

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2011.10.025

## 改进型自适应模糊 PID 复合控制器在某转台中的应用

向学辅<sup>1</sup>, 郭鹏<sup>2</sup>, 刘启辉<sup>1</sup>, 董琦昕<sup>1</sup>

- (1. 中国兵器工业第五八研究所军品部, 四川 绵阳 621000;
2. 中国兵器工业国营 296 厂技术中心, 重庆 400054)

**摘要:** 针对某转台系统中非线性不确定性因素对动态响应和稳定精度的影响, 设计一种改进型自适应模糊 PID 复合控制器。对 AF/PID 控制器进行分析, 设计融合函数将模糊控制器和变型 PID 控制器的输出量合理融合, 提出一种控制规则在线学习调整的算法, 达到自适应平稳调整模糊控制规则, 并以某转台方位位置控制系统进行试验验证。结果表明: 该方法结构简单、计算效率高, 能实现无缝变化输出, 避免输出振动, 扩大模糊控制器的使用范围。

**关键词:** 模糊控制; 自适应模糊 PID 控制器; 转台

**中图分类号:** TP273+.2 **文献标志码:** A

## Application of An Improved Adaptive Fuzzy PID Hybrid Controller in Certain Turntable

Xiang Xuefu<sup>1</sup>, Guo Peng<sup>2</sup>, Liu Qihui<sup>1</sup>, Dong Qixin<sup>1</sup>

- (1. Dept. of Armament Products, No. 58 Research Institute of China Ordnance Industries, Mianyang 621000, China;
2. Armament Technology Center, No. 296 Plant of China Ordnance Industries, Chongqing 400054, China)

**Abstract:** The improved adaptive fuzzy PID hybrid controller is developed for improving the performance of turntable control system with nonlinear and the uncertain factor. Analysis the AF/PID controller, we designed the fusion function which is perfectly fusing the control output of fuzzy controller and revolution PID controller. And for achieve adaptive and smoothly adjusting the rule of fuzzy control, the arithmetic of on-line tuning rules is developed, and taking certain turntable azimuth control system as example. The result shows that the method has advantages of simple structure, high efficiency, can avoid the output oscillating, realize seamless output, and extensive use range of fuzzy controller.

**Keywords:** fuzzy control; adaptive fuzzy PID controller; turntable

### 0 引言

模糊控制器由于无须严格数据模型, 鲁棒性强和易吸收人的知识经验等诸多优点, 被广泛应用于工程系统中<sup>[1]</sup>。实际系统中确实存在许多不确定性因素。为了获得更好的控制性能, 以及随着自适应控制原理和技术的成熟, 近年来许多学者提出了自适应模糊控制方法。变论域自适应模糊控制算法<sup>[2-3]</sup>, 通过对输入变量的初始论域添加伸缩因子实现论域调整的目的。针对非线性多变量, 文献[4]采用模糊逼近原理和 Backstepping 设计方法以及引入 Nussbaum 函数实现自适应控制, 有效减少了在线调整参数的数量。在工程运动控制系统中, 为了实现快速响应和高稳定精度, 常采用传统 PID 控制器与其他智能控制器复合的策略。相关的研究有: 采用 ILC+PID 结构的学习增强型 PID 控制器<sup>[5]</sup>; 采用模糊神经网络镇定 PID 参数和 NN 在线辨识系统的策略实现自适应控制 NN+PID 控制器<sup>[6]</sup>; 文献[7]采用模糊控制器与 PID 控制器并联结构(AF/PID), 根据规则自动切换控制器输出和自适应调整参数和控制

规则在线学习等算法实现快速响应和消除稳定精度盲区, 得到良好的控制效果; 但是控制器输出切换规则和切换时滞选择具有很强的先验性, 容易引起控制输出的振动; 控制规则在线学习的算法只与当前系统反馈参数相关, 容易产生学习突变和被干扰。因此, 笔者针对 AF/PID 控制器的缺陷进行了改进, 采用变型 PID(RPID)控制器<sup>[8]</sup>与自适应模糊控制器并联结构(简称为 AF+RPID 控制器), 以实现快速响应和高稳定精度控制。

### 1 问题描述

#### 1.1 系统描述

某转台单输入单输出非线性离散控制系统:

$$\begin{aligned}x(k+1) &= f(x(k), \zeta(k)) + g(u(k)) + w(k) \\y(k+1) &= h(x(k))\end{aligned}\quad (1)$$

其中:  $k \in [0, 1, \dots, \infty]$  为控制周期数;  $f(\bullet)$ ,  $g(\bullet)$ ,  $h(\bullet)$  为适当维数的光滑函数;  $x(k)$ ,  $u(k)$ ,  $y(k)$  分别是第  $k$  控制周期的系统状态、控制输出和系统输出;  $\zeta(k)$  为外界不可观测干扰;  $w(k)$  为系统建模和参数

收稿日期: 2011-06-20; 修回日期: 2011-08-05

作者简介: 向学辅(1981—), 男, 重庆人, 土家族, 硕士, 工程师, 从事数字控制工程与理论研究。

不确定部分，以及外界有界可观测干扰的总和。

在理想状态下，当  $f(\bullet)$  和  $g(\bullet)$  均为可确定量，并且  $g(\bullet) \neq 0$ ，则可以得到理想控制律<sup>[2]</sup>：

$$u_d(k) = \frac{1}{g(x(k))} (-f(x(k)) + I^T e + Y_R) \quad (2)$$

实际系统中理想控制律是无法实现的，所以采用

$$u(k) = \sigma(k)u_{fuzzy}(k) + (1 - \sigma(k))u_{RPID}(k) \quad (3)$$

式中： $\sigma(k)$  为控制器输出融合函数； $u_{fuzzy}(k)$  为模糊控制器； $u_{RPID}(k)$  为 RPID 控制器；分别定义如下：

$$u_{fuzzy}(k) = \alpha k_u(k) \frac{\sum \mu_i * C_i}{\sum \mu_i} + (1 - \alpha)u_{fuzzy}(k-1)$$

$$u_{RPID}(k) = k_1^{RPID} u_{RPID}(k-1) + k_2^{RPID} (e(k) - k_3^{RPID} e(k-1)) \quad (4)$$

$$\sigma(k) = f(e(k))$$

式中： $k_u$  为模糊控制输出比例因子； $\mu_i$  为第  $i$  控制规则的隶属度函数； $C_i$  为控制输出的第  $i$  控制规则； $\alpha$  为模糊控制输出平滑系数， $0 \leq \alpha < 1$ ； $k_1^{RPID}$ ， $k_2^{RPID}$  和  $k_3^{RPID}$  为 RPID 控制器的参数； $e(k) = r(k) - y(k)$  为  $k$  控制周期输入与输出偏差，相应的  $e(k-1)$  为  $k-1$  控制周期的偏差。式 (4) 描述的 AF+RPID 系统框图如图 1。

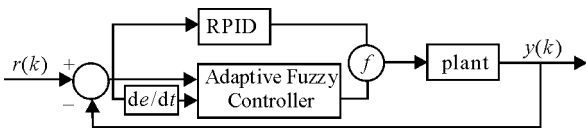


图 1 AF+RPID 系统框图

### 1.2 AF/PID 控制器简介

AF/PID 控制器采用自适应模糊控制器和 PID 控制器并联结构，根据  $e(k)$  与  $e_m$  的关系选取控制器的输出，系统退化为串联结构，系统框图如图 2。

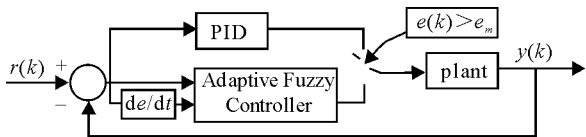


图 2 AF/PID 系统框图

从系统框图可知：

$$u(k) = \begin{cases} u_{fuzzy}(k), & e(k) > e_m \\ u_{PID}(k), & e(k) \leq e_m \end{cases} \quad (5)$$

其中： $u_{fuzzy}(k)$  为模糊控制器； $u_{PID}(k)$  为 PID 控制器； $e_m$  是控制器输出切换的阈值，其值确定带有很强的经验性。如果  $e_m$  选取不当，在  $e \rightarrow e_m$  时， $u = u_{fuzzy}$  变化为  $u = u_{PID}$ ， $|u_{fuzzy} - u_{PID}| \gg 0$ ， $u$  发生突变，如果 PID 参数选取不当，控制输出突变会引起  $e$  与  $e_m$  的

关系不确定，导致控制输出振荡和系统失稳。模糊控制器的控制规则在线学习算法首先定义性能指标函数：

$$J = \sum_{k=1}^n \sqrt{e(k)^2 + p \cdot ec(k)^2} \quad (6)$$

式中： $p$  为加权系统； $ec(k) = e(k) - e(k-1)$  为  $k$  周期控制偏差变化，对指标函数  $J$  关于  $e(k)$  和  $ec(k)$  分别求偏导数得到负梯度算子  $-|\nabla_j|$ ，调整控制量为：

$$\Delta U(k) = \eta \bullet (-|\nabla_j|) \bullet \begin{bmatrix} e(k) \\ ec(k) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中  $\eta$  为学习速率， $0 < \eta < 1$ 。控制规则的调整算法为

$$\Delta C_i(k) = \Delta U(k) \bullet \frac{\mu_{C_i}(U_i(k))}{\sum \mu_{C_i}(U_i(k))} \quad (8)$$

$$C_i(k) = C_i(k-1) + \Delta C_i(k)$$

式中： $\mu_{C_i}(U_i(k))$ ， $\Delta C_i(k)$  分别是第  $i$  控制规则的隶属度函数和调整量。由式 (5)、(6) 可知，规则调整量只与当前的  $e(k)$ ， $ec(k)$  和  $\eta$ ， $e(k)$  和  $ec(k)$  受干扰的突变导致  $\Delta C_i(k)$  和  $C_i(k)$  突变，控制规则突变引起控制输出突变，导致转台振动，影响系统平稳效果。

## 2 AF+RPID 控制器

### 2.1 AF+RPID 控制器分析

笔者设计融合函数，合理融合自适应模糊控制器与 RPID 控制器的输出，真正实现并联结构和控制无缝变化输出，避免控制振动问题。详细定义式 (4) 中融合函数  $\sigma(k)$  如下：

$$\sigma(k) = \begin{cases} \frac{|e(k)| - |e_o|}{|e_{max}|}, & |e(k)| > |e_o| \\ 0, & |e(k)| \leq |e_o| \end{cases} \quad (9)$$

式中： $e_o$  为模糊控制最小输入； $e_{max}$  为整个算法空间中控制偏差的最大值； $\sigma(k)$  是关于  $|e(k)|$  的单调递增函数。

由式 (4) 和式 (9) 可知，当  $|e(k)|$  较大时， $u(k)$  由  $u_{fuzzy}(k)$  主要决定，系统动态响应变快；当  $|e(k)| \rightarrow |e_o|$  时， $\sigma(k) \rightarrow 0$ ，此时  $u(k) \rightarrow u_{RPID}(k)$ ， $u_{RPID}(k)$  主导作用，控制器平稳过渡，输出平滑。当  $\sigma(k) = 0$ ，并且  $e(k) \neq 0$  或者  $ec(k) \neq 0$  ( $e(k-1) \neq 0$ )，如果参数  $k_1^{RPID}$ ， $k_2^{RPID}$  和  $k_3^{RPID}$  镇定好， $u(k) = u_{RPID}(k)$  平稳控制系统，使  $e(k) = \varepsilon_e > 0$  或者  $ec(k) = \varepsilon_{ec}$ ，其中  $\varepsilon_e \ll e_o$ ，消除稳态偏差。与 AF/PID 控制器不同的

是, AF+RPID 控制器中 RPID 控制器始终参与控制运算, 贡献控制输出, 贡献的大小由  $\sigma(k)$  决定。

**定理 1** 如果 (1) 参数  $k_3^{\text{RPID}}$  镇定为

$$k_3^{\text{RPID}} = \frac{e(k+1)-e(k)}{e(k-1)-e(k)}; \text{ 并且 (2) } u_{\text{RPID}}(k) \text{ 与 } e(k) \text{ 同号};$$

$u_{\text{RPID}}(k) < 0$  时,  $u_{\text{RPID}}(k)$  关于  $e(k)$  单调递减;  
 $u_{\text{RPID}}(k) \geq 0$  时,  $u_{\text{RPID}}(k)$  关于  $e(k)$  单调递增。在  $k$  周期,  $e(k) > e_0$ , 在  $k+1$  周期  $e(k+1) \leq e_0$ , 则  $u(k)$  从  $u(k+1)$  是无缝变化输出。

**定义 1** 满足式 (8) 的控制输出称为无缝变化输出

$$u(k+1)-u(k) < u_{\text{RPID}}(k)-u_{\text{RPID}}(k-1) \quad (10)$$

证明: 为简单说明, 假设  $u(k) > 0$  和  $u(k+1) > 0$ ,

$$u(k) = \sigma(k)u_{\text{fuzzy}}(k) + (1-\sigma(k))u_{\text{RPID}}(k)$$

$$u(k+1) = u(k+1) =$$

$$k_1^{\text{RPID}}u_{\text{RPID}}(k) + k_2^{\text{RPID}}(e(k+1) - k_3^{\text{RPID}}(e(k)))$$

记  $\Delta u(k) = u(k+1) - u(k)$ , 则由上述可知:

$$\Delta u(k) = k_1^{\text{RPID}}u_{\text{RPID}}(k) + k_2^{\text{RPID}}(e(k+1) - k_3^{\text{RPID}}(e(k))) - \sigma(k)u_{\text{fuzzy}}(k) + (1-\sigma(k))u_{\text{RPID}}(k)$$

因为  $\sigma(k) \rightarrow 0$ ,  $\sigma(k)u_{\text{fuzzy}}(k) \rightarrow 0$ , 所以  $\Delta u(k)$  可以简化为  $\Delta u(k) = (k_1^{\text{RPID}} - 1)u_{\text{RPID}}(k) + k_2^{\text{RPID}}(e(k+1) - k_3^{\text{RPID}}(e(k)))$ , 将  $k_3^{\text{RPID}} = \frac{e(k+1)-e(k)}{e(k-1)-e(k)}$  代入化简为:

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= (k_1^{\text{RPID}} - 1)u_{\text{RPID}}(k) + k_2^{\text{RPID}}(e(k) - k_3^{\text{RPID}}(e(k-1))) = \\ &= (k_1^{\text{RPID}} - 1)u_{\text{RPID}}(k) + u_{\text{RPID}}(k) - k_1^{\text{RPID}}u_{\text{RPID}}(k-1) = \\ &= k_1^{\text{RPID}}(u_{\text{RPID}}(k) - u_{\text{RPID}}(k-1)) \end{aligned} \quad (11)$$

由 RPID 控制器设计原理可知  $0 < k_1^{\text{RPID}} < 1$ , 所以  $\Delta u(k) < u_{\text{RPID}}(k) - u_{\text{RPID}}(k-1)$ , 由定义中假设(2)可推广到  $u(k) < 0$  和  $u(k+1) < 0$  时, 式 (10) 也成立。

### 2.2 模糊控制规则自学习

根据实际系统的特性在线调整控制规则, 实现自适应控制。定义指标函数:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (e(k)^2 + ec(k)^2) \quad (12)$$

对性能指标函数求关于  $e(k)$  和  $ec(k)$  偏导后得到性能优化的负梯度:  $-\|\nabla_j\| = -(e(k) + ec(k))$ ; 调整控制量为:

$$\Delta U(k) = \alpha_l \cdot (-\|\nabla_j\|) \cdot \begin{bmatrix} e(k) \\ ec(k) \end{bmatrix} + \beta_l \Delta U(k-1) \quad (13)$$

其中  $\alpha_l$  为学习速率;  $\beta_l$  为惯性系数。控制规则的调整算法为:

$$C_i(k) = C_i(k-1) + \Delta U(k) \cdot \frac{\mu_{C_i}(U_i(k))}{\sum_l \mu_{C_i}(U_i(k))} \quad (14)$$

给梯度加惯性项可避免学习过程的  $e(k)$  和  $ec(k)$  突变引起控制输出突变, 提高算法抗干扰能力; 加大学习速率项, 提高学习速率, 叠加惯性项使学习过程平稳, 一般取  $0 < \alpha_l < 1$ ,  $0 < \beta_l < 1$ 。

### 3 试验验证

某平台是两轴系统, 笔者只对方位位置控制系统进行试验。方位轴上负载  $m_p = 100 \text{ kg}$ , 传动系统采用减速机带动小齿轮方式, 减速比为 1:300, 传动效率  $\eta_t = 45\%$ , 根据最大速度和负载转动惯量, 折算到电机轴上的负载转矩  $T_z = 0.8 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 电机产生拖动转矩  $T = 1.7 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 有 2 倍余量。伺服驱动器提供速度环和电流环控制。选取位置控制器参数为:  $k_1^{\text{RPID}} = 0.9805$ ,  $k_2^{\text{RPID}} = 0.2405$  和  $k_3^{\text{RPID}} = 0.950$ ; 选取位置控制偏差  $e$  的范围为  $[-100, 100] \text{ mil}$  (饱和处理), 位置偏差变化率  $ec$  的范围为  $[-200, 200] \text{ mil/s}$  (饱和处理), 输入量化因子  $k_e = 0.1$ ,  $k_{ec} = 0.2$ , 控制输出  $u_{\text{fuzzy}}$  的范围定义为  $[-100, 100]$  (饱和处理), 初始输出量化因子  $k_u(0) = 10$ ,  $e$ ,  $ec$ ,  $u$  的论域都定义为  $[-10, 10]$ , 采用均匀, 对称, 互交叠的三角形隶属度函数; 模糊控制输出平滑系数  $\alpha = 0.9358$ ; 学习算法中学习速率  $\alpha_l = 0.558$ ,  $\beta_l = 1 - \alpha_l$ ;  $|e_{\max}| = 100$ ,  $|e_0| = 1$ 。

1) 500 mil 位置阶跃响应试验如图 3, RPID 控制器调节时间为 2 500 ms, 超调量为 5%; 选取 AF/PID 控制器规则切换误差阈值为 5 mil, 时滞为 0, 模糊控制器参数与本文中相同, 学习速率  $\eta = 0.9$ , 调节时间为 960 ms, 超调量为 0.07%; AF+RPID 调节时间为 1 130 ms, 无超调。在  $e = 5 \text{ mil}$  前后, AF/PID 控制器的  $u$  从 10.5 变化为 7.85, AF+RPID 控制器的  $u$  从 8.25 变化为 8.005, 在  $e = 1 \text{ mil}$  前后, AF+RPID 控制器的  $u$  从 0.984 变化为 0.96, 变化明显减小, 控制更平稳。

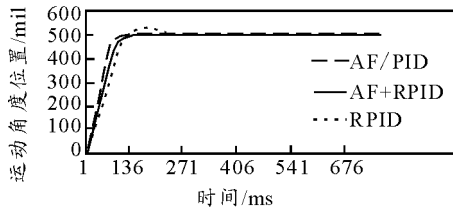


图 3 阶跃响应

2)  $s_r(k) = s_r(k-1) + 0.5 \text{ mil} (k \geq 1)$  等速运动跟踪试验如图 4, 由于误差  $e < 5 \text{ mil}$ , AF/PID 控制器无法切入到模糊控制器, 学习算法不起作用, 所以退化为普通 PID 控制器; AF+RPID 控制器不受误差  $e$  大小影响, 最开始 AF 没有学习, 输出为 0, 控制器退化为 RPID 控制器, 随着系统运行, 模糊控制器在线学习调整控制输出, 由于  $e$  和  $ec$  变化范围有限, 学习停止,  $u_{\text{fuzzy}}$  不变, 平滑 RPID 的输出, 所以误差越来越小, 转台运动平稳。

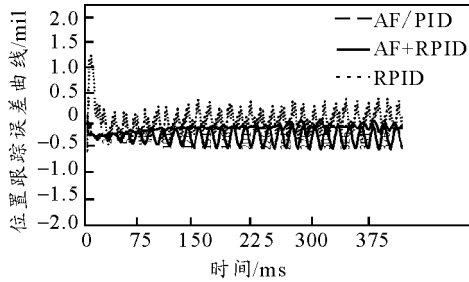


图 4 等速运动跟踪位置偏差曲线

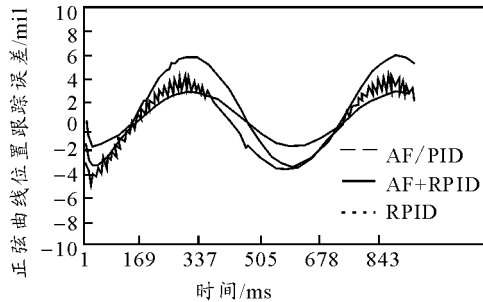


图 5 正弦曲线跟踪误差曲线

3)  $s_r(k) = 500 + 200 \times \sin(0.01 \times k) \text{ mil}$  正弦曲线跟

踪试验位置误差曲线如图 5, AF/PID 控制器在误差  $e = 5 \text{ mil}$  左右时, 模糊控制器与 PID 控制器输出切换, 发生输出振动。RPID 控制偏差明显比 AF+RPID 大, 但趋势相同, 由于  $e$  较小, 模糊控制学习较慢, 不能快速抑制偏差变化。

### 4 结束语

AF+RPID 控制器具有快速响应, 高稳态控制精度的优点。由于采用  $\sigma(k)$  函数合理融合模糊控制器输出和 RPID 控制器输出, 实现无缝变化输出, 避免了输出振动。同时, 通过学习算法能在线平稳调整模糊控制规则, 扩大了模糊控制器的使用范围。该控制器还具有结构简单、计算效率高的特点, 并通过某平台方位位置控制系统验证了其性能。但还需要在控制规则在线学习算法特性分析, 控制器稳定性分析和在线变论域等方面做进一步研究。

### 参考文献:

- [1] 韩晓泉. 模糊控制在光电跟踪伺服系统中的应用[D]. 长春: 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所博士学位论文, 2004.
- [2] 文生平, 赵国平, 蔡康雄. 一种变论域模糊控制自适应算法[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(3): 265-268.
- [3] 陈富国, 邓冠男, 谭彦华. 一种改进的三级倒立摆变论域模糊控制器设计[J]. 控制理论与应用, 2010, 27(2): 233-237.
- [4] 刘艳军, 王伟. 一类多变量非线性系统的自适应模糊控制[J]. 自动化学报, 2007, 33(11): 1163-1169.
- [5] 晏静文, 侯忠生. 学习增强型 PID 控制系统的收敛性分析[J]. 控制理论与应用, 2010, 27(6): 761-768.
- [6] 李卓, 萧德云, 何世忠. 基于神经网络的模糊自适应 PID 控制方法[J]. 控制与决策, 2009, 26(3): 265-268.
- [7] 姬伟, 李奇. 自适应模糊 PID 控制器在跟踪器瞄准线稳定系统中的应用[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 278-282.
- [8] 向学辅, 周晓华. 多模态模糊 PID 控制算法在转台伺服系统中的应用[J]. 兵工自动化, 2010, 29(12): 42-44.

(上接第 70 页)

- [4] Chen Z S, Arnalte, Gomez M, Mc Cormick. A Fuzzy Logic Controlled Power Electronic System for Variable Speed Wind Energy Conversion Systems[C]. London: IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference publication, 2000: 114-119.
- [5] Prats M M, Carrasco J M, et al. A new fuzzy logic controller to improve the captured wind energy in a real 800KM Variable speed variable pitch wind turbine[C]. Queensland: Power Electronics Specialists Conference,

- 2002: 101-105.
- [6] Bossanyi E A. Adaptive pitch control for a 250Kw Wind Turbine[C]. London: British Wind Energy Conference, 1986: 85-92.
- [7] 李毅, 温正忠, 赵少刚, 等. 风力发电机偏航系统模糊控制的研究[J]. 现代机械, 2007(1): 29-31.
- [8] 马小英. MW 级双馈风电机组偏航控制系统[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2010: 24-29.
- [9] 曾凡超. 风力发电中央控制系统的工程设计[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2010: 46-50.