

文章编号: 1673- 0062(2009) 04- 0031- 06

基于 FPAA 的模糊控制参数整定 PID 控制器的设计

王 彦^{1, 2}, 杨 珂¹, 王 超¹

(1. 南华大学 电气工程学院, 湖南 衡阳 421001; 2 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘 要: 针对 PD 控制器的增益系数难以实现最优整定的问题, 本文通过分析模糊控制器的解析结构得到模糊控制器与 PD 控制器参数之间的解析关系, 采用常规模糊控制器的正规化因子间接整定 PD 控制器的增益系数, 避免了建立系统的精确数学模型. 采用这种新型参数整定方法在 FPAA 开发软件 AnadigmDesigner2 中完成 PID 控制器的设计并验证其性能. 仿真和实验结果表明: 基于 FPAA 设计出的模糊 PD 控制器适应强、跟踪迅速、控制性能良好并且表现出很强的鲁棒性.

关键词: 模糊控制; PD 控制; 正规化因子; 增益系数; FPAA

中图分类号: TP273 **文献标识码:** B

Design of the Tuning PID Controller Using Fuzzy Controller Parameters Based on FPAA

WANG Yan^{1, 2}, YANG Ke¹, WANG Chao¹

(1. School of Electric Engineering University of South China, Hengyang Hunan 421001, China

2 College of Electrical and Information Engineering Hunan University Changsha Hunan 410082, China)

Abstract For the problems of the difficulty in achieving optimal gain coefficient of PID controller, this paper gets the analytic relationship between Fuzzy controller parameters and PID controller parameters by analyzing the analytical structure of fuzzy controller. The regularization factor of conventional fuzzy controller is adopted to indirectly adjust the gain coefficient of PID controller, and it avoids establishing an accurate mathematical system model. Using this new method, we design and validate the PID controller in the AnadigmDesigner2, the software of FPAA. The experiment result is presented obviously that the fuzzy - PID controller designed in FPAA is equipped with strong adaptability, rapid tracking, good control performance and strong robustness.

Key words fuzzy controller; PID controller; unitary parameters; plus parameters; FPAA

收稿日期: 2009- 09- 25

基金项目: 国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(2007AA11A121); 湖南省科技厅计划项目(2008FJ3114, 2009FJ3014)

作者简介: 王 彦(1971-), 男, 湖南衡阳人, 南华大学电气工程学院副教授, 博士研究生. 主要研究方向: 智能信息处理与传输技术, 智能控制.

在实际工业过程控制中, PID 控制器以其容易实现、成本低廉等特点而被广泛应用. 但是现代被控系统具有复杂度高、滞后严重等特点, 难以建立精确的数学模型, 并且常规 PID 控制参数的最佳调整还未实现自动化, 依靠人工凑试的整定方法不仅需要丰富的经验和技巧, 而且十分费时. 目前运用较多的整定方法主要是以下几种^[1]: Ziegler与Nichols提出的 Z-N 整定方法只针对阶跃响应曲线可用一阶惯性环节加纯滞后环节来表示的被控对象, 虽然方便简单, 但控制效果较差, 尤其是对于大滞后的过程, 系统很难工作在令人满意的状态; 基于总和与时间常数的整定方法适合于阶跃响应特性为 S 型的自衡对象; 稳定边界法又叫临界灵敏度法^[2], 是一种闭环的整定方法, 它基于纯比例控制系统临界振荡试验所得数据, 利用一些经验公式, 求取调节器最佳数值; 基于增益优化的整定法是从 PID 控制器与被控对象组成闭环系统的频率特性出发, 指定在大频率范围内使幅频特性等于 1, 根据测量得到的阶跃响应瞬时值去计算 PID 控制器的参数值. 以上几种系统参数工程整定法各有优缺点和不同的适用范围, 关键是需要知道系统的精确数学模型. 因此面对目前复杂度高、参数时变的被控对象, 这些整定方法都无从下手.

本文提出一种基于模糊控制器正规化因子的整定方法. 模糊控制是基于由操作人员工作经验建立的模糊规则进行控制的策略, 可以直接吸收现在工业过程中的操作经验和专家知识而不需要建立系统的精确数学模型^[3]. 利用模糊控制器与 PID 控制器参数之间的解析关系间接整定 PID 控制器的增益系数, 采用这种新型参数整定方法在 FPAA 开发软件 AnadigmDesigner2 中完成 PID 控

制器的设计并验证其性能. 仿真和实验结果表明, 该方法设计出的模糊 PID 控制器既具有模糊控制器灵活和适应性强的优点, 又具有 PID 控制精度高的特点.

1 控制器解析关系

如图 1 所示, 本文选择研究应用过程控制中最常见的双输入单输出模糊控制器, 且两个并行组合, 这样避免了三个单输入单输出模糊控制器的独立性和一个三输入模糊控制器的结构复杂性, 更容易在过程控制中实现, 便于应用和推广. 模糊控制器的输出变量形式采用增量和直接输出的组合, 既能反映出输出的直观变化, 同时考虑到了增量变化的影响, 控制效果比单纯的采用增量形式或者直接输出形式的控制性能更全面^[4].

1.1 模糊控制器的参数设计

考虑如图 1 所示模糊控制器 FC1, 为了更明确地说明模糊控制器与 PID 控制器间的参数解析关系^[5], 本文采用最简单的模糊控制器结构, 具体设计如下:

1) 首先输入信号 $e(n)$, $\Delta e(n)$ 进入通用模糊控制器之前必须通过正规化因子 G_{e1} , $G_{\Delta e1}$ 进行正规化变换转换到基本论域上, 模糊控制器输出信号 $u(n)$ 在输入被控过程之前也必须通过正规化因子 G_u 进行反正规化转换到实际论域上, 即:

$$e^* = G_{e1} \cdot e(n) \quad \Delta e^* = G_{\Delta e1} \cdot \Delta e(n) \quad u(n) = G_u \cdot u^*$$

这里 $i = 1, 2$ 且 $e^*, \Delta e^*, u^* \in [-1, 1]$, 以下进行通用模糊控制器的各个模糊参数的设计和选择. 两个输入变量 $e^*, \Delta e^*$ 的隶属函数采用如图 2 所示的三角形隶属函数, 每一个变量中存在两个模糊集合, 分别记作 $P_{e^*}, N_{e^*}, P_{\Delta e^*}, N_{\Delta e^*}$.

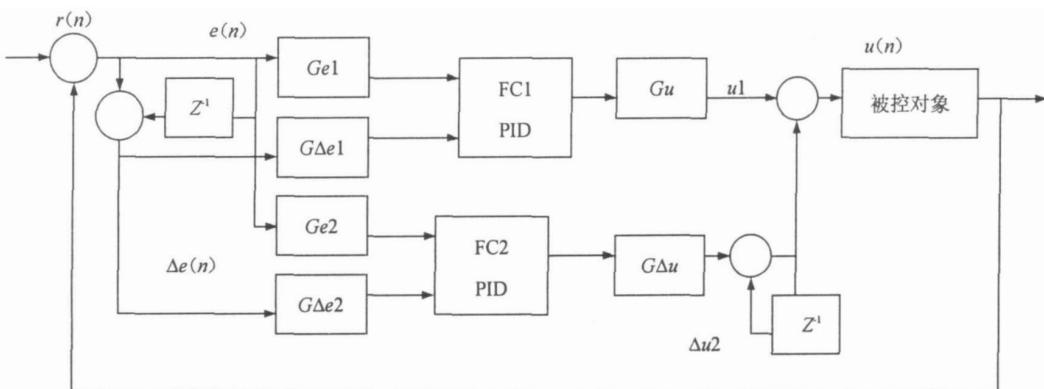


图 1 闭环模糊控制系统

Fig 1 Closed-loop fuzzy control system

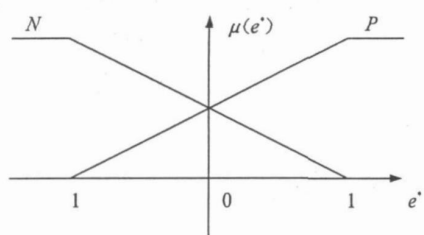


图 2 输入变量隶属函数

Fig 2 Membership functions of input variables

输出变量的模糊集合 u^* 采用单点集, 即:

$$\mu_{P_u^*}(u^*) \equiv 1 \quad \mu_{Z_u^*}(u^*) \equiv 0 \quad \mu_{N_u^*}(u^*) \equiv -1$$

虽然形式上输入变量 $e^* \Delta e^*$ 的论域是定义在 $(-\infty, +\infty)$, 事实上, 这是为了数学定义上的完整性, 连续性和严密性, 在模糊规则中真正发挥作用的是 $[-1, +1]$, 本文也只是考虑 $e^* \Delta e^* u \in [-1, 1]$, 因为作为通用模糊控制器的最大特点是它的结构通用性, 即所有变量的论域都定义在基本论域 $[-1, 1]$ 上。

2) 模糊规则采用以下的线性规则形式:

R_1 : If e^* is $P e^*$ and Δe^* is $P \Delta e^*$, then u_1^* is $P u^*$

R_2 : If e^* is $P e^*$ and Δe^* is $N \Delta e^*$, then u_2^* is $Z u^*$

R_3 : If e^* is $N e^*$ and Δe^* is $P \Delta e^*$, then u_3^* is $Z u^*$

R_4 : If e^* is $N e^*$ and Δe^* is $N \Delta e^*$, then u_4^* is $N u^*$

3) 模糊推理算法的选择. 模糊推理的各个运算都存在很多算法, 选择是多样化的, 但是模糊推理操作数的选择对模糊控制的本质性能不会产生特别重大的影响, 因此可以相对自由的选择各种模糊推理操作数进行模糊控制器的设计, 本文中采用以下几种模糊操作数:

模糊与运算 and 选用算术积 product

模糊或运算 or 选用有界和操作数 sum;

模糊蕴涵运算 implication 选择取小操作数 min

4) 解模糊算法采用加权平均法解模糊操作数.

1.2 通用模糊控制器结构分析

为了基于模糊控制器的正规化因子设计和调节 PID 控制器的参数, 首先必须通过模糊控制器的结构分析获得两者之间的解析关系, 继续考虑图 1 中所示的两个平行结构的模糊控制器 FC1 输入误差变量和变化率经正规化得到:

$$\begin{aligned} e^* &= Ge1 \cdot e(n), \Delta e^* = G\Delta e1 \cdot \Delta e(n), u(n) \\ &= Gu \cdot u^* \end{aligned}$$

此时激活以上的四条模糊规则, 规则 R_1 的激活度为:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= product(\mu_{Pe^*}(e^*), \mu_{P\Delta e^*}(\Delta e^*)) \\ &= \frac{1}{4}(e^* + 1)(\Delta e^* + 1) \end{aligned}$$

同理:

$$\omega_2 = \frac{1}{4}(e^* + 1)(1 - \Delta e^*),$$

$$\omega_3 = \frac{1}{4}(1 - e^*)(1 + \Delta e^*),$$

$$\omega_4 = \frac{1}{4}(1 - e^*)(1 - \Delta e^*),$$

规则 R_2, R_3 的结论部分相同, 所以必须进行模糊并运算, 由于 $\sum(\omega_2, \omega_3) = \min\{\omega_2 + \omega_3\}$, 由于 $-1 \leq e^* \leq 1, -1 \leq \Delta e^* \leq 1$ 而且由于隶属函数的全交迭性, 每一条规则中 $e^*, \Delta e^*$ 隶属函数和为 1, 故得 $0 \leq \omega_2 + \omega_3 \leq 1$, 因此这里采用的有界和操作数可以用算术和 $\omega_2 + \omega_3$ 代替, 于是经过模糊推理过程以及解模糊得到:

$$u^* = \frac{\sum_{i=0}^4 \omega_i \cdot u_i^*}{\sum_{i=0}^4 \omega_i} = \frac{1}{2}(e^* + \Delta e^*)$$

经过反正规化变换, 得到了直接模糊控制器 FC1 的局部输出结果为:

$$\begin{aligned} u1 &= Gu^* u^* = Gu \cdot \frac{1}{2}(e^* + \Delta e^*) \\ &= \frac{Gu}{2}(Ge1 \cdot e(n) + G\Delta e1 \cdot \Delta e(n)) \quad (1) \end{aligned}$$

对于平行结构的增量模糊控制器 FC2 选择相同设计参数的通用模糊控制器, 只是其输出变量是 Δu^* 而不是 u^* . 但是由于控制器的不同, 为了区别两个控制器的设计参数, 正规化因子定义为 $Ge2, G\Delta e2, G\Delta u$ 基于所选择的设计参数和模糊推理过程, 经过模糊控制器结构分析的解析过程, 最终得到局部模糊控制器输出为:

$$\begin{aligned} \Delta u2 &= G\Delta u^* \Delta u^* \\ &= G\Delta u \cdot \frac{1}{2}(e^* + \Delta e^*) \\ &= \frac{G\Delta u}{2}(Ge2 \cdot e(n) + G\Delta e2 \cdot \Delta e(n)) \quad (2) \end{aligned}$$

1.3 模糊控制器与常规 PID 控制参数的解析关系

经过以上对两个并行双输入单输出模糊控制器的结构解析分析, 接下来考虑常规 PID 控制器与模糊控制器的参数之间的解析关系. 为了简化计算过程, 这里选取 $Ge1 = Ge2 = Ge$ 和 $G\Delta e1 =$

$G \Delta e_2 = G \Delta e_1$ 且考虑到式 (1) 和式 (2), 整个全局模糊 PID 控制器的输出结果为:

$$\begin{aligned} u_{fuzzy}(n) &= u_1 + \sum_{l=0}^n \Delta u_2 \\ &= \frac{Gu}{2} (Ge \cdot e(n) + G \Delta e \cdot \Delta e(n)) + \sum_{l=0}^n \frac{G \Delta u}{2} (Ge \cdot e(\eta) + G \Delta e \cdot \Delta e(\eta)) \\ &= \frac{1}{2} [(Gu \cdot Ge + G \Delta u \cdot G \Delta e) e(n) + Gu \cdot G \Delta e \cdot \Delta e(n) + G \Delta u \cdot Ge \sum_{l=0}^n e(\eta)] \end{aligned} \quad (3)$$

式 (3) 充分显示出模糊控制器的结构特性, 即模糊控制器在特定的时刻表现为 PID 控制器, 但是随着时间的变化, K_p, K_i, K_d 三个增益系数也随之不断变化, 实现了一组特殊 PID 控制器之间的软切换, 因此模糊控制器在本质上是非线性时变 PID 控制器, 也可以说常规 PID 控制器实质上只是模糊控制器的一种特殊形式, 或者是模糊控制器在特定时刻的特殊表现形式. 无论从理论上还是应用上, 寻求怎样充分将 PID 控制与模糊控制相结合是可行的, 而且有助于普通工程技术人员对模糊控制技术的理解和掌握, 从而改进过程控制性能. 因此可以充分利用模糊控制器与常规 PID 控制器之间结构关系和内在联系来更有效地设计 PID 控制器, 即反其道而行, 基于模糊控制器的参数设计和调节 PID 控制器的参数. 假设同一个系统的 PID 控制器为:

$$u_{PID}(n) = K_p \cdot e(n) + K_i \cdot \sum_{l=0}^n e(n) + K_d \cdot \Delta e(n)$$

将上式与式 (3) 比较, 易知 PID 控制器增益系数与模糊控制器正规化因子存在如下关系:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{1}{2} (Gu \cdot Ge + G \Delta u \cdot G \Delta e) \\ K_i &= \frac{1}{2} G \Delta u \cdot Ge \\ K_d &= \frac{1}{2} Gu \cdot G \Delta e \end{aligned} \quad (4)$$

从以上的方程可以看到, PID 控制器和模糊控制器之间存在着精确的解析关系, 数学表达式非常明确显示了各个常规 PID 增益系数和模糊控制器正规化因子之间的变量转换关系. 因此, 对于一个过程控制系统来说, 无论是从设计好的模糊控制器来推导常规 PID 控制器, 还是从常规 PID 控制器推导模糊控制器, 都只须根据已知参数通过以上方程 (4) 而直接得到. 而在现实工业的过

程控制中, 百分之九十以上的过程都在采用常规 PID 控制器, 因此, 为了更好的发挥 PID 控制在工业过程中的应用, 同时避免 PID 控制器参数整定困难费时的弱点, 本文通过以上的解析关系式, 直接根据过程的模糊控制器参数即正规化因子设计相应的 PID 控制器参数.

2 基于模糊控制器参数设计 PID 控制器

基于模糊控制器参数设计 PID 控制器的思想如图 3 所示, 主要工作分为两步, 首先在离线状态下, 根据过程控制的实际情况选择合适的通用模糊控制器, 即选择隶属函数, 模糊规则库的建立, 模糊推理算法, 解模糊算法的确定, 以及确定各个正规化因子等. 第二步在方程组 (4) 的基础上, 根据模糊控制器的参数初步设计和调节 PID 控制器的设计参数.

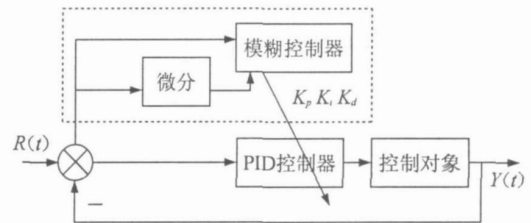


图 3 模糊 PID 控制器的设计

Fig 3 Design of fuzzy PID controller

对于被控制过程, 首先需要设计出它的模糊控制器, 获得其误差变量, 输出变量的正规化因子, 于是根据方程组 (4) 的解析关系可以初步确定 PID 控制器的比例, 积分, 微分增益系数, 然后通过进一步分析输入误差变量通过模糊控制器的正规化因子与 PID 控制器的增益系数之间的解析关系, 来间接调节设计参数, 具体方法叙述如下:

1) 当 $|e|$ 较大时, 为了加快系统的响应速度, 应取较大的 K_p ; 但为了避免开始时的偏差 $|e|$ 的瞬间变大可能出现的微分过饱和而使控制作用超出许可范围, 应取较小的 K_d ; 同时为防止系统响应出现较大的超调, 产生积分饱和, 应对积分作用加以限制, 通常取 $K_i = 0$ 此时根据解析关系 (4), K_i 要为零, 使输出变化率的正规化因子为零即可, 这意味着输出变化对控制器没有影响; 为了同时满足 K_p 较大和 K_d 较小, 选择大的误差变量正规化因子 Ge 和小的输出变量正规化因子 Gu 即可, 这意味着误差变量对控制器的影响较大, 输出

变量对控制器的影响较小, G_u 的减小反应了局部并行模糊控制器规则输出的变化.

(2) 当 $|e|$ 处于中等大小时, K_p 应取小些, K_i 应取得适当, 在这种情况下 K_d 的取值对系统的影响较大, 取值要适中, 以保证系统的响应速度. 此时根据解析关系 (4), K_p, K_i, K_d 要满足上述要求, 各个正规化因子取值较随意, $G_u \cdot G_e$ 取大值同时 $G_{\Delta u} \cdot G_{\Delta e}$ 取小值或者 $G_u \cdot G_e$ 取小值同时 $G_{\Delta u} \cdot G_{\Delta e}$ 取大值即可.

(3) 当 $|e|$ 较小, 即接近于系统设定值时, 应增加 K_p 和 K_i 的取值, 同时为了避免在系统的设定值附近振荡, 应增强系统的抗干扰性能. 此时根据解析关系 (4), 适当增加误差变量正规化因子 G_e , 误差变化率正规化因子 $G_{\Delta e}$, 输出变量正规化因子 G_u 和输出变化率正规化因子 $G_{\Delta u}$ 都能满足上述要求. $|e|$ 较小时, K_d 应该取大些, 此时增加各个正规化因子正好能满足; 但当 $|e|$ 较大时, K_d 值应取小值, 所以 G_u 和 $G_{\Delta e}$ 不宜太大.

由此看出, 模糊控制器与 PID 控制器参数调整之间的关系, 说明模糊 PID 控制器也可以发挥模糊控制器的优势, 产生更好的控制效果. 而且模糊控制器正规化因子的变化和调整转化为 PID 控制器的参数调整使得控制器的变化在软计算环境下进行, 避免了常规 PID 控制器的参数突然变化时对系统造成的冲击和影响, 从而使得参数的设计过程更加容易接受.

总结以上的基于模糊控制器参数的新型模糊 PID 控制器的设计、调节和优化过程, 为了便于应用, 下面给出这种模糊 PID 控制器的具体设计步骤:

第一步: 针对被控对象在稳态下确定模糊控制器的结构, 假设输入输出变量的基本论域为 $[-1, 1]$, 选取模糊控制器的设计参数, 主要包括模糊规则库的建立, 模糊推理算法, 输入输出变量模糊子集的选取和解模糊算法等, 最终获得各个正规化因子;

第二步: 基于解析关系式 (4) 和模糊控制器的各个正规化因子, 暂时选定初始化 PID 控制器的比例、微分、积分因子, 设计 PID 控制器的调节参数; 然后通过调节模糊控制器的各个正规化因子来得到 PID 控制器的设计参数;

第三步: 将以上设计的模糊 PID 控制器作用于被控系统, 然后分析输入误差变量和误差变化率, 根据误差变化在线调节模糊控制器的各个正规化因子来间接调节 PID 控制器的比例、微分、积分因子, 进一步提高控制精度;

第四步: 当设计好的模糊 PID 控制器面临同一被控对象过程动态发生变化时, 只需根据具体情况重复第三、四步, 调节模糊控制器的参数变化后代入方程组 (4) 重新获取比例、微分、积分因子, 然后进行调节和优化, 即可达到设计和优化模糊 PID 控制器的目的, 便于实际应用.

3 FPAA 设计与结果分析

利用开发软件 AnadigmDesigner2 在 FPAA 中采用纯模拟电路实现 PID 控制器. FPAA 既属于模拟集成电路, 又同可编程逻辑器件一样, 可由用户通过现场编程和配置来改变其内部连接和元件参数从而获得所需要的电路功能^[6]. PID 控制器的 FPAA 实现如图 4 所示, 它包括减法器、积分器、同相放大器、求和放大器和采样保持器五个可编程模拟电路模块, 其设定值与返回值可自行设置.

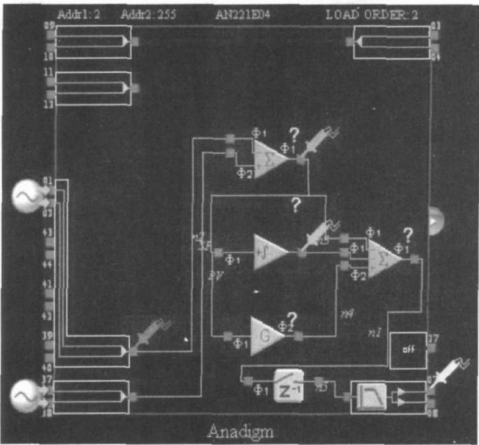


图 4 基于 FPAA 的 PID 控制器
Fig 4 PID controller based on the FPAA

为了说明本文介绍的 PID 参数整定方法的优越性, 现将此法与其他常用方法进行比较. 控制对象选取福建某造纸厂长网造纸机. 测出时滞为 53 s , 其数学模型可认为是一阶惯性加纯滞后, 传递函数: $G(s) = 2 \cdot 6e^{-53s} / (93s + 1)$, 采用引言中介绍的各方法计算得到的 PID 参数分别为:

- Z-N 法: $K_p = 0.81; K_i = 0.0076; K_d = 21.1625$
- 总和时间常数法: $K_p = 0.384; K_i = 0.004; K_d = 9.377$
- 稳定边界法: $K_p = 0.79; K_i = 0.0089; K_d = 17.615$
- 基于增益优化法: $K_p = 0.56; K_i = 0.0071; K_d = 19.23$

不同的整定方法所得控制器阶跃响应曲线如图 5 所示.

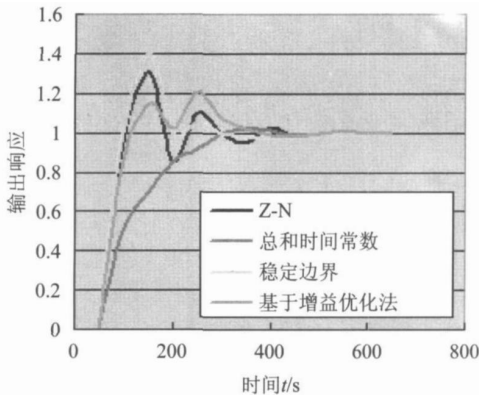


图 5 PD 控制器阶跃响应曲线

Fig 5 Step response curve of PID controller

从上面仿真图可知, Z- N 方法简单但控制效果差; 总和时法辨识精度较高, 适用不规则的暂态响应曲线的模型辨识, 但算法较为复杂, 同时需要保存暂态响应信息; 稳定边界法容易判断, 适用于一般的流量、压力、液面和温度调节系统, 但对外界干扰作用频繁的调节系统则不太实用.

在 FPAA 中实现总和时法整定的 PID 控制器, 将其作用于同一控制模型得到如图 6 的结果, 从图中可以看出基于 FPAA 设计出的 PID 控制器跟踪迅速、超调时间较其他方法设计的 PID 控制器明显小 (仅 $40\mu s$) 且控制性能良好.

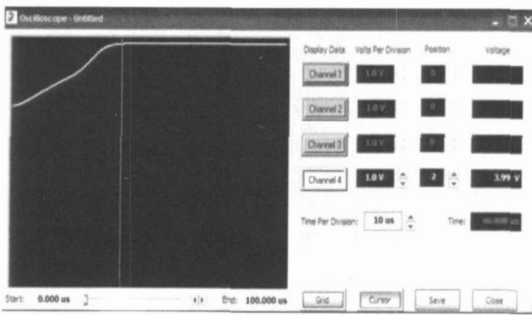


图 6 基于 FPAA 的 PID 控制器阶跃响应曲线

Fig 6 Step response curve of PID controller based on FPAA

现采用本文介绍的基于模糊控制器参数整定 PID 控制器的方法在 FPAA 中实现模糊 PD 控制器: 选定正规化因子 $Ge=2$ $G\Delta e=2.5$ $Gu=G\Delta u=0.5$ 由解析关系式 (4) 可得 $K_p=1.75$ $K_i=1$ $K_d=0.625$ 其阶跃响应曲线如图 7 所示, 可以看

出, 基于 FPAA 的模糊 PD 控制器性能明显好于总和时法整定法设计的常规 PD 控制器, 超调时间仅有 $20\mu s$

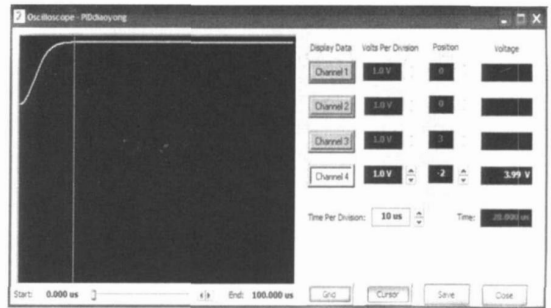


图 7 基于 FPAA 的模糊 PD 控制器阶跃响应曲线

Fig 7 Step response curve of fuzzy-PID controller based on FPAA

4 结论

本文通过分析通用模糊控制器的解析结构得到了模糊控制器各个正规化因子与 PID 控制器的增益系数之间的精确解析关系, 利用该关系提出了一种新型的 PD 参数整定方法. 该方法的最大优点是不需要知道被控系统的精确数学模型便可获得最优增益系数. 在 FPAA 中利用该方法设计了 PID 控制器并做了控制仿真. 仿真结果表明: 基于 FPAA 设计出的模糊 PD 控制器不仅适应性强、控制精度高, 而且超调时间从秒级降到了微秒级.

参考文献:

[1] 徐江华. 自整定 PD 控制的理论软件及应用研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2004

[2] 花 瑞, 宋炳生, 陈 静. 一种模糊自整定 PD 控制器的 VHDL 语言设计 [J]. 智能控制技术, 2007(10): 110-113

[3] 单伟伟, 王为之, 靳东明. 低功耗模糊控制器的 CMOS 模拟电路实现 [J]. 清华大学学报, 2008 48(7): 1198-1201

[4] Cao G, Lou C, An D. Application of fuzzy self-tuning PID control to air conditioning systems [J]. Heating Ventilating and Air Conditioning 2004, 34(10): 106-109

[5] Lv Hongli Duan Peiyong Jia Lei A novel fuzzy controller design based on PID gains for HVAC systems [C] // Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation 2008, 6: 736-739

[6] Varghese D, Ross J N. A continuous-time hierarchical field programmable analogue array [C] // IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference, 2005, 9: 191-194