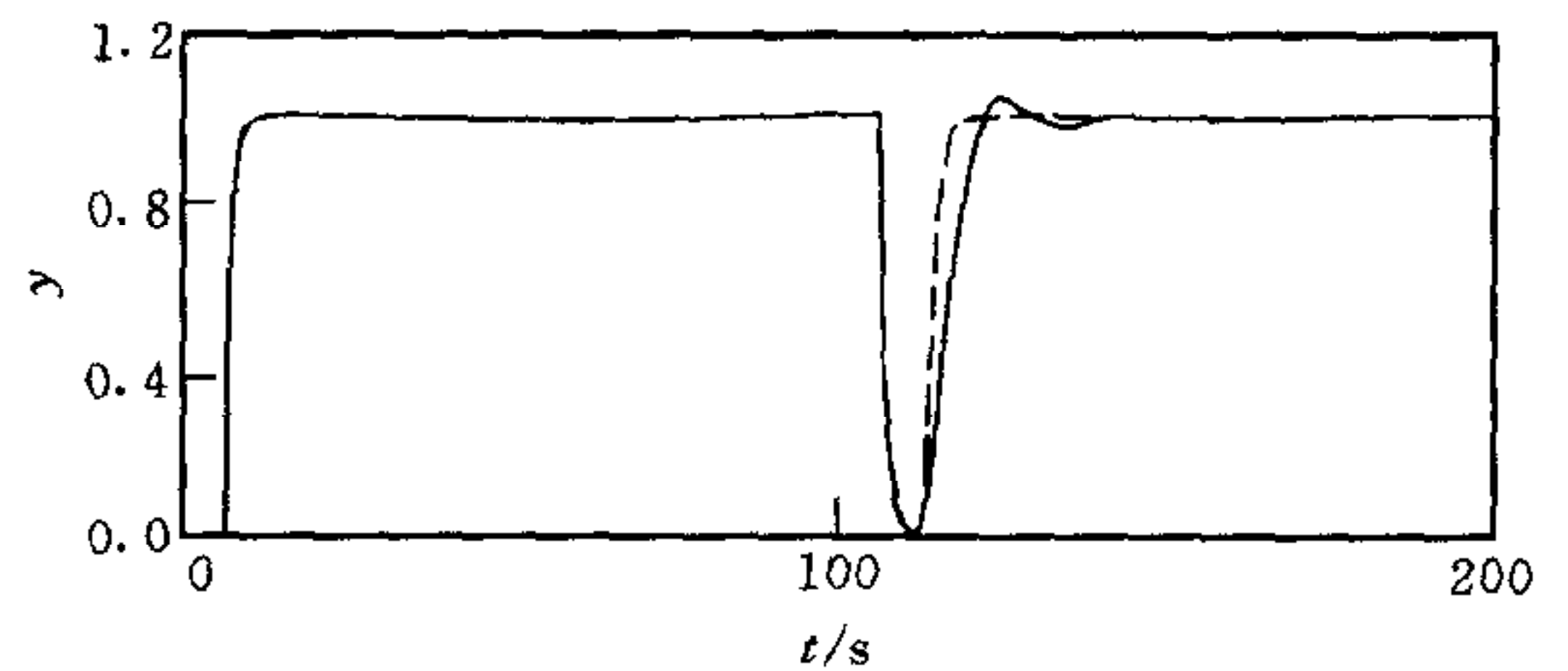


图3 双控制器系统和 Smith 预估器性能比较

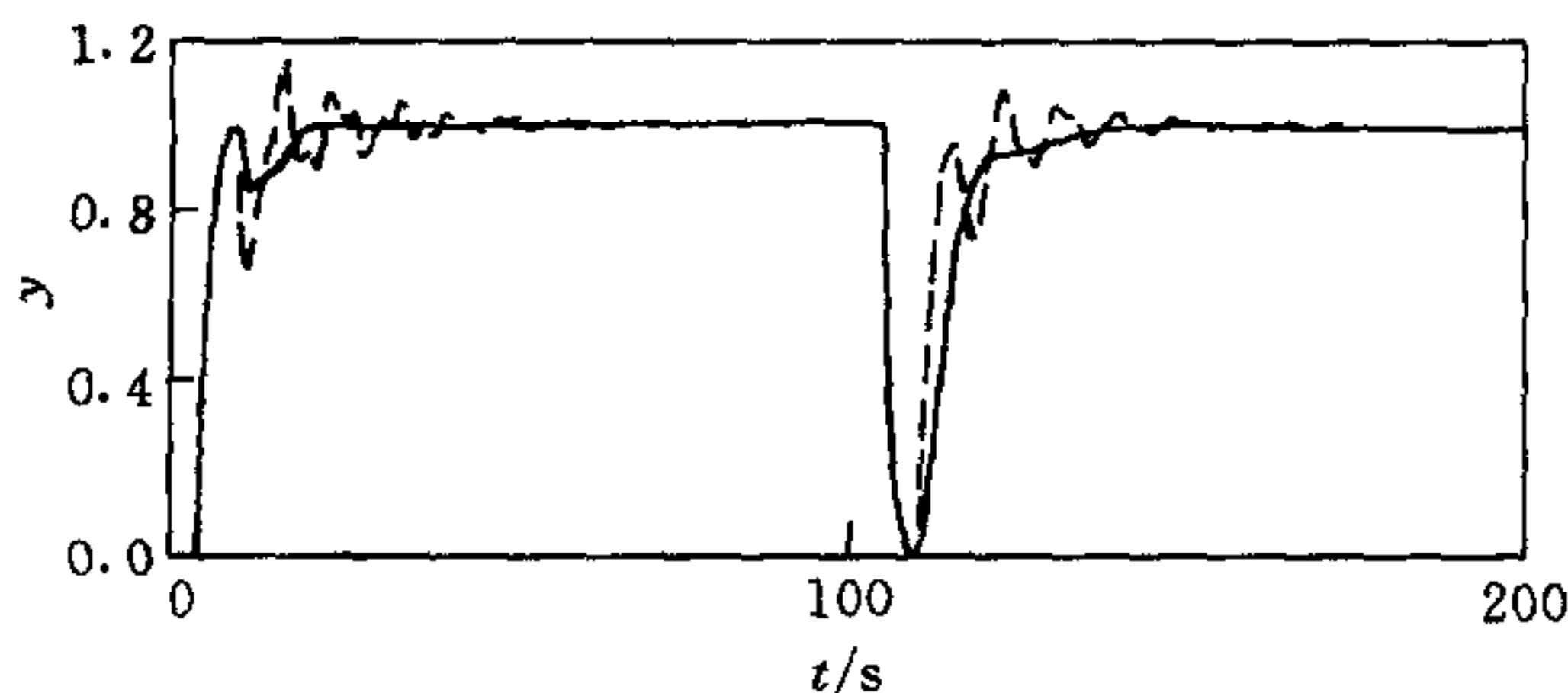


图4 $d = 5$ 时双控制器系统与 Smith 预估器比较

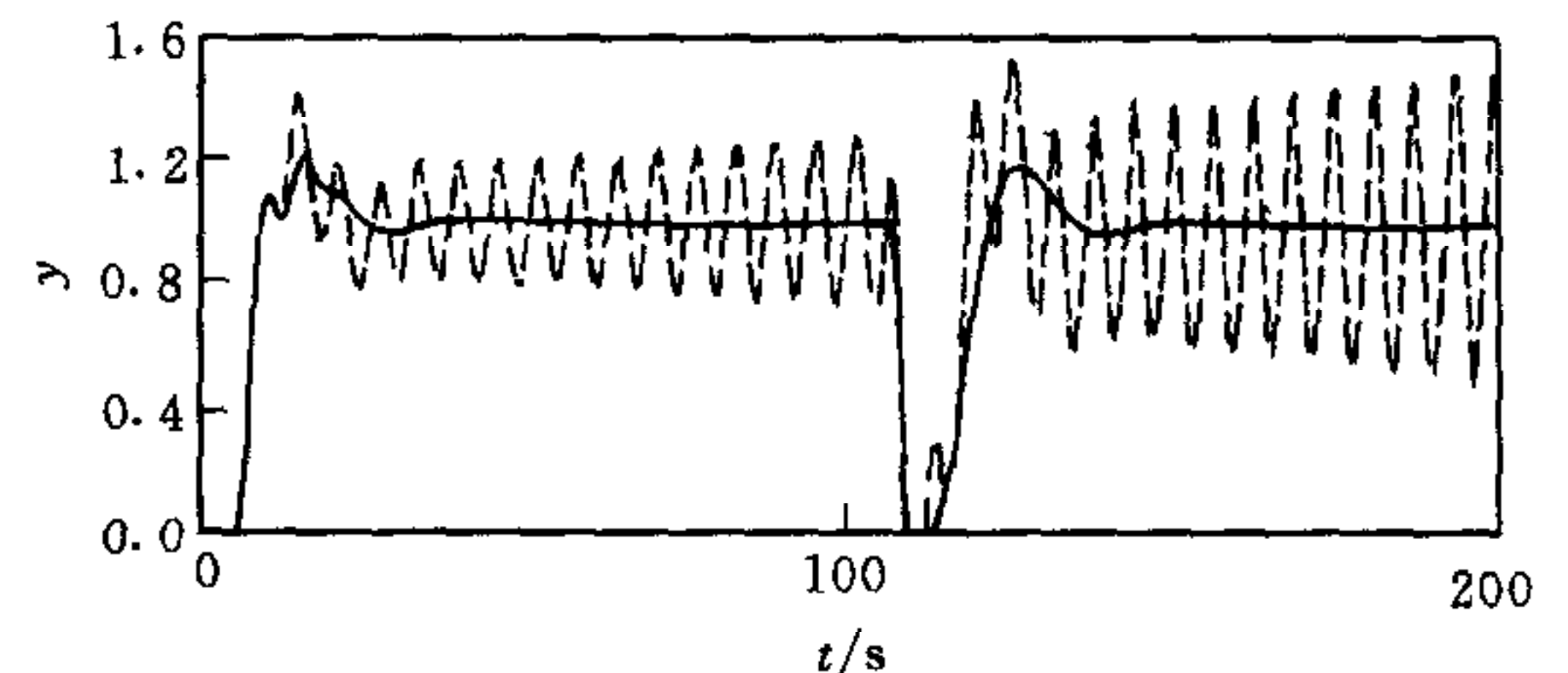


图5 高阶阻尼振荡过程的闭环特性

本文所提出的大时滞工业过程的双控制器结构简单实用. 设定值跟踪响应与扰动响应的分离, 使得跟踪控制器和扰动控制器可独立设计, 从而可同时获得良好的设定值跟踪特性和扰动抑制能力, 而不像常规单控制器系统(包含 Smith 预估器)那样是两者的折衷. 当采用比 PI 更复杂的控制算法时, 系统性能可望进一步提高. 双控制器系统还具有很好的鲁棒性, 却对模型不敏感, 其根源在于将预估偏差反馈到与模型无关的扰动控制器回路.

参 考 文 献

- 1 Smith O J M. Closer control of loops with dead time. *Chem. Eng. Prog.*, 1957, **53**(5): 217~219
- 2 Haalman A. Adjusting controllers for deadtime processes. *Control Eng.*, 1965, **12**: 71~73

田玉楚 1962年生, 博士后, 副教授. 研究兴趣包括复杂系统动力学与混沌、大型工业过程建模与控制、系统工程和智能控制与决策等. 发表论文50余篇, 曾获浙江省青年科技奖.