

文章编号: 2096-1618(2021)06-0602-08

基于变论域模糊控制的 Taylor 逼近型内模 PID 算法

张皓^{1,2}, 高瑜翔^{1,2}, 曹远杰^{1,2}, 马腾^{1,2}, 黄天赐^{1,2}

(1. 成都信息工程大学通信工程学院, 四川 成都 610225; 2. 气象信息与信号处理四川省高校重点实验室, 四川 成都 610225)

摘要:针对传统的 PID 算法和 Smith 预估器控制温度对象时,存在控制精度低、自适应能力差、对模型误差极为敏感、严重影响控制品质等问题。利用泰勒逼近,将内模控制与 PID 算法相结合,在减少调节参数的同时,有效降低模型失配对系统的影响,并引入变论域模糊控制,不仅能实现参数在线自整定,还能提高系统自适应能力和控制精度。Matlab 仿真表明,当模型出现误差时,与传统算法相比,文中提出的算法超调量最低、稳定性最好、综合性能指标最高。

关键词:变论域模糊内模;泰勒逼近;内模控制;温度对象

中图分类号:TP273+.3;TP273+.4

文献标志码:A

doi:10.16836/j.cnki.jcuit.2021.06.004

0 引言

由于温度控制广泛存在于工业和农业生产中,是最重要的工农业控制参数之一,其本身存在着动态特性复杂、时滞性、非线性等控制问题^[1-2]。对于系统的时滞性,20世纪五六十年代提出的 Smith 预估补偿控制器,通过对系统提前动态补偿,使系统闭环特征方程中不包含滞后项,能够消除时滞环节对系统闭环稳定性的影响^[3]。但传统的 Smith 预估补偿控制器严重依赖被控对象精确的数学模型,对模型误差极敏感,当出现模型不匹配时,系统的控制品质将严重下降,甚至造成控制系统不稳定^[4]。内模控制是 Smith 预估补偿控制器的一种扩展,由于其结构简单、参数少、整定容易等优点^[5],能有效降低模型失配对系统的影响,将其与智能控制算法相结合,是克服上述问题的方法之一。文献[6-8]均提出基于内模的 PID 控制策略,大大减少传统 PID 算法的参数整定数量,通过调节低通滤波器参数,可以明显改善因模型失配造成的输出超调或系统振荡等问题,但常规的内模 PID 控制无法实现参数在线自调节。模糊控制具有较强的鲁棒性,是一种基于规则推理的控制策略,不仅能够很好地解决非线性问题^[9],还能实现控制器参数在线自调节。文献[10-11]均提出基于模糊控制的内模 PID 算法,实现低通滤波器参数在线自整定,但传统的定论域模糊控制,通过人为设定论域,确定控制规则后就无法修改,自适应能力有限,控制精度相对较低^[12]。文献[13]提

出基于 Smith 预估的变论域模糊自调整内模控制,实现论域伸缩,控制性能得到提升,但 Smith 预估的算法结构与 PID 相比不便于分析,没有 PID 形式的算法应用广泛。文献[14]提出变论域模糊自整定 PID 内模控制,提高了系统的自适应能力和控制精度,但采用 Pade 级数,从局部近似纯滞后环节逼近精度低,缺乏理论推导和严谨性。

综上所述,文中利用 Taylor 逼近,从控制器的整体出发,保证较高的逼近精度,严格推导出内模控制的 PID 形式。在此基础上,引入变论域模糊控制,不仅能有效降低模型失配对系统闭环稳定性的影响,还能在解决非线性问题的基础上,实现论域伸缩自适应,提高目标跟踪性和控制精度,使控制系统的综合性能指标得到明显提升。

1 变论域模糊 Taylor 逼近型内模 PID

1.1 Taylor 逼近型内模 PID 理论与模型

内模控制结构如图 1 所示。

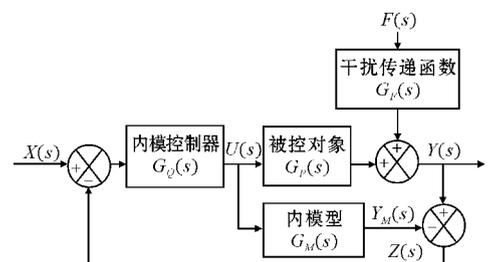


图1 内模控制结构原理

由图1可知其被控量 $Y(s)$ 的输出:

$$Y(s) = \frac{G_Q(s)G_P(s)}{1+G_Q(s)[G_P(s)-G_M(s)]}X(s) + \frac{G_f(s)}{1+G_Q(s)[G_P(s)-G_M(s)]}F(s) \quad (1)$$

反馈信号 $Z(s)$ 的表达式为

$$Z(s) = Y(s) - Y_M(s) = U(s)[G_P(s) - G_M(s)] + F(s)G_F(s) \quad (2)$$

当 $G_M(s) = G_P(s)$, 即内模型精确时, 由式(2)可知, 反馈信号 $Z(s) = F(s)G_F(s)$, 即反馈信号只存在外部干扰成分。若在无外部干扰影响的情况下, $Z(s) = 0$ 相当于开环 $F(s)$ 控制, 说明在内模控制中, $Z(s)$ 主要反映的是内模型 $G_M(s)$ 的不精确性和外部干扰等带来的影响。图1等效为反馈控制结构如图2所示。

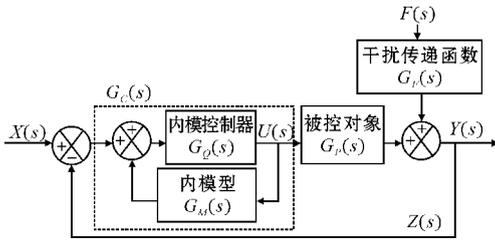


图2 内模等效反馈控制结构

由图2可知, 等效反馈控制器 $G_C(s)$ 的表达式为

$$G_C(s) = \frac{G_Q(s)}{1 - G_Q(s)G_M(s)} \quad (3)$$

则被控量 $Y(s)$ 的等效输出为

$$Y(s) = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1+G_C(s)G_P(s)}X(s) + \frac{G_F(s)}{1+G_C(s)G_P(s)}F(s) \quad (4)$$

将式(3)代入式(4)得:

$$Y(s) = \frac{G_Q(s)G_P(s)}{1+[G_P(s)-G_M(s)]G_Q(s)}X(s) \quad (5)$$

根据式(5)可知, 理想情况下, 当 $G_M(s) = G_P(s)$, 在设计内模控制器时, 若满足 $G_Q(s) = G_M^{-1}(s)$, 且内模型 $G_M(s)$ 的逆模型 $G_M^{-1}(s)$ 存在, 则将其代入式(5)有

$$Y(s) = \frac{G_M^{-1}(s)G_M(s)}{1+G_M^{-1}(s)[G_M(s)-G_M(s)]}X(s) + \frac{[1-G_M^{-1}(s)G_M(s)]G_f(s)}{1+G_M^{-1}(s)[G_M(s)-G_M(s)]}F(s) = X(s) \quad (6)$$

由式(6)可知, 理想控制器在所有时域内和干扰的影响下, 系统输出都等于输入, 即 $Y(s) = X(s)$, 能抑制干扰影响, 实现对输入的无偏差跟踪。

与 Smith 预估控制相似, 精确的内模型很难获得, 而模型误差对内模控制系统的稳定性影响非常大, 且被控对象 $G_P(s)$ 常含有滞后项, 使内模型的逆 $G_M^{-1}(s)$ 含有超前项, 以至于 $G_Q(s)$ 在物理上难以实现。

因此实际的内模控制器设计如下, 将 $G_M(s)$ 分解

为

$$G_M(s) = G_{M_-}(s)G_{M_+}(s) \quad (7)$$

式中, $G_{M_-}(s)$ 为最小相位部分即可逆部分, $G_{M_+}(s)$ 为纯滞后及不稳定的零点部分。

再引入低通滤波器:

$$f(s) = \frac{1}{(1+ns)^r} \quad (8)$$

式中, n 为滤波系数, r 为相对阶次, 与 $G_{M_-}(s)$ 相除得

$$G_Q(s) = \frac{f(s)}{G_{M_-}(s)} = f(s)G_{M_-}^{-1}(s) \quad (9)$$

在大多数情况下, 温度被控对象的数学模型可以等效为带有纯滞后的一阶惯性环节, 其传递函数为^[1]

$$G_P(s) = \frac{K}{Ts+1}e^{-\tau s} \quad (10)$$

式中, s 为复变量, K 为静态增益, T 为时间常数, τ 为滞后时间。

设 $G_M(s) = G_P(s)$, 根据式(7)将 $G_M(s)$ 分解为

$$G_{M_-}(s) = \frac{K}{Ts+1} \quad (11)$$

$$G_{M_+}(s) = e^{-\tau s} \quad (12)$$

将式(8)、(11)代入式(9)得:

$$G_Q(s) = \frac{1}{(1+ns)^r} \frac{Ts+1}{K} \quad (13)$$

将式(13)和式(9)代入式(3)得:

$$G_C(s) = \frac{f(s)G_{M_-}^{-1}(s)}{1-f(s)G_{M_-}^{-1}(s)G_{M_-}(s)G_{M_+}(s)} = \frac{Ts+1}{K[(1+ns)^r - e^{-\tau s}]} \quad (14)$$

因标准的 PID 具有如下表达式:

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (15)$$

为使等效反馈控制器 $G_C(s)$ 具有式(15)的形式,

设

$$G_C(s) = \frac{1}{S}U(s) \quad (16)$$

$$U(s) = \frac{sG_{M_-}^{-1}(s)}{f^{-1}(s) - G_{M_+}(s)} \quad (17)$$

利用泰勒逼近, 将 $U(s)$ 展开可得

$$G_C(s) = \frac{1}{S} \left[sU'(0) + U(0) + s^2 \frac{U''(0)}{2} \right] = U'(0) \left[1 + U(0) \frac{1}{S} + \frac{U''(0)}{2} s \right] \quad (18)$$

将式(18)与标准 PID 式(15)进行对比分析可知,

$$\begin{cases} K_p = U'(0) \\ T_i = \frac{U'(0)}{U(0)} \\ T_d = \frac{U''(0)}{2U'(0)} \end{cases} \quad (19)$$

为简化式(17)的求导复杂度,设中间函数:

$$V(s) = \frac{f^{-1}(s) - G_{M_+}(s)}{s} \quad (20)$$

则 $U(s)$ 可以表示为

$$U(s) = \frac{G_{M_-}^{-1}(s)}{V(s)} \quad (21)$$

根据式(21)导出式(19)的 $U(0)$ 、 $U'(0)$ 、 $U''(0)$ 的表达式

$$U(0) = \frac{1}{G_{M_-}(0)V(0)} \quad (22)$$

设 $Z = G_{M_-}(0)V(0)$, 则 $U(0) = \frac{1}{Z}$, 可以导出:

$$U'(0) = \left(\frac{1}{Z}\right)' = -\frac{G'_{M_-}(0)V(0) + G_{M_-}(0)V'(0)}{[G_{M_-}(0)V(0)]^2} \quad (23)$$

$$U''(0) = -\left(\frac{Z'}{Z^2}\right)' = U'(0) \left[\frac{Z''}{Z'} + 2ZU'(0)\right] \quad (24)$$

将 $Z = G_{M_-}(0)V(0)$ 代入式(24)得:

$$U''(0) = -\frac{G'_{M_-}(0)V(0) + G_{M_-}(0)V'(0)}{[G_{M_-}(0)V(0)]^2} \cdot \left\{ \left[\frac{G''_{M_-}(0)V(0) + 2G'_{M_-}(0)V'(0) + V''(0)G_{M_-}(0)}{G'_{M_-}(0)V(0) + G_{M_-}(0)V'(0)} \right] - \left[\frac{G'_{M_-}(0)V(0) + G_{M_-}(0)V'(0)}{[G_{M_-}(0)V(0)]^2} \cdot 2G_{M_-}(0)V(0) \right] \right\} \quad (25)$$

式(22)、(23)、(25)中, $V(0)$ 、 $V'(0)$ 、 $V''(0)$ 的表达式分别为

$$V(0) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{f^{-1}(s) - G_{M_+}(s)}{s} = m + \tau \quad (26)$$

$$V'(0) = \left[\frac{(1+ns)^r - e^{-\tau s}}{s} \right]' \Big|_{s=0} = \frac{n^2 r(r-1) - \tau^2}{2} \quad (27)$$

同理可得

$$V''(0) = \left[\frac{(1+ns)^r - e^{-\tau s}}{s} \right]'' \Big|_{s=0} = \frac{n^2 r(r-1)(r-2) + \tau^3}{3} \quad (28)$$

式(22)、(23)、(25)中, $G_{M_-}(0)$ 、 $G'_{M_-}(0)$ 、 $G''_{M_-}(0)$ 的表达式分别为

$$G_{M_-}(0) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K}{Ts+1} = K \quad (29)$$

$$G'_{M_-}(0) = \left(\frac{K}{Ts+1} \right)' \Big|_{s=0} = -KT \quad (30)$$

$$G''_{M_-}(0) = \left(\frac{K}{Ts+1} \right)'' \Big|_{s=0} = 2KT^2 \quad (31)$$

将式(26)、(29)代入式(22)可得:

$$U(0) = \frac{1}{K(m+\tau)} \quad (32)$$

将式(26)、(27)、(29)、(30)代入式(23)可得:

$$U'(0) = \frac{K \left\{ T(m+\tau) - \left[\frac{n^2 r(r-1) - \tau^2}{2} \right] \right\}}{[K(m+\tau)]^2} \quad (33)$$

将式(26)~(31)代入式(25)可得

$$U''(0) = U'(0) \left\{ \left[\frac{2KT^2(m+\tau)}{K(n^2 r(r-1) - \tau^2) - KT(m+\tau)} - \frac{KT(n^2 r(r-1) - \tau^2)}{K(n^2 r(r-1) - \tau^2) - KT(m+\tau)} + \frac{K(n^2 r(r-1)(r-2) + \tau^3)}{3} \right] + U'(0) [2K(m+\tau)] \right\} \quad (34)$$

将式(32)~(34)代入式(19)得:

$$K_p = \frac{T(m+\tau) - \left[\frac{n^2 r(r-1) - \tau^2}{2} \right]}{K(m+\tau)^2} \quad (35)$$

$$T_i = \frac{T(m+\tau) - \left[\frac{n^2 r(r-1) - \tau^2}{2} \right]}{m+\tau} \quad (36)$$

$$T_d = \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{2T^2(m+\tau)}{n^2 r(r-1) - \tau^2 - T(m+\tau)} - \frac{T(n^2 r(r-1) - \tau^2)}{n^2 r(r-1) - \tau^2 - T(m+\tau)} + \frac{n^2 r(r-1)(r-2) + \tau^3}{3} \right] + \frac{n^2 r(r-1) - \tau^2}{2} - T(m+\tau) \right\} \quad (37)$$

为使式(13)中内模控制器 $G_Q(s)$ 的传递函数为复变量 s 的有理真分式函数,则式(8)中低通滤波器参数 r 的取值应有 $r \geq 1$ 。采用一阶低通滤波器即取 $r=1$, 分别代入式(35)~(37)得出:

$$K_p = \frac{1}{K(n+\tau)} \left[T + \frac{\tau^2}{2(n+\tau)} \right] \quad (38)$$

$$T_i = T + \frac{\tau^2}{2(n+\tau)} \quad (39)$$

$$T_d = \frac{\tau^2}{2(n+\tau)} \left[1 - \frac{\tau}{3T_i} \right] \quad (40)$$

与需要调节3个参数的传统PID算法相比,从式(38)~(40)可知,内模PID算法只需改变1个参数,即滤波系数 n ,就能对PID3个参数进行调节,大大降低参数调节的难度。但是,通过手动调节内模PID中

的滤波系数 n 依然比较烦琐。因为当 $G_M(s)$ 与被控对象 $G_P(s)$ 不匹配时,闭环系统控制品质将变差。此时,需要通过调节滤波系数 n 满足系统的控制要求。滤波系数 n 越大,系统震荡越小,但控制响应越慢。滤波系数 n 越小,系统控制响应越及时,但系统震荡越大。假设内模型的传递函数表示为

$$G_M(s) = G_P(s) = \frac{O(s)}{R(s)} e^{-\tau s} \quad (41)$$

则滤波系数 n 的选择需满足:

$$n \geq \left[\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{R(s)O(0)}{20s^{\tau}O(s)R(0)} \right]^{\frac{1}{\tau}} \quad (42)$$

因此,在满足式(42)的提前下,需要将滤波系数 n 调节到一个合适的值,在系统震荡尽量小的同时,使系统响应尽量快,使二者满足一种平衡状态,以此达到最佳控制品质。

1.2 变论域模糊内模 PID 理论与模型

将内模 PID 控制与模糊控制相结合,利用模糊控制中的在线推理功能,自动调节滤波系数 n 达到某一适中值,使控制系统实现最佳控制指标如图 3 所示。

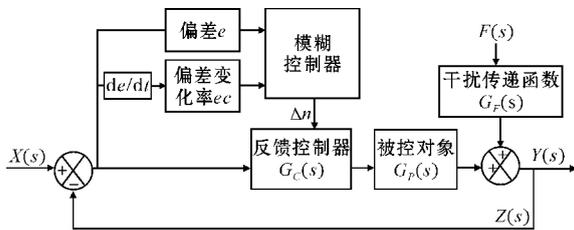


图 3 模糊内模 PID 控制结构

根据式(10),设被控对象 $G_P(s)$ 的实际参数表达式为

$$G_P(s) = \frac{1}{200s+1} e^{-80s} \quad (43)$$

由式(43)可知:

$$\frac{\tau}{T} = \frac{80}{200} = 0.4 > 0.3 \quad (44)$$

因此, $G_P(s)$ 的滞后系数大于 0.3,为典型的大滞后过程^[15]。

又根据式(42)得

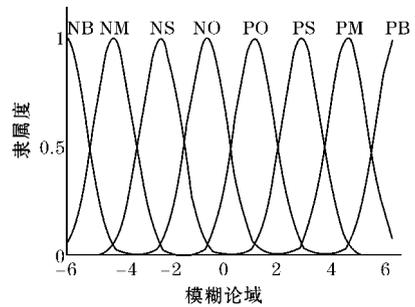
$$n \geq \left[\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{200s+1}{20s} \right] = 10 \quad (45)$$

设定温度控制系统的目标控制温度为 35 ℃, 25 ℃ 以下采用全功率加热,在 25 ℃ ~ 35 ℃ 采用算法加热。文中采用 Mamdani 型模糊推理系统,确定偏差 e 、偏差变化率 ec 以及滤波系数 Δn 的基本论域后,再将其量化成模糊论域,其论域表如表 1 所示。

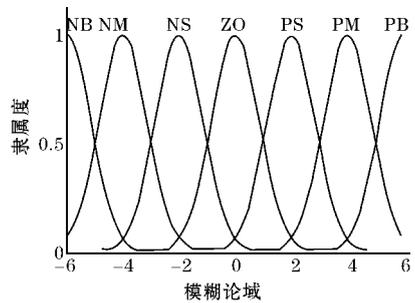
表 1 论域的选取

变量	e	ec	Δn
基本论域	$[-10, 10]$	$[-3, 3]$	$[10, 170]$
模糊论域	$[-6, 6]$	$[-6, 6]$	$[1, 5]$
量化比例因子	0.6	2	40

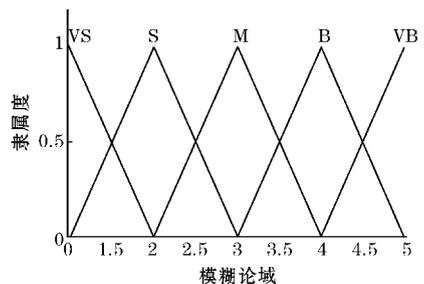
输入变量 e 取 8 个模糊子集,其语言变量为 {NB, NM, NS, NO, PO, PS, PM, PB},输入变量 ec 取 7 个模糊子集,其语言变量为 {NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB},考虑输入的平滑性,采用 Gaussmf 型函数作为输入变量的隶属度函数。输出变量 Δn 取 5 个模糊子集,其语言变量为 {VS, S, M, B, VB}。考虑输出的稳定性,采用 Trimf 型函数作为输出变量的隶属度函数,如图 4 所示。



(a) 偏差 e 的隶属度函数



(b) 偏差变化率 ec 的隶属度函数



(c) 滤波系数 n 的隶属度函数

图 4 变量隶属度函数图

模糊内模 PID 算法控制规则整定的基本思路是:根据误差 e 和误差变化率 ec 的大小,决定滤波系数 n 的取值。当误差较大时,为迅速减小误差, n 应该取较小的值,随着误差 e 的减小,滤波系数 n 应逐渐增大。当误差很小时,如果系统的动态响应曲线出现超调的趋势,应将滤波系数 n 取较大值,以避免出现超调,甚至发生系统震荡。如果此时,系统的动态响应曲线缓慢趋向

于目标值,则为保证加快响应速度,防止出现超调,滤波系数 n 应取适当值^[5]。因此,依据偏差 e 和偏差变化率 ec 的模糊子集个数,生成 56 条模糊控制规则:

规则 1: If (e is NB) and (ec is NB) then (Δn is VS)

.....

规则 56: If (e is PB) and (ec is PB) then (Δn is VS)

根据 56 条模糊控制规则推理模糊内模 PID 算法中的滤波系数 n 的模糊增量 Δn , 并采用重心法计算:

$$u_0 = \frac{\sum_{i=1}^k u_i U(u_i)}{U(u_i)} \quad (46)$$

其中, u_i 为论域中的每个元素, $U(u_i)$ 为模糊论域 U 中每个元素对应的隶属度。最后得到更新后的模糊内模 PID 中的滤波系数 n , 其更新公式为

$$n = n' + \Delta n \quad (47)$$

式中, n' 为初始滤波系数。

由于常规的模糊控制在选取模糊变量的论域时,往往难以选在足够精确的范围内,且变量的论域选定后不随外界的影响而变化。当论域范围选择过小时,模糊系统的调节范围会超过论域范围,导致超调的发生。当论域范围选择过大时,模糊系统使用的模糊规则较少,导致控制精度下降,具有一定的局限性^[16]。

在模糊内模 PID 的基础上引入变论域控制,使模糊变量的论域随着误差的变化而实时改变,进而更加准确地在线推算出滤波系数 n 的值,进一步提升系统的综合性能指标。

变论域的实质是:在控制规则不变的情况下,通过设计变量的论域伸缩因子 $\alpha(x)$, 自动调节量化因子或比例因子的大小,当误差增大时,论域扩展,能降低时变性误差,提升响应速度;当误差减小时,论域压缩,从局部看相当于增加规则,提高控制精度,从而实现自动调节变量论域范围的效果^[17]。

$$X(x) = [-\alpha(x)Y, \alpha(x)Y] \quad (48)$$

式中, $X(x)$ 为变量的伸缩论域, $\alpha(x)$ 为变量的伸缩因子, $[-Y, Y]$ 为变量的初始论域。

伸缩因子的设计方法有函数设计法和模糊推理设计法,在设计时需要满足:单调性、非零性、协调性、对偶性等性质^[18]。考虑到结构简单、算法易于实现等因素^[19],采用基于函数形式的输入论域伸缩因子,其常见表达式为

$$\begin{cases} \alpha(e) = 1 - \lambda e^{-ke^2} \\ \alpha(ec) = 1 - \lambda e^{-kec^2} \end{cases} \quad (49)$$

式中, $\lambda \in (0, 1)$, $k > 0$ 。

由于 PID 3 个可调参数 K_p 、 K_I 、 K_D 对系统性能的影响各不相同,而在提出的算法中, PID 3 个可调参数值,均由式(46)在线整定低通滤波系数 n' 后,再代入式(38)~(40)计算。因此,为了既能保证系统的稳定性,又能使系统的性能指标有明显提升,故只对模糊输

入变量偏差 e 和偏差变化率 ec 进行变论域控制。其控制系统结构如图 5 所示。

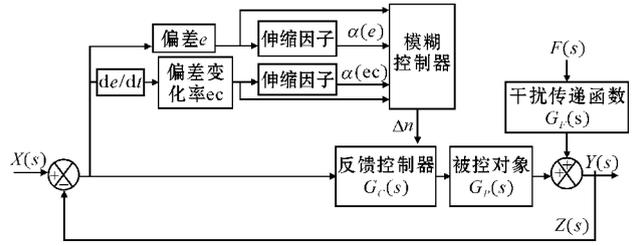


图5 本文算法控制结构

根据式(49),选取伸缩因子具体参数表达式为

$$\begin{cases} \alpha(e) = 1 - 0.9e^{-0.01e^2} \\ \alpha(ec) = 1 - 0.1e^{-0.01ec^2} \end{cases} \quad (50)$$

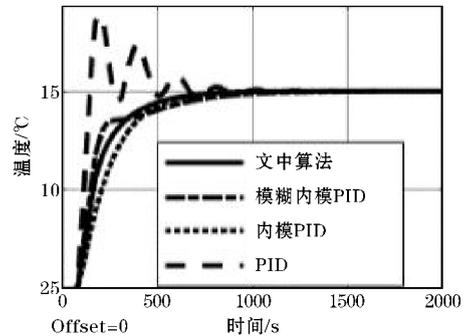
2 仿真分析

由表 1 可知,本文算法和模糊内模 PID 的初始滤波系数均设为 $n = 10$,内模 PID 的滤波系数设为 $n = 170$ 。根据式(43)的被控模型及传统 PID 参数计算法,计算 PID 与 Smith-PID 的参数为 $K_p = 3.0$ 、 $K_I = 0.017$ 、 $K_D = 120$ 。再选取仿真时间为 2000 s,比较本文算法与 PID、Smith-PID、内模 PID、模糊内模 PID 的性能指标。

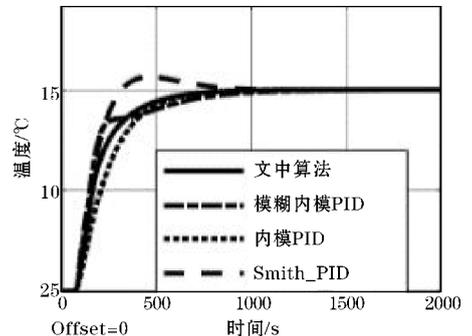
根据式(43),当 $G_M(s)$ 与 $G_P(s)$ 完全匹配时,即

$$G_M(s) = G_P(s) = \frac{1}{200s+1} e^{-80s} \quad (51)$$

5 种算法的系统输出响应曲线如图 6 所示。



(a) 加入 PID 算法对比



(b) 加入 Smith-PID 对比

图6 模型完全匹配时 5 种算法的系统输出响应曲线

根据图 6,利用 Matlab 测量并计算 5 种算法的性能指标如表 2 所示。

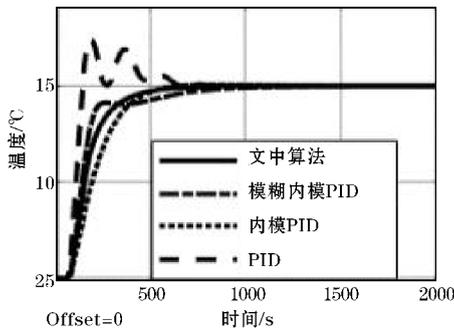
表 2 模型完全匹配时 5 种算法的性能指标对比

控制算法	本文 算法	模糊 内模 PID	内模 PID	SmithPID	PID
超调量/%	0	0	0	6.4	38.30
调节时间/s	617.36	818.92	623.22	675.50	735.55
延迟时间/s	94.32	78.16	136.62	68.10	32.99
上升时间/s	302.74	1790.4	351.49	163.49	65.41

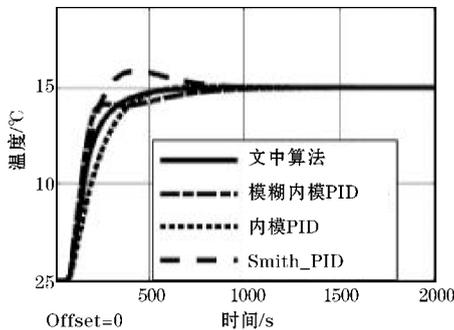
与式(43)相比,当 $G_M(s)$ 与 $G_P(s)$ 不匹配时,如:

$$G_M(s) = \frac{0.9}{190s+1}e^{-75s} \quad (52)$$

5 种算法的系统输出响应曲线如图 7 所示。



(a) 加入 PID 算法对比



(b) 加入 Smith-PID 对比

图 7 当 $G_M(s)$ 为式(52)时 5 种算法的系统输出响应曲线

根据图 7,利用 Matlab 测量并计算出 5 种算法的性能指标如表 3 所示。

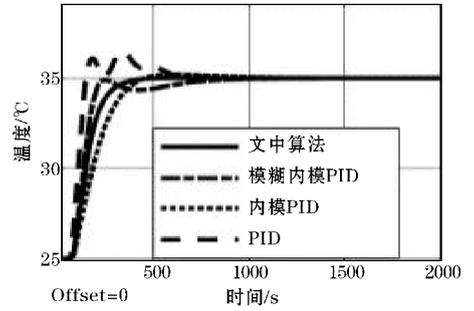
表 3 当 $G_M(s)$ 为式(52)时 5 种算法的性能指标对比

控制算法	本文 算法	模糊内 模 PID	内模 PID	SmithPID	PID
超调量/%	0	0	0.5	8.4	24.00
调节时间/s	463.38	728.49	463.98	694.26	544.27
延迟时间/s	88.74	74.08	126.74	85.13	34.93
上升时间/s	229.08	1580.7	284.97	226.37	70.03

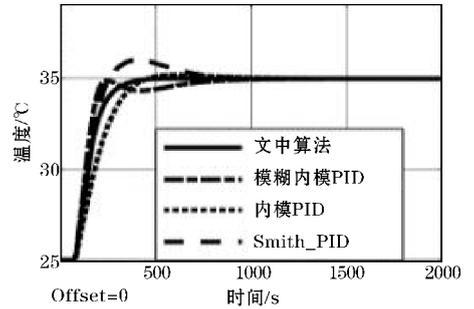
与式(43)相比,当 $G_M(s)$ 为

$$G_M(s) = \frac{0.8}{180s+1}e^{-70s} \quad (53)$$

5 种算法的系统输出响应曲线如图 8 所示。



(a) 加入 PID 算法对比



(b) 加入 Smith-PID 对比

图 8 当 $G_M(s)$ 为式(53)时 5 种算法的系统输出响应曲线

根据图 8,利用 Matlab 测量并计算出 5 种算法的性能指标如表 5 所示。

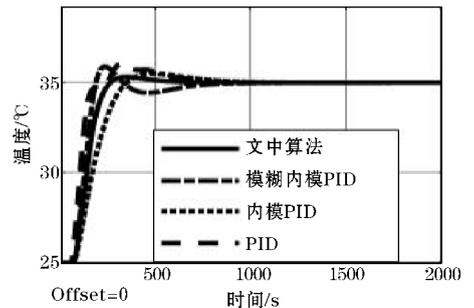
表 4 当 $G_M(s)$ 为式(53)时 5 种算法的性能指标对比

控制算法	本文 算法	模糊内 模 PID	内模 PID	SmithPID	PID
超调量/%	0.2	0	2.1	10.4	14.7
调节时间/s	306.32	665.43	603.83	672.46	537.47
延迟时间/s	80.47	75.65	121.99	72.40	37.42
上升时间/s	162.29	1394.1	358.06	190.16	78.00

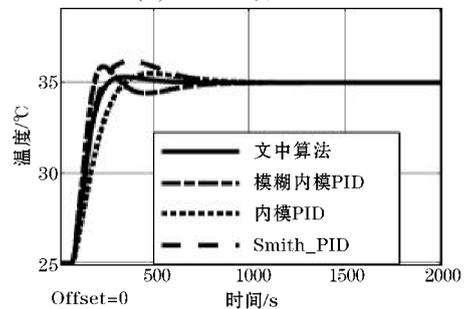
与式(43)相比,当 $G_M(s)$ 为

$$G_M(s) = \frac{0.7}{170s+1}e^{-65s} \quad (54)$$

5 种算法的系统输出响应曲线如图 9 所示。



(a) 加入 PID 算法对比



(b) 加入 Smith-PID 对比

图 9 当 $G_M(s)$ 为式(54)时 5 种算法的系统输出响应曲线

根据图9,利用 Matlab 测量并计算出5种算法的性能指标如表5所示。

表5 当 $G_M(s)$ 为式(54)时5种算法的性能指标对比

控制算法	本文 算法	模糊内 模 PID	内模 PID	SmithPID	PID
超调量/%	3.1	8.8	5.5	12.1	10.6
调节时间/s	381.51	621.35	663.29	650.18	602.76
延迟时间/s	71.24	59.62	100.40	69.15	40.68
上升时间/s	118.48	120.38	184.21	161.96	182.96

由图6和表2可知,当被控对象模型完全匹配时,本法算法、模糊内模PID算法以及内模PID算法,均无超调量,但本文算法的调节时间最短,系统总体快速性最好。延迟时间与上升时间,只表征系统在响应初始阶段的快慢^[1],对系统整体的稳定性和快速性没有影响。传统PID和Smith-PID均存在较大超调量,系统稳定性较差。

根据图7~9和表3~5可知,随着内部模型与被控对象模型的误差逐渐增大,本文算法依然保持着超调量最小、调节时间最短、综合指标最佳的控制性能。模糊内模PID和内模PID的调节时间较长,超调量相较于本文算法更大。而传统PID算法依然存在着较大超调量,Smith-PID对模型误差最为敏感,即使轻微误差也会使其超调量增加。

3 结束语

当出现理论模型与实际被控对象模型不匹配时,利用 Matlab 中的 Simulink 仿真表明:基于变论域模糊控制的 Taylor 逼近型内模PID算法与PID算法、Smith-PID算法、内模PID算法以及模糊内模PID算法等相比,不仅降低系统超调量,避免系统发生剧烈震荡,提高系统稳定性,有效改善模型失配带来的影响。减少控制器调节参数的数量,实现滤波器参数在线自整定,误差变量论域自调节,使系统具有更好的动态响应品质,更高的目标跟踪精度及更快的整体调节速度,综合控制性能指标最佳。

参考文献:

[1] 张皓,高瑜翔.前馈反馈 Smith 预估模糊 PID 组合温度控制算法[J].中国测试,2020,46(11):132-138.

[2] Pu C Z, Sun X J. Research on temperature control of Box-Type resistance furnace based on fuzzy PID [J]. International core journal of engineering, 2021, 7(1).

[3] Li Z W, Bai J J, Zou H B. Modified Two-Degree-Of-Freedom smith predictive control for processes with Time-Delay [J]. Measurement and control, 2020, 53(3/4).

[4] 王春阳,辛瑞昊,史红伟.针对大滞后系统的滞后时间削弱自抗扰控制方法[J].吉林大学学报(工学版),2017,47(4):1231-1237.

[5] 赵志诚,文新宇.内模控制及其应用[M].1版.北京:电子工业出版社,2012.

[6] Kumar M, Prasad D, Giri B S, et al. Temperature control of fermentation bioreactor for ethanol production using IMC-PID controller[J]. Biotechnology reports, 2019, 22.

[7] 龙再萌.基于IMC-PID控制的采煤机自动调高系统研究[J].煤炭工程,2019,51(8):169-172.

[8] Wang T, Miao H B, Shi S Y, et al. A method of robot grinding force control based on internal model control principle[J]. Journal of physics: conference series, 2021, 1748(2).

[9] Ye L Z, Liang C, Li X L, et al. Energy efficiency improvement of Eddy-Current braking and heating system for electric bus based on fuzzy control[J]. IET Electrical systems in transportation, 2020, 10(4).

[10] 覃美烘.基于模糊内模-PID的包装机热封切刀温度控制[J].包装工程,2019,40(11):166-171.

[11] Nath U M, Dey C C, Rajani K, et al. Fuzzy Rule-Based auto-tuned internal model controller for Real-Time experimentation on temperature and level processes[J]. International journal of automation and control, 2020, 14(2).

[12] 司陆军,黄巧亮.无刷直流电机变论域模糊PI控制系统研究[J].计算机仿真,2020,37(12):214-218.

[13] 王璐.时滞系统变论域模糊自调整内模控制[D].北京:北京化工大学,2008.

[14] 张明光,王鹏,王兆刚,等.变论域模糊自整定PID内模控制在主汽温控制系统中的应用研究[J].工业仪表与自动化装置,2008(3):21-24.

[15] 王再英,刘淮霞,陈毅静.过程控制系统与仪表

- [M].2版.北京:机械工业出版社,2006:228.
- [16] Wang Y Z, Wei M, Hu X, et al. Research on variable universe fuzzy PID control strategy of pipe lining induction heating system[J]. modeling and simulation in engineering,2020.
- [17] 鲍克勤,孙蕊,黄伟.基于变论域模糊理论的海水淡化温控系统[J].计算机仿真,2020,37(8):148-152.
- [18] 马跃,杨迎,刘海波,等.基于变论域模糊PID的混炼造粒机机筒温度控制[J].塑料,2018,47(1):122-125.
- [19] 吕广强,许文敏,王谱宇.基于变论域模糊PI自适应控制的电力弹簧控制策略[J].电力系统自动化,2020,44(18):172-178.

Taylor Approximation Type Internal Model PID Algorithm based on Variable Universe Fuzzy Control

ZHANG Hao^{1,2}, GAO Yuxiang^{1,2}, CAO YuanJie^{1,2}, MA Teng^{1,2}, HUANG Tianci^{1,2}

(1. College of Communication Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China; 2. Meteorological Information and Signal Processing Key Laboratory of Sichuan Education Institutes, Chengdu 610225, China)

Abstract: When the traditional PID algorithm and Smith predictor control the temperature object, there are problems such as low control accuracy, poor adaptive ability, and extreme sensitivity to model errors, which seriously affect the control quality. By using the Taylor approximation method, the internal model control is combined with the PID algorithm, which not only reducing the adjustment parameters but also effectively reduces the influence of the model mismatching system. The variable universe fuzzy control is introduced, which can not only realize the parameter online self-tuning but also improve the adaptability and control accuracy of the system. Matlab simulation shows that when the model has errors, compared with the traditional algorithm, the algorithm in this paper has the lowest overshoot, the best stability, and the highest comprehensive performance index.

Keywords: variable universe fuzzy internal model; Taylor approximation; internal model control; temperature object