

文章编号: 1001-0920(2009)10-1593-04

非自衡时滞对象的改进内模控制

尹成强, 岳继光

(同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘要: 针对化工生产中常见的具有积分和时滞特性的过程对象, 采用一种改进的两自由度内模控制方案. 其中一个新增的控制器用于设定值跟踪响应的期望极点配置, 利用直接合成法设计设定值跟踪控制器; 另一个新增的控制器用于稳定对象和抑制扰动, 并采用期望闭环余灵敏度法确定控制器. 设定值跟踪控制器和扰动抑制控制器可通过性能参数独立调节, 并保证系统具有较好的鲁棒稳定性. 最后, 通过仿真实例验证了控制方案的有效性.

关键词: 改进内模控制; 非自衡对象; 鲁棒性; 两自由度

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Modified internal model control for integrating plants with time delay

YIN Cheng-qiang, YUE Ji-guang

(College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China. Correspondent: YIN Cheng-qiang, E-mail: sdkdycq@163.com)

Abstract: A two-degree-of-freedom control structure is used for chemical and industrial integrating process with time delay based on modified internal model control. One of added controller is applied to meet the objective of closed-loop pole placement for desired setpoint response, and direct synthesis method is used to design the tracking controller. The other added controller is responsible for stabilizing the unstable process and rejecting the load disturbance, and the controller is designed by the desired closed-loop complementary sensitivity function. The controller for set-point response and the controller for disturbance rejection can be adjusted independently. Moreover, good robust stability is gained for the system. Finally, simulation examples show the effectiveness of the control scheme.

Key words: Modified internal mode control; Integrating plants; Robust stability; Two-degree-of-freedom

1 引言

化工过程中的大多数液槽、气罐、原料或成品存储系统都具有非自衡滞后对象特性, 当受到扰动后, 输出参数很难自动稳定并重新恢复平稳, 而是持续地增大或减小^[1]. 原因在于其传递函数中包含积分环节, 而积分对象在受到扰动后, 输出参数不可能自动稳定^[2], 并且时滞的存在导致系统的超调量变大, 调节时间变长, 甚至出现振荡、发散现象, 积分环节和纯滞后的同时存在极大地约束了系统可达到的响应性能. 自 Astrom 等^[3]的文章发表以来, 对非自衡对象的研究就变得非常活跃, 先后有大量这方面的文章发表. 文献[4, 5]根据控制系统性能传递函数的特点在鲁棒控制理论的基础上讨论了 PID 控制器的设计方法, 它们是实现有效跟踪性能的单自由度控制方法的代表. 最近, 文献[6]采用谱分解方法, 对一

类模型不确定非自衡化工过程的最优控制作了探讨; [7]针对单变量非自衡时滞对象, 设计了两自由度控制结构, 提出了一种二自由度 PID 调节器的设计方法, 使得系统的目标值跟踪特性和干扰抑制特性与两个调节参数之间具有单调变化的关系; [8]对具有时滞的双重积分对象, 提出了两种新颖的二自由度控制结构, 取得了较好的控制效果; [9]提出了改进的 Smith 预测控制器方法, 用直接合成法设计设定值跟踪控制器, 用增益和相位裕度方法设计扰动抑制控制器; [10]针对非自衡和不稳定对象, 设计了加滤波器的 PID 控制器, 该方法较简单, 但计算很繁琐.

针对积分时滞对象, 探讨控制系统设计问题不仅能促进对非自衡时滞过程的研究, 而且能实现各类控制系统对斜坡扰动的有效抑制. 本文采用一种

收稿日期: 2008-11-23; 修回日期: 2009-02-25.

作者简介: 尹成强(1977—), 男, 山东烟台人, 博士生, 从事工业过程控制的研究; 岳继光(1961—), 男, 河北唐山人, 教授, 博士生导师, 从事过程控制、计算机控制等研究.

3 控制器结构方案,在稳定被控对象的基础上,实现了设定值响应和扰动响应的独立调节.虽然采用3个控制器,但实际的性能调整参数只有2个,通过单调调整2个性能参数可获得更好的系统性能.

2 控制结构

基于文献[11]改进的两自由度控制结构如图1所示.其中 $P_0(s)$ 为被控对象 $P(s)$ 的无时滞有理部分,即 $P(s) = P_0(s)e^{-\theta s}$; $K_1(s)$ 为设定值跟踪控制器; $K_2(s)$ 用于设定值跟踪响应的期望极点配置; $K_3(s)$ 用于稳定被控对象 $P(s)$ 和抑制扰动.

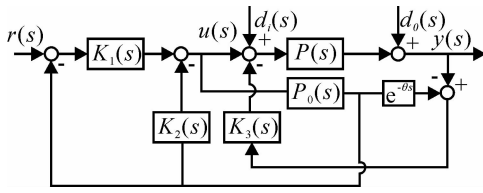


图1 改进的内模控制结构

在标称情况下,即 $P(s) = P_0(s)e^{-\theta s}$ 时,从设定点 r ,输入干扰 d_i ,输出干扰 d_o 到过程输出 y 的传递函数为

$$H_r(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{P(s)K_1(s)}{1 + (K_1(s) + K_2(s))P_0(s)}, \quad (1)$$

$$H_{d_i}(s) = \frac{y(s)}{d_i(s)} = \frac{P(s)}{1 + K_3(s)P(s)}, \quad (2)$$

$$H_{d_o}(s) = \frac{y(s)}{d_o(s)} = \frac{1}{1 + K_3(s)P(s)}. \quad (3)$$

由以上公式可以看出,在标称情况下, $H_r(s)$ 的分母不含时滞项,控制器 $K_1(s)$ 和 $K_2(s)$ 可更容易采用直接合成法提高跟踪性能, $K_3(s)$ 具有稳定被控对象 $P(s)$ 和抑制扰动的作用.该控制结构同时兼顾了设定值响应和扰动抑制性能,并且对两者的控制已完全解耦.

3 控制器的设计

3.1 设定值跟踪控制器 $K_1(s)$

针对实际应用中经常遇到的典型积分滞后环节,给出控制器的设计方法,其传递函数形式分别为

$$P_1(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{s}, \quad P_2(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{s(Ts + 1)}. \quad (4)$$

3.1.1 积分时滞过程 $P_1(s)$

考虑一阶积分时滞过程 $P_1(s)$,选取设定值跟踪主控制器为PI形式: $K_1(s) = K_{C1}(1 + 1/T_{I1}s)$;选取内环控制器 $K_2(s)$ 为比例控制器, $K_2(s) = K_{C2}$;同时设置 $T_{I1} = 1/(k * K_{C2})$.由式(1)可得设定值跟踪传递函数为

$$H_r(s) = \frac{e^{-\theta s}}{(1/k * K_{C2})s + 1}. \quad (5)$$

由一阶滞后过程的跟踪特性可知,从设定点 r 到过

程输出 y 的期望传递函数可写为

$$H_{dr}(s) = e^{-\theta s}/(\lambda s + 1). \quad (6)$$

比较式(5)和(6)可得

$$K_{C1} = \frac{1}{k\lambda}, \quad T_{I1} = \frac{1}{k * K_{C2}}, \quad K_{C2} = \frac{1}{k}, \quad (7)$$

其中 λ 是控制性能整定参数.对闭环传递函数(6)进行 Laplace 反变换,得到系统设定值跟踪的时间域响应形式为

$$h_r(t) = \begin{cases} 0, & t \leq \theta; \\ 1 - e^{-(t-\theta)/\lambda}, & t > \theta. \end{cases}$$

当 $\lambda \rightarrow 0$ 时,上式为

$$h_r(t) = \begin{cases} 0, & t \leq \theta; \\ 1, & t > \theta. \end{cases}$$

由以上两式可以看出,系统的设定值跟踪响应是无超调的,而且定量时域响应指标要求可通过单调地调节控制器性能参数 λ 得到.显然,调小 λ 可使设定值响应加快,但所需的控制器输出能量要增大;相反,增大 λ 会使设定值响应变缓,但要求的控制器输出能量减小.因此,实际调节 λ 应在设定值响应标称性能和控制器输出能量之间折衷.

3.1.2 一阶加积分时滞过程 $P_2(s)$

当被控对象为一阶加积分时滞过程 $P_2(s)$ 时,同样选取 $K_1(s)$ 为PI形式: $K_1(s) = K_{C1}(1 + 1/T_{I1}s)$;取内环控制器为PD形式: $K_2(s) = K_{C2}(1 + T_{D2}s)$.根据二阶滞后过程的跟踪特性,从设定点 r 到过程输出 y 的期望传递函数为

$$H_{dr}(s) = e^{-\theta s}/(\lambda s + 1)^2. \quad (8)$$

根据直接合成法,将 $K_1(s)$ 和 $K_2(s)$ 代入式(1)并与(8)对比,可得 $K_{C1} = T/k\lambda^2$, $T_{I1} = 2\lambda$, $K_{C2}T_{D2} = (5T - 2\lambda)/2k\lambda$.显然, K_{C2} 和 T_{D2} 由一式共同决定,开始可取 $T_{D2} = \lambda$, $K_{C2} = \frac{5T - 2\lambda}{2k\lambda^2}$,如果系统性能令人满意,则保留;否则需进一步调整.同样对式(8)进行反变换,可以看出,系统的设定值跟踪响应是无超调的,定量时域响应指标要求也可通过单调地调节 λ 得到.

3.2 稳定和扰动抑制控制器 $K_3(s)$

控制器 $K_3(s)$ 主要用于稳定被控对象,同时抑制负载扰动来获得满意的扰动抑制效果.根据鲁棒控制理论,系统最小灵敏度 $S(s)$ 越小,图1中扰动信号 d_o 对输出 y 的影响越小.然而,从保证控制对象具有模型不确定性的鲁棒稳定性出发,则要求余灵敏度函数 $T(s)$ 越小越好,且有 $S(s) + T(s) = 1$ 成立,因此,通常的鲁棒控制需在灵敏度函数 $S(s)$ 和余灵敏度函数 $T(s)$ 之间作折衷处理.根据最优闭环余灵敏度方法^[13],设计控制器 $K_3(s)$ 以保证系统具

有较好的扰动抑制和鲁棒稳定性. 由图 1 可得, 被控对象输出端的负载干扰传递函数, 即灵敏度函数为

$$S(s) = \frac{y(s)}{d_0(s)} = \frac{1}{1 + K_3(s)P(s)}.$$

也可得到负载干扰抑制闭环的余灵敏度函数

$$T(s) = 1 - S(s) = \frac{K_3(s)P(s)}{1 + K_3(s)P(s)}. \quad (9)$$

根据最优余灵敏度设计方法, 对于一阶积分时滞对象, 其最优闭环余灵敏度函数为

$$T(s) = \frac{a_1 s + 1}{(\lambda' s + 1)^2} e^{-L_0 s}. \quad (10)$$

其中: a_1 取决于渐近跟踪和扰动抑制的约束条件, 即

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(s) = 0, \lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{ds} S(s) = 0.$$

由此可得 $a_1 = 2\lambda' + \theta$, λ' 是控制性能整定参数. 对比式(9)和(10)可得

$$K_3(s) = \frac{s(a_1 s + 1)}{k[(\lambda' s + 1)^2 - (a_1 s + 1)e^{-\theta s}]}. \quad (11)$$

采用数学 Maclaurin 级数公式进行逼近实现, 令 $K_3(s) = M(s)/s$, 可得 PID 逼近公式为

$$K_3(s) = K_{C3} + 1/T_{I3}s + T_{D3}s. \quad (12)$$

其中: $K_{C3} = M'(0)$, $T_{I3} = 1/M(0)$, $T_{D3} = M''(0)/2$. 类似地, 对于过程 $P_2(s) = ke^{-\theta s}/s(Ts + 1)$, 可得

$$K_3(s) = \frac{s(Ts + 1)(a_1 s + 1)}{k[(\lambda' s + 1)^3 - (a_1 s + 1)e^{-\theta s}]},$$

其中 $a_1 = 3\lambda' + \theta$, 其 PID 形式可由式(12)求出.

由图 1 可知, 假设在对象输出端存在斜坡干扰信号 $d_0(s) = ke^{-\theta s}/s^2$, 可将其转化为纯积分滞后型非自衡对象 $P_1(s) = ke^{-\theta s}/s$ 与一个积分环节的乘积, 也可以看作对对象输入端的阶跃响应. 因此, 在实际生产过程中, 由于存在的斜坡类型扰动, 使得很多稳定过程的控制问题也存在对积分过程的控制.

对于过程 $P_1(s) = ke^{-\theta s}/s$, 可得到由对象输入端负载干扰信号到输出端的传递函数为

$$\frac{y(s)}{d_i(s)} = \frac{ke^{-\theta s}}{s} \left[1 - \frac{(2\lambda' + \theta)s + 1}{(\lambda' s + 1)^2} e^{-\theta s} \right]. \quad (13)$$

对上式进行 Laplace 反变换可得到系统扰动抑制的时间域响应形式为

$$h_d(t) = k \begin{cases} 0, & t \leq \theta; \\ t - \theta, & \theta < t \leq 2\theta; \\ (t - 2\theta)e^{-(t-2\theta)/\lambda'} / \lambda' + \frac{(t - 2\theta)\theta}{\lambda'} e^{-(t-2\theta)/\lambda'}, & t > 2\theta. \end{cases}$$

如果 $\lambda' \rightarrow 0$, 则有

$$h_d(t) = k \begin{cases} 0, & t \leq \theta; \\ t - \theta, & \theta < t \leq 2\theta; \\ 0, & t > 2\theta. \end{cases}$$

可以看出, 性能调节参数 λ' 越小, 系统的扰动抑制能力越强, 其标称性能越好, 当 λ' 取 0 时, 系统标称性能达到理想最优. 但根据灵敏度与余灵敏度的关系, 整定控制参数 λ' 只能在满足控制闭环的鲁棒稳定性和标称性能之间折衷.

4 鲁棒稳定性分析

考虑如下乘性不确定的对象集合:

$$P(s) = \tilde{P}(s)[1 + l_m(s)], |l_m(s)| \leq |\tilde{l}_m(s)|.$$

其中: $\tilde{P}(s)$ 为过程模型, $\tilde{l}_m(s)$ 表示乘性摄动的最大值, $l_m(s)$ 为实际被控过程的乘性不确定性界, 即

$$l_m(s) = \max_{G_P(W) \in \Pi} |\tilde{P}(s)[P(s) - \tilde{P}(s)]^{-1}|, \quad (14)$$

这里 Π 表示所有可能的实际被控过程. 根据小增益定理, 控制闭环能保证鲁棒稳定的充要条件是 $\|l_m T(s)\|_\infty < 1$.

将式(6)代入(14), 可得到如下约束条件:

$$\left\| \frac{a_1 s + 1}{(\lambda' s + 1)^2} \right\|_\infty < \frac{1}{\|l_m(s)\|_\infty}.$$

对于一阶积分滞后对象 $P_1(s)$, 如果时滞存在不确定性, 则调整参数的约束条件可表示为

$$\frac{\sqrt{(2\lambda' + \theta)^2 \omega^2 + 1}}{\lambda'^2 \omega^2 + 1} < \frac{1}{|e^{-j\Delta\theta\omega} - 1|}.$$

如果增益存在不确定性, 则调整参数的约束条件可表示为

$$\frac{\sqrt{(2\lambda' + \theta)^2 \omega^2 + 1}}{\lambda'^2 \omega^2 + 1} < \frac{1}{|\Delta k|/k}.$$

此外, 根据鲁棒控制理论, 整定控制参数 λ' 只能在满足该控制闭环的鲁棒稳定性和标称性能之间折衷, 即还需满足如下约束条件:

$$|l_m(s)T(s)| + |W(s)(1 - T(s))| < 1,$$

其中 $W(s)$ 是闭环灵敏度传递函数的性能权函数, 对阶跃负载干扰信号取 $1/s$. 可以看出, 增大 λ' 可使该控制闭环的鲁棒稳定性增强, 但同时削弱了其负载扰动抑制能力; 相反, 减小 λ' 可使其负载扰动抑制能力增强, 但会降低闭环鲁棒稳定性. 一般情况下, 可初始设置 λ' 在对象纯时滞值附近, 然后通过在线单调地增减调节来实现控制闭环的标称性能和鲁棒稳定性之间的最佳折衷.

5 仿真实验

例 1 考察文献[9, 14]研究的积分时滞对象 $P(s) = e^{-5s}/s$. 应用本文的设计方法, 取控制参数 $\lambda = \lambda' = 5$, 得到 3 个控制器参数分别为: $K_{C1} = 0.2$, $T_{I1} = 1$, $K_{C2} = 1$, $K_{C3} = 0.1932$, $T_{I3} = 87.5$, $T_{D3} = 0.331$. 分别在设定输入处加上单位阶跃信号, 在对象输入端负载干扰处加上脉冲信号, 标称系统输出如图 2 所示. 此外, 当假设实际对象的纯滞后, 时间和对象模型产生 $\pm 10\%$ 的误差时, 得到的摄动系

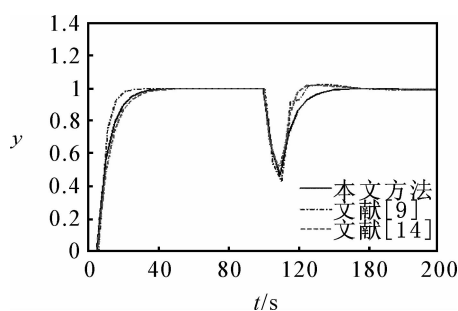


图2 例1标称系统输出响应

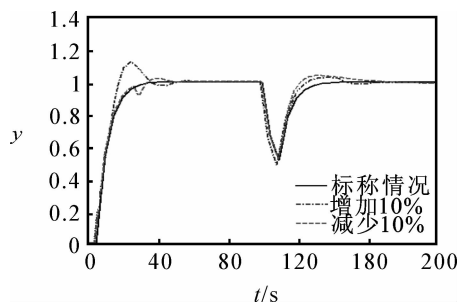


图3 例1扰动系统输出响应

统的输出响应如图3所示。可以看出,系统的设定值响应没有超调,并具有较好的鲁棒性。

例2 考虑控制对象 $P(s) = e^{-6.567s}/s(3.4945s + 1)$,应用本文方法,控制参数取 $\lambda = 5$,代入各控制器设计公式可得: $K_1(s) = 0.04 + 1/250s$; $K_2(s) = -0.083(1 + 6s)$;取 $\lambda' = 3.5$, $K_3(s) = 0.1479 + \frac{1}{171s} + 0.635s$ 。与文献[9]中的方案作对比,分别在设定值输入处加上单位阶跃信号,在对象输入端负载干扰处加上脉冲信号,标称系统输出如图4所示。

由图可见,本文方法可有效改善系统的设定值

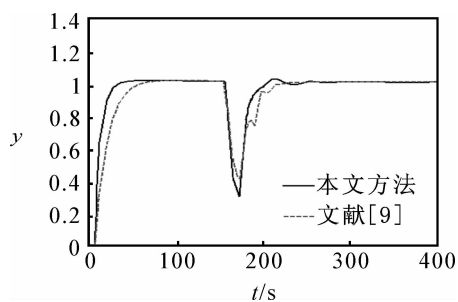


图4 例2标称系统输出响应

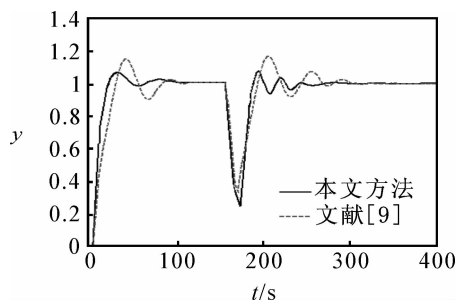


图5 例2扰动系统输出响应

跟踪响应和干扰抑制性能。此外,假设实际被控对象的时间常数和时滞参数发生摄动都比对象模型偏大10%,得到摄动系统的输出响应如图5所示。由图可见,本文的控制方案能使控制系统保持良好的鲁棒稳定性。

由以上仿真实例可以看出,无论是对于纯积分时滞还是积分加一阶时滞对象,本文方法都具有较好的控制效果。实际调整过程中,单调地增大扰动观测器的控制参数 λ' 可减小和消除负载干扰响应的振荡;单调地增大设定值跟踪控制器的控制参数 λ 可减小和消除设定值响应的振荡,这样可以比较容易调节和实现系统的工作要求指标。

6 结 论

针对积分时滞对象,本文充分考虑了扰动抑制和稳定的重要作用。通过采用一种两自由度内模控制结构,新增两个控制器分别完成镇定和扰动抑制功能,实现了标称设定值响应与负载干扰响应的独立调节,并且用于性能调整的参数均采用单参数调整方式。操作方便而且更容易获得较好的控制效果,仿真实例验证了其有效性。

参考文献(References)

- [1] 黄聪明, 陈祥光, 何恩智. 化工过程控制原理[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2000.
(Huang C M, Chen X G, He E Z. Chemical process control theory [M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2000.)
- [2] Morari M, Zafiriou E. Robust process control [M]. New York: Prentice Hall, 1989.
- [3] Astrom K J, Hanf C C, Lim B C. A new smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(2): 343-345.
- [4] 张卫东, 孙优贤, 许晓鸣. 一类非自衡对象的 PID 控制 [J]. 自动化学报, 1999, 25(4): 518-523.
(Zhang W D, Sun Y X, Xu X M. PID control for integrator and dead time process [J]. Acta Automatica Sinica, 1999, 25(4): 518-523.)
- [5] Zhang W D. Quantitative performance design for integrating processes with time delay [J]. Automatica, 1999, 35 (7): 719-723.
- [6] 王建国, 曹广益, 史君海. 一类非自衡化工过程的最优控制 [J]. 化工自动化及仪表, 2006, 33(6): 23-26.
(Wang J G, Cao G Y, Shi J H. Optimal control for a class of chemical process with integrator and dead time [J]. Control and Instruments in Chemical Industry, 2006, 33(6): 23-26.)

(下转第1600页)