

第四章 控制器设计

4.1 基本 PID 控制器

4.1.1 模拟 PID 控制器

PID 是一种线性控制器,它根据给定值 $r(t)$ 与实际输出值 $y(t)$ 构成偏差 $e(t)$,

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (4-1)$$

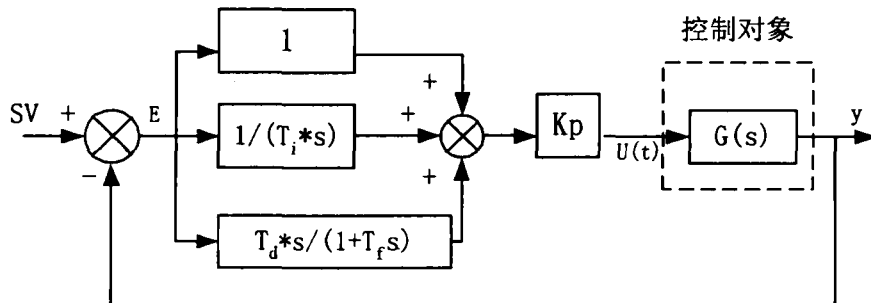
将偏差的比例(P)、积分(I)、微分(D)通过线性组合构成控制量,对被控对象进行控制。其控制算式为 $U(t)$:

$$U(t) = K_p[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (4-2)$$

K_p ----- 比例增益

T_i, T_d ----- 积分、微分时间常数

在 PID 控制器的算法中,比例环节反映系统的偏差信号 $e(t)$,偏差一旦产生,控制器立即产生控制作用减少偏差,不能消除稳态误差;积分环节用于消除静差,提高系统的无差度,积分作用的强弱取决于积分时间常数 T_i , T_i 越大,积分作用越弱;微分环节能反映偏差的变化趋势,并能在偏差信号值变得太大之



图一 PID控制器结构图

前,在系统中引入一个早期修正信号,减小调节时间。

微分环节的引入,改善了系统的动态特性,但微分环节对于高频干扰特别敏感。为了克服这个缺点,通常情况下,都在微分项前加一个一阶惯性环节 $1/(T_f s + 1)$ (低通滤波器),称为不完全微分。具有不完全微分的连续 PID 的传递函数为:

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + T_f s} \right) \quad (4-3)$$

在控制器中微分环节中的惯性环节的时间常数为 $T_f = \eta T_d$, η 一般在 $0.2 \sim 0.1$ 之间。这里选取 $\eta = 0.1$ 。

4. 1. 2 连续 PID 的离散化

在由计算机对被控对象进行控制时，需要对连续的 PID 控制器算法进行离散化，积分采用矩形数值积分、微分用后向差分数值微分，得到离散 PID 控制算法：

$$u(n) = P + I + D \quad (4-4)$$

$$P = K_p * e(n) \quad (4-5)$$

$$I = \frac{K_p * T}{T_i} \sum_{i=0}^n e(i) \quad (4-6)$$

$$D = \frac{K_p * T_d}{T} (e(n) - e(n-1)) \quad (4-7)$$

式中：T ----- 采样周期

P ----- 比例环节

I ----- 积分环节

D ----- 微分环节

在实际使用过程中，一般采用增量式 PID 控制算法

$$du(n) = dP + dI + dD \quad (4-8)$$

$$u(n) = u(n-1) + du(n) \quad (4-9)$$

$$dP = K_p \Delta e(n) \quad (4-10)$$

$$dI = \frac{K_p T}{T_i} e(n) \quad (4-11)$$

$$dD = a(D(n) - D(n-2)) + b(e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)) \quad (4-12)$$

$$a = \frac{\eta T_d}{T + \eta T_d}, b = \frac{K_p T_d}{T + \eta T_d} \quad (4-13)$$

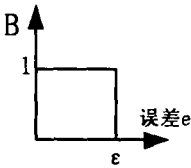
4. 2 数字 PID 控制器的改进

4. 2. 1 积分分离

在 PID 数字控制器中，引入积分环节的的主要目的是为了消除静差、提高控制精度。积分作用能消除系统的稳态误差，提高系统的控制精度，但是，由于积分作用中积分的累积，运算结果超过执行机构最大动作范围对应的极限控制量，引起系统较大的超调，使系统的稳定性下降。

为了消除积分作用的负面作用，增强系统的稳定性，采取在适当的时候加入或去掉积分作用，以提高控制精度。采取积分分离的控制算法，既保持了积分作用，又减小了超调量。

在一般情况下，根据实际情况，设定一个阈值 ε ($\varepsilon > 0$) 以及一个值为 1 或 0 的变量 B:

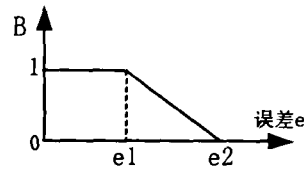
$$B = \begin{cases} 0 & \text{当 } |e(t)| > \varepsilon \\ 1 & \text{当 } |e(t)| < \varepsilon \end{cases}$$


PID 控制器的算法写成

$$u(t) = u(t-1) + (dP + B \cdot dI + dD) \quad (4-14)$$

也就是说，当偏差大于 ε 时，就完全取消积分。

在实践中发现，前述方法由于积分作用的或有或无，造成系统的反应速度降低，稳定性也没有从根本上解决，所以积分作用应该随着偏差的变化而变化，将变量 B 重新定义如下：

$$B = \begin{cases} 0 & \text{当 } |e(t)| > e_2 \\ \frac{e_2 - e(t)}{e_2 - e_1} & \text{当 } e_1 < |e(t)| < e_2 \\ 1 & \text{当 } |e(t)| < e_1 \end{cases}$$


当 $|e(t)| > e_1$ 时取消积分作用，当 $e_1 < |e(t)| < e_2$ 时，积分作用随偏差的增大逐渐减小，而不是在某一个阈值处完全取消。系统从而获得较好的动态特性和稳定性。

4. 2. 2 带死区的 PID

为了提高控制的稳定性，PID 控制器不一定在每个采样时刻都实施控制。采取当误差在某一个范围内时，PID 控制器不输出控制量，而保持上一次的控制量的方法，即当 $e > 0$ 且 $e < e_s$ 时， $u(t) = u(t-1)$ 。系统的 e_s 为 2°C 。这样，既提高了控制的稳定性，又避免了系统可能发生的振荡。

数字 PID 控制器算法程序流程图如图二所示。

4. 3 速率曲线控制

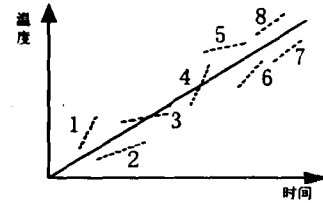
扩散炉的工艺曲线是一条速率升/降温曲线。所以，在系统工作过程中，要根据理论曲线去控制实际的升/降温曲线。

4. 3. 1 升温曲线的控制

升温时，理论温度减去实际测量温度作为 PID 控制器的输入误差值。设采样时间为 dt ，温度需要在 Δt 时间内由 t_1 度升至 t_2 度，设当前的时间为 T ，温度为 t ，则当前的误差 $e(t)$ 为

$$e(t) = (t_1 + \frac{T}{\Delta t}(t_2 - t_1)) - t \quad (4-15)$$

我们将在升温过程中所有可能遇到的情况列出如图所示，实线表示理论升温曲线，虚线表示可能的实际升温曲线。



为了使实际升温曲线能够接近理论升温曲线，需要判断当前的升温曲线以确定本次的控制策略。首先定义两个变量 e 和 Δe ， e 为本次误差， $\Delta e = e(n) - e(n-1)$ ，表示误差的变化率（误差的导数）。

1. $e * \Delta e < 0$ 或 $e = 0$ 时，表明系统的升温曲线正向理论升温曲线靠拢。说明误差的绝对值朝减小的方向变化，或者已经达到平衡，此时，可以考虑控制器的输出不变。如图中 5、6 的情况。
2. $e * \Delta e > 0$ 时，表明系统的升温曲线正远离理论升温曲线，可以考虑实施较强的控制，以达到扭转误差，使误差朝绝对值减小的方向变化，并迅速减小误差的绝对值。如图中 1、2、3、4 的情况。
3. $e * \Delta e = 0$ 但 $e \neq 0$ 时，表明系统的升温曲线与理论升温曲线平行或一致，如图中 7、8 的情况。

在上面所述第一种情况下，可以不施加控制，靠其惯性向理论曲线靠拢，在第二种情况下需要施加控制以避免系统的误差加大，在第三种情况下，当 $e < \epsilon$ （死区）时可以不加控制，否则需要进行控制。

综上所述，在升温段采用的控制算法见下表：

条件	输出量 $u(t)$
$e > M$	全开
$e < -M$	全关
$e * \Delta e < 0$ 或 $ e < \epsilon$	$u(t) = u(t-1)$
$e * \Delta e < 0$ 且 $ e > M1$	$u(t) = u(t-1) + k_p e(t)$
$e * \Delta e > 0$ 或 $e * \Delta e = 0$ 且 $ e > \epsilon$	$u(t) = u(t-1) + k * k_p e(t)$

其中 K 为放大系数， $K = 1.1$ ， $M = 40^\circ\text{C}$ ， $M1 = 10^\circ\text{C}$ ， $\epsilon = 2^\circ\text{C}$ 。

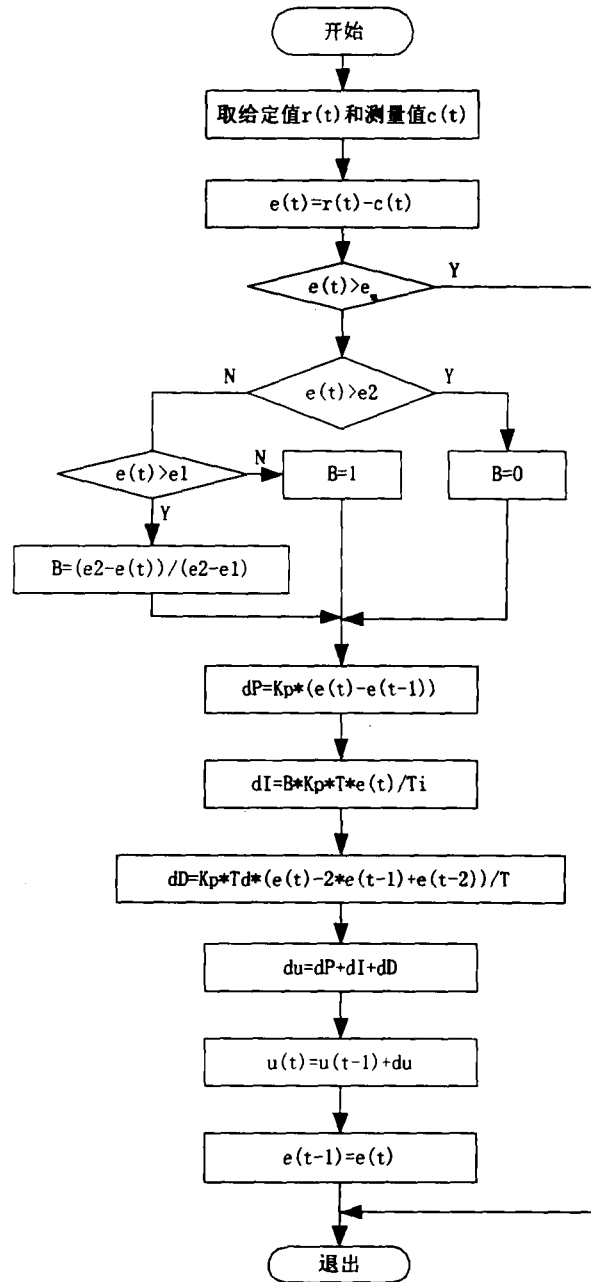
4. 3. 2 降温曲线的控制

降温时，采取用实际的温度减去理论温度作为 PID 控制器的输入误差值。例如，设采样时间为 dt ，温度在 Δt 时间内由 $t1$ 度降至 $t2$ 度，设当前的时间为 T ，温度为 t ，则当前的误差 $e(t)$ 为

$$e(t) = t - (t2 + \frac{T}{\Delta t}(t1 - t2)) \quad (4-16)$$

这样可以做到恒速率降温。降温曲线的 PID 控制器算法可以写为：

$$u(t) = u(t-1) - du(t) \quad (4-17)$$



图二 PID控制器控制算法程序流程图

第五章 PID 参数的整定

目前,有两种 PID 参数整定方法在实际工业过程中应用效果较好。一种是由福克斯波罗 (Foxboro) 公司推出的基于模式识别的参数整定方法,该方法不用获得过程实验模型,整定是基于类似有经验的操作者手动整定的规则。另一种是基于继电的参数整定方法,基于继电的参数整定方法是 Astrom 和 Hagglund 提出,该方法能够比较方便地获得过程临界信息。它通过在过程输出至其输入中连入继电非线性环节近似确定临界点。大多数过程都能够在一个有限的周期内产生振荡,其临界增益和临界周期由振荡的幅值和频率来决定。

5.1 Ziegler-Nichols 闭环整定方法

Z-N 的闭环整定方法是:系统工作在闭环纯比例控制的工作状态下,逐渐增加比例系数直至系统产生等幅振荡为止,这时的比例系数就是系统的临界增益 K_u ,振荡周期就是临界振荡周期 T_u 。在获得系统的临界振荡周期 T_u 和临界增益 K_u 后,用表一所示整定规则整定出 PID 控制器的参数。

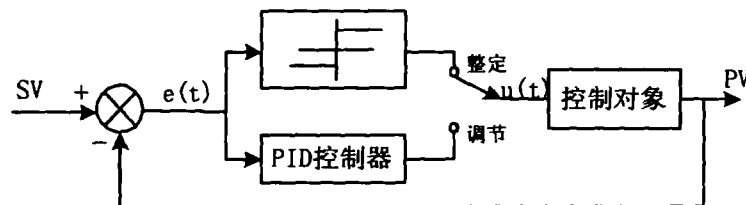
表一

	PID	PI
比例增益	$K_p=0.6K_u$	$K_p=0.45K_u$
积分时间	$T_i=0.5t_u$	$T_i=0.85t_u$
微分时间	$T_d=0.125t_u$	

Z-N 方法应用广泛,它不需要对系统的模型进行精确的辨识,只要系统在比例增益的控制下能够产生振荡就可以整定出 PID 的控制参数。所以为了测量系统的临界增益和临界周期,需要使系统接近临界状态。

5.2 继电自整定

基于继电反馈的参数整定方法由瑞典科学家 Astrom 提出,是目前应用较广的自整定方法,原理如图一所示。继电自整定 PID 控制器基本方法就是在控制系



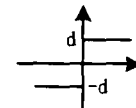
图一 继电自整定PID控制器原理

统中设置两种模式:整定模式和调节模式。在整定模式下,由一个继电非线性环节来测试系统的振荡频率 T_u 和增益 K_u ;而在调节模式下,根据整定后得出的 PID

控制器的参数对系统的动态性能进行调节。两个模式之间的切换是靠开关来实现的。当操作者认为需要重新调节 PID 控制器的参数时，他可以简单地按一下按钮，从当前的调节模式切换到整定模式，控制器自动整定 PID 参数，整定完成以后，自动切换到控制模式，系统继续运行。

5. 2. 1 继电自整定算法

继电自整定方法是以 ASTROM 提出的极限环法为基础，首先在系统中引入继电反馈，设 d 为继电特性的幅值，理想继电非线性环节的输出特性为：

$$u = \begin{cases} d & e \geq 0 \\ -d & e < 0 \end{cases}$$


继电非线性环节的描述函数为 $N(A) = 4d / (\pi A)$ ，假设在整定模式下有一周期为 T_u 和频率为 $\omega_u = 2\pi / T_u$ 的极限环，使继电器的输出是周期性的对称方波。如果继电器输出幅度为 d ，不难利用描述函数法得出误差信号的幅度 A 为

$$A = \frac{4d}{2\pi} |G(j\omega)| \quad (5-1)$$

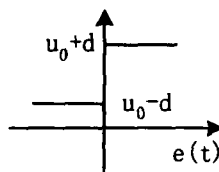
系统产生振荡的条件是：

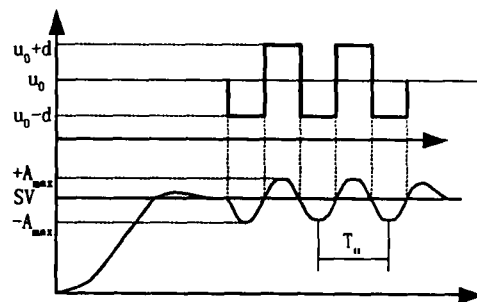
$$\arg G(j\omega) = -\pi \quad (5-2)$$

$$Ku = \frac{4d}{\pi A} = \left| \frac{1}{G(j\omega_u)} \right| \quad (5-3)$$

式中， K_u 可看成是继电特性在传输幅度为 A 的正弦信号的等价增益。所以从继电振荡曲线上，可得出动态过程数学模型的有用信息 T_u 和 K_u ，再利用 Z-N 法整定出 PID 控制器的参数。

在实际工业过程控制中，由于继电控制信号往往是系统执行器的输入信号，而这个信号不可能为负值，所以只能在最大控制量程内施加一 Bang-Bang 控制信号。如图二所示，其中， u_0 表示控制信号的中值， d 为划分的对称继电特性的振幅。因而有

$$u(t) = \begin{cases} u_0 + d & e \geq 0 \\ u_0 - d & e < 0 \end{cases}$$




图二 自整定过程曲线

对 $u(t)$ 进行 Fourier 展开，由于高次谐波的振幅要比一次谐波的小，而且控制系统由一阶惯性环节和滞后环节组成，因而具有低通特性。所以比起一次谐

波分量来, 高次谐波衰减了许多, 故可忽略不计, 所以

$$u(t) = u_0 + \frac{4d}{\pi} \sin(\omega t) \quad (5-4)$$

控制对象的传递函数 $G(s)$ 为

$$G(s) = \frac{K \exp(-\tau s)}{T_s + 1} \quad (5-5)$$

在阶跃激励下, 系统 (加非线性环节后) 达到稳态后:

$$\omega_c = 2\pi / T_u \quad (5-6)$$

$$G(j\omega_c) = -1 / K_u \quad (5-7)$$

由叠加原理

$$e(t) = SV - PV(t) = SV - Ku_0 + \frac{4d}{\pi K_u} \sin(\omega_c t) \quad (5-8)$$

所以

$$PV(t) = Ku_0 - \frac{4d}{\pi K_u} \sin(\omega_c t) \quad (5-9)$$

系统在振荡时的误差曲线是一个近似的正弦曲线即 $e(t) = A \sin(\omega_c t)$, 这时 $SV = Ku_0$, $A = 4d / (\pi K_u)$, 因而有等价的临界控制系数 K_u :

$$K_u = \frac{4d}{\pi A} \quad (5-10)$$

从式中可以看出, 被控对象输出的振荡幅值与继电特性的幅值成反比, 这样 A 就可以通过 d 来控制, 使之控制在实际过程允许的范围, 不会产生增幅振荡。

5. 2. 2 振幅 A 和周期 T_u 的估计

在实际整定时, 首先将系统稳定在某一个温度下, 然后, 将系统与继电环节相连, 系统在继电非线性的作用下产生等幅振荡。测量系统输出曲线一周期内的最低点 y_{\min} 及对应的时间 t_0 和最高点 y_{\max} 及对应的时间 t_1 , 最高点和最低点之差为 $2A$; 对应的时间差为 $T_u / 2$, 则:

$$A = 0.5(y_{\max} - y_{\min}) \quad (5-11)$$

$$T_u = 2(t_1 - t_0) \quad (5-12)$$

5. 2. 3 整定公式

在得到系统振荡的幅值 A 和周期 T_u 后, 将临界点移到幅值为 A_m 且相位为 $(-\pi + \psi_m)$ 的点上来确定 PID 控制器的参数:

$$K_p = K_u * \cos \psi_m \quad (5-13)$$

$$T_i = \alpha T_u \quad (5-14)$$

$$\omega_c = \frac{2\pi}{t_u} \quad (5-15)$$

$$Td = \frac{\tan \psi_m + \sqrt{\frac{4}{\alpha} + \tan^2 \psi_m}}{2\omega_c} \quad (5-16)$$

一般情况下 α 取 4, A_m 取 2, ψ_m 取 $\pi/4$, 简化后的 PID 参数整定公式:

$$K_p = K_u * \sqrt{2}/2 \quad (5-17)$$

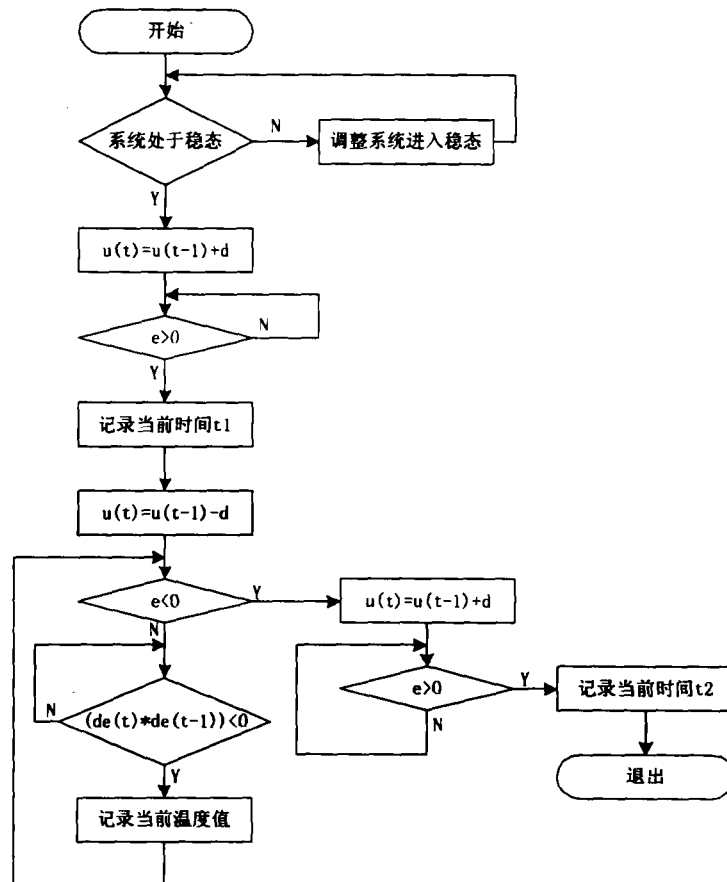
$$T_i = 4T_d \quad (5-18)$$

$$T_d = \frac{1 + \sqrt{2}}{2\omega_c} \quad (5-19)$$

$$\omega_c = \frac{2\pi}{t_u} \quad (5-20)$$

这样, 经过初步整定得到一组可以相位裕度为 45° 和幅值裕度为 4 的 PID 控制器的控制参数。

继电自整定 PID 控制器自整定部分的程序流程图如图三所示。



图三 继电自整定程序流程图

综上所述，基于继电振荡的 PID 参数自整定算法可归纳如下：

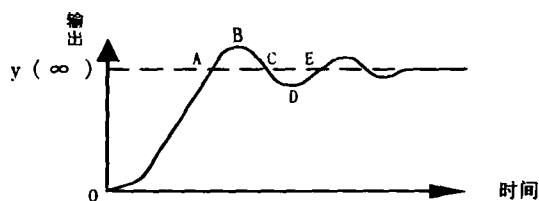
- 1) 启动自整定按键。
- 2) 计算 $e(t)=SV-PV$ 。当 $e(t)>0$ 时，取控制量为 (u_0+d) ；当 $e(t)<0$ 时，取控制量为 (u_0-d) 。
- 3) 计算临界振荡的 K_u 及 T_u 。
- 4) 利用 PID 参数整定公式计算 PID 参数的值。
- 5) 退出自整定过程，转入 PID 控制模式。

5.3 PID 控制器参数的在线调整

常规线性 PID 控制方法是通过合理调整误差信号的比例、积分和微分增益大小来对系统实施有效控制，设计中增大比例调节量能够提高响应速度，减小稳态误差，但过大又会导致超调振荡，使系统的稳定性变差；加入微分量，可以抑制超调，又会使响应速度变慢，大的积分增益有利于消除稳态误差，但会使系统的过度时间变长，在一般情况下，可以从上述矛盾中找到一组折中的增益参数来作为线性 PID 调节器的参数。

5.3.1 PID 控制器参数与动态响应的关系

采用传统 Z-N 规则，基于临界振荡方法提取特征值 K_u 、 T_u ，然后按照 Z-N 整定公式求得控制器参数，响应的上升时间短，但超调大。而且计算好以后在整个控制过程中是固定不变的，无法适应过程特性的变化，所以，对初步整定得出的控制参数应当进行修正。系统的阶跃响应曲线如图所示。设维持系统输出与设定值相等的 $u(k)$ 为 u_0 ，可以看出， $y(k)$ 在 AB 段的超调是由于 OA 段的 $u(k)$ 大于 u_0 ，



而且过程存在延迟（或惯性）造成的，BC 段回调是由于 AB 段的 $u(k)$ 小于 u_0 ，同样 CD 下超调是因为 BC 段 $u(k)$ 小和惯性的原因，DE 段回升是因为 CD 段的 $u(k)$ 升高，因此要想动态过程响应快，超调小，希望在 OA 段的开始取较大值，以加快响应速度，而在不到 A 点时， $u(k)$ 就应小下去，以避免超调，从以上的分析可以得出阶跃响应的不同段对 $u(k)$ 的要求，要求如下表所示：

	OA段	AB段	BC段	CD段	DE段
$u(k)$	先大后小	保持小	先小后大	保持大	先大后大并逐渐趋于稳定

将 PID 增量算式重写如下：

$$\Delta u(k) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i e(k) + K_d(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)) \quad (5-21)$$

即

$$\Delta u(k) = K_p \Delta e_k + K_i e + K_d(\Delta e_k - \Delta e_{k-1}) \quad (5-22)$$

系统在阶跃响应曲线的的不同阶段误差及误差变化率的符号如下表所示:

	OA段	AB段	BC段	CD段	DE段
e	大于零	小于零	小于零	大于零	大于零
Δe	小于零	小于零	大于零	大于零	小于零
$e^* \Delta e$	小于零	大于零	小于零	小于零	小于零

OA 段是系统在控制信号的作用下, 由静态到动态再向稳态转变的阶段。在这个阶段应尽快消除误差。由 PID 增量算式可知, 在 OA 段应加大误差的权, 即 K_i 取较大的值, 当快接近 A 点时, 为了减小超调, 应加大误差变化的权, 即增加 K_p 的值, 减小 K_i 的值, 这样反号的积分作用障碍了积分作用, 因而可以避免积分超调及随之带来的振荡, 有利于控制。AB 段: 系统输出已超过了稳态值, 向误差增大的方向变化。在此阶段, 控制作用应尽量压低超调, 当刚刚离开 A 点时, 应加大误差的变化的权, 即 K_p 取较大值 K_i 取较小值。依次类推, 可得 BC、CD、DE 段对 K_p 、 K_i 的要求。

综上所述, 将系统动态响应曲线的不同阶段, 误差、误差的变化率以及动态过程对 $u(k)$ 、 K_p 、 K_i 的不同要求列在下表二中, 表中 K_p 、 K_i 的大和小都是相对于 Z-N 规则的。 $u(k)$ 的大小相对 u_0 而言。

表 二

	OA段	AB段	BC段	CD段	DE段
de/dt	小于零	小于零	大于零	大于零	小于零
e	大于零	小于零	小于零	大于零	大于零
u(k)	先大后小	保持小	先小后大	保持大	先大后大并逐渐趋于稳定
K_p	先小后大	先大后小	先小后大	先大后小	先小后大并逐渐趋于稳定
K_i	先大后小	先小后大	先大后小	先小后大	先大后大并逐渐趋于稳定

5. 3. 2 PID 控制器参数的在线调整

由于 K_p 、 K_i 根据不同情况有不同的值, 我们定义一个变量 α , 将 α 作用于 K_p 、 K_i 、 K_d , 使 K_p 、 K_i 、 K_d 满足表二中规定的 K_p 、 T_i 、 T_d 的变化, 即

$$K_p = K_{p0} \frac{1}{\alpha} \quad (5-23)$$

$$T_i = T_{i0}(0.5 + \alpha) \quad (5-24)$$

$$T_d = T_{d0} \quad (5-25)$$

便可与动态过程中对 K_p 、 K_i 、 K_d 的变化相吻合。式中, T_{i0} 、 K_{p0} 、 T_{d0} 为 PID 控制

器的初始整定值,如此作用下的 PID 参数可以满足系统对设定值跟踪的动态要求。

$\alpha(t)$ 的在线调整规律由一个 Fuzzy 推理生成,根据当前的控制偏差 \underline{E} 和偏差的变化率 \underline{EC} ,结合前面的分析以及被控过程的特点推理产生出另一个模糊变量 \underline{H} , \underline{H} 反映 α 在动态过程中应具有的变化趋势的模糊决策, \underline{H} 经非模糊化处理后得 $h(t)$, 它被用于在线调整 α , 得到下面得解析表达式:

$$\alpha(t) = \alpha(t-1) + \gamma h(t) \quad (5-26)$$

式中 $0 \leq \alpha(t) \leq 1$, γ 是一个正的常数,用来调整 $\alpha(t)$ 的变化速度, $\gamma = 0.1$, $\alpha(0) = 1$ 。

首先定义 \underline{E} 和 \underline{EC} 得模糊集为 {NB, NM, NS, 0, PS, PM, PB}, \underline{E} 和 \underline{EC} 的论域为 {-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6}, \underline{H} 的论域为 {-2, -1, 0, 1, 2}。则 Fuzzy mapping 如表三所示。

该 Fuzzy 自整定 PID 控制器是基于规则的,是对在继电自整定后得出的参数进行修正,由于在继电自整定中已经将 K_p 、 T_i 、 T_d 限制在一定的相角裕度和幅值裕度的范围之内,增强了系统的快速响应性能,而且当系统趋于稳态时,系统有较好的调节品质。

表三

	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
-6	2	2	2	2	2	2	0	-1	-1	-1	-1	-2	-2
-5	2	2	2	2	2	2	0	-1	-1	-1	-1	-2	-2
-4	2	2	2	2	1	1	0	-1	-1	-1	-1	-2	-2
-3	2	2	1	1	1	1	0	-1	-1	-1	-1	-2	-2
-2	1	1	1	1	1	1	0	-1	-1	-1	-1	-2	-2
-1	1	1	1	1	1	1	0	-1	-1	-1	-1	-2	-2
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	-2	-2	-1	-1	-1	-1	0	1	1	1	1	1	1
2	-2	-2	-1	-1	-1	-1	0	1	1	1	1	1	1
3	-2	-2	-1	-1	-1	-1	0	1	1	1	1	2	2
4	-2	-2	-1	-1	-1	0	0	1	1	2	2	2	2
5	-2	-2	-1	-1	-1	0	0	2	2	2	2	2	2
6	-2	-2	-1	-1	-1	0	0	2	2	2	2	2	2

结束语

本论文的内容是结合改造某厂的电加热设备而做的。主要侧重于此类设备上的单片机控制器的分析和设计。设计完成后的系统具有自整定功能。设备的自动化程度得到提高。减轻了操作人员的劳动强度，同时提高了工厂产品的质量和成品率。本课题的改造内容主要有以下几个部分：

1. 设计了控制方案；
2. 设计了自整定 PID 控制器；
3. 完成了控制系统硬件的设计；
4. 完成了控制系统软件的设计；
5. 完成了硬件与软件的联调；

本课题的实践性很强。在理论上能够对系统做出分析并给出结果，并且，将理论应用于实践中。本课题的设计对类似系统的设计具有一定的参考价值。

致 谢

在论文完成之际，我心中充满了喜悦之情，但更多的是对导师和家人的感激之情。

首先我要感谢我的导师唐虹教授。本论文的所有工作都是在唐老师的悉心指导下完成的。两年多来，唐老师在学习、生活、和工作方面给了我无微不至的关怀。在学术上给了我莫大的启迪和帮助。使我拓展了知识面，更使我在发现问题、分析问题方面的能力都有了明显的提高，这一切都将使我受益终生。在此向唐老师表示诚挚的谢意。

感谢我的父母，是他们的鼓励和支持，使我完成了学业。

我也不会忘记帮助过我的老师、朋友，在此表示衷心的感谢。

二零零一年冬

参考文献

1. K. J. ASTROM and T. HAGGLUND <<Automatic Tuning of Simple Regulation with Specifications on Phase and Amplitude Margins>> Automatica. Vol. 20. No. 5. pp. 645-651. 1984
2. K. J. ASTROM, C. C. HANG, P. PERSSON AND W. K. HO <<Toward Intelligent PID control>> Automatica. Vol. 28. No. 1. pp. 1-9, 1992
3. 金以慧 <<过程控制>> 清华大学出版社 1994
4. 薛定宇 <<反馈控制系统设计与应用—MATLAB 语言应用>> 清华大学出版社 2001
5. 王锦标 方崇智 <<过程计算机控制>> 清华大学出版社 1992
6. 王幸之 王雷 <<单片机应用系统抗干扰技术>> 北京航空航天大学出版社 2000
7. 徐爱均 <<智能化测量控制仪表原理与设计>> 北京航空航天大学出版社 1995
8. 李朝青 <<PC 机及单片机数据通信技术>> 北京航空航天大学出版社 2000
9. 徐爱均 彭秀华 <<单片机高级语言 C51 Windows 环境编程与应用>> 电子工业出版社 2001
10. 张波 黄继武 <<消息驱动思想在单片机定时体系中的应用>> 武汉大学学报 1998. 2
11. 王亚刚 邵惠鹤 <<自整定 PID 控制器研究综述>> 电气自动化 2000. 1
12. 谢元旦 <<PID 调节器参数的继电自整定方法>> 控制与决策 Vol. 80 No. 1
13. 刘镇 姜学智 <<PID 控制器参数整定方法综述>> 电力系统自动化 1997 年 8 月
14. 杨智 <<工业自整定 PID 调节器关键设计技术综述>> 化工自动化及仪表 2000 27 (2): 5-10
15. 李卓 萧德云等 <<基于 Fuzzy 推理的自调整 PID 控制器>> 控制理论与应用 1997 年 4 月
16. 李晓 <<在分散控制系统上实现的 PID 参数模糊自整定>> 工业仪表与自动化装置 2000 年第 5 期
17. 诸静等 <<模糊控制原理与应用>> 机械工业出版社 1998 年 4 月