

文章编号: 1001-0920(2004)12-1327-05

## 基于多步预测性能指标的模糊控制器参数优化设计

许敏, 李少远

(上海交通大学 自动化研究所, 上海 200030)

**摘要:** 针对一类 PD 型模糊控制器, 提出基于多步预测性能指标的模糊控制器参数优化设计方法。通过最小化多步预测性能指标和调整比例因子, 定量给出了控制器的设计准则, 对于现场操作人员具有一定的指导意义。仿真实例验证了算法的有效性和鲁棒性。

**关键词:** 滚动时域; 变因子; 调整规则; 模糊控制

**中图分类号:** TP273 **文献标识码:** A

## Optimal design of fuzzy controller parameters based on multi-step predictive criterion

XU Min, LI Shao-yuan

(Institute of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China Correspondent: LI Shao-yuan, E-mail: caslin, syli@sjtu.edu.cn)

**Abstract:** A two-input one-output PD type fuzzy controller considering the error and the change rate of error is proposed by taking the error and the change rate of error. Based on this structure, a method to tune PD type fuzzy controller parameters online is given to improve further system performance. Through optimizing the scalars of fuzzy controller based on multi-step predictive control criterion, the simple fuzzy rule, which supplies guidance for the work operator, is presented with analyses expressions. Simulation results demonstrate efficiency and robustness of this novel fuzzy controller.

**Key words:** receding horizon optimization; varied scalars; adjust rule; fuzzy control

### 1 引言

在工业过程控制中, 许多被控过程机理比较复杂, 往往呈现高阶非线性、纯滞后、慢时变等特性。在负载扰动、噪音和其他环境条件变化的影响下, 被控对象的模型参数和模型结构将会发生变化, 这对控制器的鲁棒性和抗干扰性提出了更高的要求, 采用传统的控制方法难以得到满意的控制效果<sup>[1]</sup>。由于模糊控制不需要掌握过程的精确数学模型, 而是根据一组控制规则, 经模糊推理决定控制量的大小, 近些年得到广泛的发展。Ying 等人<sup>[2]</sup>在线性和非线性

解模糊条件下导出了模糊控制器的解析式, 并采用 Zadeh 的 AND 和 Lukasiewicz 的 OR 算了证明了。一种最简单的模糊控制器等同于非线性时变 PI 控制器, 这种解析结构使得模糊控制与传统的 PD 控制密切相连, 为模糊控制系统的分析奠定了基础。

然而, 要使模糊控制获得良好的控制品质, 必须具有完备的控制规则。对于简单的工业工程, 控制规则来源于现场操作人员或有关专家的经验、知识和操作数据; 而对于复杂的工业过程, 有时却难以总结出完备的经验。因此, 缺乏系统化的设计方法是模糊

收稿日期: 2003-12-04; 修回日期: 2003-04-29

基金项目: 国家 863 计划资助项目(2002AA 412130); 教育部高等学校博士学科点专项科研项目(20020248028)

作者简介: 许敏(1977—), 女, 江西抚州人, 博士生, 从事预测控制、模糊控制等研究; 李少远(1965—), 男, 河北枣强人, 教授, 博士生导师, 从事预测控制、智能控制及非线性控制等研究

控制理论中仍未解决的主要问题之一<sup>[3]</sup>,特别是如何建立可遵循的设计方法准则,从而选定系统化设计方法中的参数问题<sup>[4]</sup>。目前,系统结构的选取、算法的确定以及参数的调整等,还是基于设计者和专家的经验及偏好,并依赖于大量的计算机模拟实验。试凑法仍然是模糊控制器设计过程中的主要方法或手段。在性能优化方面,大多数仍然基于传统的设计方法。He 等人<sup>[5]</sup>应用二维模糊推理机计算 Ziegler-Nichols 规则中的单因子参数  $\alpha$ ,因各增益参数均表现为  $\alpha$  的函数,从而可调整各个增益参数。文献<sup>[6]</sup>提出一种模糊自适应 PD 控制器及设计方法,设计方法分两步进行,其中的 PD 参数采用工程方法整定。

本文针对一类 PD 型模糊控制器,提出基于多步预测性能指标对控制器参数进行优化设计的方法。采用最小化多步预测性能指标,得到控制器参数的优化规律。对于现场操作人员,给出一种解析式的调整规则,无需太多的专业经验指导。仿真结果验证了该方法的有效性和算法的鲁棒性。

## 2 PD 型模糊控制器

考虑一个二维模糊控制器,将偏差  $e = r - y$  和偏差变化  $ec$  作为两个输入语言变量,输出语言变量为控制量  $u$ ,其中  $r$  和  $y$  分别为系统的设定值和输出。在模糊控制系统中,每个精确量必须转化成相应的论域,因此需要乘上相应的比例因子。记模糊语言变量为  $E, EC, U$ ,其中

$$E = k_e \times e, EC = k_{ec} \times ec, U = k_u \times u$$

假设偏差、偏差变化量及控制量的论域相同,模糊语言变量均为: {负大、负小、零、正小、正大},简记为 {NB, NS, ZO, PS, PB},采用三角型隶属度函数表示,模糊控制规则如表 1 所示。

表 1 模糊控制表

EC	E				
	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	PB	PB	PS	PS	ZO
NS	PB	PS	PS	ZO	ZO
ZO	PS	PS	ZO	ZO	NS
PS	PS	ZO	ZO	NS	NS
PB	ZO	ZO	NS	NS	NB

对于一个二维模糊控制器,上述控制查询表一般可表示为

$$u = f(e, ec) = A + K_P e + K_{DEC} \quad (1)$$

这种控制器是参数随工作点变化的 PD 型控制器<sup>[3]</sup>,

其控制框图如图 1 所示。

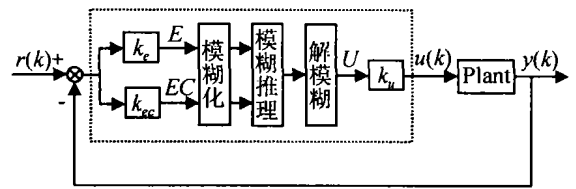


图 1 PD 型模糊控制框图

图 1 给出的控制器可以获得较好的动态响应特性,但稳态时可能存在稳态误差。为改善 PD 型模糊控制器的稳态性能,需引入积分环节。

对式(1)积分可得

$$u dt - A = K_P \int e dt + K_{DEC} \quad (2)$$

由式(1)和(2)可以得到 PD 型模糊控制器,控制器的输出为  $u_c$ ,即

$$u_c = u + \int (u - A) dt =$$

$$A + (K_P + K_D) e + K_P \int e dt + K_{DEC}$$

其控制框图如图 2 所示。图 1 和图 2 中的虚线部分是等价的。

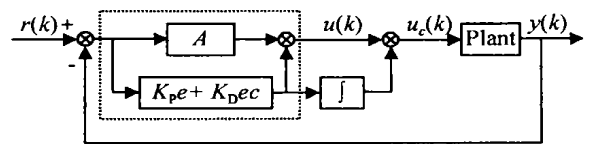


图 2 PD 型模糊控制框图

离散化可得增量型控制器

$$\Delta u_c = (K_P + K_D) ec(k) + K_I e(k) + K_D (ec(k) - ec(k-1)), \quad (3)$$

其中:  $K_I = K_D / T_i$ ,  $T_i$  为积分时间。

将式(3)进行变换,有

$$\Delta u_c = w_0(k) e(k) + w_1(k) e(k-1) + w_2(k) e(k-2). \quad (4)$$

其中

$$w_0(k) = K_P + K_I + K_D,$$

$$w_1(k) = -K_P - 3K_D, w_2(k) = K_D.$$

将式(4)写成如下矩阵形式:

$$\Delta u_c = \sum_{i=0}^2 w_i(k) e(k-i) = W^T(k) e(k), \quad (5)$$

并定义

$$W^T(k) = [w_0(k) \quad w_1(k) \quad w_2(k)],$$

$$e(k) = [e(k) \quad e(k-1) \quad e(k-2)]^T.$$

对于上述 PID 型模糊控制器,一些文献<sup>[5,6]</sup>

采用经典的参数整定方法来调整相应的参数, 推动了模糊控制的工程应用 预测控制因为具有滚动优化及反馈校正等特点, 适合于工业过程控制的实际要求 因此, 本文针对上述 PD 型模糊控制器, 提出了基于多步预测性能指标的参数设计方法

### 3 基于多步预测性能指标的参数设计

被控对象的数学模型采用 CARMA 模型来描述, 有

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u_c(k-1) + C(z^{-1})\xi(k)/\Delta$$

其中:  $A(z^{-1}), B(z^{-1})$  和  $C(z^{-1})$  是后移算子  $z^{-1}$  的多项式, 阶次分别为  $n_a, n_b$  和  $n_c$ ;  $\xi(k)$  描述的是一类零均值的白噪声 假设  $C(z^{-1}) = 1$ , 通过解两个丢番图方程, 可以求得  $j$  步后系统的实际输出

$$y(k+j) = G_j \Delta u_c(k+j-1) + H_j \Delta u_c(k-1) + F_j y(k) + E_j \xi(k+j).$$

其中:  $y(k+j)$  为系统的实际输出;  $E_j, F_j, H_j$  和  $G_j$  分别为关于  $z^{-1}$  的多项式(见文献[7]). 因此,  $k+j$  时刻的预测输出为

$$\hat{y}(k+j|k) = G_j \Delta u_c(k+j-1) + H_j \Delta u_c(k-1) + F_j y(k). \quad (6)$$

在工业现场, 对于控制规则的调整比较困难和繁琐, 而隶属度函数的变化对系统性能的影响并不大, 只有比例因子对系统有很大的影响, 但调整起来相对容易 为了适应大范围工况的变化, 比例因子应该是时变的, 即  $w(k) = w(k-1)$ . 因此,  $k+j$  时刻的预测输出可表示成

$$\hat{y}(k+j|k) = G_j \left( \sum_{i=0}^j w_i(k) e(k-i) \right) + H_j \Delta u_c(k-1) + F_j y(k).$$

考虑多步预测性能指标

$$J = E \left\{ \sum_{j=N_0}^{N_1} [y(k+j|k) - r(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u_c(k+j-1)]^2 \right\} \quad (7)$$

其中:  $r(k+j)$  为  $k+j$  时刻输出的期望值;  $N_0, N_1, N_u$  分别为最小、最大预测时域以及控制时域

假设在  $k-1$  时刻, 最小化性能指标  $J$  能得到最优参数为  $w^*(k-1)$ , 记为  $J(k-1, w)$ , 有下式成立:

$$\left. \frac{\delta J(k-1, w)}{\delta w} \right|_{w^*(k-1)} = 0 \quad (8)$$

为了求得  $k$  时刻最优序列, 将目标函数在  $w^*(k-1)$  处进行二阶 Taylor 展开, 有

$$J(k, w) = J(k, w^*(k-1)) + \left. \frac{\delta J(k, w)}{\delta w} \right|_{w^*(k-1)} (w - w^*(k-1)) + \frac{1}{2} (w - w^*(k-1))^T \times \left. \frac{\delta^2 J(k, w)}{\delta w^2} \right|_{w^*(k-1)} (w - w^*(k-1)),$$

其中高阶展开式被省略 通过最小化上式可得

$$w^*(k) = w^*(k-1) - \left[ \left. \frac{\delta^2 J(k, w)}{\delta w^2} \right|_{w^*(k-1)} \right]^{-1} \times \left[ \left. \frac{\delta J(k, w)}{\delta w} \right|_{w^*(k-1)} \right]. \quad (9)$$

将式(7)写成矩阵形式, 有

$$J(k, w) = (r - \hat{y})^T (r - \hat{y}) \lambda(u_c)^T (u_c) = (r - \hat{y})^T (r - \hat{y}) + \lambda [W(k)^T e(k)]^T [W(k)^T e(k)]$$

其中

$$r^T = [r(t+1), \dots, r(t+N_1-N_0)],$$

$$y^T = [y(t+1), \dots, y(t+N_1-N_0)],$$

$$u_c^T = [\Delta u_c(k), \dots, \Delta u_c(k+N_u-1)]$$

对上式分别进行两次求导, 可得

$$\begin{cases} \frac{\delta J(k, w)}{\delta w} = \epsilon(k, w) \frac{\delta \epsilon(k, w)}{\delta w} + \lambda W^T(k) e(k) \frac{\delta (W^T(k) e(k))}{\delta w}, \\ \frac{\delta^2 J(k, w)}{\delta w^2} = \epsilon(t, w) \frac{\delta^2 \epsilon(k, w)}{\delta w^2} + \frac{\delta \epsilon(k, w)}{\delta w} \frac{\delta \epsilon(k, w)}{\delta w} + 2\lambda e(k) e^T(k), \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$\epsilon(k, w) = r(k+j) - \hat{y}(k+j|k).$$

将式(8)代入式(10), 可得

$$\left. \frac{\delta J(k, w)}{\delta w} \right|_{w^*(k-1)} = \epsilon(k, w^*(k-1)) \left. \frac{\delta \epsilon(k, w)}{\delta w} \right|_{w^*(k-1)} + \lambda (w^*(k-1))^T e(k) e(k). \quad (11)$$

假设  $k$  足够大,  $w^*(k)$  可近似为  $w^*(k-1)$ , 则有下式成立:

$$\left. \frac{\delta^2 J(k, W)}{\delta V^2} \right|_{W^*(k-1)} = \left. \frac{\delta^2 J(k, W)}{\delta V^2} \right|_{W^*(k)} \quad (12)$$

将式(12)代入式(9), 可得最优参数

$$W^*(k) = W^*(k-1) + R(k)^{-1} [\epsilon(k, W^*(k-1))S(k, W^*(k-1)) - \lambda W^*(k-1)e(k)e^T(k)]$$

其中

$$R(k) = \left. \frac{\delta^2 J(k, W)}{\delta V^2} \right|_{W^*(k)},$$

$$S(k, W^*(k-1)) = - \left. \frac{\delta \epsilon(k, W)}{\delta V} \right|_{W^*(k-1)}$$

因此, 最优参数式为

$$\begin{cases} W^*(k) = W^*(k-1) + R(k)^{-1} [\epsilon(k, W^*(k-1))S(k, W^*(k-1)) - \lambda W^*(k-1)e(k)e^T(k)], \\ R(k) = R(k-1) + S(k, W^*(k-1)) \times S(k, W^*(k-1))^T + 2\lambda e(k)e(k)^T - \epsilon(k, W^*(k-1)) \left. \frac{\delta^2 J(k, W)}{\delta V^2} \right|_{W^*(k-1)}, \\ y(k+j) = G_j \Delta u_c(k+j-1) + H_j \Delta u(k-1) + F_j y(k) + E_j \xi(k+j). \end{cases} \quad (13)$$

控制算法步骤如下:

- Step 1: 给定系统的标称模型参数  $G, H, F$ , 预测时域  $N_0$  和  $N_1$  以及控制时域  $N_u$ ;
- Step 2:  $k = 0, W(0) = 0$ ;
- Step 3: 计算  $e(k)$ ;
- Step 4: 根据式(13) 计算  $W^*(k)$ , 得到当前控制量  $\Delta u_c(k) = W^*(k)e(k)$ ;
- Step 5:  $k = k + 1$ , 返回 Step 3

在  $k$  时刻, 利用滚动预测优化计算当前时刻的控制器参数  $W^T(k)$ , 同时计算当前时刻的控制量  $\Delta u_c(k)$ ; 到  $k+1$  时刻, 通过滚动优化策略, 会得到新的控制器参数  $W^T(k+1)$  和控制量  $\Delta u_c(k+1)$ .

### 4 仿真研究

考虑被控对象为如下离散化后的方程:

$$(1 - 1.754z^{-1} + 0.7596z^{-2})\Delta y(t) = (0.057 + 0.0521z^{-1})\Delta u_c(t-1)$$

将偏差和偏差变化模糊化, 采用三角型隶属度函数, 分为 5 个量化等级{负大, 负小, 正中, 正小, 正大}, 共 25 条模糊规则; 偏差和偏差变化的论域相同, 均为  $\{-1, 1\}$ ; 参考序列  $r(t)$  取幅值为 1. 采用经典模糊控制方法, 根据专家经验规则往往不能给定

准确的比例因子. 为此, 采用文献[8] 给出的整定公式

$$K_P = K_1 K_{P0}, T_1 = K_2 T, T_D = K_3 T,$$

其中  $K_{P0}$  可由 Cohn-Coon 公式求出 根据文献[8] 选择了两组参数:  $k_e = 10, k_{ec} = 0.4, k_u = 1$  和  $k_e = 8, k_{ec} = 0.1, k_u = 2$ , 仿真结果如图 3 所示. 由图可见, 控制效果虽能接受, 但具有较大的超调量和调整时间. 图 4 为自调整的模糊算法, 初始设定值由专家经验给定, 最终获得最优的控制器参数. 由图 4 可见, 曲线无超调且上升时间较快.

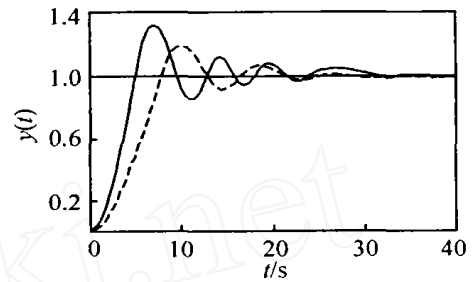


图 3 两组比例因子的输出  $y(t)$

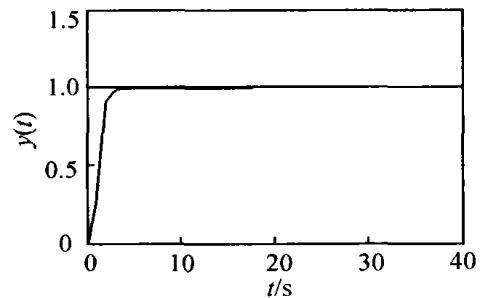


图 4 变因子的输出  $y(t)$

参考序列  $r(t)$  取幅值为 2, 周期为 100 的方波, 被控对象的初始位置为 0, 被控对象参数为  $N_0 = 1, N_1 = 6, N_u = 2$ , 系统输出的跟踪情况如图 5 所示. 当参考序列  $r(t)$  取斜坡型变换, 系统的输出跟踪情况如图 6 所示. 从图中看到, 当设定值发生变化时, 系统能较好地实现跟踪, 获得良好的控制品质.

当模型结构发生变化,  $t = 200$  时, 系统有纯滞后环节, 即

$$(1 - 1.662z^{-1} + 0.6703z^{-2})\Delta y(t) = (0.0044 + 0.0038z^{-1})\Delta u_c(t-7)$$

如果根据初始模型设计控制规则, 可得到一组固定的比例因子; 模型结构变化时, 固定因子将不再适合新的被控对象, 系统开始出现振荡(如图 7 所示). 而基于多步预测性能指标的算法每一步都优化控制器的系数, 通过变比例因子获得良好的控制效果(如图

8 所示).

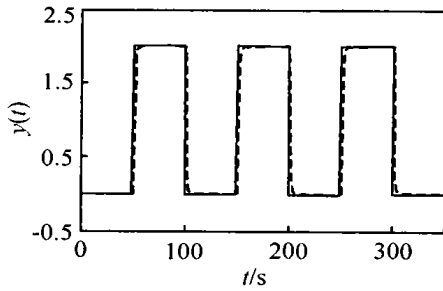


图 5 参考序列方波和输出  $y(t)$

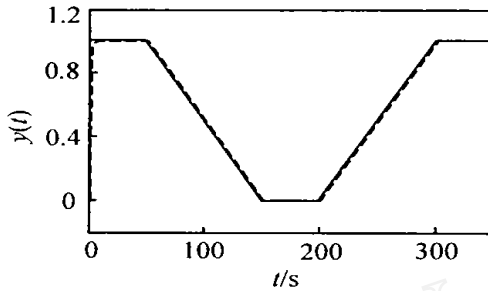


图 6 参考序列斜坡和输出  $y(t)$

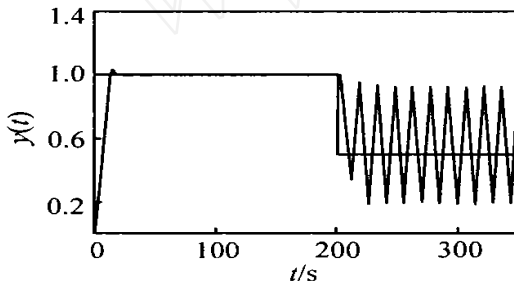


图 7 固定因子的输出  $y(t)$

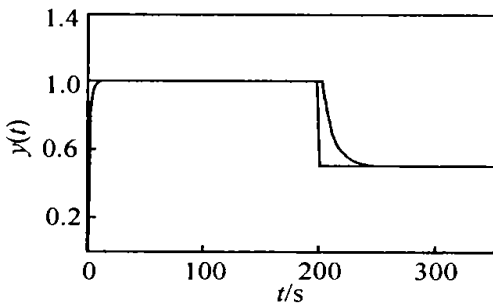


图 8 变因子输出  $y(t)$

从以上几个仿真结果看出, 在模型参数未知的情况下, 系统输出能很好地跟踪参考序列; 在模型参数发生变化时, 同样具有良好的跟踪性能

## 5 结 论

本文研究一类复合 PD 型模糊控制器的参数调整问题, 将滚动时域优化和模糊控制器相结合, 采用多步预测性能指标优化模糊控制器的参数, 充分发挥了二者的优点, 得到结构简单的模糊控制器, 简化了复杂模糊规则的选择。仿真结果进一步表明了该方法的有效性和鲁棒性

## 参考文献 (References):

- [1] Åström K J, Wittenmark B. *Adaptive Control* [M]. Second edition. NY: Addison-Wesley Publishing Company, 1995
- [2] Ying H, Siler W, Buckley J J. Fuzzy control theory: A nonlinear case [J]. *Automatica*, 1990, 26(3): 513-520
- [3] Wu Z Q, Mizumoto M. PD type fuzzy controller and parameters adaptive method [J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1996, 78(2): 23-35
- [4] 胡包钢, 应浩. 模糊 PD 控制技术研究发展回顾及其面临的若干重要问题 [J]. *自动化学报*, 2001, 27(4): 567-584  
(Hu B G, Ying H. Review of fuzzy PD control techniques and some important issues [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2001, 27(4): 567-584)
- [5] He S Z, Tan S, Wang P Z. Fuzzy self-tuning of PD controllers [J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1993, 56(2): 37-46
- [6] 刘国荣, 阳宪惠. 模糊自适应 PD 控制器 [J]. *控制与决策*, 1995, 10(6): 558-562  
(Liu G R, Yang X H. A fuzzy self-tuning PD controller [J]. *Control and Decision*, 1995, 10(6): 558-562)
- [7] Clarke D W, Mohtadi C, Tuffs P S. Generalized predictive control — Part 1: The basic algorithm; Part 2: Extension and interpretations [J]. *Automatica*, 1987, 23(1): 137-160
- [8] 李宁, 张乃尧. 典型模糊控制器的解析表达式及其系统化设计方法 [J]. *控制与决策*, 2000, 15(1): 79-82  
(Li N, Zhang N Y. Analytical expression and systematic design method of typical fuzzy controllers [J]. *Control and Decision*, 2000, 15(1): 79-82)