

# 基于论域自调整模糊规则切换的双模控制器\*

李祖欣<sup>1</sup>, 张榆锋<sup>2</sup>, 施心陵<sup>2</sup>

(1. 湖州师范学院 物理系, 浙江 湖州 313000; 2. 云南大学 信息学院, 云南 昆明 650091)

**摘要:** 针对系统的初始响应, 设计了一个兼顾快速性和稳定性的论域自调整的模糊控制器, 并用线性 PID 控制器来实现稳态时的高精度控制, 2 个控制器之间采用模糊规则进行切换, 并给出了它的动态性能、抗干扰能力及鲁棒性的实验结果.

**关键词:** 模糊控制; 论域自调整; 模糊切换; PID 控制

**中图分类号:** TP 273.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0258- 7971(2003)04- 0313- 04

由于模糊控制器对于不精确的数学模型有着良好的动态性能而在工业控制中被广泛应用. 为了进一步改善模糊控制器的动静态性能, 文献[1]通过改进隶属度函数来达到目的, 文献[2]将进化算法引入模糊控制来优化规则库, 文献[3]利用性能指标(如超调量、响应时间、ITAE 指标等)对参数(量化因子、比例因子)进行调整, 均取得了较好的性能改善.

由于模糊控制的静态特性较差, 在基于系统的暂态过程和稳态精度的考虑, 本文采用双模控制器. 在暂态时, 设计了一个对误差和误差变化率的不同加权来调整论域的模糊控制器以改善系统响应的快速性和稳定性; 在稳态时由线性 PID 来实现系统的高精度控制. 常规的双模控制器切换采用阈值切换<sup>[4]</sup>, 针对此种阈值切换会带来何时切换以及有扰切换的问题<sup>[5]</sup>, 本文设计了一种基于模糊规则的切换方法解决这个缺陷. 最后给出了固定论域、阈值切换和模糊规则切换之间的性能比较结果.

## 1 双模控制器的工作原理

双模控制器即在大误差范围内采用模糊控制来实现系统响应的快速性和稳定性, 而在小误差时采用线性 PID 来消除系统的余差, 两种控制器之间采用阈值进行切换<sup>[4]</sup>. 本文设计的论域自调整

的模糊控制器改善了系统响应的快速性和稳定性, 而基于模糊规则切换方法的提出解决了常规的双模控制采用设定阈值由程序自动切换所带来的问题.

**1.1 论域自调整模糊控制器的设计** 模糊控制器采用 PD 型, 它的控制规则表及输入输出隶属度函数如图 1, 2 所示. 其控制规则为:

if  $E(k)$  is  $A_i$  and  $EC(k)$  is  $B_j$  then  $U(k)$  is  $D_{ij}$ ,  $i, j = 1, 2, \dots, 7$ .

其中,  $E(k)$ ,  $EC(k)$  和  $U(k)$  分别为  $e(k)$ ,  $ec(k)$  和  $u(k)$  相对应的量化值,  $A_i$ ,  $B_j$  和  $D_{ij}$  为输入输出模糊集. 模糊控制器的解模糊按照文献[6~ 8]的算法, 由如下的推理公式确定:

$$u_f(k) = k_u \sum_{i=1}^7 W_i(k) \cdot d_i, \quad (1)$$

$$W_i(k) = \frac{A_i(k_e e(k)) \wedge B_i(k_e ec(k))}{\sum_{i=1}^7 A_i(k_e e(k)) \wedge B_i(k_e ec(k))},$$

其中  $d_i$  满足  $D_{ij}(d_i) = 1$ , “ $\wedge$ ” 为“MIN”运算.

在系统起始阶段,  $E = PB$ ,  $EC = ZO$ , 考虑如下输入区域:  $E \geq \varepsilon$ ,  $EC \in [0, \varepsilon/6]$ , 由式(1)得:

$$u_f(k) = k_u \frac{B_Z \times D_{PB+} + B_{PS} \times D_{PB}}{B_Z + B_{PS}} = k_u \varepsilon \frac{\left[1 - \frac{3EC(k)}{\varepsilon}\right] \times \varepsilon + \frac{3EC(k)}{\varepsilon} \times \varepsilon}{\left[1 - \frac{3EC(k)}{\varepsilon}\right] \times \varepsilon + \frac{3EC(k)}{\varepsilon}} = k_u \varepsilon. \quad (2)$$

\* 收稿日期: 2001- 12- 02

基金项目: 云南省自然科学基金资助项目(99F0003Q).

作者简介: 李祖欣(1972- ), 男, 浙江人, 硕士, 讲师, 主要从事模糊控制及信号处理的研究.

$E \backslash EC$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	ZO	ZO
NM	NB	NB	NB	NB	NM	ZO	ZO
NS	NM	NM	NM	NM	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NS	NS	ZO	PM	PM	PM	PM
PM	ZO	ZO	PB	PB	PB	PB	PB
PB	ZO	ZO	PB	PB	PB	PB	PB

图 1 控制规则表

Fig. 1 Fuzzycontroller' rule base

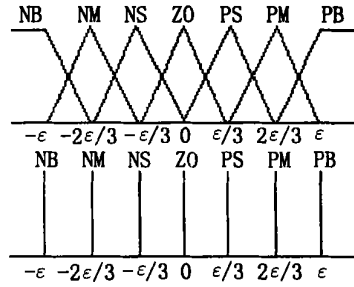


图 2 模糊集的输入输出隶属度函数

Fig. 2 The MF of E, EC and v

当系统接近稳态时,  $E = Z, EC = Z$ , 考虑如下输入区域:

(1)  $E \in [0, \varepsilon/6], EC \in [0, \varepsilon/6]$ ; (2)  $E \in [0, \varepsilon/6], EC \in [-\varepsilon/6, 0]$ ; (3)  $E \in [-\varepsilon/6, 0], EC \in [0, \varepsilon/6]$ ; (4)  $E \in [-\varepsilon/6, 0], EC \in [-\varepsilon/6, 0]$ . 按照上述定义的输入隶属度函数和模糊规则库, 此处的模糊控制器输出函数  $u_f = k_{uf}(E(k), EC(k))$  是一个对称的函数, 即下式成立:

$$-u_f(k) = k_{uf}(-E(k), -EC(k)). \quad (3)$$

故区域(3), (4) 可分别在区域(1), (2) 的结果上按式(3) 求取.

对于区域(1), 由式(1) 得:

$$u_f(k) = \begin{cases} k_u \frac{A_{ZO}D_{ZO} + B_{PS}D_{PS} + A_{PS}D_{PM} + B_{PS}D_{PM}}{A_{ZO} + B_{PS} + A_{PS} + B_{PS}} = \\ k_u \frac{2E(k) + 3EC(k)}{1 + 6EC(k)/\varepsilon}, |E(k)| \geq |EC(k)|; \\ k_u \frac{B_{ZO}D_{ZO} + B_{PS}D_{PS} + A_{PS}D_{PM} + A_{PS}D_{PM}}{B_{ZO} + B_{PS} + A_{PS} + A_{PS}} = \\ k_u \frac{4E(k) + EC(k)}{1 + 6EC(k)/\varepsilon}, |E(k)| < |EC(k)|. \end{cases} \quad (4)$$

对于区域(2), 同理可得:

$$u_f(k) = \begin{cases} k_u \frac{A_{ZO}D_{ZO} + B_{NS}D_{NS} + A_{PS}D_{PM} + B_{NS}D_{ZO}}{A_{ZO} + B_{NS} + A_{PS} + B_{NS}} = \\ k_u \frac{2E(k) + EC(k)}{1 - 6EC(k)/\varepsilon}, |E(k)| \geq |EC(k)|; \\ k_u \frac{B_{ZO}D_{ZO} + B_{NS}D_{NS} + A_{PS}D_{PM} + A_{PS}D_{ZO}}{B_{ZO} + B_{NS} + A_{PS} + A_{PS}} = \\ k_u \frac{2E(k) + EC(k)}{1 + 6EC(k)/\varepsilon}, |E(k)| < |EC(k)|. \end{cases} \quad (5)$$

在系统进入稳态时, 此时  $EC(k) \approx 0$ , 满足条件  $|E(k)| \geq |EC(k)|$ , 故区域(1 ~ 4) 的值为  $|u_f(k)| \approx 2k_u |E(k)|, |E(k)| \leq \varepsilon/6$ . 当系统在响应初期,  $u_f(k) = k_u \varepsilon$ , 我们取较大的  $\varepsilon$  值, 这

样有利于系统响应的快速性. 当系统响应接近期望值时, 此时  $\varepsilon$  值相应减小, 这样有利于减少响应的超调量, 如图 3 所示(输入输出隶属度函数及控制规则均一样). 从上式可得此时误差, 也有利于减少系统的稳态误差  $e = |E(k)/k_e| \leq \varepsilon/6k_e$ , 但不能完全消除误差. 因此在此处, 我们让  $\varepsilon$  值随误差及误差变化率而动态加权调整, 具体算法为:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \beta \cdot$$

$$\left| \frac{|E_0|}{|E_0| + |EC_0|} E + \frac{|EC_0|}{|E_0| + |EC_0|} EC \right|, \quad (6)$$

其中,  $\varepsilon_0$  为一个稳态的论域值,  $\beta$  为调整系数,  $E_0$  及  $EC_0$  为初始论域. 因此, 本模糊控制器兼顾了快速性和稳定性.

### 1.2 模糊规则切换原理

基于模糊规则切换的双模控制器由如下的“模糊控制规则”进行切换: If  $e$  is  $Z_1$  and  $ec$  is  $Z_2$  then  $U$  is  $U_{PID}$  else  $U$  is  $U_{FUZZY}$ .

此处,  $U_{PID}$  和  $U_{FUZZY}$  分别为 PID 控制器与模糊控制器的输出,  $Z_i (i = 1, 2)$  是模糊切换规则的隶属度函数, 如图 4 所示. 通过改变它的形状和  $\alpha_i (i = 1, 2)$ , 分别为误差和误差变化率的输入范围) 的值可以获得不同的控制强度分量. 当某一采样时刻误差和误差变化率为  $e(k)$  和  $ec(k)$  时, 设 PID 控制器和模糊控制的输出强度系数为  $\omega_{PID}$  和  $\omega_{FUZZY}$ , 则

$$\omega_{PID} = \min\{Z_1(e(k)), Z_2(ec(k))\},$$

$$\omega_{FUZZY} = 1 - \omega_{PID}. \quad (7)$$

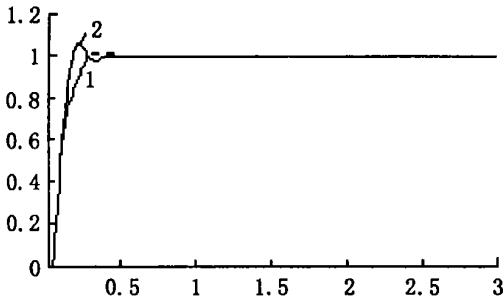
两者控制器的混合输出采用加权平均法运算

$$U = \frac{\omega_{PID} U_{PID} + \omega_{FUZZY} U_{FUZZY}}{\omega_{PID} + \omega_{FUZZY}} = \omega_{PID} U_{PID} + \omega_{FUZZY} U_{FUZZY}. \quad (8)$$

从上可知, 只有当系统响应进入稳态时, 误差和误差变化率均很小, 此时线性 PID 控制器起主要作用; 在暂态过程阶段, 起主要作用的是模糊控制

器. 在稳态时有大脉冲干扰时, 此时  $\omega_{PID}$  由于误差变化率的增大而减小, 模糊控制器发挥了抑制干扰的作用. 故此双模控制器保留了模糊控制器和传统

线性 PID 的优点, 而且有良好的抗干扰能力. 它实现了两种控制方式之间的平稳过渡, 避免了一般 FUZZY- PID 双模控制按阈值进行切换的弱点.



1 论域自调整  $\sigma_p=0.07\%$ ,  $t_s=0.31s$   
 2 固定论域  $\sigma_p=5.93\%$ ,  $t_s=0.36s$   
 图 3 2 种模糊控制器的响应曲线

Fig. 3 Comparison of two FLC's step response

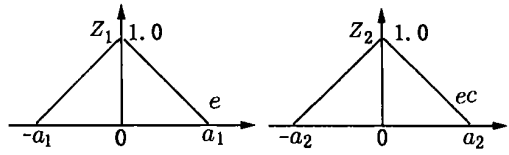


图 4 模糊规则切换的隶属度函数

Fig. 4 The MF of fuzzy rules switching

## 2 仿真分析

仿真对象是根据电机调速系统而建立. 可设被控对象是一个带纯时延的二阶惯性模型:

$$G(S) = \frac{Ke^{-\tau s}}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (9)$$

其中  $T_1, T_2$  为惯性时间常数,  $\tau$  是纯时延. 考虑计算机采样用零阶保持器, 其差分方程为:

$$y(k) = \alpha_1 y(k-1) - \alpha_2 y(k-2) + b_0 u(k-d-1) + b_1 u(k-d-2), \quad (10)$$

其中,  $k$ : 采样时间序列;  $y$ : 输出量;  $u$ : 控制变量;  $d = \tau/T$ , ( $T$  为采样时间) 一般取整数;

$$\alpha_1 = e^{-T/T_1} + e^{-T/T_2},$$

$$\alpha_2 = e^{-(T/T_1 + T/T_2)}, \quad (11)$$

$$b_0 = K [T_1(e^{-T/T_1} - 1) - T_2(e^{-T/T_2} - 1)] / (T_2 - T_1),$$

$$b_1 = K [T_2 e^{-T/T_1} (e^{-T/T_2} - 1) - T_1 e^{-T/T_2} (e^{-T/T_1} - 1)] / (T_2 - T_1).$$

设  $K = 20$ , 3 个模型参数分别为

**模型 1**  $T = 0.01, T_1 = 0.4, T_2 = 4, d = 2,$   
 $\alpha_1 = 1.9728, \alpha_2 = 0.9728, b_0 = 0.0006, b_1 = 0.0006;$

**模型 2**  $T = 0.01, T_1 = 0.4, T_2 = 6, d = 2,$   
 $\alpha_1 = 1.9736, \alpha_2 = 0.9737, b_0 = 0.0004, b_1 =$

0.0004;

**模型 3**  $T = 0.05, T_1 = 0.8, T_2 = 4, d = 0,$   
 $\alpha_1 = 1.9270, \alpha_2 = 0.9277, b_0 = 0.0076, b_1 = 0.0074;$

此处, 考虑了在不同的采样时间以及由于负荷变化和干扰引起的模型参数、时延变化下采用的 3 种模型. 双模控制器的参数均对模型 1 调整至最优, 模型 2, 3 均采用模型 1 的参数. 表 1 比较了采用固定论域与自调整论域的双模控制器的动态性能, 并比较了论域自调整的双模控制器分别采用 10% 最大误差切换和基于模糊规则切换的动静态性能. 此处的固定论域模糊控制器采用三角形、均匀分布、全交叠的输入输出的隶属度函数, 控制规则与图 1 一致, 用 MAX- MIN- 重心法解模糊. 从表 1 中可以看出, 采用论域自调整的基于模糊规则切换的双模控制器的调整时间明显快于一般的固定论域的控制, 而它们的超调量基本接近. 并且本算法控制器在性能上均优于采用阈值切换的双模控制器, 鲁棒性也较强. 图 5 是论域自调整的两种切换方式的抗干扰比较, 在 1.5 s 加 10% 设定值历时 0.5 s 的干扰脉冲, 基于模糊规则切换的双模控制器在干扰处的最大超调为 1.21%, 而阈值切换方式为 5.87%, 并且重新到达稳态时间比阈值切换方式快 0.2 s. 可见, 此种算法的抗干扰能力也较强.

### 3 结束语

综上所述,本文提出的论域自调整的模糊控制器有较好的快速性和稳定性,线性 PID 控制器保

证了稳态的高精度控制.故本文提出的基于模糊规则进行无扰切换的 FUZZY-PID 双模控制算法简单,实时性好,抗干扰能力及鲁棒性均较强.

表 1 控制器性能比较

Tab. 1 Comparison performance of different contrllers

固定论域采用模糊规则切换	论域自调整采用模糊规则切换		论域自调整采用阈值切换					
	$\sigma_p / \%$	$t_s / (2\%)$	$\sigma_p / \%$	$t_s / (2\%)$	$e_{ss}$	$\sigma_p / \%$	$t_s / (2\%)$	$e_{ss}$
模型 1	0.21	0.58	0.07	0.31	0.0002	5.87	0.75	0.0003
模型 2	1.67	0.73	2.80	0.42	0.0021	9.12	1.20	0.0024
模型 3	4.27	0.76	5.84	0.62	0.0023	13.77	1.30	0.0024

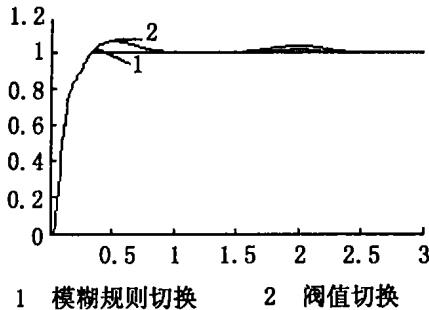


图 5 2 种切换模式抗干扰比较

Fig. 5 Comparison of the anti interference

### 参考文献:

- [1] 高建臣, 吴东平. 电液位置模糊系统中隶属度函数对控制性能的影响[J]. 系统工程与电子技术, 1998, (7): 54—58.
- [2] CNIN T C, QI X M. Genetic algorithm for leaning the rule base of fuzzy logic controller[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1998, (97): 1—7.

- [3] BARG W H, MULHOLLAND R J, SOFER S S. Design of catalytic reformer[J]. IEEE Trans. on Automatic 1990, 35(2): 156—164.
- [4] 李士勇. 模糊控制、神经控制和智能控制论[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1996.
- [5] 胡包钢, 应浩. 模糊 PID 控制技术的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.
- [6] HELLENDOR H, THOMAS C. On defuzzification in fuzzy controllers[J]. Intell. Fuzzy Systems, 1993, (2): 109—123.
- [7] MALKI H A, LI H D, CHEN G. New design and stability analysis of fuzzy proportional derivative control systems[J]. IEEE Trans. Fuzzy System, 1994, (2): 245—254.
- [8] MISIR D, MALKI H A, CHEN G. Design and analysis of fuzzy proportional integral derivative control systems[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1996, (79): 297—314.

## A double model controller with self-adjusting base sets using fuzzy switching based on fuzzy rules

LI Zuxin<sup>1</sup>, ZHANG Yufeng<sup>2</sup>, SHI Xirong<sup>2</sup>

(1. Department of Physics, Huzhou Teachers College, Huzhou 313000, China;

2. College of Information, Yunnan University, Kunming 650091, China)

**Abstract:** A new fuzzy controller with self-adjusting base sets, which is both fast and stable is designed. Moreover, a linear PID controller is switched using fuzzy switching based on fuzzy rules to eliminate steady-state error. Finally, the simulation results with dynamic states, the capacity of the anti-interference and robustness are given in curves and discussed.

**Key words:** fuzzy control; self adjusting the base sets; fuzzy switch; PID control