

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2010.10.012

# 多模态模糊 PID 控制算法在转台伺服系统中的应用

向学辅, 周晓华

(中国兵器工业第五八研究所 军品部, 四川 绵阳 621000)

**摘要:** 由于结构简单, 可靠和安全, PID 控制广泛用于伺服控制系统。但其固有的缺陷导致对复杂系统控制效果变差。为解决某些问题, 设计一种多模态模糊 PID 控制器, 应用模糊控制理论在线调节控制器参数和结构。通过控制实际转台伺服系统验证其具有良好的控制效果。

**关键词:** 伺服控制; 多模态 PID 控制; 模糊理论

**中图分类号:** TP301.6; TP274<sup>+</sup>.4 **文献标识码:** B

## Multi-Mode Fuzzy PID Control Algorithm Application in Table Servo System

Xiang Xuefu, Zhou Xiaohua

(Dept. of Armament Products, No. 58 Research Institute of China Ordnance Industries, Mianyang 621000, China)

**Abstract:** The PID control is widely used in servo systems as it has simple structure, reliability and safety. However, it has certain problem in a complex system, resulting in imperfect performance. To solve some problem, a new multi mode fuzzy PID controller is proposed in this paper, which on-line tuning the parameters and modifying the structure of controller based on fuzzy control theory. The good performance and advantage is verified through experiments and results after controlling platform servo system.

**Keywords:** servo control; multi-mode PID control; fuzzy theory

### 0 引言

传统 PID 算法具有很强的鲁棒性和稳定性, 结构简单等优点, 适合工程应用; 但本身是线性系统, 难以满足实际系统的一些特殊控制需求。随着计算机技术和智能控制发展, 很多复合 PID 算法被提出, 如与遗传算法、神经网络、模糊控制相结合的复合算法<sup>[1-3]</sup>, 但这些算法又存在计算量大、参数镇定复杂、样本选取不确定等缺陷, 严重影响工程应用。本文通过分析一种变异型 PID 算法的参数与控制性能关系, 在文献[4]启发下, 设计一种新型多模态模糊 PID 算法。算法通过简单调整控制器的参数和结构以解决实际系统中的一些控制问题。

### 1 实际系统描述

#### 1.1 系统架构描述

根据控制算法得到的控制输出, 控制器产生相应的脉冲信号给步进电机; 在一定范围内, 脉冲频率与电机转动速度成线性关系, 通过传动机构拖动转台; 转台上的编码器获取转台运动角度; 控制器根据角度给定和传感器采集的角度反馈信息形成位置闭环控制系统, 如图 1。其中,  $\theta_d$  表示角度给定;  $\theta_r$  表示负载实际转动角度;  $\theta_s$  表示传感器采集的数据经过滤波处理后反馈给系统的数据;  $e_\theta$  表示给定

与输出的偏差, 控制器输入;  $u_c$  表示控制器输出;  $\dot{\theta}_d$  表示作动器的输出。

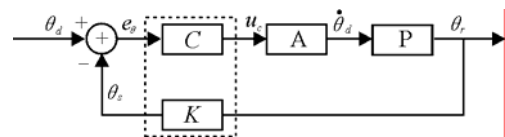


图 1 转台伺服系统架构

控制器包含虚线框内的 2 个部件,  $C$  表示多模态模糊 PID 控制器,  $K$  表示滤波器; 控制器输出离散表达如下:

$$u_c(k) = f_{PID}(e_\theta(k)) = f_{PID}(\theta_d(k) - \theta_s(k)) \tag{1}$$

其中,

$$\theta_s(k) = K(\theta_r(k), \theta_r(k-1)) \tag{2}$$

$$K = \begin{cases} \theta_r(k), & \theta_r(k) - \theta_r(k-1) \leq \Delta\theta_{max} \\ \phi(k_c, \Delta\theta(k)), & \theta_r(k) - \theta_r(k-1) > \Delta\theta_{max} \end{cases} \tag{3}$$

1) 当  $\Delta\theta(k) > \Delta\theta_{max}$ ,  $k_c = k_c + 1$ , 如果  $k_c > 5$ ,  $\varphi(k_c, \Delta\theta(k)) = \theta_r(k)$ 。

2) 当  $\Delta\theta(k) > \Delta\theta_{max}$ ,  $k_c = k_c + 1$ , 如果  $k_c < 5$ ,  $\varphi(k_c, \Delta\theta(k)) = \theta_r(k-1)$ 。

3) 当  $\Delta\theta(k) \leq \Delta\theta_{max}$ ,  $k_c = 0$ 。

系统中  $u_c(k)$  是以脉冲形式在控制器 DSP 与步

收稿日期: 2010-06-04; 修回日期: 2010-07-17

作者简介: 向学辅 (1981-), 男, 重庆人, 2008 年毕业于西南交通大学, 硕士, 从事数字控制工程与理论研究。

进电机间传递; 理想状态下, 脉冲的频率与负载转速成线性关系。根据系统负载的最大速度  $\dot{\theta}_d^{\max}$ 、最低速度  $\dot{\theta}_d^{\min}$  和最大加速度  $\ddot{\theta}_d^{\max}$  (标量, 除特别说明外) 确定  $u_c(k)$  与脉冲频率的关系。机械传动比  $i$  和 DSP 中相关常数运算结果  $C_{DSP}$  都是已知确定的;

$U_{\max}$  是确定的控制输出绝对值最大值; 需要确定正整数步进电机微步因子  $k_n$  和 DSP 中脉冲生成器参数  $k_p$  的值。步进电机微步距  $n = \frac{2\pi}{200k_n}$ , 单位为弧度

/微步, 脉冲频率  $f = \frac{C_{DSP}}{k_p(U_{\max}/u_c)}$ , 电机转动的速度

$v_{motor} = n \times f$ , 理想状态下负载的速度  $v_{table} = \frac{n \times f}{i}$ , 即

$v_{table} = \frac{1}{i} \times \frac{\pi}{100k_n} \times \frac{C_{DSP} \times u_c}{U_{\max} \times k_p}$ , 整理得:

$$v_{table} = \frac{\pi C_{DSP}}{100i U_{\max} k_n \times k_p} \frac{u_c}{k_n \times k_p} = C \times \frac{u_c}{k_n \times k_p} \quad (4)$$

负载速度满足  $\dot{\theta}_d^{\min} \leq v_{table} \leq \dot{\theta}_d^{\max}$ ,  $C > 0$ , 得到

$\frac{u_c}{k_n \times k_p}$  的变化范围  $\frac{\dot{\theta}_{\min}}{C} \leq \frac{u_c}{k_n \times k_p} \leq \frac{\dot{\theta}_{\max}}{C}$ , 不考虑  $u_c$  符

号,  $0 \leq u_c \leq U_{\max}$ ; 因为理想状态下  $u_c = \dot{\theta}_r$ , 所以  $k_n \times k_p = C$ 。

### 1.2 系统部分特性

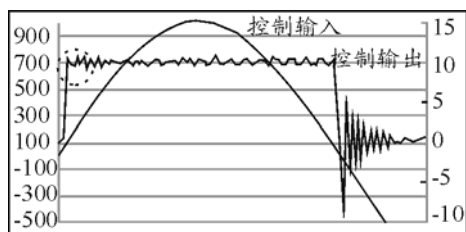


图 2 特性一 虚线圈内描述系统响应饱和

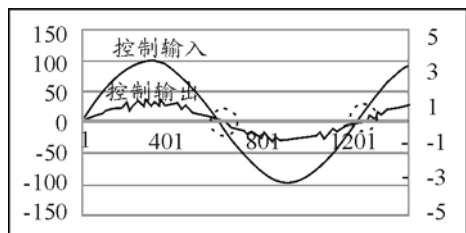


图 3 特性二 虚线圈内描述控制死区

由于实际系统数学模型无法精确描述, 故在开环模式下控制输入  $S$  曲线信号 (细线表示), 经过

驱动, 电机和负载传递后, 系统输出曲线信号由图 2 和图 3 中粗线表示。从采集数据分析可知系统存在特性一  $v = \begin{cases} 0, \dot{u}_c \geq \dot{u}_{c0} \\ v(u_c, \dot{u}_c), \dot{u}_c < \dot{u}_{c0} \end{cases}$  和特性二

$v = \begin{cases} v_0, u_c < u_{cf} \\ v(u_c), u_c > u_{cf} \end{cases}$ , 与非线性特性响应饱和和控制

死区相符合。传统 PID 算法对线性部分控制有良好性能, 但对上述两特性控制时性能较差, 必须改进 PID 算法。

## 2 多模态模糊 PID 算法

### 2.1 参数与性能关系

PID 算法是一种变异型算法, 其离散形式为:

$$u_c(k) = k_1 u_c(k-1) + k_2 (e(k) - k_3 e(k-1)) \quad (5)$$

其中,  $u_c(k)$  表示在  $k$  控制周期的控制输出,  $u_c(k-1)$  表示上周期  $k-1$  的控制输出,  $e(k)$  表示  $k$  控制周期位置给定与实际输出的偏差,  $e(k-1)$  表示  $k-1$  控制周期的控制偏差。实际输出的采集与处理延迟时间  $\tau \ll T$  控制周期, 可以忽略不计延迟造成的数据偏差。令  $k$  控制周期控制偏差变化率  $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ , 则  $k-1$  控制周期的控制偏差为  $e(k-1) = e(k) - \Delta e(k)$ , 代入式 (5) 得:

$$u_c(k) = k_1 u_c(k-1) + k_2 (e(k) - k_3 (e(k) - \Delta e(k))) = k_1 u_c(k-1) + k_2 (1 - k_3) e(k) + k_2 k_3 \Delta e(k) \quad (6)$$

控制量变化量  $\Delta u_c(k) = u_c(k) - u_c(k-1)$ , 则有  $u_c(k) = u_c(k-1) + \Delta u_c(k)$ , 代入式 (6) 整理得:

$$\Delta u_c(k) = (k_1 - 1) u_c(k-1) + k_2 (1 - k_3) e(k) + k_2 k_3 \Delta e(k) \quad (7)$$

对  $u_c(k-1)$ 、 $e(k)$ 、 $\Delta e(k)$  分别求偏导得:

$$\frac{\partial \Delta u_c(k)}{\partial u_c(k-1)} = k_1 - 1 \quad (8)$$

$$\frac{\partial \Delta u_c(k)}{\partial e(k)} = k_2 (1 - k_3) \quad (9)$$

$$\frac{\partial \Delta u_c(k)}{\partial \Delta e(k)} = k_2 k_3 \quad (10)$$

其中,  $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$  是可调节参数。参数变化界定  $0 \leq k_1 < 1$ ,  $0 \leq k_2$ ,  $0 \leq k_3 < 1$ 。由式 (8) 可知,  $k_1 - 1 < 0$ , 控制变化量与上周期控制量符号相反, 控制量是衰减过程, 衰减程度由  $k_1 - 1$  的大小确定,  $k_1 - 1$  越小控制量衰减越快, 反之亦然; 防止控制量

剧烈变化和提供减小稳态偏差的趋势。由式 (9) 和式 (10) 可知, 控制变化量与控制偏差成正比, 与偏差的变化率同号, 偏差快速改变控制量以满足动态性能要求; 偏差变化率对偏差起到的快速作用有抑制功能, 防止控制量剧烈变化, 保证系统的稳定。所以控制变化量与上周期控制量, 偏差和偏差变化率都有关系, 变化的趋势和快慢程度由  $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$  三个参数配合决定。为说明三者与控制量的数学关系, 对  $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$  分别求偏导得:

$$\frac{\partial \Delta u_c(k)}{\partial k_1} = u_c(k-1) \quad (11)$$

$$\frac{\partial \Delta u_c(k)}{\partial k_2} = (1-k_3)e(k) + k_3 \Delta e(k) \quad (12)$$

$$\frac{\partial \Delta u_c(k)}{\partial k_3} = k_2(\Delta e(k) - e(k)) \quad (13)$$

$k_1$  对控制变化量的影响只与上周期控制量有关, 与  $k_2$  和  $k_3$  无关;  $k_2$  和  $k_3$  有耦合。当  $k=1$  时,  $u_c(k-1)=0$ ,  $e(k-1)=0$ ,  $\Delta e(k)=e(k)$ , 此时  $\Delta u_c(k)$  只与  $k_2$  和  $e(k)$  有关, 如果  $e(k)$  是确定的,  $k_2$  决定  $\Delta u_c(k)$  的大小, 进而确定  $u_c(k)$  的大小, 所以  $k_2$  确定了  $u_c(k)$  的初值大小。 $k_2$  和  $k_3$  确定了控制量变化的快慢以及  $U_{\max}$  值的大小, 而变化的趋势由  $k_1$ ,  $k_2$  和  $k_3$  共同确定。如果  $e(k) \rightarrow 0$  和  $\Delta e(k) \rightarrow 0$ , 则  $\Delta u_c(k)$  的值就有  $k_1$  确定,  $u_c(k)$  呈衰减趋势直到  $u_c(k) = \varepsilon$ ,  $|\varepsilon|$  是任意小的数, 系统趋于稳态, 保持  $e(k) < e_0$  和  $\Delta e(k) \rightarrow 0$ 。当  $e(k)$  比较大并且  $e(k) \gg \Delta e(k)$ ,  $\Delta u_c(k)$  的值由  $k_2$  和  $k_3$  确定,  $k_2$  主导强化作用,  $k_3$  抑制剧烈变化。当  $e(k)$  和  $\Delta e(k)$  同时较大时,  $k_2$  和  $k_3$  对  $\Delta u_c(k)$  作用被弱化,  $k_1$  的作用不可忽略。所以  $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$  值的确定需要根据实际系统性能要求确定。

### 2.2 多模态模糊 PID 控制

将算法式 (5) 写为如下表达式:

$$u_c(k) = \alpha k_1 u_c(k-1) + \beta k_2 (e(k) - \gamma k_3 e(k-1)) \quad (14)$$

其中,  $\alpha$ 、 $\beta$  和  $\gamma$  是模糊推理结论;  $0 \leq k_1 < 1$ ,  $0 \leq k_2$ ,  $0 \leq k_3 < 1$  是预设常数。在下面的讨论中, 除特别说明外,  $e(k)$  等同  $|e(k)|$ 。其控制器结构如图 4。

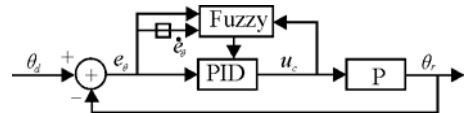


图 4 多模态模糊 PID 控制结构

参数  $\alpha = f_\alpha(e)$ ,  $\beta = f_\beta(e, \dot{e}, u_c)$  和  $\gamma = f_\gamma(e, \dot{e})$ 。  $f_\alpha$ 、 $f_\beta$  和  $f_\gamma$  中参变量论域定义为 {最小, 小, 较小, 中, 较大, 大, 最大}, 生成的决策论域定义为 {最小, 小, 较小, 中, 较大, 大, 最大}。参数  $\beta = f_\beta(e, \dot{e}, u_c)$  模糊决策中,  $e(k) = f(e) = \begin{cases} e(k), e(k) < e_0, & \text{在 } e(k) \geq e_0 \text{ 阶} \\ e_0, e(k) \geq e_0 \end{cases}$  段令  $\beta = f_\beta(e, u_c)$ ,  $e(k) < e_0$  阶段令  $\beta = f_\beta(e, \dot{e})$ 。在  $\alpha = f_\alpha(e)$  决策中  $f_\alpha(e) \propto 1/e(k)$ , 使  $u_c(k)$  的保守强度在  $e(k)$  大时减弱, 使比例增益作用起主导, 提高响应速度; 而在  $e(k)$  小的时候保守强度增大, 增强积分作用消除稳态偏差。 $\gamma = f_\gamma(e, \dot{e})$  的作用是防止  $e(k)$  和  $u_c(k)$  同时比较小的时候  $\Delta e(k)$  的突变导致  $u_c(k)$  的突变; 由式 (8) ~ 式 (10) 可知,  $\gamma k_3$  的变化会影响增益, 对  $\beta k_2$  的作用强度起到比例影响作用, 所以在设计  $\gamma$  时尽量保证  $\Delta e(k) \geq d_0$  时能微弱响应,  $d_0$  表示编码器分辨率。这样, 比例增益基本取决于  $\beta k_2$ ,  $\beta k_2 \gamma k_3$  大小由  $\beta k_2$  决定,  $\gamma k_3$  起到比例作用; 在  $e(k)$  很小和  $\Delta e(k) \neq 0$  时,  $\gamma$  和  $\beta$  的变化趋势相同, 减弱  $\beta k_2 \gamma k_3$  变化的剧烈程度, 保证  $u_c(k)$  变化的平滑性。

### 2.3 多模态模糊 PID 控制算法特性分析

令  $\alpha$ 、 $\beta$  和  $\gamma$  模糊函数满足  $\alpha = f_\alpha(e) > 0$ ,  $\beta = f_\beta(e, \dot{e}, u_c) > 0$  和  $\gamma = f_\gamma(e, \dot{e}) > 0$ 。 $k_1$ 、 $k_2$  和  $k_3$  是预设的正常数, 所以  $0 < \alpha k_1 < 1$ ,  $0 < \beta k_2 \leq K_{\max}$  和  $0 < \gamma k_3 < 1$ 。由式 (7), 令  $\Delta u_{c1}(k) = (k_1 - 1)u_c(k-1)$ ,  $\Delta u_{c2}(k) = k_2(1 - k_3)e(k)$ ,  $\Delta u_{c3}(k) = k_2 k_3 \Delta e(k)$ , 则控制变化量  $\Delta u_c = \Delta u_{c1} + \Delta u_{c2} + \Delta u_{c3}$ 。如果  $u_c(k) > u_c(k-1)$ ,  $k = \{1, 2, 3 \dots l\}$ ,  $|e(k)| < E_{\max}$ , 并且  $\Delta u_{c1} + \Delta u_{c2} + \Delta u_{c3} = 0$ , 衰减作用和增益作用相抵消保持控制量不变化,  $|u_c(k)| \leq U^r_{\max}$ 。如果  $u_c(k) < u_c(k-1)$ ,  $k = \{m+1, m+2, m+3 \dots m+l\}$ ,  $|e(k)| \rightarrow 0$ ,  $\Delta e(k) \rightarrow 0$ ,  $\Delta u_{c1} + \Delta u_{c2} + \Delta u_{c3} = 0$ , 则  $|u_c(k)| = \varepsilon_u$ ,  $0 < |\varepsilon_u| < U^r_{\max}$ 。所以  $u_c(k)$  有界。

(下转第 48 页)

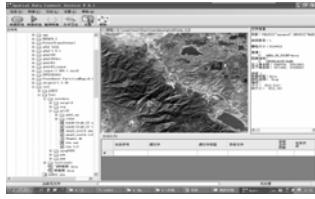


图 8 转换工具界面

上述月球空间数据转换服务已应用到笔者所承担的月球空间数据库系统开发项目中，取得了良好的效果。

### 3 结束语

该方案在实际应用中取得了良好的效果，证明该方案是可行、可靠的。但由于月球空间数据量较大，进行转换时耗时较长，如笔者在转换 clementine basemap 数据时，在数据量为 8.4G 情况下共耗时 55 秒，在下一步工作中，将研究采用并行技术，以提高数据的转换效率。

\*\*\*\*\*

(上接第 44 页)

### 3 试验

系统的高低和方位两轴系伺服控制，都用同型号步进电机拖动，只举例方位轴伺服控制。用传统 PID 算法，改进 PID 算法和多模态模糊 PID 算法实现方位轴给定位置调转控制，位置变化如图 5。传统 PID 算法比例增益过大，积分增益小，存在稳态偏差，过快增大的控制输入导致系统响应不平滑。改进 PID 算法消除了不平滑现象和稳态偏差，但出现了响应速度降低和超调的问题。多模态模糊 PID 算法取  $k_1=0.25$ ， $k_2=0.20$  和  $k_3=0.43$ ；采用

$$f(e) = \begin{cases} e(k), & e(k) < e_0 \\ e_0, & e(k) \geq e_0 \end{cases} \text{ 确定的偏差输入, 令 } e_0 = 100.$$

多模态模糊 PID 算法提高了响应的速度，使负载运动比较平滑和控制偏差进一步减小，超调问题也得到很好解决。

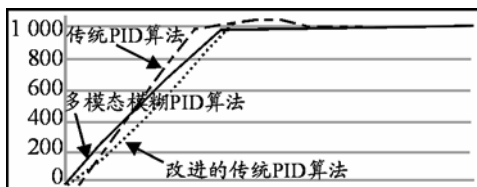


图 5 位置阶跃响应曲线

在手柄控制转台试验中，传统的 PID 算法跟踪控制输入的偏差明显比多模态模糊 PID 算法的偏差大。如图 6，虚线表示多模态模糊 PID 算法的跟踪偏差曲线，粗线表示传统算法跟踪偏差。控制时

### 参考文献:

- [1] 杨甲森, 赵娜. 行星数据系统研究[J]. 科研信息化技术与应用, 2009, 4(1): 206-210.
- [2] 康金春. 中间件技术在空间数据共享中的应用[J]. 地理空间信息, 2009, 7(5): 35-37.
- [3] 刘小伟. GIS空间数据格式转换技术与方法的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2009.
- [4] Open Source Geospatial Foundation. GDAL - Geospatial Data Abstraction Library [EB/OL]. (2010-04)[2010-06]. <http://www.gdal.org/>.
- [5] Aaron Racicot, Ecotrust. OPEN SOURCE GEOSPATIAL TOOLS: ENABLING COASTAL DECISION MAKERS[R/OL]. Proceedings of Coastal Zone 07, 2007[2010-06]. <http://www.interrain.org/reports/>.
- [6] Trent M. Hare, A Case for a PDS Supported Cartographic Raster Library[R/OL], 41st Lunar and Planetary Science Conference, 2010[2010-06]. <http://adsabs.harvard.edu/abs/>.
- [7] Open Geospatial Consortium. OpenGIS Web Processing Service [S/OL]. (2007-06-08)[2010-06]. <http://www.opengeospatial.org/standards/wps>.

$e(k) < e_0$ ，所以  $\beta = f_\beta(e, \dot{e})$ ；为满足最大速和最低速的要求，需要对手柄数据做非线性化处理； $\alpha = f_\alpha(|e|)$  决策表见表 1。

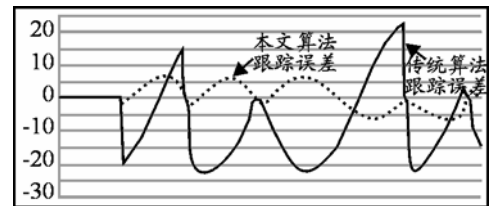


图 6 手柄控制跟踪偏差对比

表 1  $\alpha = f_\alpha(|e|)$  决策表

$ e $	0~1.5	1.5~7	7~18	18~35	35~50	50~71	71~100
$\alpha$	3.641	2.115	1.976	1.123	0.812	0.127	0.018

### 4 结束语

试验证明，相比传统 PID 算法，该算法性能优良，且模糊规则表的制定和调试简单易行，适合转台伺服控制的工程应用。

### 参考文献:

- [1] 唐锐, 文广等. 基于遗传 PID 控制的双向伺服系统[J]. 中南大学学报, 2007(38): 223-226.
- [2] Geum-Bae Cho, Pyoung-Ho Kim. A precise control of AC servo motor using neural network PID controller [J]. CURRENT SCIENCE, 2005, 89(1): 23-29.
- [3] 刘爽. 模糊 PID 控制器用于直流电机的控制[J]. 哈尔滨理工大学学报, 1997, 2(5): 36-39.
- [4] 王杰, 林忠万, 李玉忍. 新型多模态 PIDS 控制算法在高精度位置伺服系统中的应用[J]. 电气传动, 2008, 35(3): 33-35.