文章编号：1000－8152(2002)06－0892－05

典型大时变时滞系统的鲁棒 fuzzy-PID 控制及应用*

沈国江[1]，衷卫声[2]，刘　翔[1]，孙优贤[1]
(1.浙江大学 工业控制技术国家重点实验室，杭州 310027；2.南昌大学 环境化工学院，南昌 330029)

摘要：针对典型大时变时滞系统，设计新的鲁棒 fuzzy-PID 控制器，实现系统参数大范围失配情况下的闭环鲁棒稳定，并且使闭环系统达到设定值无静差跟踪及满意的动态性能．现场应用效果良好．

关键词：PID 控制器；模糊推理；鲁棒性；时滞不确定系统
中图分类号：TP13　　**文献标识码**：A

Robust fuzzy-PID for a class of typical systems with large time-varying time delay and its application

SHEN Guo-jiang[1], ZHONG Weisheng[2], LIU Xiang[1], SUN You-xian[1]
(1. National Key Laboratory of Industrial Control Technology, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;
2. Academy of Enviroment Chemical, Nanchang University, Nanchang 330029)

Abstract: A new robust fuzzy-PID controller for a class of typical systems with large time-varying time delay is developed. Using this controller, the robust stability of the closed-loop system is guaranteed for the unmatched parameters of the controlled plant on a large scale. And the capability of the system is optimized. The application results of this controller in a paper-making process have shown to be very good.

Key words: PID controller; fuzzy inference; robustness; uncertain time-delay system

1　引言(Introduction)

PID 控制是最早发展起来的控制策略之一，由于其算法简单、可靠性高并具有一定的鲁棒性能，被广泛应用于工业过程控制．模糊控制是一种近年来发展起来的新型控制，其优点是能充分利用专家的控制经验，不苛求掌握被控对象的精确数学模型．因此，将模糊控制与 PID 控制结合起来，研究对典型工业过程适用的计算机控制的数字鲁棒控制算法，具有十分重要的意义．

时滞系统的控制是过程控制工业一个典型的控制问题，一般的解决方法是 Smith 预估器．但是，在时滞时变的工况下，并不适合应用 Smith 预估器，文献[1]给出了一种典型时变时滞系统的鲁棒 PID 控制．本文对 fuzzy-PID 复合控制用于大时变时滞不确定系统进行了研究，在保证闭环系统稳定及无静差的前提下使系统控制性能尽可能得到优化，实际应用取得了满意的控制效果．

2　系统描述和鲁棒 PID 控制(System description and robust PID control)

定理　实系数多项式 $\tilde{f} = \hat{b}z^{-d} + M\hat{a}(1 - z^{-1})$，其中

$$\hat{b} = b_0 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_m z^{-m},$$

$$\hat{a} = a_0 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_n z^{-n},$$

有限正整数 $d > 0$，其中 $\hat{a}$ 的所有特征根均在单位圆内，则总存在一个足够大的实数 $M_0 > 0$，使得当 $M > M_0$ 时，多项式 $\tilde{f}$ 的所有特征根在单位圆内的充要条件是：$\hat{a}(1)\hat{b}(1) > 0$.

过程控制中，典型时变时滞系统一般是：一阶惯性时滞系统、积分时滞系统、一阶积分时滞系统和二阶时滞系统等．这类系统离散化后的特征根除了位于单位圆上 1 处的极点外，所有极点都在单位圆内．

数字 PID 控制器的一般形式为

$$\hat{D} = \frac{\hat{k}}{1 - z^{-1}} = \frac{k_p(d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2})}{1 - z^{-1}}. \quad (1)$$

考虑零阶保持器 G_h，采样周期取为 T_0，$f(s)$ 为确定性的负载干扰信号的拉氏变换，$r(s)$ 为设定信号的拉氏变换，这类系统的传递函数设为 $G(s)e^{-\tau s}$，则这类系统的输出 $y(t)$ 的 z 变换为

* 基金项目：国家自然科学基金(60274036)资助项目．
收稿日期：2001－01－05；收修改稿日期：2002－02－26．

$$\hat{y} = \hat{D}(G\,G_h)\hat{}\,z^{-d}\hat{r}/(1 + \hat{D}(GG_h)\hat{}\,z^{-d}) + (Gf)\hat{}\,z^{-d}/(1 + \hat{D}(GG_h)\hat{}\,z^{-d}). \quad (2)$$

其中，设 $(GG_h)\hat{} = \dfrac{\hat{b}}{\hat{a}}$，由式(2)得到闭环系统特征方程为 $(1 - z^{-1})\hat{a} + \hat{k}\hat{b}z^{-d} = 0$. 选择一个正小参数 $\varepsilon > 0$，控制器参数 d_0, d_1, d_2 的选择应能够对消 $\hat{a}$ 中最接近单位圆的根，以及特征方程位于 $1 + \varepsilon$ 处的根.

由定理知，若系统的所有极点均在单位圆内，当选取控制器参数

$$k_p = v\ \mathrm{sgn}(\hat{a}(1)\hat{b}(1)(\sum_{i=0}^{2} d_i)) \quad (3)$$

时，则总存在一个 $v_0 > 0$，使得 $0 < v < v_0$ 对于所有的 $\mathrm{int}(\tau/T_0) \leqslant d'$ ($d' = \mathrm{int}(\tau_{\max}/T_0)$，$\tau$ 为时变时滞系统纯滞后，$\tau_{\max}$ 为时变时滞系统最大纯滞后)都能保证闭环系统渐近稳定.

按文献[1]，取

$$v_0 = \varepsilon\,|\,\hat{a}(1)\,|\,/[\,|\,\hat{b}(1)(\sum_{i=0}^{2} d_i)\,|\,(1 + \varepsilon)^{d'+1}]. \quad (4)$$

此外，正小参数 ε 有一个最佳值，对式(4)求导并使它等于0，可得

$$\varepsilon = 1/d'. \quad (5)$$

在这个最佳值处，控制器可使系统具有最佳动态性能.

以一阶惯性时滞系统为例，具体说明设计方法. 考虑零阶保持器，系统离散化后的传递函数为

$$(GG_h)\hat{} = k(1 - \mathrm{e}^{-T_0/T})z^{-d-1}/(1 - \mathrm{e}^{-T_0/T}z^{-1}). \quad (6)$$

其中，T 为系统时间常数，$d = \mathrm{int}(\tau/T_0)$，系统的极点是 $z = \mathrm{e}^{-T_0/T}$，$\hat{a}(1) = 1 - \mathrm{e}^{-T_0/T} > 0$，且 $\hat{b}(1) = k(1 - \mathrm{e}^{-T_0/T}) > 0$. 选择

$$d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} = 1 - \mathrm{e}^{-T_0/T}z^{-1}. \quad (7)$$

确定一个标称时滞 d'(对象最大可能的时滞界)，按式(5)选择 $\varepsilon = 1/d'$，按式(4)选择

$$v_0 = \varepsilon\,|\,\hat{a}(1)\,|\,/[\,|\,\hat{b}(1)(\sum_{i=0}^{2} d_i)\,|\,(1 + \varepsilon)^{d'+1}] = \varepsilon/[\hat{b}(1)(1 + \varepsilon)^{d'+1}], \quad (8)$$

则当控制器参数放大系数 $0 < k_p \leqslant v_0$ 时，对于所有的 $d \leqslant d'$，闭环系统的特征根均在单位圆内.

一个典型的大时变时滞不确定系统，为了获得满意的动态性能，需要建立 fuzzy-PID 复合控制器. 首先需确定参数的变化范围：$T_{\min}$ 为时间常数变化下限，$T_{\max}$ 为时间常数变化上限，$K_{\min}$ 为放大系数变化下限，$K_{\max}$ 为放大系数变化上限，$Dt_{\max}$ 为纯滞后时间变化上限.

标称控制器参数确定

$$d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} = 1 - \mathrm{e}^{-2T_0/(T_{\min}+T_{\max})}z^{-1}. \quad (9)$$

标称时滞 d' 取

$$d' = Dt_{\max}/T_0, \quad (10)$$

则

$$v_{0\min} = \varepsilon/[\hat{b}(1)_{\max}(1 + \varepsilon)^{d+1}] = \varepsilon/[K_{\max}(1 - \mathrm{e}^{-T_0/T_{\min}})(1 + \varepsilon)^{d'+1}]. \quad (11)$$

$$v_{0\max} = \varepsilon/[\hat{b}(1)_{\min}(1 + \varepsilon)^{d'+1}] = \varepsilon/[K_{\min}(1 - \mathrm{e}^{-T_0/T_{\max}})(1 + \varepsilon)^{d'+1}]. \quad (12)$$

这样，当控制器放大系数 $0 < k_p \leqslant v_{0\min}$ 时，对于所有的 $d \leqslant d'$，闭环系统的特征根均在单位圆内.

当然，当放大系数为 $0 < k_p \leqslant v_{0\min}$ 时虽然能保证系统稳定，但系统动态性能并不一定是最佳. 由前面的讨论可以看出，当对象的放大系数、时间常数和时滞在各自的范围内时变时，我们总可以在 $v_{0\min} \leqslant k_p \leqslant v_{0\max}$ 范围内找到一个最佳的 k_p，使对象既能够保持稳定，又具有较好的性能(ISE)，这由模糊推理完成. 在模糊推理初试阶段，必须设置初始的比例系数 $k_{p\mathrm{set}}$：

$$k_{p\mathrm{set}} = 2\varepsilon/[(k_{\max} + k_{\min})(1 - \mathrm{e}^{-2T_0/(T_{\min}+T_{\max})})(1 + \varepsilon)^{d'+1}]. \quad (13)$$

3 Fuzzy-PID 控制器设计(Design of fuzzy-PID controller)

3.1 Fuzzy-PID 控制系统结构(Structure of fuzzy-PID control system)

其具体结构如图1所示，它是一个由 PID 控制器和一个 fuzzy 自调整机构组成的单变量二维 fuzzy-PID 复合控制器. 利用自调整因子 fuzzy 控制器设计思想，根据输入信号(即偏差)的大小、方向和变化趋势等特征. 通过 fuzzy 推理作出相应的决策，在线初始化参数 d_0, d_1, d_2 和在线整定参数 k_p，以获得满意的控制效果.

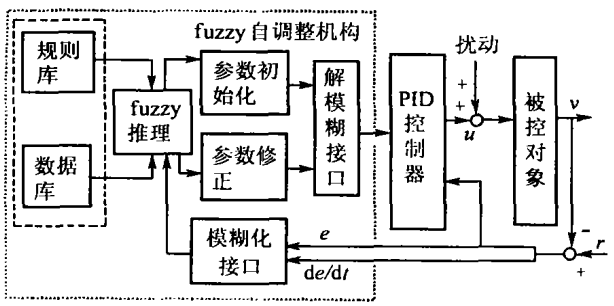

图1　Fuzzy-PID 复合控制器原理图

Fig. 1　Frame of fuzzy-PID compound controller

3.2 模糊化、模糊集及其论域变换(Fuzzifier, fuzzy set and range switch)

1) 单点模糊化.

本文对误差 e 和误差变化趋势 ec 采用单点模糊化[2],这种模糊化只是形式上将清晰的 e 和 ec 变成了模糊量,而实质上它仍是准确量.因为我们假定测量数据是准确的,所以这种模糊化方法是十分自然和合理的.如:误差输入经变换后是4,则:

$$\mu_E(e) = \begin{cases} 1, & e = 4, \\ 0, & e \neq 4. \end{cases} \tag{14}$$

2) 模糊集.

对于误差 e、误差变化 ec、及被调整参数 k_p 的模糊集为:

E = {NB,NM,NS,NO,PO,PS,PM,PB};

EC = {NB,NM,NS,ZO,PS,PM,PB};

ΔK_p = { NB,NM,NS,ZO,PS,PM,PB}.

上述被调整参数 k_p 和误差变化趋势 ec 模糊集选取了7个元素;而对误差 e 模糊集则选取了8个元素,区分了NO和PO,主要是着眼于提高稳态精度.这样,规则库里面总共有 $7\times8=56$ 条规则.

3) 论域变换.

对于实际的输入量,首先需要进行尺度变换,将其变换到要求的论域范围.而对于模糊输出,也需要进行尺度变换,从论域范围内的值变换成实际的输出.在本文中,论域是离散的,如:

E 的论域为

{-6, -5, -4, -3, -2, -1, -0,0,1,2,3,4,5,6};

EC 的论域为

{-6, -5, -4, -3, -2, -1,0,1,2,3,4,5,6};

ΔK_p 的论域为

{-7, -6, -5, -4, -3, -2, -1,0,1,2,3,4,5,6,7}.

量化是非均匀的,它与对象的时滞与采样时间的比值有关.实验表明,由于时滞的增大,系统变得更难控制,为了使系统更快的趋向稳定,NB和PB的量化范围变大,而NS和PS的量化范围变小.见表1.

3.3 模糊规则库(Fuzzy rule base)

1) 模糊集合的隶属度函数.

模糊变量误差 E、误差变化趋势 EC 及被调整参数 ΔK_p 的模糊集和论域确定后,须对模糊语言变量确定隶属度函数,即所谓对模糊变量赋值,就是确定论域内元素对模糊语言变量隶属度.由于论域是离散的,模糊集合的隶属度函数可以用表格的形式来表示,如表2.在表2中,每一行表示一个模糊集合的隶属度函数,如:

$$PB_E = 0.1/3 + 0.4/4 + 0.8/5 + 1.0/6. \tag{15}$$

表1 E 的非均匀量化举例(r = 时滞/采样时间)

Table 1 Unequable switch of E (r = time lag/sample time)

量化等级	变化范围	
	$r=3$	$r=75$
-6	≤-0.100	≤-0.100
-5	(-0.100,-0.060]	(-0.100,-0.030]
-4	(-0.060,-0.040]	(-0.030,-0.010]
-3	(-0.040,-0.030]	(-0.010,-0.008]
-2	(-0.030,-0.020]	(-0.008,-0.006]
-1	(-0.020,-0.010]	(-0.006,-0.002]
-0	(-0.010,-0.000]	(-0.002,-0.000]
0	(0.000,0.010]	(0.000,0.002]
1	(0.010,0.020]	(0.002,0.006]
2	(0.020,0.030]	(0.006,0.008]
3	(0.030,0.040]	(0.008,0.010]
4	(0.040,0.060]	(0.010,0.030]
5	(0.060,0.100]	(0.030,0.100]
6	≥0.100	≥0.100

表2 模糊变量 E 的赋值表

Table 2 Evaluation of fuzzy variable E

e \ u	E							
	NB	NM	NS	NO	PO	PS	PM	PB
-6	1.0	0.2	0	0	0	0	0	0
-5	0.8	0.7	0	0	0	0	0	0
-4	0.4	1.0	0.1	0	0	0	0	0
-3	0.1	0.7	0.5	0	0	0	0	0
-2	0	0.2	1.0	0.1	0	0	0	0
-1	0	0	0.8	0.6	0	0	0	0
-0	0	0	0.3	1.0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1.0	0.3	0	0
1	0	0	0	0	0.6	0.8	0	0
2	0	0	0	0	0.1	1.0	0.2	0
3	0	0	0	0	0	0.5	0.7	0.1
4	0	0	0	0	0	0.1	1.0	0.4
5	0	0	0	0	0	0	0.7	0.8
6	0	0	0	0	0	0	0.2	1.0

2) 模糊规则.

在系统的设定值响应过程中,PID控制作用应跟随系统状态变化而变化.图2给出了跟踪设定值的暂态过程 $u(t)$ 的变化情况.设维持系统输出 y 与设定值 r 相等的 $u(t)$ 为 $u0$,从图可以看出,y 在 AB 段的超调量是由于 OA 段的 $u(t)$ 大于 $u0$ 而且过程

存在惯性(或滞后)造成的,*BC* 段的回调是由于 *AB* 段 $u(t)$ 小于 $u0$,同样 *CD* 下超调是因为 *BC* 段 $u(t)$ 小和惯性的原因,*DE* 段回升是因为 *CD* 段 $u(t)$ 的升高.因此要想动态过程响应快,超调小,就得使 $u(t)$ 在 *OA* 的开始段取较大值,以加快响应速度,而在不到 *A* 点时,$u(t)$ 应小下去,以避免超调,即 *OA* 段 $u(t)$ 应先大后小,而 k_p 应先小后大.同理分析可得:*AB* 段 $u(t)$ 应保持小,k_p 应先大后小;*BC* 段 $u(t)$ 应先小后大,k_p 应先小后大;*CD* 段 $u(t)$ 应保持大,k_p 应先大后小.

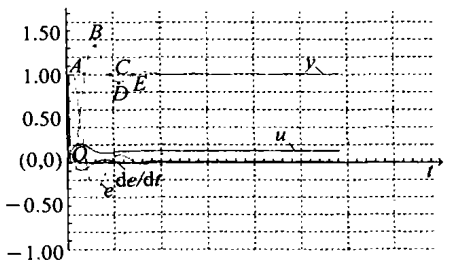

图 2　典型设定值响应动态过程

Fig. 2　Dynamic process of typical set-value response

3) 模糊规则表.

由文献[1]中定理及实验结果,当系统响应振荡激烈时,可适当减小 k_p;系统响应速度较慢时,可适当增大 k_p.由此建立模糊控制表见表 3.

表 3 中描写模糊控制的 56 条模糊条件语句之间与或的关系.由第 1 条语句(表中第一行第一列)所确定的控制规则可以计算出 Δk_{p1}.

表 3　ΔK_p 模糊控制规则表

Table 3　Fuzzy control rule of ΔK_p

E	*EC*						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NM	NS	PB	NS	NM	NB
NM	NM	NS	PS	PM	PS	NS	NM
NS	NS	ZO	PS	PS	PS	ZO	NS
NO	PS	PS	ZO	ZO	ZO	PS	PS
PO	PS	PS	ZO	ZO	ZO	PS	PS
PS	NS	ZO	PS	PS	PS	ZO	NS
PM	NM	NS	PS	PM	PS	NS	NM
PB	NB	NM	NS	PB	NS	NM	NB

如果令此刻采样得到的实际误差量为 e ,且误差的变化为 ec,采用最大 - 最小合成法[2],由第 1 条语句所确定的模糊关系可算出 Δkp_1 为

$$\Delta k_{p1} = e \circ (\mathrm{NB}_E \times \mathrm{PB}_{\Delta Kp}) \cap ec \circ (\mathrm{NB}_E \times \mathrm{PB}_{\Delta Kp}). \tag{16}$$

对于 e 和 ec 的隶属函数值对应于所量化的等级上取 1,其余均取为零值,这样上式可简化为

$$\Delta k_{p1}(k) = \min[\mu_{\mathrm{NB}_E}(i); \mu_{\mathrm{NB}_{EC}}(j); \mu_{\mathrm{PB}_{\Delta K_p}}(k)]. \tag{17}$$

式中 $\mu_{\mathrm{NB}_E}(i)$ 为模糊集合 NB_E 的第 i 个元素(即令测量到的误差为第 i 等级)的隶属度;$\mu_{\mathrm{NB}_{EC}}(j)$ 为模糊集合 NB_{EC} 的第 j 个元素(即令测量到的误差为第 j 等级)的隶属度;$\mu_{\mathrm{PB}_{\Delta K_p}}(k)$ 为模糊集合 $\mathrm{PB}_{\Delta K_p}$ 的第 k 个元素的隶属度.

同理可以由其余各条语句分别求出 $\Delta k_{p2}, \cdots, \Delta k_{p56}$,则模糊集合 ΔK_p 可表示为

$$\Delta K_p = \Delta k_{p1} + \Delta k_{p2} + \cdots + \Delta k_{p56}.$$

上式模糊输出采用的清晰化采用加权平均取整法[2],将 ΔK_p 由模糊量转变为清晰量.

如:当误差 $e = -2$,误差变化趋势 $ec = 4$ 时,模糊输出 $\Delta K_p = -1$.

利用计算机可根据不同的 i 和 j 预先计算好 ΔK_p,制成控制表,作为"文件"存储在计算机中,当进行实时控制时,便于根据输入输出信息从"文件"中查询所需采取的控制策略.

4　实际应用(Actual application)

本节介绍本算法在福建青州造纸有限公司 2 号长网造纸机上的应用.该造纸机为一台大型纸机,年产量为 1.8 万吨.

工艺流程是这样的:纸浆经控制阀进入网前箱,从网前箱底部将纸浆均匀地喷射到铜网上,铜网将大部分水滤掉,经压榨进一步去水,再经过高温烘缸将纸烘干,最后成纸.要控制纸张质量,就要控制纸张的定量(g/m^2)和水分(含水量%),这可通过改变纸浆上网量和烘缸温度来改变.

显然,造纸过程为一有时延系统.已测得 2 号长网造纸机定量控制的时滞为 130s,水分控制时滞为 100s.

造纸过程的主要扰动为:1)纸浆浓度的变化;2)由于铜网的漏水率及压榨处碾布的吸水性随使用时间的延长而发生变化;3)车速的变化引起定量环时滞及放大倍数的变化.

由以上分析知,造纸机过程的变化主要为过程增益,它既具有慢时变性,又有快速阶跃性.

下面以该造纸机定量环的控制来说明本算法的有效性.

定量环数学模型可认为是一阶惯性时滞环节,其标称模型为

$$G = 2.6e^{-130s}/(1 + 93s). \tag{18}$$

采样周期为 10s.经估计,定量环放大倍数实际变化

20%，即 $K_{max}=3.12$，而 $K_{min}=2.08$，时间常数变化为15%，最大纯滞后时间为150s.实际控制效果如图3所示.

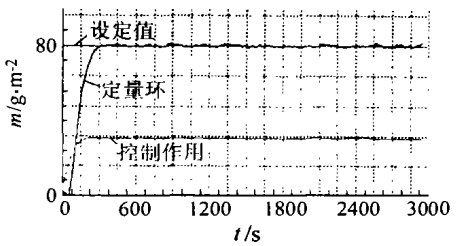

图3 定量环实际控制曲线图

Fig. 3 Actual control response curve

实际运行表明，由本算法建立的控制器，应用于2号造纸机的控制中，具有良好的鲁棒性、快速性和抗干扰性等控制性能，获得了比较可观的经济效益和社会效益.对定量为 $80g/m^2$ 的纸，定量平均偏差小于 $0.85g/m^2$，水分偏差小于0.45%，完全满足厂方要求.按保守估计，每平方米纸减少1.06g纸浆用量，仅此一项，年经济效益即为80万元，如果在考虑到断纸、降低能耗，经济效益更为可观.

5 结论(Conclusion)

本文讨论了过程控制中常见的典型时变时滞系统的鲁棒控制问题，给出了一种可以获得强时滞鲁棒稳定性和满意的动态性能的fuzzy-PID控制方法，这种方法的基本思想就是具有智能参数整定的"弱"比例积分控制.与Astrom et al [3]; Matausek et al [4]的控制方法相比较，本方法的结构简单，在系统出现确定性负载干扰时，可依赖前馈控制消除静差，但具有更强的鲁棒稳定性，仿真和实际应用都证明了这一点.鲁棒控制向着智能化发展是目前工业控制发展的方向，理论与实践均说明了这一点.

参考文献(References)

[1] Liu Xiang, Wang Wenhai, Sun Youxian. Robust PID Control for a class of typical process systems with uncertain time delays [A]. Information and Control, 1999, 28(Suppl.):273 - 278 (in Chinese)

[2] Sun Zengqi, Zhang Zaixing, Deng Zhidong. Theory and Technique of Intelligent Control [M]. Beijing: Publishing Company of Tsinghua University, 1997 (in Chinese)

[3] Astrom K J, Hang C C, Lim B C. A new smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1994, 39(2):343 - 345

[4] Matausek M R, Micic A D. A modified smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1996, 41(8):1199 - 1203

本文作者简介

沈国江 1975年生.浙江大学信息学院控制理论与控制工程专业博士.研究方向为智能控制，智能交通控制. Email: gjshen@iipc.zju.edu.cn

刘 翔 见本刊2002年第1期第113页.

孙优贤 见本刊2002年第1期第113页.