



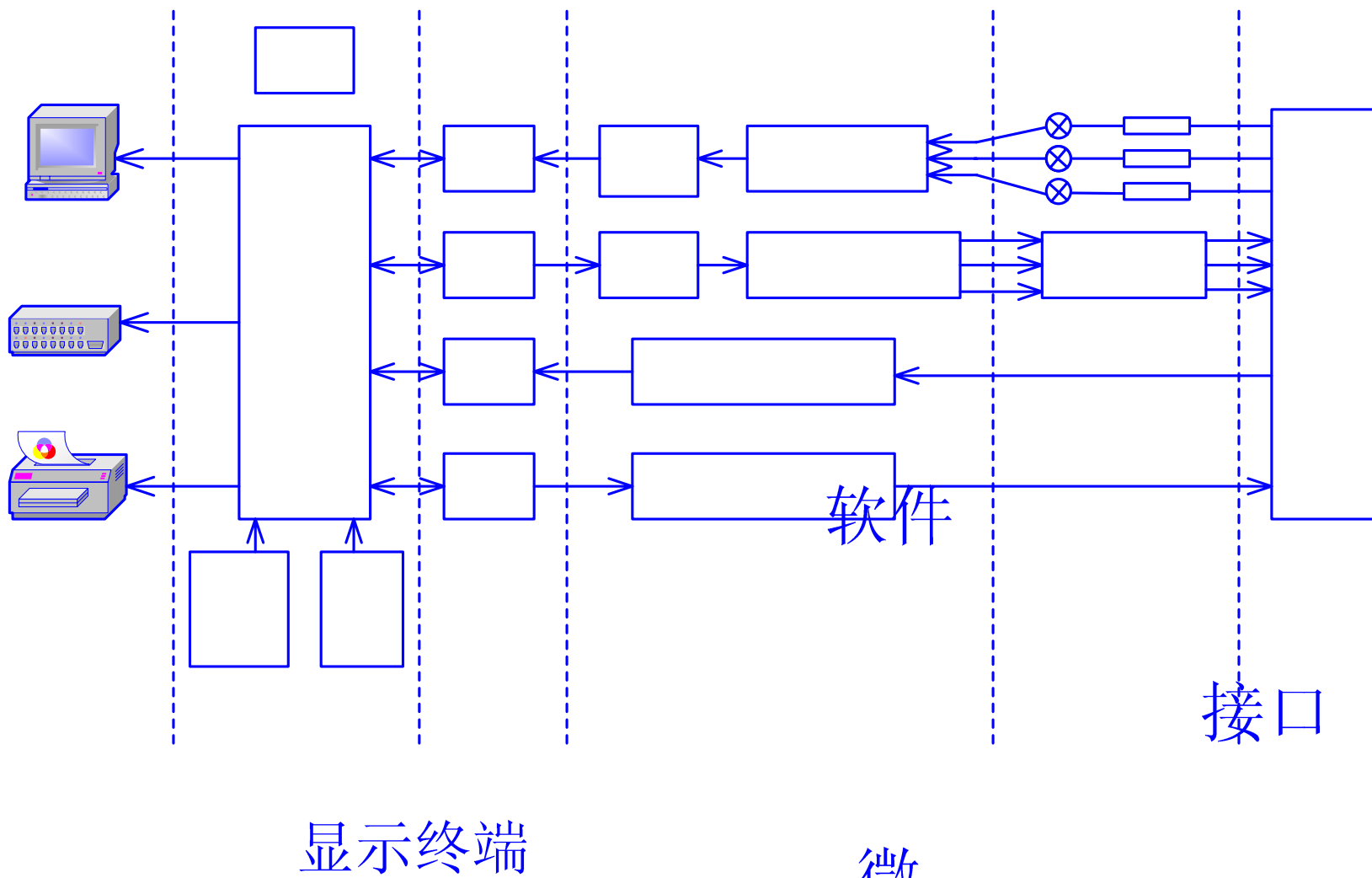
数字PID控制技术

- 概述
- 准连续PID控制算法
- 对标准PID算法的改进
- PID调节器的参数选择
- 小结

主讲：田社平（sptian@sjtu.edu.cn）

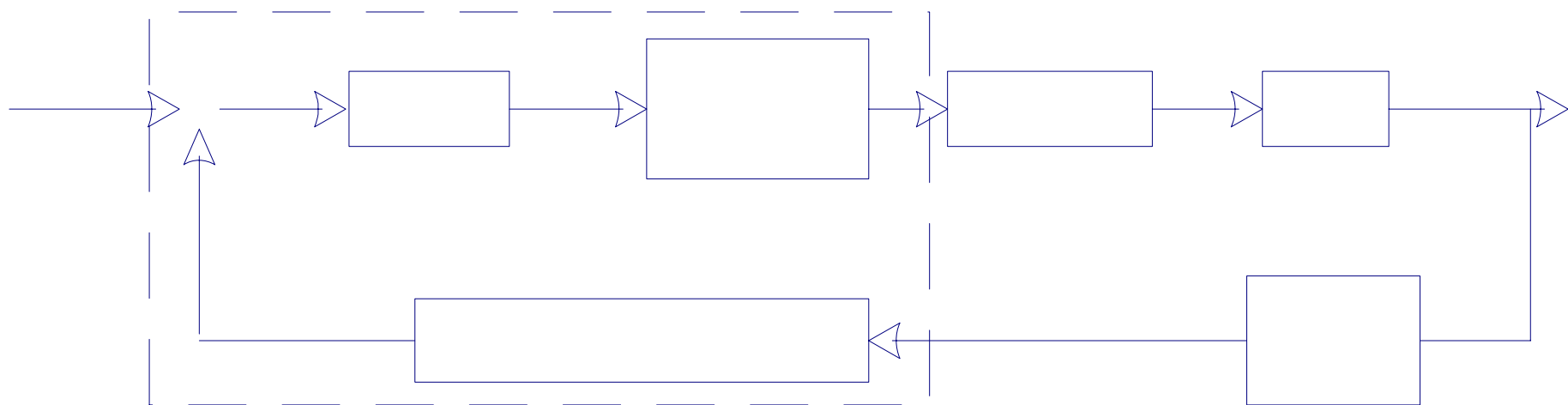


计算机控制系统框图





闭环控制结构



W

+



偏差

控制器

模



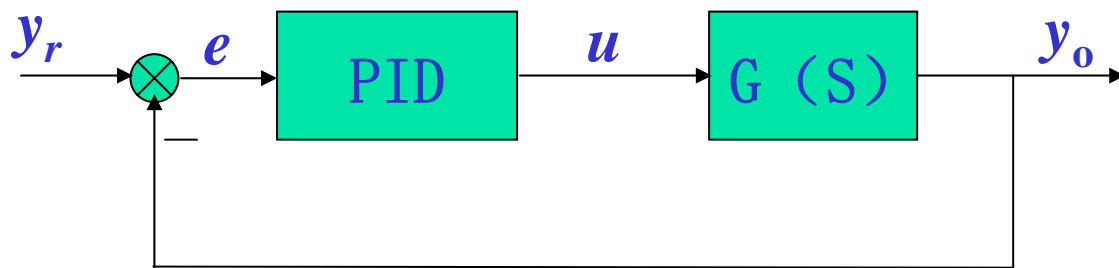
概述

- 按偏差的比例、积分和微分进行控制的调节器简称为**PID**（ **Proportional - Integral - Differential** ）调节器。
- **PID**调节是连续系统中技术最成熟、应用最广泛的一种调节方式，其调节的实质是根据输入的偏差值，按比例、积分、微分的函数关系进行运算，其运算结果用于输出控制。
- 在实际应用中，根据具体情况，可以灵活地改变**PID**的结构，取其一部分进行控制。



PID控制：对偏差信号 $e(t)$ 进行比例、积分和微分运算变换后形成的一种控制规律。

“利用偏差、消除偏差”



PID控制器的输入输出关系为：

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

在很多情形下，PID 控制并不一定需要全部三项控制作用，而是可以方便灵活地改变控制策略，实施P、PI、PD或PID 控制。



■ PID调节器的优点

- ★ 技术成熟
- ★ 易被人们熟悉和掌握
- ★ 不需要建立数学模型
- ★ 控制效果好



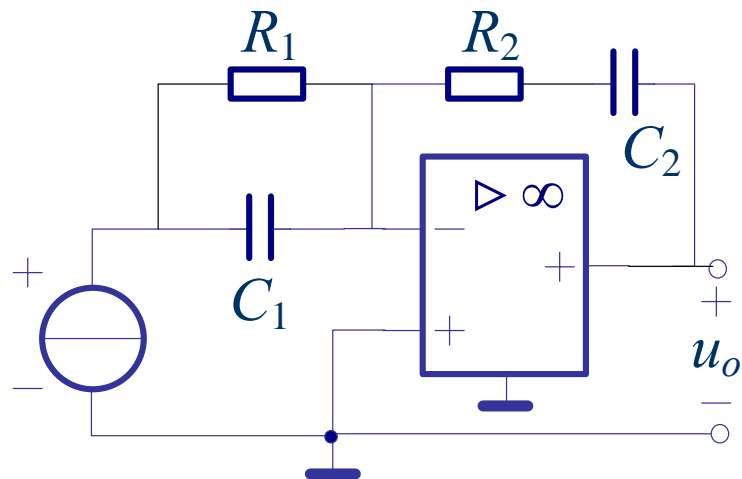
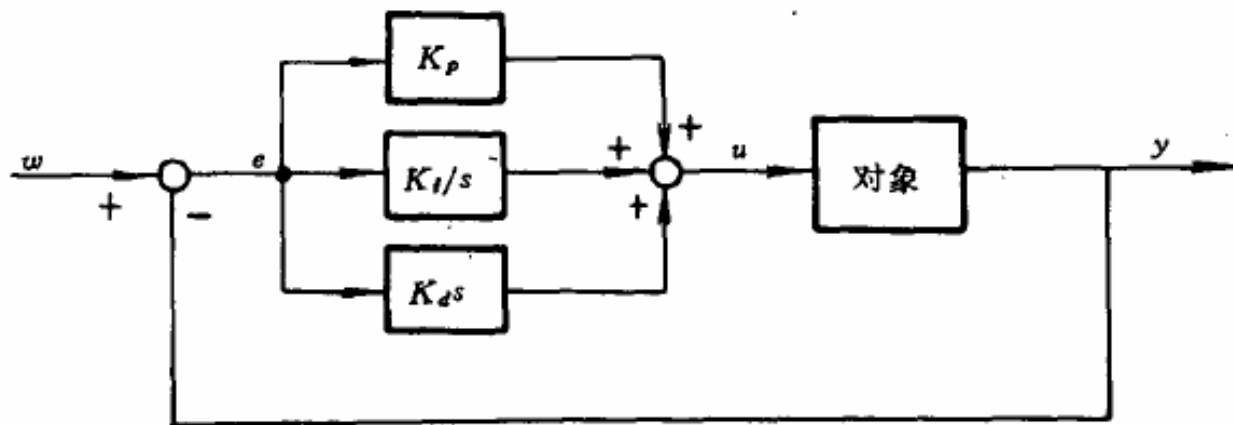
■ PID控制实现的控制方式

- ◆ 模拟方式：用电子电路调节器，在调节器中，将被测信号与给定值比较，然后把比较出的差值经**PID**电路运算后送到执行机构，改变给进量，达到调节之目的。
- ◆ 数字方式：用计算机进行**PID**运算，将计算结果转换成模拟量，输出去控制执行机构。



连续PID控制算法

■ 模拟PID调节器

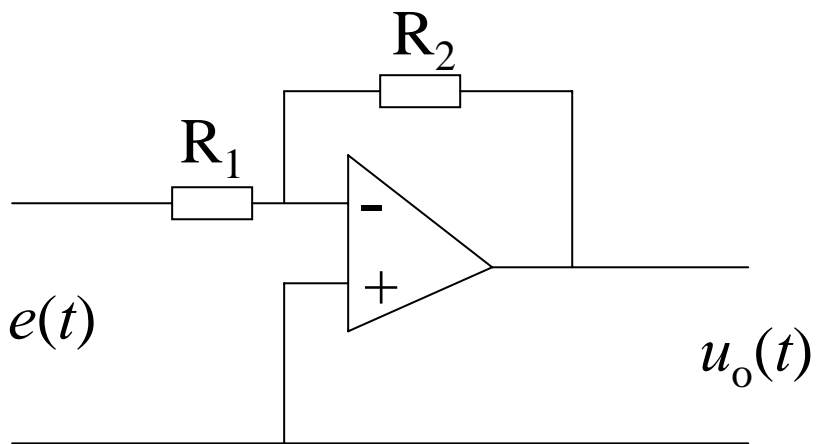


$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)}$$

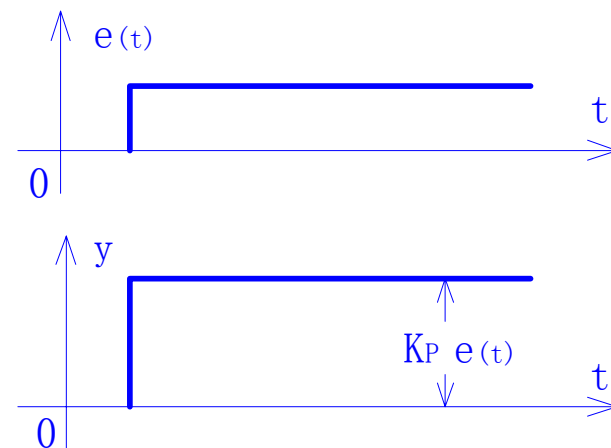
$$= -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}\right) - \frac{1}{R_1 C_2} \times \frac{1}{s} - R_2 C_1 s$$



P（比例）控制



$$u_o = K_P e$$



$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{e(s)} = \frac{R_2}{R_1} \triangleq K_P$$



P控制对系统性能的影响：

迅速反应误差

$K_p > 1$ 时：

- a. 开环增益加大，稳态误差减小；
- b. 幅值穿越频率增大，过渡过程时间缩短；
- c. 系统稳定程度变差。

$K_p < 1$ 时：

与 $K_p > 1$ 时，对系统性能的影响正好相反。

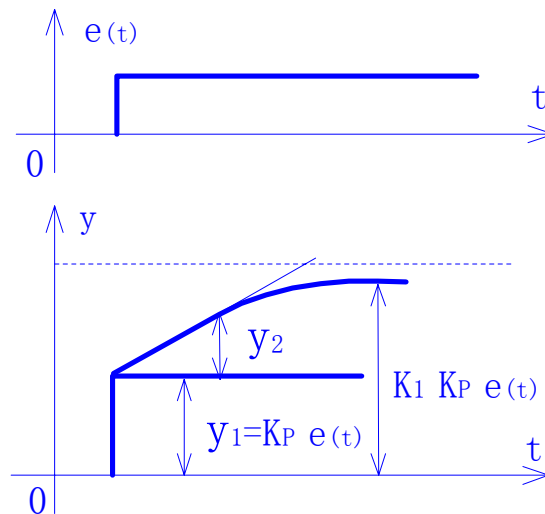
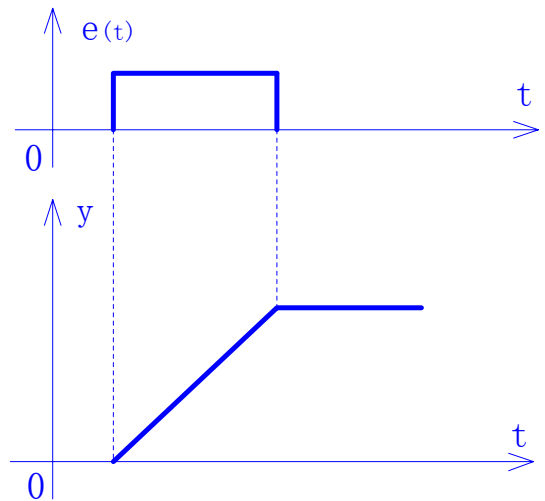


◆ 比例积分调节器

$$u = K_P \left(e + \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt \right)$$

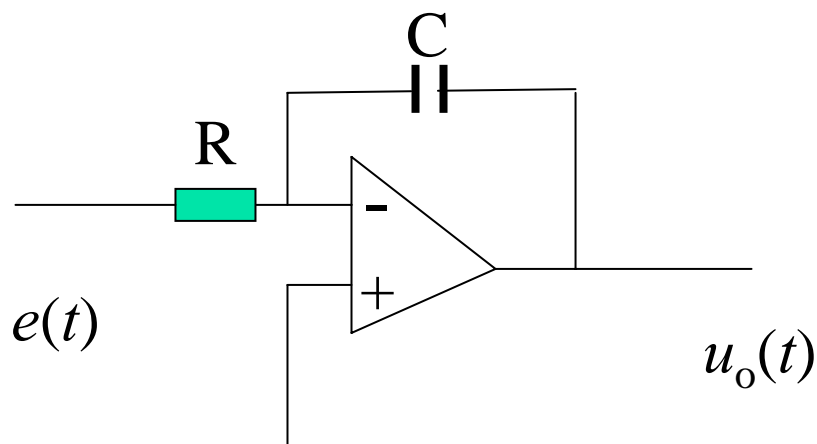
其中： T_I — 积分时间常数

积分作用：消除静差，但容易引起超调，甚至出现振荡





(积分) 控制



$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{e(s)} = \frac{1}{RCS} \triangleq \frac{1}{TS}$$

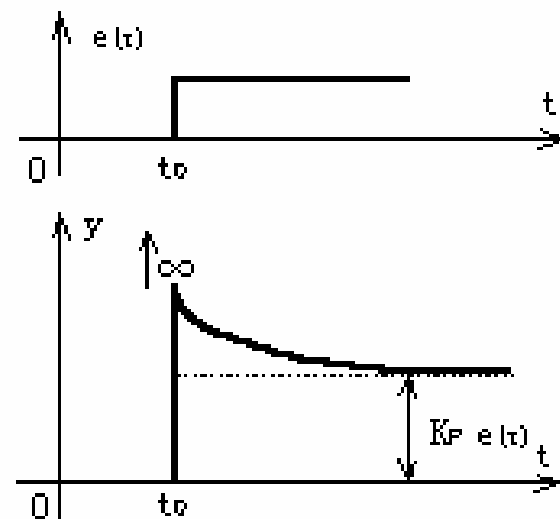
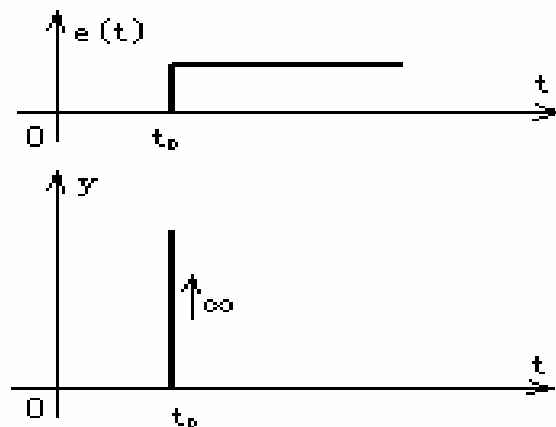


◆ 比例微分调节器

$$u = K_P \left(e + T_D \frac{de}{dt} \right) + u_0$$

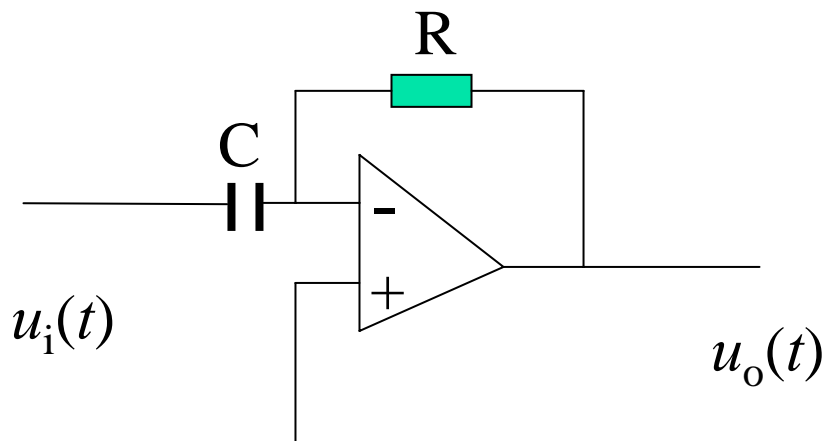
其中： T_D — 微分时间常数

微分作用：减小超调，克服振荡，
提高稳定性，改善系统动态特性





D（微分）控制

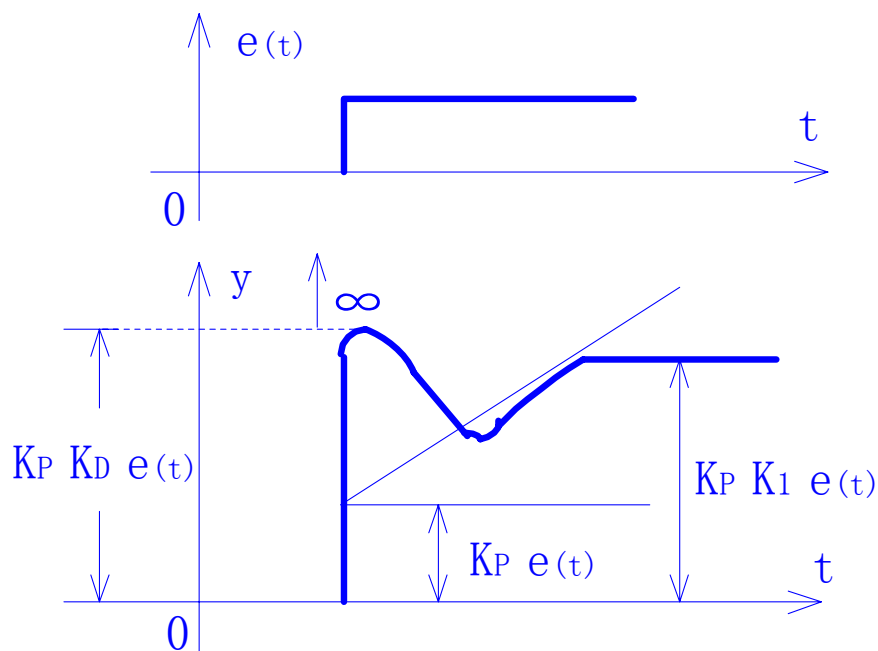


$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = RCS \triangleq TS$$



◆ 比例积分微分调节器

$$u = K_P \left(e + \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt + T_D \frac{de}{dt} \right) + u_0$$





■ 数字PID控制算法

一用数值逼近的方法实现PID控制规律

一数值逼近的方法：用求和代替积分、用后向差分代替微分，使模拟PID离散化为差分方程

一两种形式：位置式、增量式



◆ 位置式PID控制算法

$$\int_0^t e(t)dt \approx T \sum_{j=0}^k e_j$$

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e_k - e_{k-1}}{T}$$

$$u_k = K_P[e_k + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^k e_j + \frac{T_D}{T}(e_k - e_{k-1})] + u_0$$

位置式控制算法提供执行机构的位置 u_k ，需要累计 e_k



◆ 增量式PID控制算法

$$u_k = K_P[e_k + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^k e_j + \frac{T_D}{T}(e_k - e_{k-1})] + u_0$$

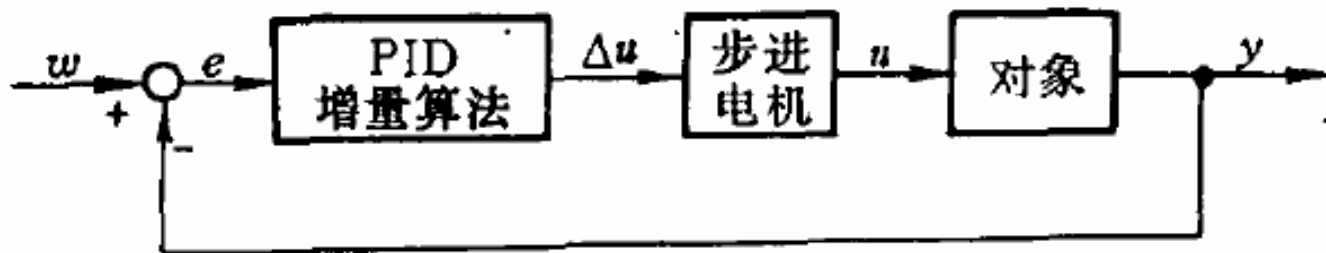
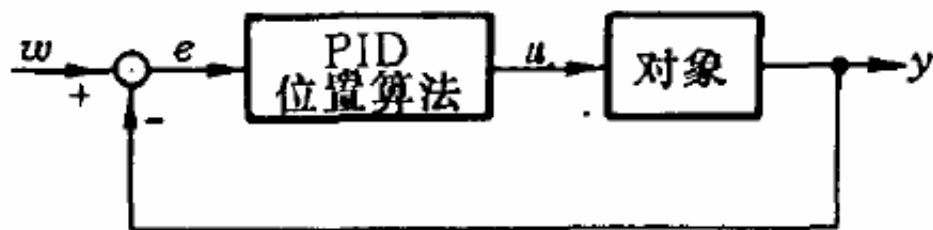
$$u_{k-1} = K_P[e_{k-1} + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^{k-1} e_j + \frac{T_D}{T}(e_{k-1} - e_{k-2})] + u_0$$

$$\Delta u_k = u_k - u_{k-1} = K_P[e_k - e_{k-1} + \frac{T}{T_I} e_k + \frac{T_D}{T}(e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2})]$$

增量式控制算法提供执行机构的增量 Δu_k ，只需要保持现时以前3个时刻的偏差值即可



◆ 位置式与增量式PID控制算法的比较





- ★ 增量式算法不需做累加，计算误差和计算精度问题对控制量的计算影响较小；位置式算法要用到过去偏差的累加值，容易产生较大的累计误差。
- ★ 控制从手动切换到自动时，位置式算法必须先将计算机的输出值置为原始值 u_0 时，才能保证无冲击切换；增量式算法与原始值无关，易于实现手动到自动的无冲击切换。
- ★ 在实际应用中，应根据被控对象的实际情况加以选择。一般认为，在以闸管或伺服电机作为执行器件，或对控制精度要求较高的系统中，应当采用位置式算法；而在以步进电机或多圈电位器作执行器件的系统中，则应采用增量式算法。



◆ 位置式PID控制算法的程序设计

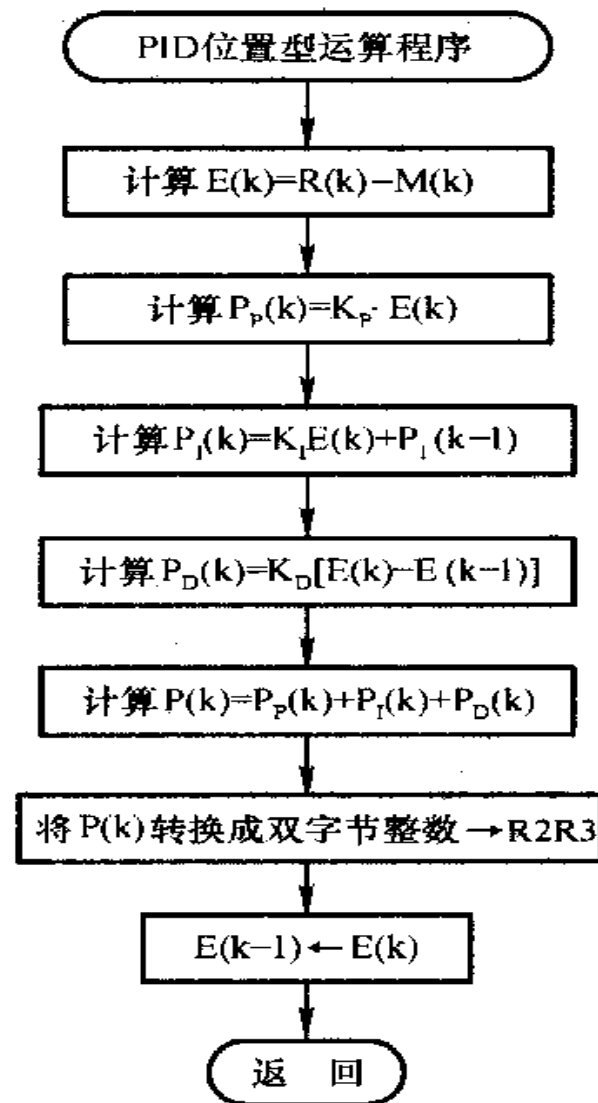
— 思路：将三项拆开，并应用递推进行编程

$$u_k = K_P e_k + K_I \sum_{j=0}^k e_j + K_D (e_k - e_{k-1})$$

比例输出 $P_P(k) = K_P e_k$

积分输出 $P_I(k) = K_I \sum_{j=0}^k e_j = K_I e_k + P_I(k-1)$

微分输出 $P_D(k) = K_D (e_k - e_{k-1})$

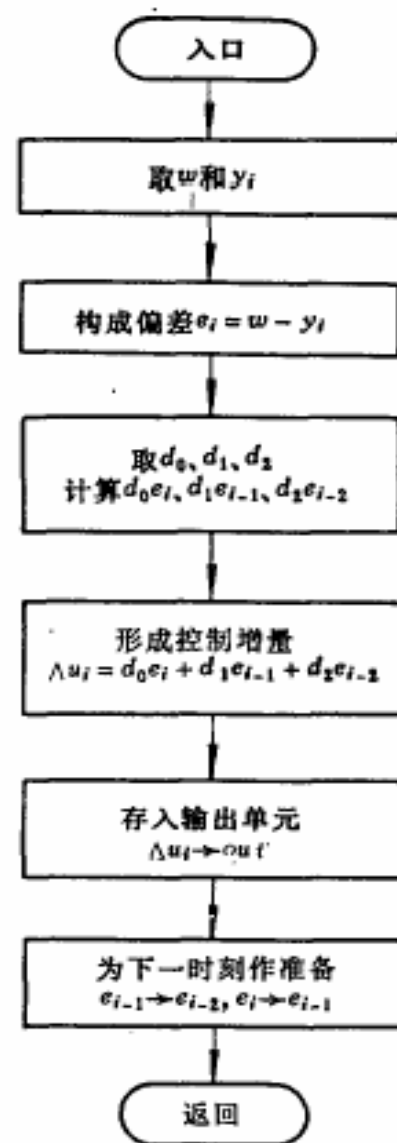




◆ 增量式PID控制算法的程序设计

$$\Delta u_k = d_0 e_k + d_1 e_{k-1} + d_2 e_{k-2}$$

初始化时，需首先置入调节参数 d_0 ， d_1 ， d_2 和设定值 w ，并设置误差初值 $e_i = e_{i-1} = e_{i-2} = 0$





干扰的抑制

■ 干扰的抑制

- ◆ 从系统硬件及环境方面采取措施
- ◆ 在软件上采取措施
 - ★ 数字滤波方法
 - ★ 修改微分项



◆ 数字滤波方法

★ 通过一定的计算或判断程序减少干扰在有用信号中的比重，也即是一种程序滤波或软件滤波

★ 优点

— 用程序实现的，不需要增加硬设备，所以可靠性高，稳定性好

— 可以对频率很低(如**0.01Hz**)的信号实现滤波

— 可根据信号的不同，采用不同的滤波方法或滤波参数，具有灵活、方便、功能强的特点



★ 程序判断滤波

— 方法：根据生产经验，确定出相邻两次采样信号之间可能出现的最大偏差。若超过此偏差，则表明该信号是干扰信号，应该去掉；如小于此偏差，则将该信号作为本次的采样值

— 作用：用于滤掉由于大功率设备的启停所造成的电流尖峰干扰或误检测，以及变送器不稳定而引起的严重失真等

— 程序判断滤波分为限幅滤波和限速滤波两种



(1) 限幅滤波

若 $|Y(k) - Y(k-1)| \leq \Delta Y$, 则 $Y(k) = Y(k)$, 取本次采样值

若 $|Y(k) - Y(k-1)| > \Delta Y$, 则 $Y(k) = Y(k-1)$, 取上次采样值

(2) 限速滤波

设顺序采样所得到的数据分别为 $Y(1)$ 、 $Y(2)$ 、 $Y(3)$

当 $|Y(2) - Y(1)| \leq \Delta Y$ 时, 采用 $Y(2)$

当 $|Y(2) - Y(1)| > \Delta Y$ 时, 不采用 $Y(2)$, 但保留, 继续采样取得 $Y(3)$

当 $|Y(3) - Y(2)| \leq \Delta Y$ 时, 采用 $Y(3)$

当 $|Y(3) - Y(2)| > \Delta Y$ 时, 取 $(Y(3) + Y(2))/2$ 为采样值



★ 中值滤波

- 方法：将被测参数连续采样 N 次（一般 N 为奇数），然后把采样值按大小顺序排列，再取中间值作为本次的采样值
- 作用：中值滤波能有效地去除偶然因素引起的波动，采样开关或A/D转换器等工作不稳定造成的脉冲干扰，对变化缓慢的被测参数有较好的滤波效果，但不适合快速变化的过程参数



★算术平均滤波

— 方法：在一个采样期内，对信号 x 的 N 次测量值进行算术平均，作为时刻 k 的输出，即

$$\bar{Y}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$

— 作用：适用于一般的具有随机干扰信号的滤波，特别适合于信号本身在某一数值范围附近作上下波动的情况，如流量、液位等信号的测量，但不适用脉冲性干扰较严重的场合



★ 加权平均滤波

— 为了提高滤波效果，将各采样值取不同的比例，然后再相加，此方法称为加权平均值法，即：

$$\bar{Y}(k) = \sum_{i=1}^N C_i x_i \qquad \sum_{i=1}^N C_i = 1$$

— 加权平均滤波适用于系统纯滞后时间较大而采样周期较短的过程



★滑动平均值滤波

- 算术平均滤波和加权平均滤波由于采样 N 次，需要的时间较长，故检测速度慢，滑动平均值滤波可以克服这个缺点
- 依次存放 N 次采样值，每采进一个新数据，就将最早采集的那个数据丢掉，然后求包含新值在内的 N 个数据的算术平均值或加权平均值



★ 惯性滤波

— 仿照模拟滤波器，用数字形式实现低通滤波

一阶RC滤波器的传递函数为

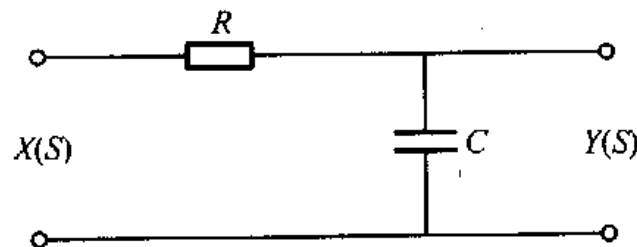
$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + T_f s}$$

$$T_f = RC$$

离散化后整理为 $Y(k) = (1 - \alpha)Y(k-1) + \alpha X(k)$ $\alpha = 1 - e^{-T/T_f}$

其中 $X(k)$ 为采样值，

$Y(k)$ 为滤波器的计算输出值





★ 复合数字滤波

- 把两种以上的滤波方法结合起来使用
- 把中值滤波的思想与算术平均的方法结合起来，就是一种常用的复合滤波法，其具体做法是：首先将采样值按大小排队，去掉最大和最小的，然后再把剩下的取平均值。这样显然比单纯的平均值滤波的效果要好



◆ 修改微分项（4点中心差分法）

★ 将 T_D/T 选择得比理想情况下稍小一些

★ 用4点中心差分法构成偏差平均值

$$\bar{e}_i = (e_i + e_{i-1} + e_{i-2} + e_{i-3})/4$$

★ 再通过加权求和形式近似构成微分项

$$\begin{aligned}\frac{T_D \Delta \bar{e}_i}{T} &= \frac{T_D}{4} \left(\frac{e_i - \bar{e}_i}{1.5T} + \frac{e_{i-1} - \bar{e}_i}{0.5T} + \frac{\bar{e}_i - e_{i-2}}{0.5T} + \frac{\bar{e}_i - e_{i-3}}{1.5T} \right) \\ &= \frac{T_D}{6T} (e_i + 3e_{i-1} - 3e_{i-2} - e_{i-3})\end{aligned}$$

★ 然后将其代替原式中的微分项



数字PID算法的改进

饱和和作用

实际系统中,执行元件总受机械和物理性能等的限制,往往有一个有限范围:

$$u_{\min} \leq u \leq u_{\max} \quad \left| \dot{u} \right| \leq \dot{u}_{\max}$$

若计算机计算出的控制量超出上述范围,即进入执行元件的饱和区,那么实际执行的控制量就不再是计算值,由此将得不到期望的效果,称为饱和效应. 这类现象在给定值发生突变时特别容易发生,有时也称为启动效应.

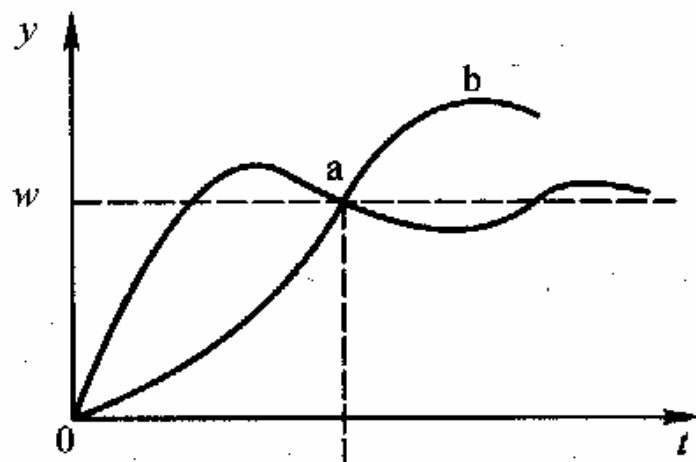
- 位置式PID算法的积分饱和作用
- 增量式PID的饱和作用



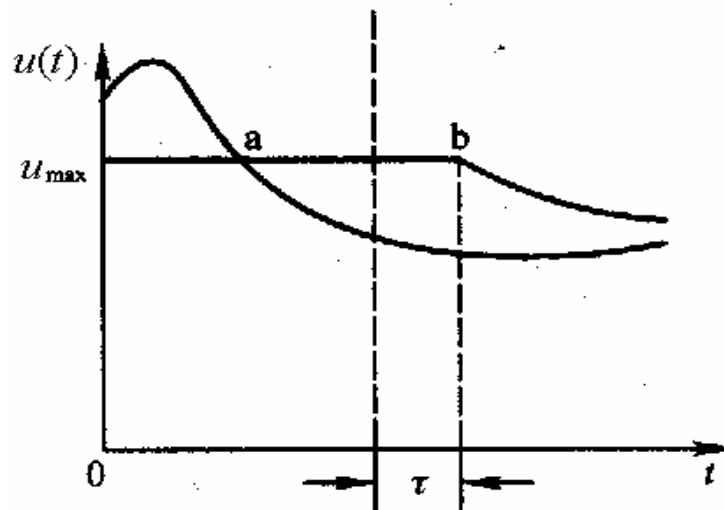
- 位置式PID算法的积分饱和作用

$$u_k = K_P e_k + K_I \sum_{j=0}^k e_j + K_D (e_k - e_{k-1})$$

- 影响：饱和引起输出超调，甚至产生震荡，使系统不稳定
- 改进方法：遇限削弱积分法、积分分离法、有限偏差法



(a) 理想情况的控制



(b) 有限制时产生积分饱和



遇限削弱积分法

- 基本思想：一旦控制量进入饱和区，则停止进行增大积分的运算。

积分分离法

- 思路：当被控量和给定值偏差大时，取消积分控制，以免超调量过大；当被控量和给定值接近时，积分控制投入，消除静差。

有效偏差法

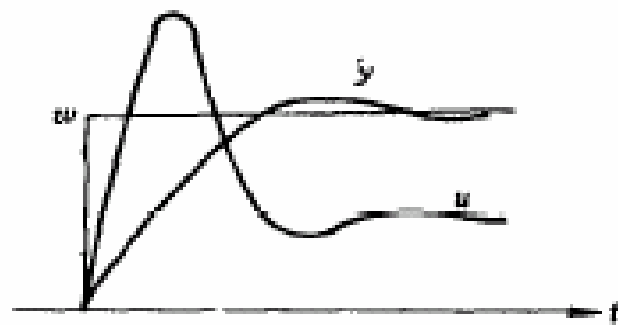
- 思路：当算出的控制量超出限制范围时，将相应的这一控制量的偏差值作为有效偏差值进行积分，而不是将实际偏差值进行积分。



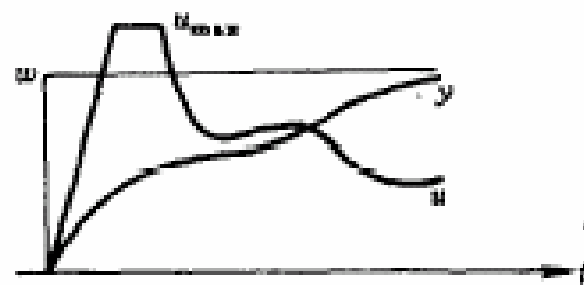
■ 增量式PID算法的饱和和作用:

◆ 对于增量式PID算法，由于执行机构本身是存储元件，在算法中没有积分累积，所以不容易产生积分饱和现象，但可能出现比例和微分饱和现象，其表现形式不是超调，而是减慢动态过程

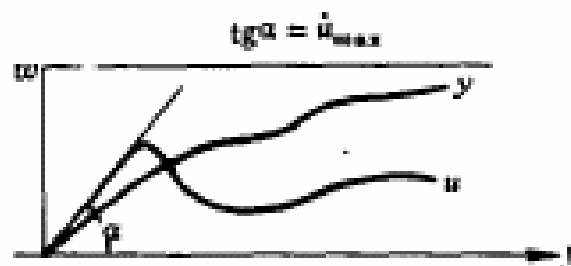
$$\begin{aligned}\Delta u_k &= u_k - u_{k-1} \\ &= K_P [e_k - e_{k-1} + \frac{T}{T_I} e_k + \frac{T_D}{T} (e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2})]\end{aligned}$$



(a)



(b)



(c)



纠正比例和微分饱和的办法之一是采用积累补偿法，其基本思想是将那些因饱和而未能执行的增量信息积累起来，一旦可能时，再补充执行

不完全微分的**PID**：纠正微分项引起的控制过程振荡,调节品质下降。其微分作用是逐渐下降，使系统变化缓慢，故不易引起振荡。



- ◆ 给定值突变时对控制量进行阻尼的算法

- ★ 前置滤波器



$$\bar{w}_i = \sigma \bar{w}_{i-1} + (1 - \sigma) w_i$$



★ 修改算法中对给定值变化敏感的项

— 微分项中不考虑给定值的变化，将二阶差分项

$e_i - 2e_{i-1} + e_{i-2}$ 用 $-(y_i - 2y_{i-1} + y_{i-2})$ 代替，即：

$$\Delta u_i = K_P \left[e_i - e_{i-1} + \frac{T}{T_I} e_i + \frac{T_D}{T} (-y_i + 2y_{i-1} - y_{i-2}) \right]$$

— 将比例环节内的偏差项也进行相应修改，可得到具有更大阻尼的算法：

$$\Delta u_i = K_P \left[-y_i + y_{i-1} + \frac{T}{T_I} e_i + \frac{T_D}{T} (-y_i + 2y_{i-1} - y_{i-2}) \right]$$



◆ 增量运算法中动态过程的加速

★ 比例项 $e_i - e_{i-1}$ 与积分项 $\frac{T}{T_I} e_i$ 的符号关系为：若被控量继续偏离给定值，则这两项符号相同；被控量向给定值方向变化，则这两项符号相反

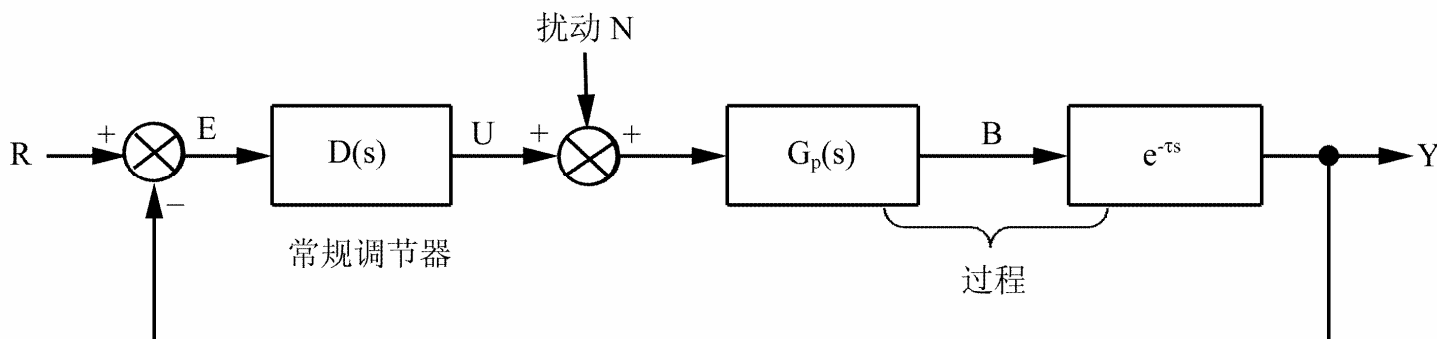
★ 当被控量接近给定值时，反号的比例作用阻碍了积分作用，因而避免了积分超调及随之带来的振荡，但如果被控量远未接近给定值仅刚开始向给定值变化时，则由于比例项和积分项反向，将会减慢控制过程

★ 为了加快开始的动态过程，可人为选择一偏差范围 ε ，当 $|e_i| \leq \varepsilon$ 时按正常规律调节；而当 $|e_i| > \varepsilon$ 时其值取 $|e_i - e_{i-1}|$ 其符号与积分项一致



◆ 纯滞后补偿算法

★ 有纯滞后的常规反馈控制回路

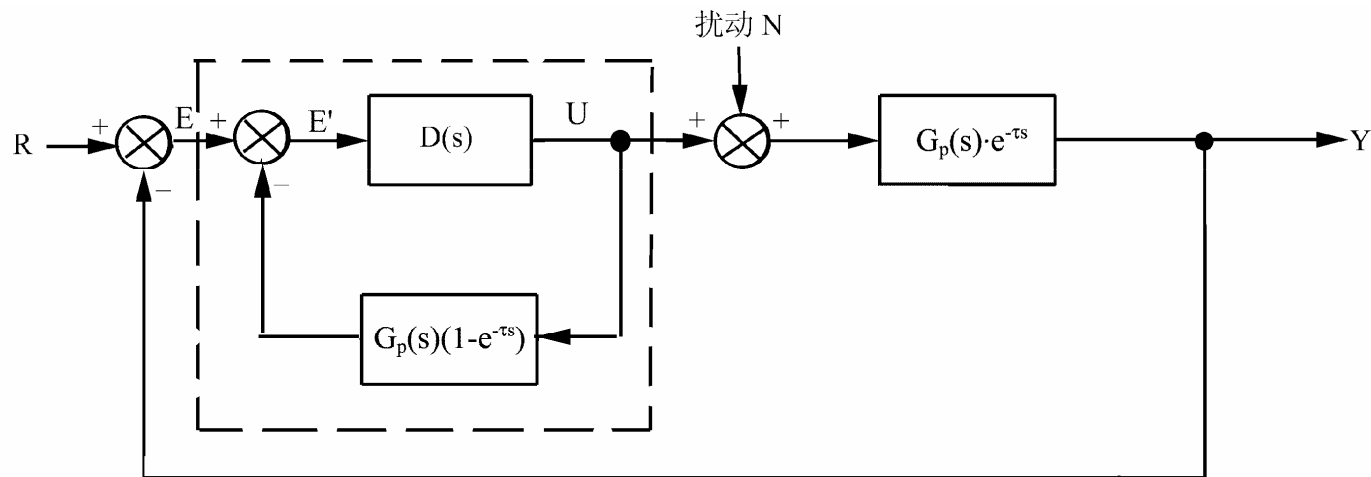


系统闭环传递函数为
$$G_B(s) = \frac{D(s)G_p(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G_p(s)e^{-\tau s}}$$

系统的特征方程中包含有 $e^{-\tau s}$ ，因此会使系统的稳定性下降



★ Smith预测器



虚线部分是带纯滞后补偿的调节器，其传递函数为

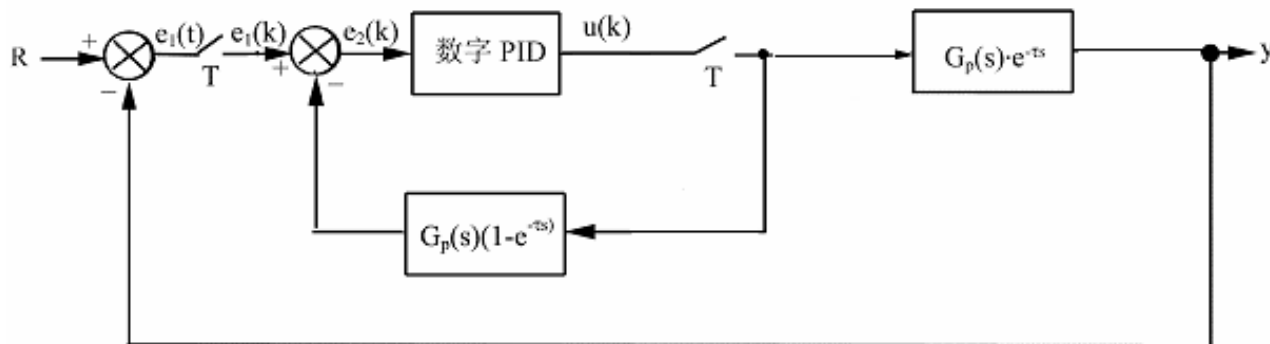
$$D_{\tau}(s) = \frac{D(s)}{1 + D(s)G_p(s)(1 - e^{-\tau s})}$$

经过纯滞后补偿控制，系统的闭环传递函数为

$$G_B(s) = \frac{D(s)G_p(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G_p(s)}$$



★ 具有纯滞后补偿的数字PID控制器



许多工业对象可以用一阶惯性环节和纯滞后环节表示：

$$G_c(s) = G_p(s)e^{-\tau s} = \frac{K_f}{1 + T_f s} e^{-\tau s}$$

因此预估器的传函为：

$$G_\tau(s) = G_p(s)(1 - e^{-\tau s}) = \frac{K_f}{1 + T_f s} (1 - e^{-\tau s})$$



★ 纯滞后补偿控制算法步骤:

(1) 计算反馈回路偏差 $e_1(k)$ $e_1(k) = r(k) - y(k)$

(2) 计算施密斯预估器的输出 $y_\tau(k)$:

$$\frac{Y_\tau(s)}{U(s)} = G_p(s)(1 - e^{-\tau s}) = \frac{K_f}{1 + T_f s} (1 - e^{-NTs})$$

先写成微分形式再转换为相应的差分方程式:

$$y_\tau(k) = ay_\tau(k-1) + b[u(k-1) - u(k-N-1)] \quad \text{其中 } a = \frac{T}{T + T_f} \quad b = K_f(1 - a)$$

(3) 计算反馈回路偏差 $e_2(k)$ $e_2(k) = e_1(k) - y_\tau(k)$

(4) 计算PID控制器输出 $u(k)$:

$$\Delta u(k) = K_p[e_2(k) - e_2(k-1)] + K_I e_2(k) + K_D[e_2(k) - 2e_2(k-1) + e_2(k-2)]$$



◆ 变速积分的PID控制

★ 思想：是设法改变积分项的累加速度，使其与偏差的大小相对应。偏差大时，积分累加速度慢，积分作用弱；反之，偏差小时，使积分累加速度加快，积分作用增强

★ 方法：设置一系数 $f[E(k)]$ ，它是 $E(k)$ 的函数，当 $|E(k)|$ 增大时， f 减小，反之则增大。每次采样后，用 $f[E(k)]$ 乘以 $E(k)$ ，再进行累加，即：

$$P_I'(k) = K_I \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} E(j) + f[E(k)]E(k) \right\}$$



★ 优点（与普通PID相比）：

- 实现了用比例作用消除大偏差，用积分作用消除小偏差的理想调节特性，从而完全消除了积分饱和现象
- 大大减小了超调量，可以很容易地使系统稳定，改善了调节品质
- 适应能力强，一些用常规PID控制不理想的过程可以采用此种算法
- 参数整定容易，各参数间的相互影响小

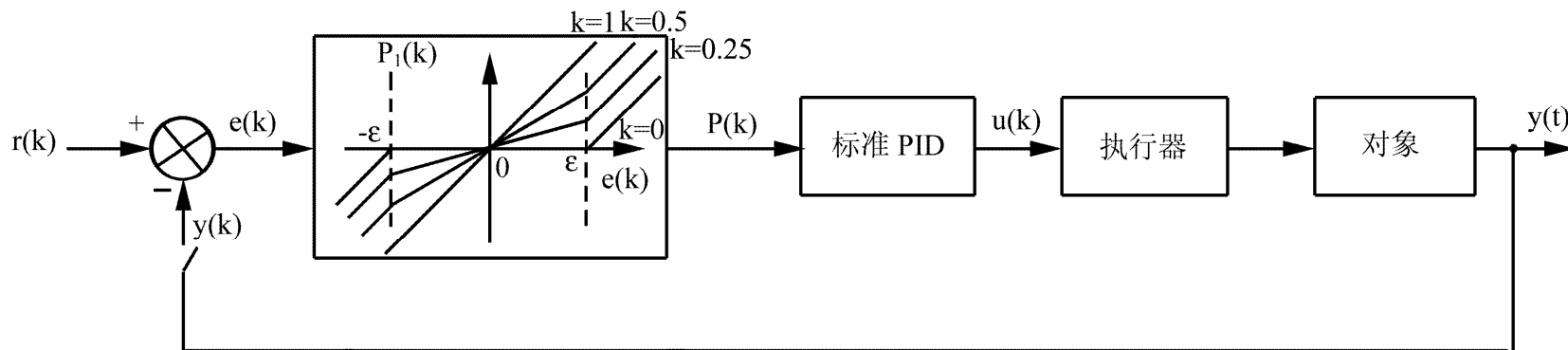
★ 与积分分离的比较：

- 二者很类似，但调节方式不同。积分分离对积分项采用“开关”控制，而变速积分则是根据误差的大小改变积分项速度，属线性控制。因而，后者调节品质大为提高，是一种新型的PID控制



◆ 带死区的PID控制

★ 消除由于频繁动作所引起的振荡



$$u(k) = K_p \left\{ p(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^k p(j) + \frac{T_d}{T} [p(k) - p(k-1)] \right\} + u_0$$

$$p(k) = \begin{cases} e(k) & |r(k) - y(k)| > \varepsilon \\ ke(k) & |r(k) - y(k)| < \varepsilon \end{cases}$$



◆消除积分不灵敏区的PID控制

- ★在增量型PID算式中，当微机的运算字长较短时，如果采样周期 T 较短，而积分时间 T_i 又较长，则容易出现 Δu_i 小于微机字长精度的情况，此时 Δu_i 就要被丢掉，该次采样后的积分控制作用就会消失，这种情况称为积分不灵敏区，它将影响积分消除静差的作用
- ★为了消除这种积分不灵敏区，除增加D/A转换器位数，以加长字长，提高运算精度外，还可以将小于输出精度 ε 的积分项 Δu_i 累加起来，而不将其丢掉



◆ 可变增益PID控制

— 在实际的实时控制中，严格的讲被控对象都具有非线性，为了补偿受控过程的这一非线性，**PID**的增益 K_p 可以随控制过程的变化而变化，即：

$$u_i = f(e) \left[e_i + \frac{T}{T_I} e_i + \frac{T_D}{T} (e_i - e_{i-1}) \right]$$

其中 $f(e)$ 是与误差 e 有关的可变增益，它实质上是一个非线性环节，可由计算机实现对被控对象的非线性补偿



◆ 时间最优PID控制

— 最优控制的含义：某个指标最优

— **Bang-Bang**控制：开关控制，对 $|u(t)| \leq 1$ ，采用一定的方法在 $+1$ ， -1 间切换，使时间最短

— 时间最优PID控制：**Bang-Bang**控制和PID控制相结合

$$|e(k)| \begin{cases} > \alpha & \text{Bang-Bang控制} \\ \leq \alpha & \text{PID控制} \end{cases}$$



◆参数自寻优PID控制

— 为评价PID的最佳调节，通常用以下各种积分型性能指标作为最优性能指标：

$$J = \int t |e(t)| dt$$

$$J = \int e^2(t) dt$$

$$J = \int |e(t)| dt$$

$$J = \int te^2(t) dt$$

$$J = \int e^T Q e dt$$

$$J = \int dt$$

— 过程：首先根据所确定的性能指标，按照使 J 为极值的原则，求出PID的三个参数 K_P 、 T_I 、 T_D 的最优值，然后整定PID控制器



◆ 自适应PID控制

— 自适应控制 + PID控制

◆ 模糊PID控制

— 模糊控制 + PID控制

◆ PID专家控制系统

— 专家系统 + PID控制



PID调节器参数选择

■ 确定调节器的结构

调节器结构的选定原则：系统稳定，且尽可能消除静差。

选用什么控制律是由对象特性，控制要求和生产工艺决定的。

- ◆ 有自平衡性的对象

选择包含有积分环节的调节器（**PI**或**PID**）

- ◆ 无自平衡性的对象

选择不包含有积分环节的调节器（**P**，**PD**）



- 参数整定的含义：根据对象特性，合理地选择数字控制器中的参数（比例系数，积分时间常数，微分时间常数，采样周期）
- 参数整定的要求：被控对象稳定，对给定值的变化能快速且光滑地跟踪，超调量要小。在不同干扰下，系统输出要保持在给定值，控制量不宜过大。这些要求，主要方面应能满足。
- 参数整定方法：理论方法，凑试法，试验经验法，后两种工程上比较有用。



■ PID整定的理论方法

— 通过调整PID的三个参数 K_P 、 T_I 、 T_D ，将系统的闭环特征根分布在 s 域的左半平面的某一特定域内，以保证系统具有足够的稳定裕度并满足给定的性能指标

— 只有被控对象的数学模型足够精确时，才能把特征根精确地配置在期望的位置上，而大多数实际系统一般无法得到系统的精确模型，因此理论设计的极点配置往往与实际系统不能精确匹配



■ 试凑法确定PID调节参数

◆ 通过模拟或闭环运行观察系统的响应曲线，然后根据各环节参数对系统响应的大致影响，反复凑试参数，以达到满意的响应，从而确定PID参数

◆ K_p 增大，系统响应加快，静差减小，但系统振荡增强，稳定性变坏； T_i 增大，系统超调减小，振荡减弱，但系统静差的消除也随之减慢； T_d 增大，调节时间减小，快速性增强，系统振荡减弱，稳定性增强，但系统对扰动的抑制能力减弱



- ◆ 在凑试时，可参考以上参数对控制过程的影响趋势，对参数进行先比例，后积分，再微分的整定步骤，步骤如下：
 - 整定比例部分
 - 如果仅调节比例调节器参数，系统的静差还达不到设计要求时，则需加入积分环节
 - 若使用比例积分器，能消除静差，但动态过程经反复调整后仍达不到要求，这时可加入微分环节



◆ 常见被控量的PID参数经验选择范围

被调量	特点	K_p	$T_i(\text{min})$	$T_D(\text{min})$
流量	时间常数小，并有噪声， 故 K_p 较小， T_i 较小，不用微分	1~2.5	0.1~1	
温度	对象有较大滞后，常用微分	1.6~5	3~10	0.5~3
压力	对象的滞后不大，不用微分	1.4~3.5	0.4~3	
液位	允许有静差时，不用积分和微分	1.25~5		



■ 实验经验法确定PID调节参数

◆ 扩充临界比例法（自平衡对象的控制参数）

- 对模拟调节器中使用的临界比例度法的扩充和推广
- 整定数字控制器参数的步骤：

①选择短的采样频率：一般选择被控对象纯滞后时间的十分之一

②去掉积分与微分作用，逐渐较小比例度 δ ($\delta = 1/k_p$)，直到系统发生持续等幅振荡。记录发生振荡的临界比例度和周期 δ_k 及 T_k



③ 选择控制度

— 控制度的定义：以模拟调节器为基准，将数字PID的控制效果与模拟调节器的控制效果相比较，采用误差平方积分表示：

$$\text{控制度} = \frac{\left[\int_0^{\infty} e^2 dt \right]_{\text{数字}}}{\left[\int_0^{\infty} e^2 dt \right]_{\text{模拟}}}$$

— 实际应用中并不需要计算出两个误差平方面积，控制度仅是表示控制效果的物理概念。例如，控制度=1.05，就是指数字PID与模拟控制效果相当；控制度=2.0，就是指数字PID比模拟调节器的效果差。



④ 根据选定的控制度，查表求得 T 、 K_P 、 T_I 、 T_D 的值

控制度	控制规律	T	K_P	T_I	T_D
1.05	PI	$0.03T_k$	$0.53 \delta_k$	$0.88T_k$	--
	PID	$0.014T_k$	$0.63 \delta_k$	$0.49T_k$	$0.14T_k$
1.2	PI	$0.05T_k$	$0.49 \delta_k$	$0.91T_k$	--
	PID	$0.043T_k$	$0.47 \delta_k$	$0.47T_k$	$0.16T_k$
1.5	PI	$0.14T_k$	$0.42 \delta_k$	$0.99T_k$	--
	PID	$0.09T_k$	$0.34 \delta_k$	$0.43T_k$	$0.20T_k$
2.0	PI	$0.22T_k$	$0.36 \delta_k$	$1.05T_k$	--
	PID	$0.16T_k$	$0.27 \delta_k$	$0.4T_k$	$0.22T_k$

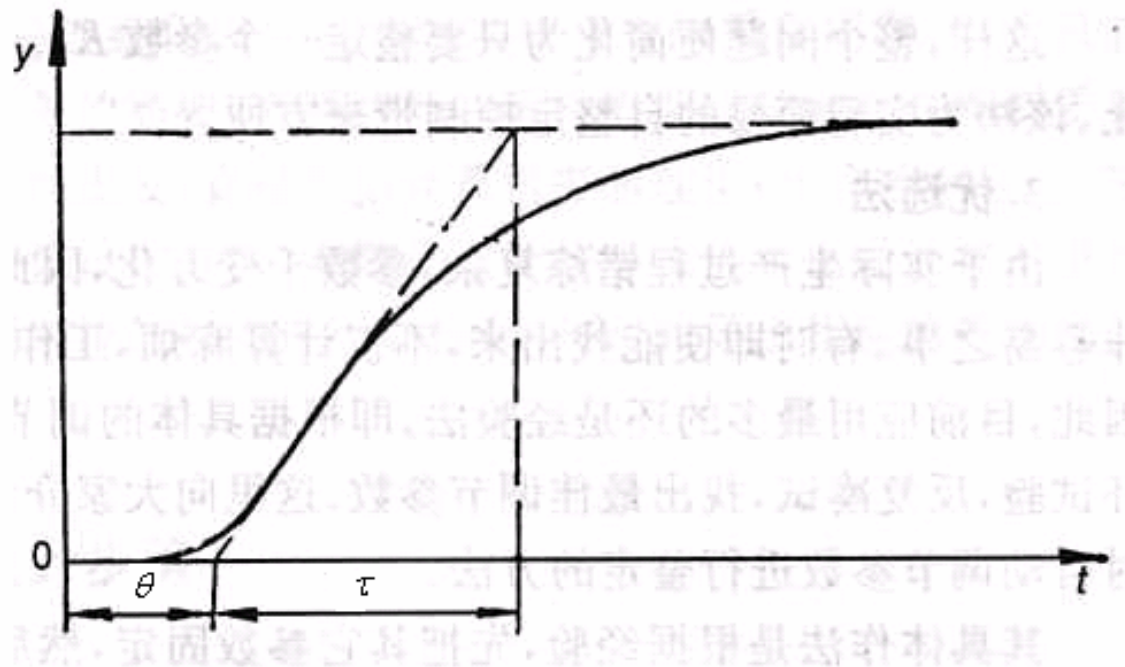


◆ 阶跃曲线法（适用于多容量自平衡系统）

一对模拟调节器中使用的响应曲线法的扩充和推广

一整定数字控制器参数的步骤：

- ①数字控制器不接入控制系统，系统开环，并处于手动状态，再手动给对象输入阶跃信号
- ②纪录系统对阶跃信号的响应曲线
- ③根据曲线求得滞后时间 θ 、被控对象的时间常数 τ ，它们的比值 τ / θ ，并控制度



一在响应曲线拐点处（斜率最大）处作一切线，求
滞后时间 θ 和被控对象的时间常数 τ



④ 根据选定的控制度，查表求得 T 、 K_p 、 T_I 、 T_D 的值

控制度	控制规律	T	K_P	T_I	T_D
1.05	PI	0.1θ	$0.84 \tau / \theta$	0.34θ	--
	PID	0.05θ	$0.15 \tau / \theta$	2.0θ	0.45θ
1.2	PI	0.2θ	$0.78 \tau / \theta$	3.6θ	--
	PID	0.16θ	$1.0 \tau / \theta$	1.9θ	0.55θ
1.5	PI	0.5θ	$0.68 \tau / \theta$	3.9θ	--
	PID	0.34θ	$0.85 \tau / \theta$	1.62θ	0.65θ
2.0	PI	0.8θ	$0.57 \tau / \theta$	4.2θ	--
	PID	0.6θ	$0.6 \tau / \theta$	1.5θ	0.82θ



- ◆ 归一参数整定法

- 简化扩充临界比例度法，只需整定一个参数，因此称为归一参数整定法

- 思想：根据经验数据，对多变量、相互耦合较强的系数，人为地设定“约束条件”，以减少变量的个数，达到减少整定参数数目，简易、快速调节参数的目的

- 方法：设 T_k 为纯比例作用下的临界振荡周期，可令 $T=0.1 T_k$ ； $T_I=0.5 T_k$ ； $T_D=0.125 T_k$ ，则：

$$\Delta u(k) = K_p [2.45E(k) - 3.5E(k-1) + 1.25E(k-2)]$$

- 只需整定 K_p ，观察效果，直到满意为止。



■ 采样周期的选择

- ◆ 根据香农采样定理，系统采样频率的下限为 $f_s = 2f_{\max}$ ，此时系统可真实地恢复到原来的连续信号
- ◆ 从执行机构的特性要求来看，有时需要输出信号保持一定的宽度，采样周期必须大于这一时间
- ◆ 从控制系统的随动和抗干扰的性能来看，要求采样周期短些
- ◆ 从微机的工作量和每个调节回路的计算来看，一般要求采样周期大些
- ◆ 从计算机的精度看，过短的采样周期是不合适的



- ◆ 实际选择采样周期时，必须综合考虑
 - 采用周期要比对象的时间常数小得多，否则采样信号无法反映瞬变过程
 - 采用周期应远小于对象的扰动信号的周期
 - 考虑执行器的响应速度
 - 当系统纯滞后占主导地位时，应按纯滞后大小选取，并尽可能使纯滞后时间接近或等于采用周期的整数倍
 - 考虑对象所要求的控制质量，精度越高，采样周期越短，以减小系统的纯滞后



◆ 常见被控量的经验采样周期

被测参数	采样周期	说 明
流量	1—5	优先选用1—2s
压力	3—10	优先选用6—8s
液位	6—8	优先选用7s
温度	15—20	或纯滞后时间，串级系统： 副环 $T=1/4—1/5T$ 主环
成分	15—20	优先选用18s



小结:

- 两种基本的数字**PID**控制算法
- 几种有代表性的**PID**改进算法
- **PID**调节器的参数整定