

文章编号: 1001-0920(2005)07-0727-05

## 基于改进 MC 的开环不稳定时滞过程控制

朱宏栋, 邵惠鹤

(上海交通大学 自动化系, 上海 200030)

**摘要:** 针对开环不稳定对象, 在传统内模控制结构中增加了一个预稳定控制器, 提出了改进的内模控制结构, 给出了闭环系统内稳定判定定理; 更重要的是提出一个综合闭环性能和相角裕度的指标函数, 将该指标函数最大化, 可获得在不同归一化时滞情况下的优化预稳定控制器整定参数, 并拟合出公式。最后, 与国际上最新发表的控制方法进行了对比, 显示了该方法的优越性。

**关键词:** 不稳定时滞过程; 改进内模控制; 优化整定

**中图分类号:** TP273.2      **文献标识码:** A

## Control for Open-loop Unstable Plus Dead-time Processes Based on Modified Internal Model Control

ZHU Hong-dong, SHAO Hui-he

(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China. Correspondent: ZHU Hong-dong, E-mail: hongdongzhu@sjtu.edu.cn)

**Abstract:** A modified internal model control scheme is proposed to control open-loop unstable plus dead-time processes, which contains an additional PD controller to pre-stabilize the unstable process. The internal stability of the closed-loop system is analyzed. More important, a specification function that makes a tradeoff between the closed-loop performance and phase margin is given. Through maximizing the specification function, the optimal tuning parameters of PD controller is obtained. Simulations show that the proposed method is superior to the latest published methods.

**Key words:** Unstable plus dead-time processes with dead-time; Modified internal model control; Optimal tuning

### 1 引言

在过程控制中, 存在着一类开环不稳定过程, 这类过程没有平衡状态, 例如连续搅拌反应釜<sup>[1]</sup>。同时, 在过程变量的测量和控制回路中存在着滞后现象, 因此控制这类不稳定时滞过程存在较大困难。内模控制是一种非常有效的控制方法, 利用它可以获得较好的闭环控制性能<sup>[2]</sup>。但是, 它并不能直接控制不稳定时滞过程。文献[3]提出了三单元广义内模控制方法, 其结构复杂, 在引入干扰时, 过程输出有较大超调; 文献[4]提出了含有 3 个控制器的改进内模控制方法, 该方法的缺点是控制结构较复杂。

本文针对工业过程中的不稳定时滞过程, 提出

了一种改进的内模控制方法和参数整定方法。与文献[4]的方法相比, 本文方法只需两个控制器: 一个用来镇定开环不稳定过程; 另一个是直接按内模控制原理设计的控制器。这种控制结构简单, 有利于工程实施。同时, 给出了闭环系统的内稳性判定定理, 提出了一个综合考虑闭环性能和相角裕度的指标函数。最大化该指标函数, 可获得优化的 PD 控制器整定参数。最后给出的对比仿真例子表明了该方法的有效性和先进性。

### 2 改进的内模控制结构

内模控制不能直接用于控制不稳定过程, 这是

收稿日期: 2004-09-09; 修回日期: 2004-11-02

基金项目: 国家 863 计划项目(2001AA 413130)。

作者简介: 朱宏栋(1975—), 男, 河南洛阳人, 博士生, 从事基于继电反馈的过程辨识、PD 参数整定等研究; 邵惠鹤(1936—), 男, 浙江宁波人, 教授, 博士生导师, 从事工业过程模型化与控制、智能控制等研究。

因为如果要采用内模控制器控制不稳定时滞对象,内模控制器必须完成两个功能:消除静差和镇定被控对象.采用不稳定零点对消过程不稳定极点方法,设计的内模控制器不能够镇定被控对象,所以当干扰引入闭环系统时系统发散.为了控制不稳定对象,本文在标准内模控制框架下,引入了一个预稳定控制器  $C_2(s)$ ,用于镇定被控对象,提出的改进内模控制结构如图1所示.其中:  $P_m(s)$  为过程模型,  $Q(s)$  为内模控制器  $C_2(s)$  和  $Q(s)$  分别完成镇定被控对象  $P(s)$  和消除静差的功能.在标称情况下,即  $P(s) = P_m(s)$ ,从设定点  $r$ ,输入干扰  $d$  到过程输出  $y$  的传递函数分别为

$$G_{yr}(s) = Q(s)P_m(s),$$

$$G_{yd}(s) = \frac{P_m(s)}{1 + C_2(s)P_m(s)}(1 - Q(s)P_m(s)). \quad (1)$$

其中  $G_{yd}(s)$  由两个部分组成:前一部分

$$G_{cl}(s) = \frac{P_m(s)}{1 + C_2(s)P_m(s)}, \quad (2)$$

相当于一个闭环系统,设计适当的  $C_2(s)$  就可以镇定不稳定时滞对象;后一部分  $(1 - Q(s)P_m(s))$  的作用是消除干扰引起的偏差.虽然根据  $Q(s)$  的设计规则,存在  $Q(s)$  与  $P_m(s)$  中的不稳定零极点对消的现象,但这里的不稳定零、极点对消是确定的,不会引起系统的内稳定问题.

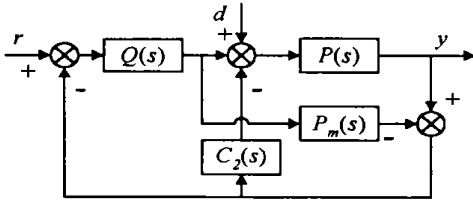


图1 改进MC控制结构

### 3 控制器设计及闭环内稳定性分析

#### 3.1 Q(s) 设计

在实际的过程控制中,低阶模型常被用来代表实际过程.高阶模型则可通过模型降阶的方法化为低阶模型.本文使用的不稳定过程模型有两种:一阶不稳定时滞模型

$$P_{m1}(s) = \frac{K_m}{T_m s - 1} e^{-L_m s} \quad (3)$$

和二阶单不稳定极点时滞模型

$$P_{m2}(s) = \frac{K_m}{(T_m s - 1)(T_{m1}s + 1)} e^{-L_m s} \quad (4)$$

在改进的内模控制中,  $Q(s)$  的主要作用是用来消除偏差,则由式(1)可知,只需令  $\lim_{s \rightarrow 0} [1 - Q(s)P_m(s)] = 0$ ,闭环系统即可抑制阶跃干扰.因此,对于一阶不稳定时滞对象,  $Q(s)$  设计为

$$Q(s) = \frac{(T_m s - 1)}{K_m (\lambda s + 1)} \quad (5)$$

其中  $\lambda$  为可调参数,  $\lambda$  越小,闭环阶跃响应越快,但闭环系统的鲁棒稳定性下降.这样,从设定点到过程输出的传递函数为  $G_{yr}(s) = \frac{e^{-L_m s}}{\lambda s + 1}$ .对于二阶单不稳定极点对象,  $Q(s)$  整定为

$$Q(s) = \frac{(T_m s - 1)(T_{m1}s + 1)}{K_m (\lambda s + 1)^2} \quad (6)$$

从设定点到过程输出的传递函数为

$$G_{yr}(s) = \frac{e^{-L_m s}}{(\lambda s + 1)^2}$$

#### 3.2 闭环系统的内稳定性分析

在设计控制系统时,必须考虑闭环系统的内稳定性,只有控制系统具有内稳定性,才能保证其内部所有信号有界,才能保证实际装置不受损坏.本节给出了改进MC控制系统的内稳定性判定定理.为了分析改进内模控制系统的内稳定性,将图1变换为图2,并引入噪声信号  $n$ .图中  $Q(s)$ ,  $P_m(s)$  及  $C_2(s)$  构成了新的控制器  $C_1(s)$ ,其传递函数为

$$C_1(s) = \frac{Q(1 + C_2 P_m)}{1 - Q P_m} \quad (7)$$

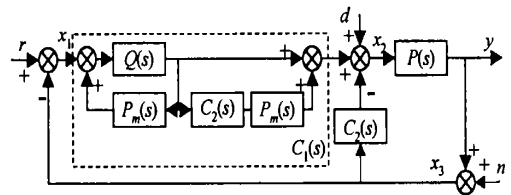


图2 变换后的改进内模控制框图

**定理1** 在标称情况下,当  $Q(s)$  按3.1节公式整定时,如果  $C_2(s)$  能稳定被控对象  $P(s)$ ,则图2所示的控制系统是内稳定的.

**证明** 对于一个线性时不变系统,系统内稳定是指系统的任意两点间的传递函数都是稳定的.如果从信号  $[r \ d \ n]^T$  到  $[x_1 \ x_2 \ x_3]^T$  的传递函数矩阵是稳定的,则闭环系统内稳定.在标称情况下,即  $P(s) = P_m(s)$ ,从信号  $[r \ d \ n]^T$  到  $[x_1 \ x_2 \ x_3]^T$  的传递函数矩阵为

$$H = \frac{1}{1 + (C_2 + C_1)P} \times \begin{bmatrix} 1 + C_2 P & -P & 1 \\ C_1 & 1 & C_1 - C_2 \\ C_1 P & P & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

将  $P(s)$ ,  $Q(s)$  和  $C_2(s)$  写为

$$P = \frac{N_p}{M_p}, \quad Q = \frac{N_q}{M_q}, \quad C_2 = \frac{N_2}{M_2} \quad (9)$$

这样,  $C_1(s)$  为

$$C_1 = \frac{N_1}{M_1} = \frac{N_q(M_p M_p + N_p N_p)}{M_2(M_p M_p - N_p N_p)} \quad (10)$$

将式(9) ~ (10) 代入式(8) 得

$$H = \frac{1}{M_p M_p Z_1} \begin{bmatrix} Z_1 Z_2 & - M_p N_p Z_2 & - M_p M_p Z_2 \\ - M_p N_p Z_1 & M_p M_p Z_2 & M_p Z_3 \\ N_p N_p Z_1 & M_p N_p Z_2 & M_p M_p Z_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} Z_1 &= M_p M_p + N_p N_p, \\ Z_2 &= M_p M_p - N_p N_p, \\ Z_3 &= N_p M_p M_p + 2N_p N_p N_p - N_p M_p M_p \end{aligned}$$

根据  $Q(s)$  整定式(5) 和(6), 可知

$$N_q = M_p \quad (12)$$

这样,  $Z_2 = M_p(M_p - N_p) = M_p Z_2$ , 则式(11) 化简为

$$H = \frac{1}{M_p Z_1} \begin{bmatrix} Z_1 Z_2 & - M_p N_p Z_2 & - M_p M_p Z_2 \\ N_p Z_1 & M_p M_p Z_2 & Z_3 \\ N_p Z_1 & M_p N_p Z_2 & M_p M_p Z_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

闭环系统的特征多项式为  $M_q(M_p M_p + N_p N_p)$ , 根据  $Q(s)$  的整定规则,  $M_q$  是稳定的, 所以只要能保证  $(M_p M_p + N_p N_p)$  是稳定的多项式, 则系统内稳定, 也就是说, 只要  $C_2(s)$  能够稳定被控对象  $P(s)$ , 则图 2 所示的控制系统是内稳定的

### 3.3 不稳定对象的镇定

由上面分析可知,  $C_2(s)$  的作用是镇定被控对象  $P(s)$ .  $C_2(s)$  的结构形式可采用比例(P) 控制器或比例微分(PD) 控制器, 也可采用  $H$  高阶控制器 PD 控制器是工业 DCS 系统的标准控制器, P 控制器只能镇定  $L_m/T_m < 1$  的一阶不稳定时滞对象, 而 PD 控制器则可以镇定  $L_m/T_m < 2$  的一阶不稳定时滞对象<sup>[5]</sup>, 所以本文采用 PD 控制器

文献[3, 4, 6] 讨论了 PD 控制器的参数整定问题, 但都存在一些问题 本文提出了一个综合考虑闭环性能和相角裕度的指标函数, 最大化该指标函数就会得到优化的 PD 控制器参数 以下讨论 PD 控制器参数优化整定方法

PD 控制器采用如下形式:

$$C_2(s) = K_c(T_d s + 1),$$

其中  $K_c$  和  $T_d$  分别是比例系数和微分时间常数 由式(1) 可知, 闭环系统的干扰抑制性能在  $Q(s)$  一定情况下, 只与  $C_2(s)$  有关, 因此闭环系统的干扰抑制性能只与式(2) 代表的闭环系统有关 式(2) 的特征方程为

$$1 + C_2(s)P_m(s) = 0$$

对于一阶不稳定时滞对象, 其回路传递函数  $L(s)$  为

$$L(s) = C_2(s)P_m(s) = \frac{K_m K_c (T_d s + 1)}{T_m s - 1} e^{-L_m s}$$

进行归一化处理: 令回路增益  $K_l = K_m K_c$ , 归一化时滞  $\alpha = L_m/T_m$ , 归一化微分时间常数  $\beta = T_d/T_m$ , 则归一化的回路传递函数为

$$L(s) = C_2(s)P_m(s) = \frac{K_l(\beta s + 1)}{s + 1} e^{-\alpha s}$$

$L(s)$  的幅值和相位与频率之间关系满足

$$\begin{aligned} L(j\omega) &= -\pi + \arctan(\beta\omega) + \\ &\arctan(\omega) - \alpha\omega \end{aligned}$$

$$|L(j\omega)| = K_l \frac{\sqrt{(\beta\omega)^2 + 1}}{\sqrt{\omega^2 + 1}}$$

系统(2) 的相角裕度  $\Phi_m$  表示为

$$|L(j\omega_c)| = 1, \Phi_m = \arg(L(j\omega_c)) + \pi,$$

其中  $\omega_c$  为增益剪切频率 由上式可以导出  $\Phi_m$  与  $K_l$  和  $\beta$  的关系为

$$\begin{cases} \omega_c = \sqrt{(1 - K_l^2)/(K_l^2 \beta^2 - 1)}, \\ \Phi_m = \arctan(\beta\omega_c) + \arctan(\omega_c) - \alpha\omega_c \end{cases}$$

为了保证  $\omega_c$  有解, 则  $K_l$  和  $\beta$  应满足  $K_l \beta < 1$ . 为了保证闭环系统具有一定的鲁棒性, 系统(2) 必须具有足够大的相角裕度  $\Phi_m$ .

根据反馈控制理论, 闭环系统的谐振峰值  $M_r$  直接关系到闭环系统的超调量  $\sigma\%$ . 对于二阶系统, 超调量  $\sigma\%$  与谐振峰值  $M_r$  (单位为 dB) 之间存在着确切的关系<sup>[7]</sup>

$$\sigma = 100 \exp \left[ -\pi \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - 10^{-0.1 M_r}}}{1 + \sqrt{1 - 10^{-0.1 M_r}}}} \right]$$

对于高阶系统, 虽然没有谐振峰值  $M_r$  与超调量  $\sigma\%$  之间确切的关系式, 但是可以定性地讲  $M_r$  越大, 超调量  $\sigma\%$  就越大 为了保证获得比较平稳的系统输出, 则需要使谐振峰值  $M_r$  尽可能小

由于以上两个指标存在冲突, 因此在优化参数  $K_l$  和  $\beta$  时, 不能仅仅将系统相角裕度  $\Phi_m$  最大化或系统的谐振峰值  $M_r$  最小化作为优化性能指标 本文提出一个新的综合指标函数, 即

$$J(\alpha, K_l, \beta) = M_{ob}(\alpha) / M_0(\alpha, K_l, \beta) + \Phi_m(\alpha, K_l, \beta) / \Phi_b(\alpha) \quad (14)$$

其中:  $\alpha$  是归一化时滞时间,  $\gamma$  是正实数, 作为权值来权衡闭环性能和系统的相角裕度;  $M_{ob}(\alpha)$  和  $\Phi_b(\alpha)$  分别是在给定  $\alpha$  情况下,  $K_l$  和  $\beta$  分别取  $K_{lb}$  和  $\beta_b$  时的  $|L_b(0)/(1 + L_b(0))|$  和相角裕度,  $K_{lb}$  和  $\beta_b$  是能够保证  $1 + L(s) = 0$  稳定情况下, 获得的最大回路增益变化区间  $([K_{min}, K_{max}])$  的中点  $K_{lb} = (K_{min} + K_{max})/2$  及此时对应的  $\beta_b$ ;  $\Phi_m(\alpha, K_l, \beta)$  和  $M_0(\alpha, K_l, \beta)$  分别是在固定  $\alpha$  情况下,  $L(s)$  取不同的参数  $(K_l,$

$\beta$  时系统(2)的相角裕度和  $|G_{cl}(0)|$ ,  $G_{cl}$  将在下文中说明

在指标函数中引入  $M_{ob}(\alpha)$  和  $\Phi_b(\alpha)$  的目的是为了使指标函数中反映性能的部分和反映系统相角裕度的部分具有可比性 在每一个给定的  $\alpha$  下, 最大化指标函数(14), 就可得到最优的参数组合  $(K_i^*, \beta^*)$ .

因为没有直接的优化算法可以使用, 所以优化结果采用空间搜索的方法获得, 即在给定  $\alpha$  情况下, 在  $K_i$  和  $\beta$  各自的取值范围内, 搜索使得指标函数(14)最大化的参数  $(K_i^*, \beta^*)$  就是最优的参数组合, 同时应满足以下约束条件:

- 1)  $M_r(K_i, \beta) < 1, M_o(K_i, \beta);$
- 2)  $1 < K_i < K_{max}, 0 < \beta < 1, K_i \beta < 1.$

其中:  $M_r(K_i, \beta)$  和  $M_o(K_i, \beta)$  分别是在  $L(s)$  的参数取  $K_i$  和  $\beta$  时的闭环谐振峰值和  $|G_{cl}(0)|$ ,  $K_{max}$  是给定  $\alpha$  情况下, 保证系统(2)稳定情况下的最大回路增益

关于优化参数过程, 有以下3点需要说明:

1) 虽然本文考察的闭环系统是(2), 但在实际优化过程中用到的闭环系统是

$$G_{cl}(s) = \frac{C_2(s)P_m(s)}{1 + C_2(s)P_m(s)} \quad (15)$$

这是因为如果按系统(15)进行优化计算, 需要优化的参数只有  $K_i$  和  $\beta$ , 而按系统(2)进行优化时, 则需要多考虑一个参数: 过程增益  $K_m$ . 另外, 我们强调的闭环性能是在系统引入阶跃干扰后的闭环性能, 阶跃干扰的影响主要在低频段, 而在低频段  $|G_{cl}(j\omega)|$   $K_c |G_{cl}(j\omega)|$ , 两系统的幅值近似成比例关系, 这个比例系数可被权系数  $\gamma$  吸收 并且, 两个系统的特征方程相同, 相角裕度也是相同的

2) 以上部分讨论的相角裕度  $\Phi_b$  并不是图1所示的闭环系统相角裕度, 这里的  $\Phi_b$  是闭环系统(2)的相角裕度

3) 通过大量仿真, 权值  $\gamma$  取 2.9 时, 获得的闭环控制效果最好.

为了能把优化参数嵌入到实际控制器, 又通过拟合的方法获得了  $K_i^*$  和  $\beta^*$  关于  $\alpha$  的函数, 即

$$K_i^* = 1/(0.0637\alpha^3 - 0.426\alpha^2 + 1.06\alpha + 0.105),$$

$$\beta^* = 0.0693\alpha^3 - 0.204\alpha^2 + 0.622\alpha + 0.05 \quad (16)$$

最大的拟合相对误差小于 5%. 因此, 可先根据  $\alpha$  和式(16)计算出优化的  $K_i^*$  和  $\beta^*$ , 再由以下公式计算出  $C_2(s)$  的参数:

$$K_c = K_i^*/K_m, T_d = \beta^* T_m. \quad (17)$$

因为二阶单不稳定极点时滞过程的可变参数较多, 搜索空间过大, 所以为了简化设计可以利用针

对一阶不稳定过程的结论, 将对象模型中的参数  $T_{m1}$  吸收到 PD 控制器的微分时间常数  $T_d$  中 这样, 得到的 PD 控制器参数为

$$K_c = K_i^*/K_m, T_d = \beta^* T_m + T_{m1}. \quad (18)$$

### 3.4 控制器实现

在仿真研究中发现: 如果直接按图1的结构进行仿真, 则会出现控制过程输出发散的现象 经分析发现, 造成这一现象的原因是由于数值计算误差造成控制器中  $Q(s)$  的不稳定零点不能与  $P_m(s)$  中的不稳定极点完全抵消, 导致仿真结果发散 由此就带来了控制器的实现问题 将图1中的  $P_m(s)$ ,  $Q(s)$ , 及  $C_2(s)$  化为一个控制器  $C_1(s)$ , 如图3所示

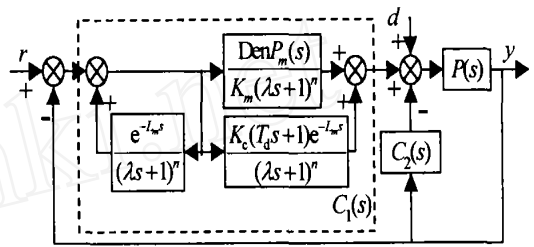


图3 控制器实现形式

将模型  $P_m(s)$  改写为

$$P_m(s) = \frac{K_m}{\text{Den}P(s)} e^{-L_m s},$$

其中  $\text{Den}P(s)$  根据模型的不同分别取  $(T_m s - 1)$  和  $(T_m s - 1)(T_{m1} s + 1)$ . 则

$$Q(s) = \frac{\text{Den}P(s)}{K_m (\lambda s + 1)^n},$$

其中  $n$  在  $P_m(s)$  分别为一阶和二阶不稳定时滞模型时取 1 和 2 因此,  $C_1(s)$  具有如下形式:

$$C_1(s) = C_{PF}(s)C_F(s) = \left[ \frac{1}{1 - \frac{e^{-L_m s}}{(\lambda s + 1)^n}} \right] \left[ \frac{K \cancel{c} (T_d s + 1) e^{-L_m s}}{(\lambda s + 1)^n} + \frac{\text{Den}P(s)}{K_m (\lambda s + 1)^n} \right]$$

这种实现形式中包括  $C_{PF}(s)$  和  $C_F(s)$  两部分 其中:  $C_{PF}(s)$  采用正反馈结构实现;  $C_F(s)$  通过两个并联的有理环节实现

### 4 仿真实例

例1 考虑过程

$$P(s) = \frac{1}{s-1} e^{-1.2s},$$

这是一个不稳定大时滞过程<sup>[3,4]</sup>. 此处  $\lambda$  取为 2, 则控制器整定为

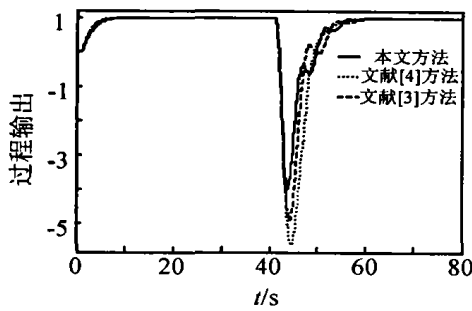
$$Q(s) = \frac{s-1}{2s+1}, C_2(s) = 1.14(0.62s+1).$$

仿真过程是在  $t = 0$  s 和  $t = 40$  s 时, 分别加入幅值

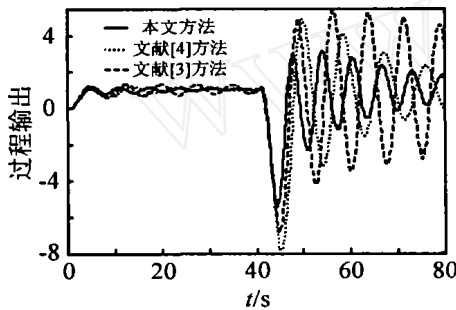
为 1 的设定命令和幅值为 1 的输入干扰 图 4 为本文方法与文献[3, 4] 中方法分别在标称情况下和对象时滞变为 1.3 时的仿真结果 从仿真结果可以看出, 本方法无论是在标称情况下还是在对象时滞变化情况下都明显好于其他两种方法

例 2 考虑过程

$$P(s) = \frac{1}{(5s - 1)(2s + 1)(0.5s + 1)} e^{-0.5s}$$

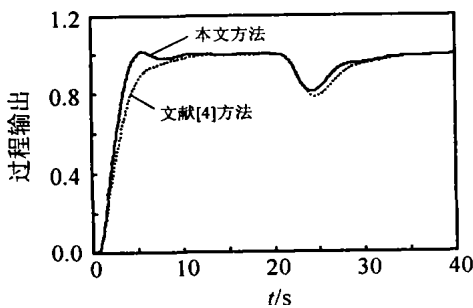


(a) 标称情况下仿真结果

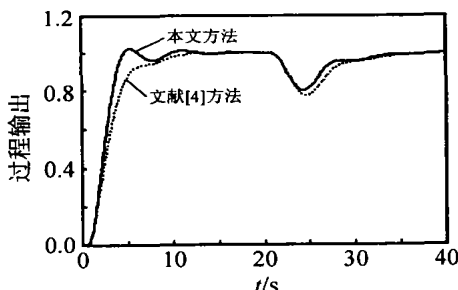


(b) 对象时滞变为 1.3 情况下仿真结果

图 4 仿真曲线



(a) 标称情况下仿真结果



(b) 对象时滞增加 10% 情况下仿真结果

图 5 仿真曲线

此过程是阶不稳定对象, 经过模型降阶后, 化为二阶单不稳定极点模型<sup>[4]</sup>

$$P(s) = \frac{1}{(5s - 1)(2.07s + 1)} e^{-0.939s}$$

在此  $\lambda$  取为 0.2, 所以本文的控制器整定为

$$Q(s) = \frac{(5s - 1)(2.07s + 1)}{(0.2s + 1)^2}$$

$$C_2(s) = 3.45(2.87s + 1)$$

因为 Tan 的改进 MC 控制器是目前最好的方法, 所以本文只与该控制器进行比较 仿真过程是在 0 s 和 20 s 时分别加入幅值为 1 的设定命令和幅值为 1 的输入干扰 标称情况下和时滞增加 10% 情况下的仿真结果如图 5 所示 从仿真结果来看, 在相同的干扰作用下, 本文提出的方法具有更小的超调

5 结 论

本文在内模控制基础上, 提出了一种用于控制开环不稳定对象的改进型内模控制结构, 与其他方法相比, 具有结构简单的特点 同时, 给出了内稳定性判定定理: 只要预稳定控制器能够镇定被控对象, 则闭环系统内稳定 针对不稳定对象的镇定问题, 本文又提出一个综合了闭环性能和相角裕度的指标函数, 最大化该指标函数可以获得最优的镇定控制器参数 通过对比仿真, 显示了本控制结构和参数优化整定的有效性和先进性

参考文献 (References)

- [1] 邵惠鹤 *工业过程高级控制*[M] 上海: 上海交通大学出版社, 2003: 30-31.  
(Shao H H. *Advanced Control in Industrial Process* [M] Shanghai: Shanghai Jiaotong University Press, 2003: 30-31.)
- [2] Morari M, Zafiroiu E. *Robust Process Control* [M] Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [3] Huang H P, Chen C C. Control-system Synthesis for Open-loop Unstable Process with Time Delay[J] *IEEE Proceedings -Control Theory*, 1997, 144(4): 334-346
- [4] Tan W, Horacio J Marquez, Chen T W. MC Design for Unstable Processes with Time Delays [J] *J of Process Control*, 2003, 13(3): 203-213
- [5] Venkatasankar V, Chidanbaram M. Design P and PI Controller for Unstable First-order Plus Time Delay Process[J] *Int J of Control*, 1994, 60(1): 137-144
- [6] Guillermo J Silva, Aniruddha Datta, Bhattacharyya S P. New Results on the Synthesis of PD Controllers [J] *IEEE Trans on Automatic Control*, 2002, 47(2): 241-252
- [7] Van DE VEGTE J. *Feedback Control systems* [M] Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1994