

过程控制复习手册

作者：BlueCat

联系方式：cqm20@mails.tsinghua.edu.cn

过程控制复习手册

零、绪论

1. 什么是过程控制
2. 过程控制的基础知识
3. 过程控制系统的任务与设计（非重点）

一、过程的动态特性与建模

1. 被控过程特性的一般描述（非重点）
2. 过程的动态特性分析
3. 特殊过程的动态特性分析（非重点）
4. 过程建模的基本知识（非重点）
5. 过程的实验建模方法与示例

二、简单控制系统（单回路控制系统）

1. 简单控制系统的结构特性
2. PID控制及其过程分析（重中之重）
3. 控制器整定及系统设计
4. 控制系统中的仪器仪表

三、数字控制系统

1. 离散化控制系统基础
2. 数字PID控制算式
3. 直接数字控制系统（DDC）组成与设计
4. 直接数字控制系统的软件组成

四、复杂控制系统

- 4.1 串级控制系统 考过
2. 前馈控制系统 考过
3. 大滞后补偿系统
4. 比值、分程和选择性控制 非重点

五、先进控制方法

1. 先进控制概述（非重点）
2. 预测控制
3. 推理控制
4. 软测量

附录

1. 复杂控制系统

零、绪论

1. 什么是过程控制

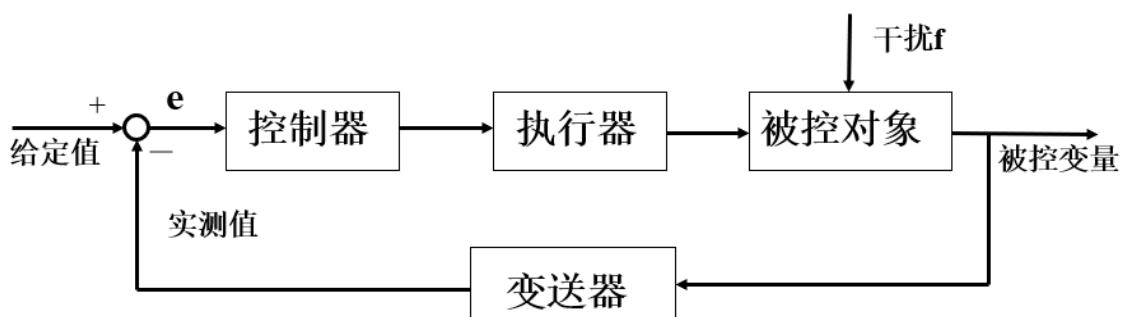
• 过程：

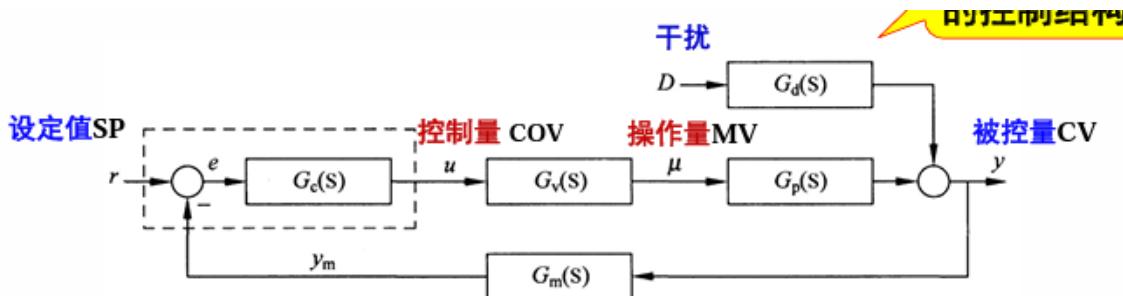
- 从原料到产品的加工过程
- 经历一段时间
- 伴随**物质、能量和信息**的变化

- 分类：流程工业和离散制造业
 - 连续过程：上道工序生产出一单位的中间品即向下转移的生产方式称为连续生产。
 - 批量（间歇）过程：生产过程有间断，不连续。
 - 离散过程：产品是由许多零部件构成的，各零件的加工装配过程彼此是独立的，整个产品的生产工艺是离散的，制成的零件通过部件装配和总装配，最后成为成品。例如，机械造、电子设备制造、汽车生产。
- 过程控制 考过
 - 连续过程：针对连续或半连续（间歇）过程中的**温度、压力、流量、液（物）位、化学成份**（如产品成份、含氧量）、**物性参数**（如粘度、融熔指数）等工艺参数作为被控变量的自动控制。
 - 离散过程：针对离散过程中**位置、速度、加速度、尺寸**等工艺参数作为被控变量的自动控制。
 - 五大被控参数：温度（实验室反应釜温控系统）、压力（蒸汽发生器压力控制系统）、流量（化工生产中液体流量控制系统）、液位（液体储罐的液位控制系统）、成分（乙醇生产中的乙烯浓度控制系统）
 - 涉及领域：流程工业

2. 过程控制的基础知识

- 过程控制系统及其基本构成
 - **过程控制系统定义**：对生产过程中的重要参数（温度、压力、流量、物位、成分、湿度等）进行控制，使其保持恒定或按一定规律变化，克服干扰，满足性能指标要求。
 - **被控参数CV（考过）**
 - 直接参数：适用于可以直接测量和监测的被控量。如热油出口温度、燃料油压力、炉膛负压、烟气含氧量。
 - 间接参数：适用于无法直接测量被控量，但可以通过其他相关参数来推导和间接估计被控量的情况。如，对于流量控制系统，如果无法直接测量流量，但可以测量液位和管道压力，可以利用管道截面积和压力差来间接推导和估计流量。
 - 若无法找到合适的间接参数，可以使用**故障诊断法**，通过监测和分析控制系统中的故障或异常状态，识别和判断被控量的变化。
 - **控制量/操作量MV**：受控制器操纵的，使被控参数保持设定值的物料量或能量。
 - **扰动量DV**：作用于被控过程并引起被控参数变化的因素。
 - **设定值SP**：被控参数的预定值。
 - **当前值PV**：被控参数的当前实际值。
 - **控制器输出值COV**：是指控制器经过计算后得到的数值，通过执行机构驱动操作变量。
 - **偏差E**：被控参数的设定值与当前实际值之差， $SP-PV$
- 控制结构图





$G_c(s)$: 控制器的传递函数; $G_p(s)$: 对象**控制通道**的传递函数;

$G_v(s)$: 执行器的传递函数; $G_d(s)$: 对象**干扰通道**的传递函数;

$G_m(s)$: 传感器/变送器的传递函数;

y_m : 被控量的测量值; e : 偏差;

u : 控制器的输出值 (COV); (eg. 阀门的开度)

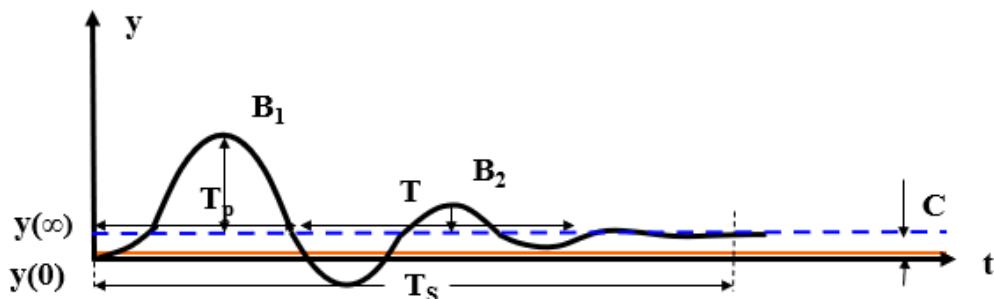
μ : 执行器的输出值, 称为**操作量**, MV (eg. 流量)

- 传感器和变送器的作用是把被控量 $y(t)$ 转化为测量值 $y_m(t)$;
- 控制器中的**比较机构**通过比较设定值 $r(t)$ 与测量值 $y_m(t)$ 得到偏差值 $e(t)$;
- 控制器根据偏差 $e(t)$ 的正负、大小及变化, 按照控制规律计算出控制量 $u(t)$;
- 执行器接受控制器送来的 $u(t)$, 相应地改变操作量 $\mu(t)$;
- 操作量 $\mu(t)$ 施加到被控对象后产生新的被控量 $y(t)$, 实现**闭环反馈控制**。
- **广义被控对象**是指控制器以外的部分组合在一起, 由被控对象、执行器、传感器和变送器组成。

- **过程控制系统目标**: 对于任意的外部干扰 (DV), 通过控制算法调节操作变量 (MV) 以使被控变量 (CV) 维持在其设定值 (SP)。
- **控制系统性能指标 (阶跃响应)**

各品质指标之间既有联系、又有矛盾。例如, 过分减小最大偏差, 会使过渡时间变长。

- 稳定性

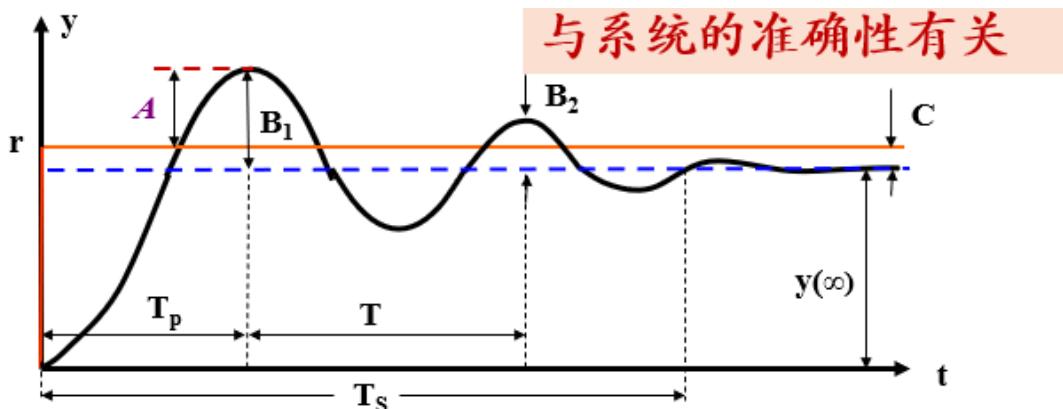


▪ 衰减比: $n = \frac{B_1}{B_2}$, B_1 为第一个波振幅, B_2 为第二个波振幅, n 大于1系统稳定。一般

$n=4:1\sim10:1$ 之间合适, 对应 $\phi = 75\% - 90\%$, 对于非周期稳定过程, $n = \infty$

▪ 衰减率: $\phi = \frac{B_1-B_2}{B_1} = 1 - \frac{1}{n}$, 对于非周期稳定过程, $\phi = 1$

- 准确性



- 最大动态偏差（越小越好）：系统瞬间偏离给定值的最大程度， $A=B_{\max}-r$ 。
- 超调量 $\sigma = \frac{B_1}{y(\infty)}$, 二阶系统 $\sigma = e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\pi} \times 100\%$
- 余差（静差） $C = y(\infty) - r$ (越小越好)
- 快速性
 - 调节时间 T_s : 从过渡过程开始到结束所需时间，当偏差进入稳态值的 $+ - 5(2)\%$ 认为结束。 (短好)
 - 二阶系统 $T_s \approx 4T = \frac{4}{\zeta\omega_n}(2\%)$, $T_s \approx 3T = \frac{3}{\zeta\omega_n}(5\%)$
 - 振荡频率 f : 过渡过程中相邻两波峰之间的时间间隔的倒数。 (大好)
 - 峰值时间 T_p : 指过渡过程开始，至被控参数到达第一个波峰所需要的时间。
 - 上升时间 T_r : 若响应曲线无超调，则上升时间是指过渡过程中被控参数从10% 稳态值到达90% 稳态值所需要的时间。

• 控制过程系统类型

- 结构特点分类：单回路反馈控制、串级控制、前馈控制、比值控制等。
- 设定值形式分类：定值控制系统 (SP不变) 、随动控制系统 (SP变化) 、程序控制系统 (设定值按预定的时间程序变化)

3. 过程控制系统的任务与设计 (非重点)

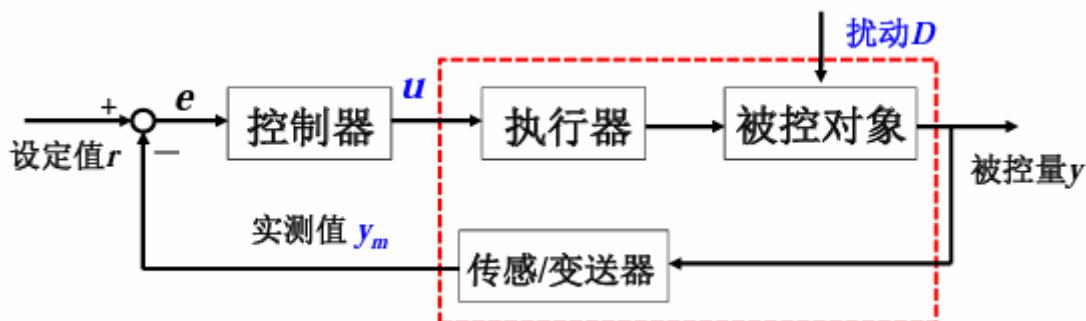
• 控制系统设计与实施的主要步骤

1. 确定控制目标
2. 选择被控变量CV
3. 选择操作变量MV
4. 分析主要扰动DV
5. 确定控制方案
6. 选择控制系统的软硬件
7. 设计报警和连锁保护系统
8. 控制系统的现场安装与调试

一、过程的动态特性与建模

1. 被控过程特性的一般描述 (非重点)

- 对于单回路控制系统，广义被控对象由被控对象、执行器和变送器构成。



• 静态特性与动态特性

- 静态: $y = f(u)$
- 动态: $y = f(u, t)$

• 描述法

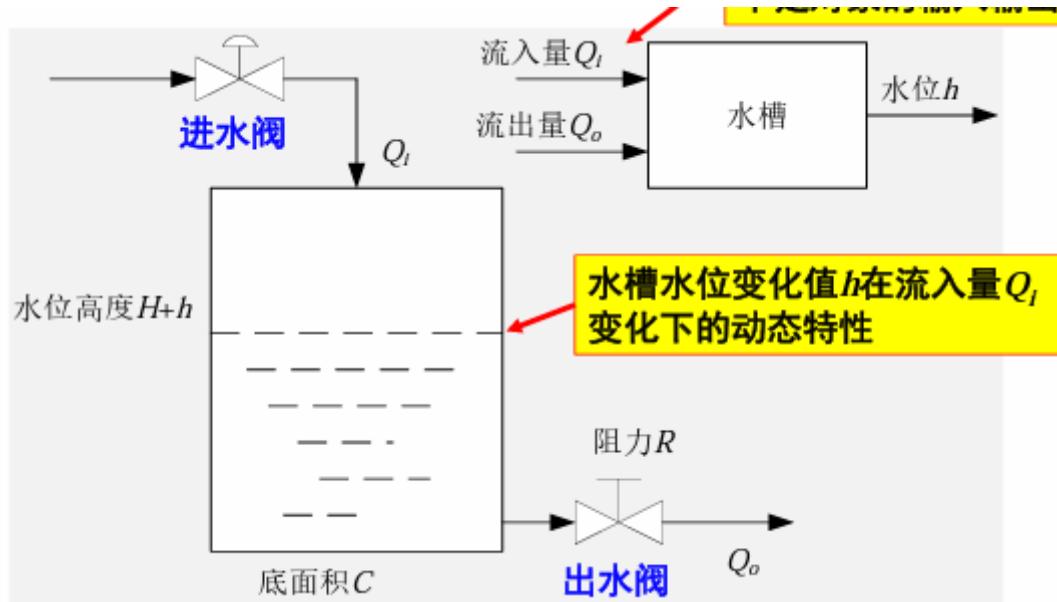
- 参数描述法：微分方程、传递函数、差分方程、脉冲传递函数、状态空间方程描述
- 非参数描述法：阶跃响应、脉冲响应、频率响应（Bode）

2. 过程的动态特性分析

自衡过程：过程在扰动或输入作用下，平衡状态被破坏，依靠自身的能力，被控量逐渐达到新的平衡，具有自平衡能力，称为自衡过程。

非自衡过程：指本身不具有自平衡能力的过程。

- 单容过程的动态特性（单容水槽为例）



根据进出水量平衡方程（物料平衡）有：

Δt 时间内水槽内存储水量变化 = 进水流量变化 * Δt - 出水流量变化 * Δt

$$C\Delta H = (\Delta Q_i - \Delta Q_o)\Delta t \quad (1-1)$$

其中 $\Delta H = H - H_0$, $\Delta Q_i = Q_i - Q_{i0}$, $\Delta Q_o = Q_o - Q_{o0}$,

H_0 , Q_{i0} , Q_{o0} 为初始稳态工作点的值，且 $Q_{i0} = Q_{o0}$

以出水阀阻力 R 采用线性阻力来近似，即 $R = H_o / Q_{o0}$, 则有

$$\Delta Q_o = \Delta H / R \quad (1-2)$$

将式(1-2) 代入式(1-1) 可得

$$C\Delta H + \frac{\Delta H}{R} \Delta t = \Delta Q_i \Delta t \quad (1-3)$$

令 $\Delta H = h$, $\Delta Q_i = q$, 且 $dH = dh$,

当 $\Delta t \rightarrow 0$ 可得

$$C \frac{dh}{dt} + \frac{h}{R} = q \quad (1-4)$$

$$\Rightarrow RC \frac{dh}{dt} + h = Rq \quad (1-5)$$

得到单容过程的一般形式:

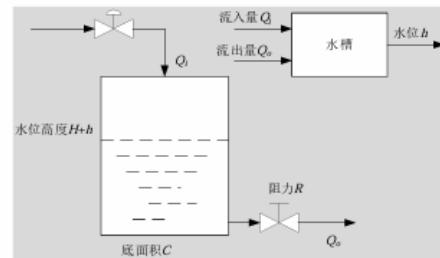
$$T = RC$$

$$T \frac{dy}{dt} + y = Ku \quad (1-6)$$

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (1-7)$$

其中, T 为时间常数

K 为过程增益 (放大倍数)



单容过程 \Rightarrow 一阶微分方程
其中 T 、 K 为模型参数,
又称特征参数

60

单容过程的一般形式:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1}$$

其中, T 为时间常数

K 为过程增益 (放大倍数)

常称为一阶惯性环节。

输出的单位阶跃响应为:

$$h(t) = K(1 - e^{-t/T}) \quad (1-8)$$

[例] 加热炉温度变化的时间常数比较大，通常称为大惯性系统。

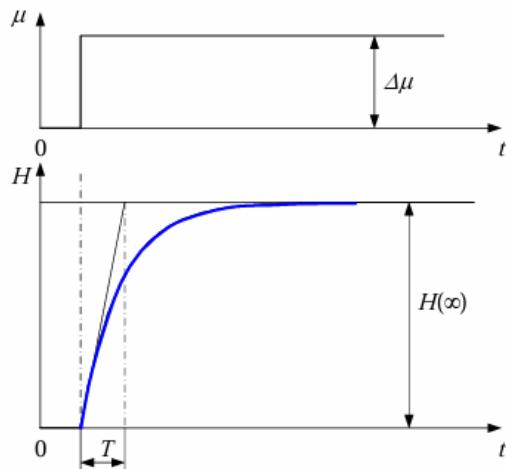
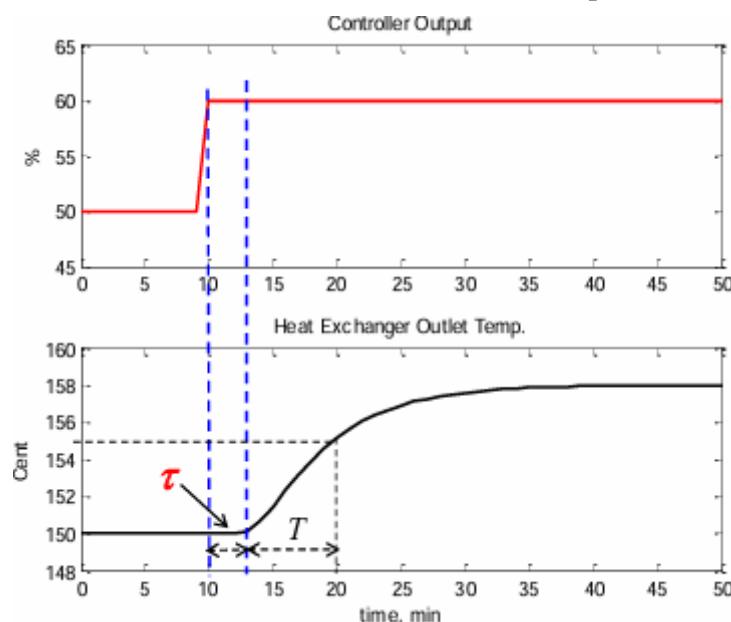


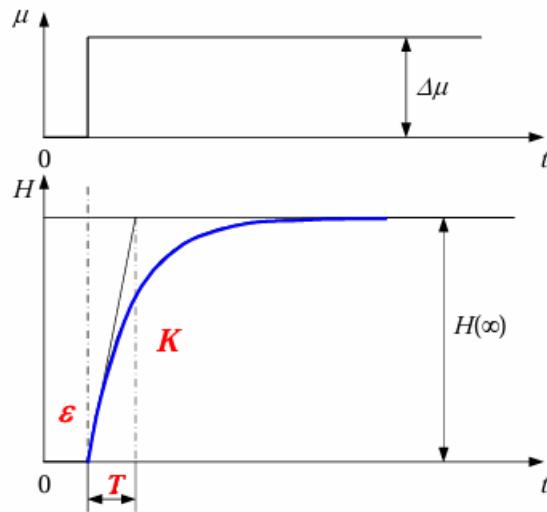
图1.3 单容水槽水位阶跃响应

- 过程增益: 稳态条件下输入导致输出变化的幅度、输出对输入变化的灵敏度、
 $K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y(\infty) - y_0}{\Delta u}$, 包括符号、数值和单位。
- 一阶时间常数: 对于单容过程, T 为输出开始变化到全部变化的 63.2% 所需时间。反映了输出变化的快慢, 越小越块。
- 纯滞后时间: 过程输入施加激励至过程输出开始变化所需时间。 $\frac{\tau}{T}$ 越大, 控制难度越大。



- 飞升速度: $\epsilon = K/T$ 是单位阶跃响应的最大变化速度。

- 自平衡率: $\rho = \Delta u / y(\infty) = 1/K$, 越大自衡能力越强



• 多容过程动态特性

• 类型1: 简单串联的双容水槽

水槽1: $F_1 \frac{dH_1}{dt} + \frac{H_1}{R_1} = Q_i$

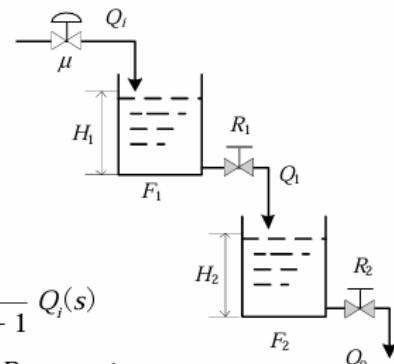
水槽2: $F_2 \frac{dH_2}{dt} + \frac{H_2}{R_2} = Q_1 = \frac{H_1}{R_1}$

$$F_1 s H_1(s) + \frac{1}{R_1} H_1(s) = Q_i(s) \Rightarrow H_1(s) = \frac{R_1}{R_1 F_1 s + 1} Q_i(s)$$

$$F_2 s H_2(s) + \frac{1}{R_2} H_2(s) = \frac{1}{R_1} H_1(s) \Rightarrow H_2(s) = \frac{R_2}{R_2 F_2 s + 1} \cdot \frac{1}{R_1} H_1(s)$$

$$\Rightarrow H_2(s) = \frac{R_2}{R_2 F_2 s + 1} \cdot \frac{1}{R_1 F_1 s + 1} Q_i(s) \Rightarrow G(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

$$K = R_2, \quad T_1 = R_1 F_1, \quad T_2 = R_2 F_2 \quad 70$$



• 类型2: 有连通的双容水槽

以第一个水箱为划定体积建立的模型

$$F_1 \frac{dH_1}{dt} = Q_i - Q_1 \quad (1-9)$$

建立第1个水箱之间阀门流量特性关系

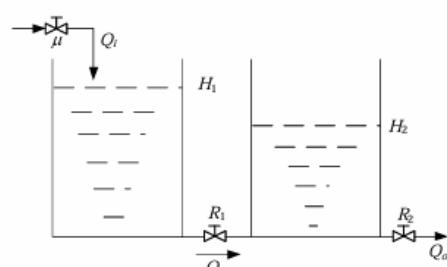
$$R_1 = (H_1 - H_2) / Q_1 \quad (1-10)$$

以第二个水箱为划定体积建立的模型

$$F_2 \frac{dH_2}{dt} = Q_1 - Q_o \quad (1-11)$$

建立第2个水箱出水阀门流量特性关系

$$R_2 = H_2 / Q_o \quad (1-12)$$



与类型1相比, 不同之处。
传递函数还是2个一阶惯性
环节的乘积?

• 类型2：有连通的双容水槽

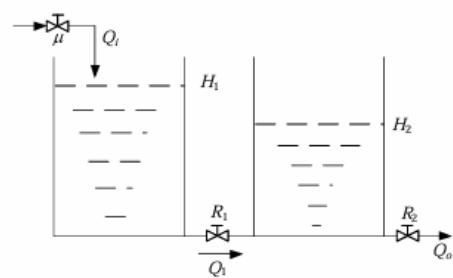
水槽1: $F_1 \frac{dH_1}{dt} + \frac{H_1}{R_1} - \frac{H_2}{R_1} = Q_i$

水槽2: $F_2 \frac{dH_2}{dt} + \frac{H_2}{R_2} = Q_i = \frac{H_1}{R_1} - \frac{H_2}{R_1}$

$$\Rightarrow R_1 F_1 \frac{dH_1}{dt} + H_1 - H_2 = R_1 Q_i$$

$$\Rightarrow T_2 \frac{dH_2}{dt} + H_2 - rH_1 = 0 \quad (*)$$

$$T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} F_2, \quad r = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



$$Q_i = (H_1 - H_2)/R_1$$

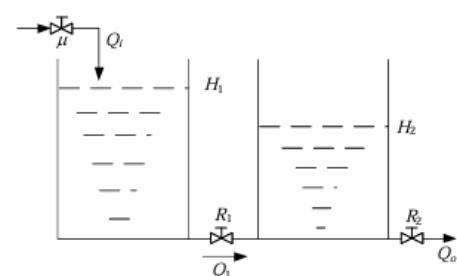
$$Q_o = H_2 / R_2$$

对式(*)求二阶导数，再利用以上几式消去中间量 H_1 ，经整理可得 H_2 的二阶微分方程

• 类型2：有连通的双容水槽

水槽1: $F_1 \frac{dH_1}{dt} + \frac{H_1}{R_1} - \frac{H_2}{R_1} = Q_i$

水槽2: $F_2 \frac{dH_2}{dt} + \frac{H_2}{R_2} = Q_i = \frac{H_1}{R_1} - \frac{H_2}{R_1}$



合并整理得

$$F_1 F_2 \frac{d^2 H_2}{dt^2} + \left(\frac{F_1}{R_2} + \frac{F_2}{R_1} + \frac{F_1}{R_1} \right) \frac{dH_2}{dt} + \frac{H_2}{R_1 R_2} = \frac{Q_i}{R_1} \quad (1-13)$$

令 $T_1 = F_1 R_1$, $T_2 = F_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, $r = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, $Q_i = k_u u$

$$\Rightarrow T_1 T_2 \frac{d^2 H_2}{dt^2} + (T_1 + T_2) \frac{dH_2}{dt} + (1 - r) H_2 = r k_u R_1 u \quad (1-14)$$

73

根据上述分析，可知双容过程的传递函数可表示为：

$$G(s) = \frac{K}{As^2 + Bs + 1}$$

或 $G(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (1-15)$

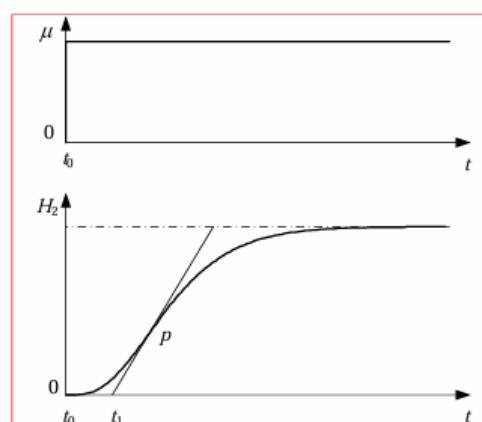


图1.9 双容水槽的阶跃响应

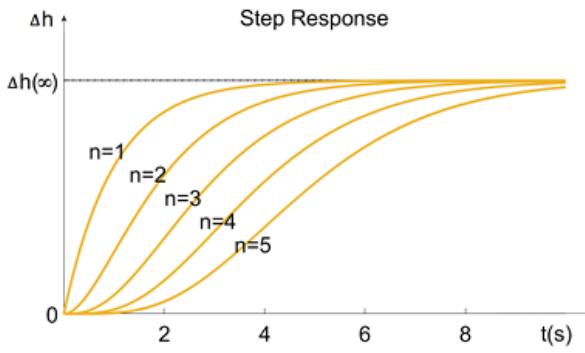
• 双容过程的阶跃响应函数与曲线

(归一化后) $y(t) = 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_2}}$

飞升曲线起始阶段变化很慢，容积迟延

75

结论：系统中串联的容积个数越多（阶数 n 越多），阶跃响应曲线上升越慢，**容积迟延**越大。



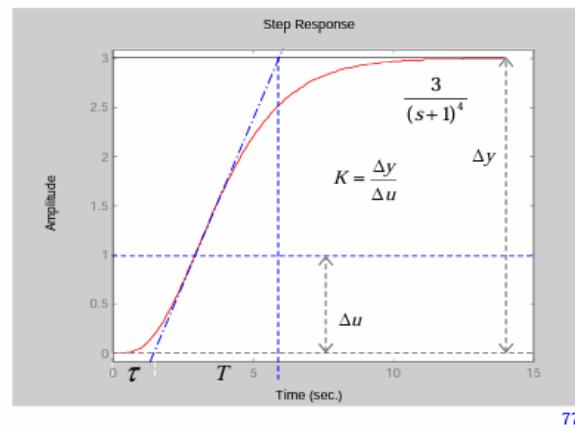
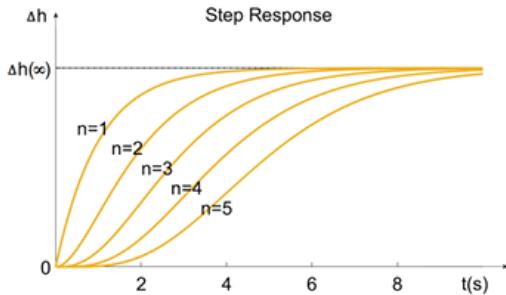
迟延是指从输入变化到输出开始响应之间的时间，也称滞后。

实际应用中通常将多容过程等效为一阶惯性环节加纯迟延模型：

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

例如，**实验一**：三容水箱及其水位控制

- **容积迟延** τ ：由于前置容积的存在而引起的迟延；
- 多容过程的**等效特征参数**
 - 等效时间常数 T
 - 等效迟延时间 τ_c
 - 放大倍数 K



77

- 非自平衡单容过程动态特性（非重点）

以**单容积分水槽**为例：（教材例1-2）

得到一般形式的传递函数：

$$G(s) = \frac{1}{Ts} \quad \text{或} \quad G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{T_s(Ts+1)}$$

由对象的开环极点分布，可知**不稳定**

- 特征参数
 - 飞升速度 $\varepsilon = 1/T$
 - 自平衡率 $\rho = \Delta u / \Delta y(\infty) = 0$ ，表明对象没有自平衡能力

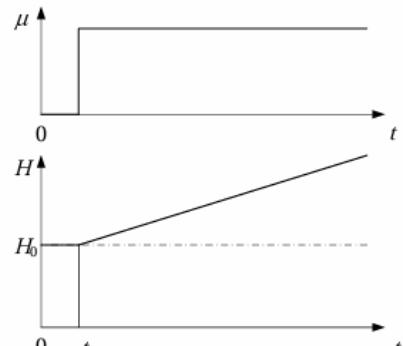


图1.7 单容积分水槽的阶跃响应

实际应用中，对于非自平衡过程的输出一定要进行控制。该如何处理？

80

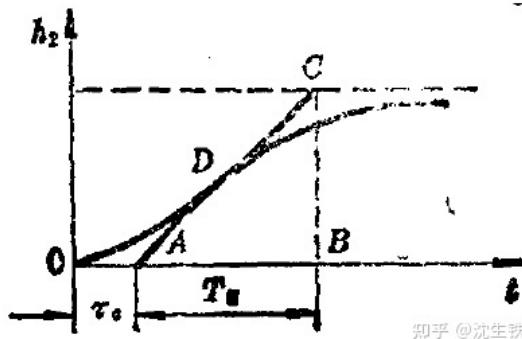
3. 特殊过程的动态特性分析（非重点）

- **纯迟延**

- 传输迟延（时滞）： $G(s) = e^{-\tau s}$
- 等效容积迟延（容滞）： $G(s) = e^{-\tau s} \frac{K}{Ts+1}$
- 迟延时间越大，越难控制，如加热炉温度变化的时间常数比较大，通常称为大惯性系统。如果存在比较大的 τ/T ，则称为大惯性大迟延系统，很难控。

• 容量滞后

- 在工业生产过程中，**多容过程**与单容过程相比，多容过程受到扰动后，如输入流量作一阶跃变化时，被控量 h_2 的变化速度并不是一开始就最大，而是要经过一段滞后时间之后才达到最大值，这种过程被称为容量滞后过程。



知乎 @沈生铁

• 工业过程动态特性的特点

- 被控对象传递函数特性大多是属于自衡过程，开环稳定；
 - 阶跃响应曲线通常单调，非振荡
- 被控对象传递函数特性大多具有迟延特性
- 被控对象传递函数大多具有非线性特性
- 非线性、大迟延、分布参数**等特性是过程控制中常见的难点问题，到目前仍未见特别有效的解决方案，许多研究工作正在继续展开。

4. 过程建模的基本知识（非重点）

主要讨论动态模型。

- 机理法建模：根据生产过程中实际发生的（物理化学）变化机理，写出各种有关的平衡方程，反映物体运动、传热、传质、化学反应等基本规律的运动方程，以及物性参数方程，某些设备的特性方程等，从而获得所需的模型。

- 三种衡算：

- 质量衡算（物料衡算）：质量守恒定律

$$\sum F = \sum D + A \quad (1-27)$$

式中： $\sum F$ — t 时间内**输入**物料质量的总和；

$\sum D$ — t 时间内**输出**物料质量的总和；

A — t 时间内系统中**积累**的物料质量的总和。

- 能量衡算（能量守恒定律和热力学第二定律）

对于系统内有化学反应，热量衡算可扩充为：

$$\sum H_F + Q + H_R = \sum H_P + Q_A \quad (1-30)$$

式中： $\sum H_F$ — 单位时间内输入系统的物料焓值的总和；

$\sum H_P$ — 单位时间内从系统输出的物料焓值的总和；

H_R — 单位时间内系统中化学反应放热
(或吸热，吸热为负值)

Q — 单位时间内从环境传入（或传给环境）的热量；

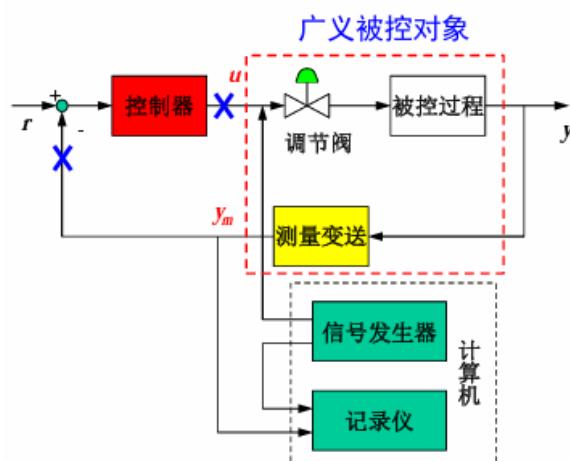
Q_A — 单位时间内系统中热量的积累。

- 动量衡算（动量守恒定律和牛顿第二运动定律）

- 实验法建模：也称为统计建模方法。一般只用于建立输入输出模型。它是根据工业过程的输入和输出的实测数据进行某种数学处理后得到的模型。

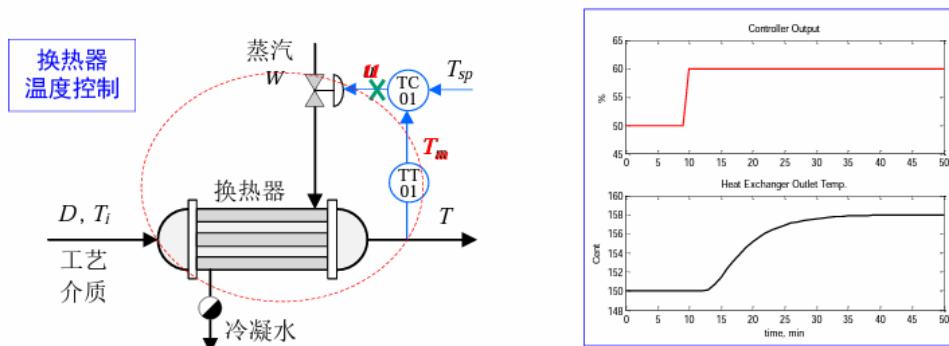
5. 过程的实验建模方法与示例

- 过程动态特性响应曲线的测取



- 通过阶跃响应试验，获取广义对象的输入 u 、输出 y_m 的动态响应数据

- (1) 将控制器改为“手动”操作模式；
- (2) 以阶跃方式，改变控制器输出 u ；
- (3) 记录控制器输出与变送器输出响应数据



• 矩形脉冲响应曲线

• 转换为阶跃响应曲线

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t)$$

$$u_2(t) = -u_1(t-\Delta t)$$

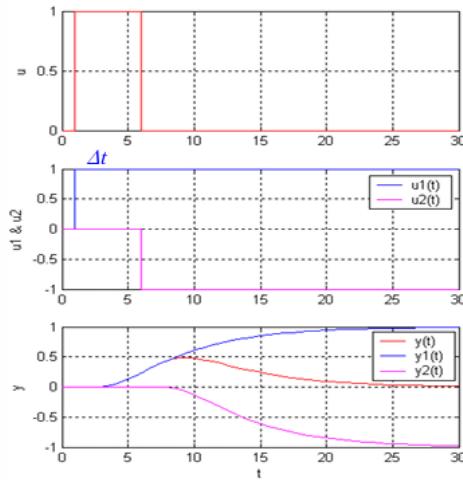
$$y_2(t) = -y_1(t-\Delta t)$$

$$y(t) = y_1(t) + y_2(t)$$

→ $y_1(t) = y(t) + y_1(t-\Delta t)$ (1-38)

Δt 是矩形脉冲的宽度

根据式(1-38), 方波响应 $y(t)$ 可逐点拆分为飞升曲线 $y_1(t)$ 和 $y_1(t-\Delta t)$ 。



• 由阶跃响应曲线拟合传递函数

2、拟合传递函数:

(1) 由单容加纯迟延的传递函数拟合 $G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{Ts+1}$

(2) 由二阶惯性加纯迟延的传递函数拟合

特征参数 K, T, τ

(3) 用 n 阶惯性加纯迟延的传递函数拟合

(1) 由单容加纯迟延的传递函数拟合

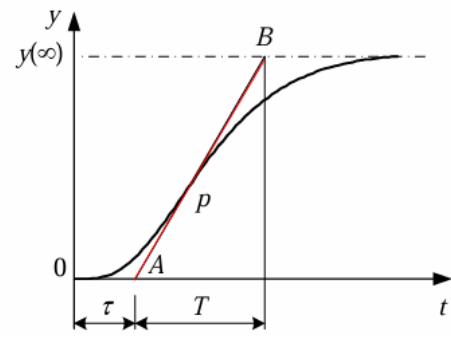
$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{Ts+1}$$

• 方法1: 切线法 (作图法)

• 计算增益: $K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y(\infty)}{\Delta u}, y_0=0$

or $K = \frac{y(\infty) - y_0}{\Delta u(t)}$

• 在 S 曲线的拐点 P 处作切线, 交于 A 和 B 两点, 确定参数 T 和 τ 对高阶系统近似拟合



• 方法2: 两点法 (计算法)

阶跃响应: $y(t) = K(1 - e^{-(t+\tau)/T}) u(t)$

→ $K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y(\infty)}{\Delta u}, y_0=0$

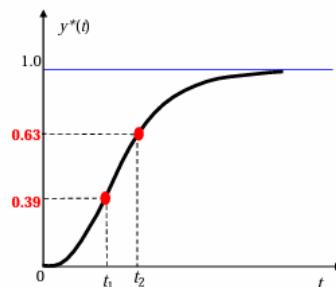
归一化: $y^*(t) = \frac{y(t)}{y(\infty)}$

取2点: $y^*(t_1) = 1 - \exp(-\frac{t_1 - \tau}{T}) = 0.393$

$y^*(t_2) = 1 - \exp(-\frac{t_2 - \tau}{T}) = 0.632$

$t - \tau = T$ 时, 有 $1 - e^{-1} = 1 - 0.368 = 0.632$

$\ln[1 - y^*(t_2)] = \ln[1 - 0.632] = \ln[e^{-1}] = -1$



为何取这2个特定值的点?

方便计算 $\ln[1 - y^*(t)]$

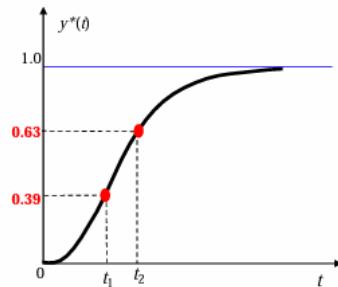
$\ln[1 - y^*(t_1)] = -0.5$

• 方法2：两点法（计算法）

取2点： $y^*(t_1) = 1 - \exp(-\frac{t_1 - \tau}{T}) = 0.393$

$$y^*(t_2) = 1 - \exp(-\frac{t_2 - \tau}{T}) = 0.632$$

$$\left. \begin{array}{l} T = \frac{t_2 - t_1}{\ln[1 - y^*(t_1)] - \ln[1 - y^*(t_2)]} \\ \tau = \frac{t_2 \ln[1 - y^*(t_1)] - t_1 \ln[1 - y^*(t_2)]}{\ln[1 - y^*(t_1)] - \ln[1 - y^*(t_2)]} \end{array} \right\}$$



$$\left. \begin{array}{l} T = 2(t_2 - t_1) \\ \tau = 2t_1 - t_2 \end{array} \right\}$$

• 再取2点校验

$$\left. \begin{array}{l} t_3 = 0.8T + \tau, y^*(t_3) = 0.55 \\ t_4 = 2T + \tau, y^*(t_4) = 0.87 \end{array} \right\}$$

由2个点来确定
曲线中的参数，
只能是一种近似
需要仿真验证

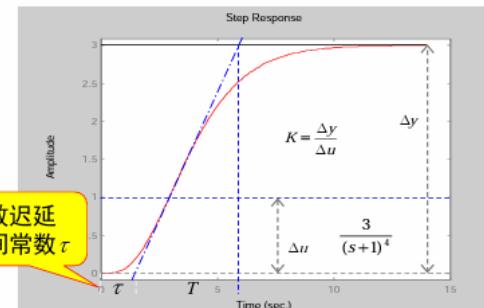
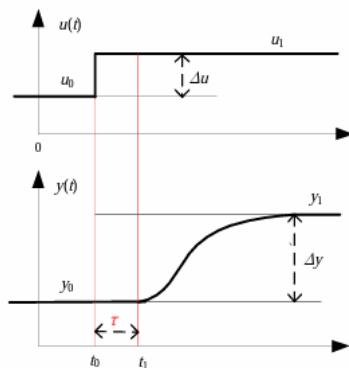
(2) 由二阶惯性加纯迟延的传递函数拟合 $G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$, $T_1 \geq T_2$

• 计算增益： $K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y(\infty) - y_0}{\Delta u(t)}$

• 纯迟延时间 τ ：取阶跃响应曲线脱离起始的毫无反应的阶段、
开始出现变化的时刻，确定参数 τ

不同于等效迟
延时间常数 τ

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{Ts + 1}$$



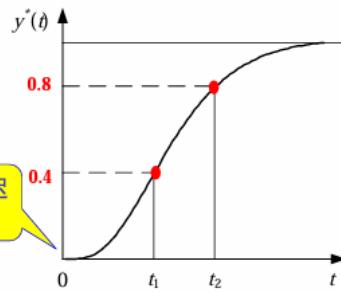
• 方法：两点法（计算法）

阶跃响应归一化后：(不含纯迟延部分)

$$y^*(t) = 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-t/T_1} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-t/T_2}$$

取2点： $y^*(t_1) = 0.4$ $y^*(t_2) = 0.8$

不含纯迟
延部分



$$\left. \begin{array}{l} \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_1}{T_1}} - \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_1}{T_2}} = 0.6 \\ \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_2}{T_1}} - \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_2}{T_2}} = 0.2 \end{array} \right\}$$



$$\left. \begin{array}{l} T_1 + T_2 \approx \frac{1}{2.16}(t_1 + t_2) \\ \frac{T_1 T_2}{(T_1 + T_2)} \approx (1.74 \frac{t_1}{t_2} - 0.55) \end{array} \right\} (1-40)$$

注意：二阶对象通常要求

$$0.32 < \frac{t_1}{t_2} \leq 0.46$$

0

其中 $t_1/t_2 = 0.32 \Rightarrow T_2 = 0$, 是单容过程

$$t_1/t_2 = 0.46 \Rightarrow T_2 = T_1, 2\text{个单容串联}$$

(3) 由n阶惯性加纯迟延的传递函数拟合

若 $t_1/t_2 > 0.46$, 需用高阶环节近似: $G(s) = \frac{K}{(Ts+1)^n}$

步骤:

1. 取2点 $y^*(t_1) = 0.4$, $y^*(t_2) = 0.8$ 确定 t_1 和 t_2
2. 根据比值 t_1/t_2 利用表查出 n 值
3. 由 $nT \geq \frac{t_1 + t_2}{2.16}$ 计算时间常数 T

仿真验证

高阶惯性对象 $\frac{1}{(Ts+1)^n}$ 中阶数 n
与比值 t_1/t_2 的关系

n	t_1/t_2	n	t_1/t_2
1	0.32	8	0.685
2	0.46	9	
3	0.53	10	0.71
4	0.58	11	
5	0.62	12	0.735
6	0.65	13	
7	0.67	14	0.75

二、简单控制系统 (单回路控制系统)

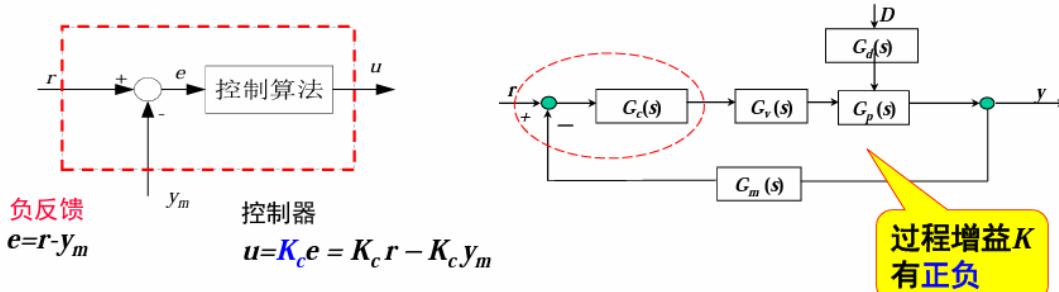
1. 简单控制系统的结构特性

- 简单控制系统及其控制器的结构和特性

- 结构

- 第一个字母代表被控参数, F-流量、L-液位、T-温度、P-压力;
 - 第二个字母代表仪表功能, C-控制器、T-变送器
 - FF: 前馈控制FeedForward
 - 适用于被控过程的纯滞后与惯性不大、负荷与干扰变化比较平稳或者工艺要求不太高的场合

- 调节器 (控制器) 的正反作用



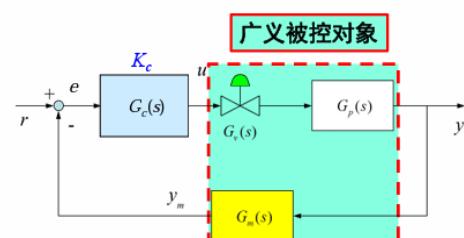
- 首要任务: 构成负反馈系统
- 正作用: 测量值增->控制作用增, 控制器输出u随着输入信号ym增大而增大, K_c 为负
- 反作用: 测量值增->控制作用减, 控制器输出u随着输入信号ym增大而减小, K_c 为正

- 调节器正反作用的定义 (稳态时)

- 正作用: 测量值 $\uparrow \rightarrow$ 控制作用 \uparrow
 - 反作用: 测量值 $\uparrow \rightarrow$ 控制作用 \downarrow

- 正反作用的选择原则

- 广义对象 $G_v(s) G_p(s) G_m(s)$ 为 **+** 时,
选**反**作用控制器
 - 广义对象 $G_v(s) G_p(s) G_m(s)$ 为 **-** 时,
选**正**作用控制器



- 控制系统动态过程的品质指标 (非重点)

- 见前述

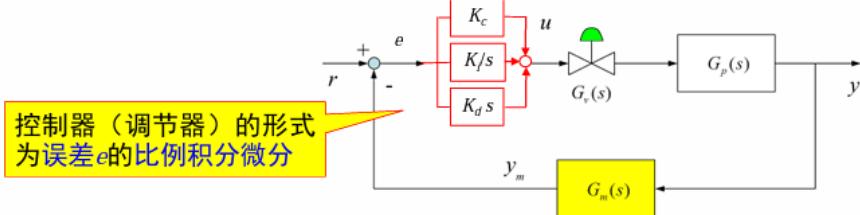
2. PID控制及其过程分析（重中之重）

- PID控制器的基本特性

- PID控制的算式：

$$u(t) = K_c [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad u(t) = \frac{1}{\delta} [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}]$$

$$G(s) = K_c (1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s) \quad G(s) = \frac{1}{\delta} (1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s)$$



优点：原理简单、使用方便；适应性强、鲁棒性强；不依赖被控对象的精确模型

缺点：难以用于复杂对象；需要整定参数

- PID控制器的传递函数

$$P: G(s) = 1/\delta$$

$$I: G(s) = \frac{1}{T_i s}$$

$$PI: G(s) = \frac{1}{\delta} (1 + \frac{1}{T_i s})$$

$$D: G(s) = T_d s$$

$$PD: G(s) = \frac{1}{\delta} \frac{T_d s + 1}{\frac{T_d}{K_d} s + 1}$$

$$PID: G(s) = \frac{1}{\delta} \left(\frac{T_d s + 1}{\frac{T_d}{K_d} s + 1} + \frac{1}{T_i s} \right)$$

δ : 比例带, $\frac{1}{K_c}$

T_i : 积分时间

T_d : 微分时间

K_d : 主要用以限制微分作用起始幅度，早期模拟控制器一般选6 – 10。

- 比例控制器

- 比例带：

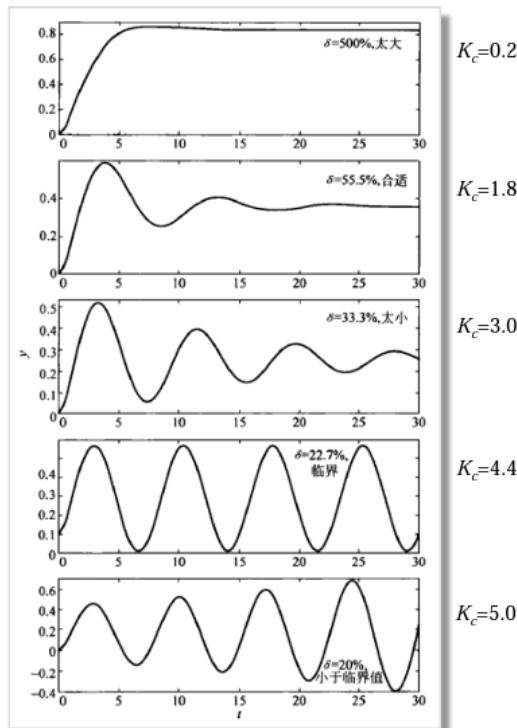
- 物理意义：

使调节阀从全开到全关（输出作全量程范围变化时）的输入（被控量）变化占其全量程变化范围的百分数。

[例] 温度对象的测量仪表量程为100°C，则 $\delta=50\%$
表示温度参数需要改变50°C才能使控制阀从关到全开。

输入输出相对于控制器而言

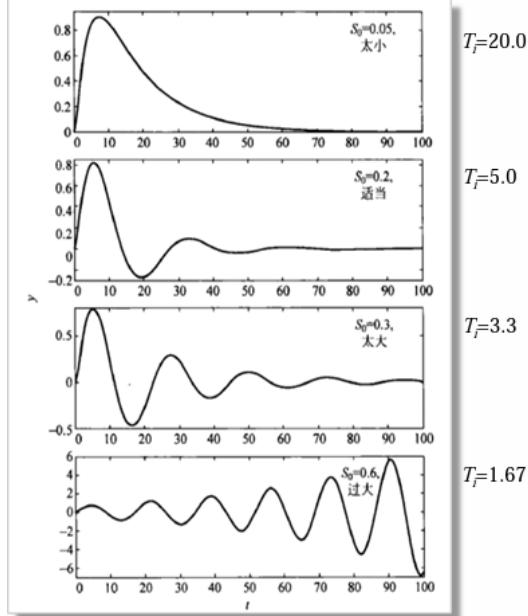
- 当 $K_c \uparrow (\delta \downarrow)$ 时, 引起 $\omega \uparrow$; $\zeta \downarrow$, $\psi \downarrow$ 稳定性变差; 工作频率 $\omega \uparrow$ 动作加快; $e(\infty) \downarrow$ 稳态偏差减小;
- 对给定通道, 当 $K_c \uparrow (\delta \downarrow)$ 时, 引起最大动态偏差增大 (前向放大倍数增大);
- 对干扰通道, $K_c \uparrow (\delta \downarrow)$ 时, 引起最大动态偏差减小 (由于控制作用强而有效抑制干扰)。



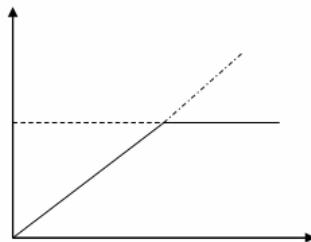
◦ 积分控制器

- 积分时间: 控制器在阶跃作用下, 从起点到控制器输出累计到与输入量相等所需时间。
积分时间越大, 积分作用越弱。
- 特点: 无差控制: 只要有偏差存在, 控制器就会一直调整输出, 直到偏差为0; 动作过程慢; 对稳定性不利。

- 当 $K_i \uparrow (T_i \downarrow)$ 时, 即积分作用强, 引起 $\omega \uparrow$; $\zeta \downarrow$, $\psi \downarrow$ 稳定性变差; 工作频率 $\omega \uparrow$ 动作加快; 若系统稳定, $e(\infty)$ 稳态偏差为零;
- 对给定通道, 当 $K_i \uparrow (T_i \downarrow)$ 时, 引起最大动态偏差增大 (前向放大倍数增大);
- 对干扰通道, 当 $K_i \uparrow (T_i \downarrow)$ 时, 引起最大动态偏差减小 (由于控制作用强而有效抑制干扰)



- **积分饱和：**只要被调量与设定值之间有误差，积分控制器的输出就会不停地变化，以消除这种误差；由于某种原因，被调量与设定值之间的误差一时无法消除，而控制器的输出仍然持续变化以校正误差；导致经过一段时间后，控制器的输出持续正向积累，以至于超过了执行器的上限所需数值，或者反之远远低于下限所需数值，进入深度饱和。



调节器进入深度饱和状态

积分规律不再存在

退出积分饱和比较困难

积分作用的滞后性导致的结果

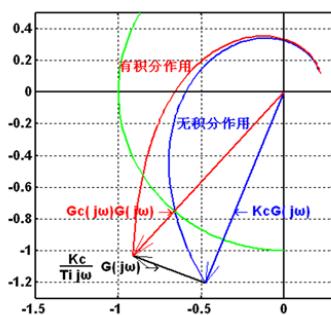
出现了非线性

- 对抗措施：对积分项设置上下限，限制其取值范围。这样可以防止积分项趋于无限增长或减小。当积分项达到上限或下限时，对积分项的增益进行衰减或重置。
- 比例积分控制：

- 比例积分控制器本质上相当于滞后校正装置。

为了保持稳定性裕度，
引入积分作用后，
 K_c 应减少10-20%

PI控制器对系统稳定性的影响



幅频特性分析

对象和控制器分别表示为

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

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$$

在 K_c 不变时, $T_i \downarrow$, 积分作用越强, 稳定性越差, 幅稳定裕度下降, 相稳定裕度下降, 振荡频率下降。

147

○ 微分控制器

- 理想微分控制器

$$u(t) = T_d \frac{de}{dt} + u_0$$

$$G(s) = T_d s$$

- 实际微分控制器

$$\frac{T_d}{k_d} \frac{du}{dt} + u = T_d \frac{de}{dt} + u_0$$

$$G(s) = \frac{\frac{T_d s}{T_d}}{\frac{T_d}{K_d} s + 1}$$

其中, 微分时间 T_d 、微分增益 K_d K_d 一般在5~10之内

微分作用通过误差的变化率来预报误差信号的未来变化趋势

提供0至90°导前角, 改善系统动态特性

微分作用在静态时输出为0, 无控制作用

■ 比例微分控制:

- 比例微分控制器

$$G(s) = \frac{1}{\delta} \left(1 + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{K_d} s + 1}\right)$$

- 单位阶跃响应

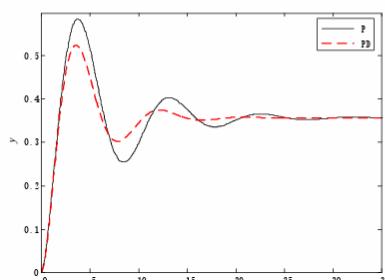
$$u(t) = \frac{1}{\delta} \left(1 + K_d \exp\left(-\frac{t}{T_d/K_d}\right)\right)$$

3、微分作用对系统性能指标的影响

- 适当引入微分可提高系统稳定性
- 对稳态性能没有影响
- 可提高快速性, 提高系统工作频率
- 如果过程测量噪声大(高频), 微分作用则会放大噪声

为了保持稳定性裕度，
引入微分作用后，
 K_c 可以增加10-20%

引入微分动作要适度



- 采用比例控制器和比例微分控制器并整定到相同的衰减率时, 两者阶跃响应的比较。
- 都是有差控制
- 适度引入微分动作后, 由于可以采用较大的 K_c (较小的比例带), 不但减小了残差, 而且减小了最大偏差, 提高了振荡频率

153

○ PID控制

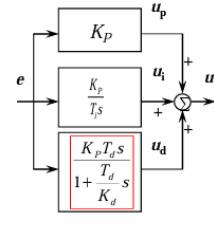
4、比例积分微分控制器

- 工业应用中使用三种实际微分PID控制器的算式

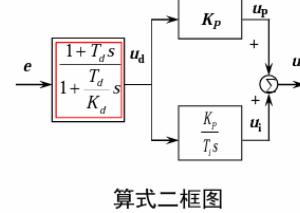
$$\text{算式一: } G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{K_d} s} \right)$$

$$\text{算式二: } G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1 + T_d s}{1 + \frac{T_d}{K_d} s} K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

$$\text{算式三: } G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{1 + \frac{T_d}{K_d} s} K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$



算式一框图



算式二框图

● PID控制作用的总结

对象为
自衡过程

- 控制器传递函数

P: $G(s) = K_c = 1/\delta$

I: $G(s) = \frac{1}{T_i s}$

PI: $G(s) = K_c(1 + \frac{1}{T_i s})$

D: $G(s) = T_d s$

PD: $G(s) = K_c(\frac{T_d s + 1}{\frac{T_d}{K_d} s + 1})$

PID: $G(s) = K_c(\frac{T_d s + 1}{\frac{T_d}{K_d} s + 1} + \frac{1}{T_i s})$

- 动作规律、对性能指标的影响

P: 瞬时动作，有差， $K_c \uparrow, \omega \uparrow, \zeta \downarrow, \psi \downarrow$, 振荡↑, $e(\infty) \downarrow$

I: 稳态无差， $T_i \downarrow, \omega \uparrow, \zeta \downarrow, \psi \downarrow$, 振荡↑, $e(\infty) = 0$

PI: P为主, I为辅; 有 T_i , K_c 要减小; 易积分饱和

D: 改善稳定性, 加快响应速度; 不单独用

PD: D为辅; T_d 要适当; $T_d \uparrow, \omega \uparrow$; 加 T_d , K_c 可更大

PID: 性能↑↑; 不是“万能的”; 3个参数整定麻烦

- 比例作用P是基本控制作用, 输出与输入无相位差。 K_c 越大控制作用越强, 随着 K_c 的增加(比例带 δ 减小), 余差下降, 最大偏差减小, 但稳定性变差。
- 比例作用P引入积分作用I后, 可以消除余差。但是幅值增加, 相位滞后, 使稳定性裕度下降, 为保持同样稳定性裕度, K_c 应减少10-20%。积分时间 T_i 越短, 积分作用越强。应防积分饱和。
- 比例作用P引入适当微分作用D后, 幅值增加, 相位超前, 使稳定性裕度提高。在保持同样稳定性裕度时, K_c 可以增加10-20%。微分作用D可以克服容量滞后, 但对时滞毫无作用。微分时间 T_d 越大, 微分作用越强, $T_d=0$ 无微分作用。

(1) 比例控制 (P控制器)

比例控制器实际上相当于一个放大器, 减小系统的稳态误差, 提高系统的快速性, 但是它会影响系统的稳定性, 有时会导致系统的稳定性下降。

(2) 比例积分控制 (PI控制器)

比例积分控制器实际上相当于滞后校正, 消除静差, 但是系统稳定性下降。

(3) 比例微分控制 (PD控制器)

比例微分控制器实际上相当于超前校正, 可以提高系统的稳定性, 加快系统的响应速度。

(4) PID控制器

比例积分微分控制器实际上相当于超前-滞后校正。理论上全面提高控制质量, 但是会使得系统对干扰, 尤其是高频噪声变得敏感。

3 控制器整定及系统设计

- 整定的概念
 - 系统整定的实质是通过调整控制器的参数使其特性与被控对象匹配，以达到最佳的控制效果
 - 分为理论计算整定和工程整定
- 工程整定法
 - 动态特性参数法 (Ziegler-Nichols) (飞升曲线法) 注意K是广义对象的K

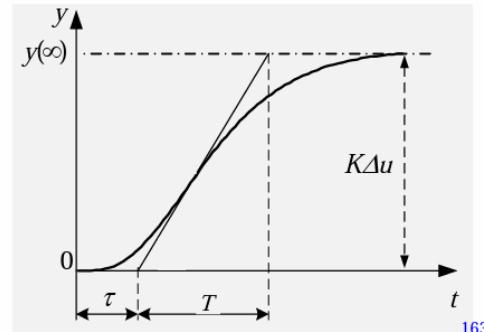
工程上又称为**飞升曲线法**，适用于自衡的非振荡过程，可以用一阶惯性加纯滞后环节来近似。

首先，从飞升曲线确定广义对象的放大系数**K**、时间常数**T**和纯滞后 **τ** 。

- 将广义对象的阶跃响应曲线表示为

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{Ts + 1}$$

- 求出特征参数**K, T, τ**
转换为 ε, ρ, τ ，
其中，飞升速度 $\varepsilon = K/T$ ，
自平衡率 $\rho = 1/K$

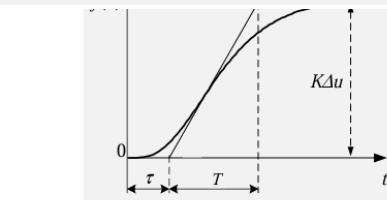


163

1、动态特性参数法 (Z-N)

首先，从飞升曲线确定广义对象的放大系数**K**、时间常数**T**和纯滞后 **τ** ，转换为 ε, ρ, τ 。

然后，按下表**经验公式**确定控制器参数。



164

Z-N表格 3.1:

	δ	T_I	T_D
P	$\varepsilon\tau$		
PI	$1.1\varepsilon\tau$	3.3τ	
PID	$0.85\varepsilon\tau$	2.0τ	0.5τ

$$\varepsilon = K/T, \delta = 1/K_c$$

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{Ts + 1}$$

P控制器

$$\delta = \varepsilon\tau = K\tau/T$$

$$K_c K = (\tau/T)^{-1}$$

PI控制器

$$K_c K = 0.9 (\tau/T)^{-1}$$

$$T_i = 3.3 \tau$$

PID控制器

$$K_c K = 1.18 (\tau/T)^{-1}$$

$$T_i = 2.0 \tau$$

$$T_d = 0.5 \tau$$

参数整定的目标是闭环响应
具有75%衰减率(4:1衰减比)

K_c 减少
10~20%

K_c 增加
10~20%

- 动态特性参数法 (Cohen-Coon) 注意K是广义对象的K

- **比例控制器**

$$K_c K = (\tau/T)^{-1} + 0.333$$

- **比例积分控制器**

$$K_c K = 0.9 (\tau/T)^{-1} + 0.082$$

$$T_i/T = [3.33(\tau/T) + 0.3(\tau/T)^2] / [1 + 2.2(\tau/T)]$$

- **比例积分微分控制器**

$$K_c K = 1.35 (\tau/T)^{-1} + 0.27$$

$$T_i/T = [2.5(\tau/T) + 0.5(\tau/T)^2] / [1 + 0.6(\tau/T)]$$

$$T_d/T = 0.37 (\tau/T) / [1 + 0.2(\tau/T)]$$

观察这些式子，
有什么规律？
和Z-N整定公式
的区别？

◦ 稳定边界法 (闭环运行)

- 设置 T_i 最大 ($T_i = \infty$)， T_d 为零，比例带 δ 较大 (K_c 较小)，系统投入闭环运行；
- 逐渐减小比例带，使之到达临界振荡过程，记录临界振荡周期 T_{cr} 、临界比例带 δ_{cr}
- 根据 T_{cr} , δ_{cr} ，查表 3.3 求比例带、积分时间和微分时间

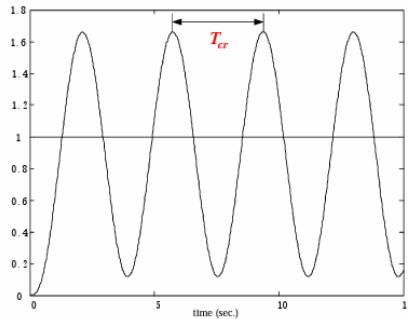


表 3.3 稳定边界法参数整定计算公式

整定参数 调节规律	δ	T_i	T_d
P	$2\delta_{cr}$		
PI	$2.2\delta_{cr}$	$0.85T_{cr}$	
PID	$1.67\delta_{cr}$	$0.50T_{cr}$	$0.125T_{cr}$

166

注意临界振荡过程确保在线性工作区，否则可能不是临界振荡，而是极限环。

◦ 衰减曲线法 (闭环运行)

- 设置 T_i 最大 ($T_i = \infty$)， T_d 为零，比例带 δ 较大 (K_c 较小)，系统投入闭环运行；
- 逐渐调整 δ 或 K_c ，至响应曲线 4:1 衰减，记录比例带 δ_s 和振荡周期 T_s

衰减比 4:1—
偏离稳态值的
头 2 个峰值之比

- 查表 3.4 求比例带、积分时间和微分时间

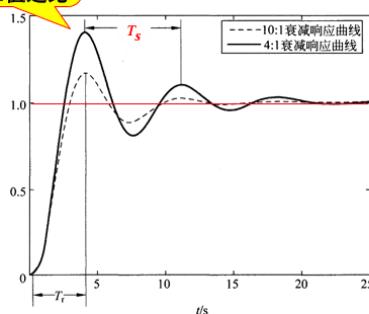


表 3.4 衰减曲线法参数整定计算公式

衰减率 ψ	整定参数 调节规律	δ	T_i	T_d
0.75 (4:1)	P	δ_s		
	PI	$1.2\delta_s$	$0.5T_s$	
	PID	$0.8\delta_s$	$0.3T_s$	$0.1T_s$
0.90 (10:1)	P	δ_s		
	PI	$1.2\delta_s$	$2T_r$	
	PID	$0.8\delta_s$	$1.2T_r$	$0.4T_r$

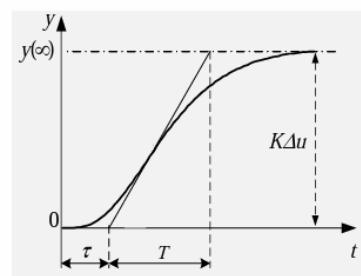
167

◦ 总结：

• 步骤

1. 选定控制回路，在开环条件下做阶跃测试
2. 得到广义对象的飞升曲线，近似计算特征参数
3. 由动态特性参数法的 Z-N 表格得到 PID 参数的初值（粗调）
4. 构成闭环控制之后，根据衰减曲线法再调整参数（细调）

控制器参数设定不必精确确定，
与最佳值有一定的偏差 ($\pm 10\%$)
对系统响应没有影响



1、控制器增益 K_c 和反馈回路中其他增益的乘积成反比: $K_c \propto 1 / K_v K K_m$

2、 K_c 应该随着 τ/T 增大而减小 (纯迟延 τ 和主导时间常数 T 的比值)

τ/T 的增大将导致更长的过渡过程时间以及与设定值有更大的最大动态偏差, 即控制质量将随着 τ/T 的增大而降低

3、 T_i 和 T_d 都应该随着 τ/T 的增大而减小

一般取 T_d/T_i 处于 0.1~0.3 之间, 通常取 0.25 作为初始值

4、在 P 控制器中加积分作用时, 减小 K_c ; 加微分作用时, 可增加 K_c (允许 K_c 采用比纯比例作用时更大一些的值)

[例2] 温度控制系统的 PI 控制器参数整定。 (教材例3-5)

温度控制系统采用 PI 控制器。在调节阀扰动量 $\Delta\mu=20\%$ 时, 测得温度控制通道阶跃响应特性参数: 稳定时温变化 $\Delta\theta(\infty)=60^\circ\text{C}$; 时间常数 $T=300\text{s}$; 纯迟延时间 $\tau=10\text{s}$ 。温度变送器量程为 0~100°C, 且温度变送器和控制器均为 DDZ-III 型仪表。

试求控制器 δ 、 T_i 。

解: 广义对象的增益包括被控过程、变送器和调节阀,

$$K' = K_v K_m K$$

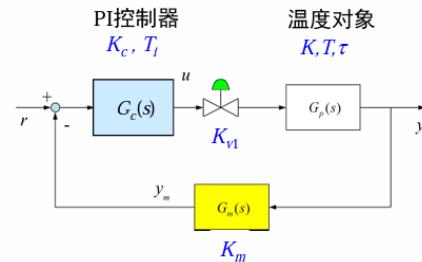
采用 DDZ-III 型仪表, 可知变送器转换系数 K_m 为

$$K_m = \frac{20-4}{100-0} \text{ mA/}^\circ\text{C}$$

调节阀的转换系数 K_{v1} 为 $K_{v1} = \frac{100-0}{20-4} \text{ \%/mA}$

过程开环增益 $K = \Delta\theta(\infty)/\Delta\mu = 60 / 20 = 3 \text{ }^\circ\text{C}/\%$

广义对象的增益为 $K' = 3$



解: 采用动态特性参数法, 按 Z-N 公式可得

$$K_c K' = 0.9 * (\tau/T)^{-1}$$

可得控制器的比例增益为

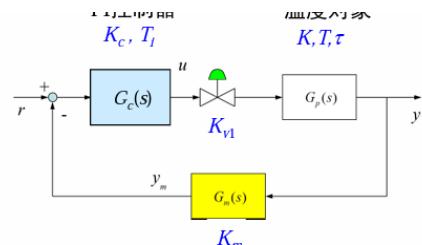
$$K_c = 0.9 * (10 / 300)^{-1} / 3 = 9$$

则, 相应的比例带为 $\delta = \frac{1}{K_c} = \frac{1}{9} = 11\%$

控制器积分时间 T_i 由公式 $T_i/T = 3.3(\tau/T)$ 可得:

$$T_i = 3.3 \tau = 3.3 \times 10 = 33 \text{ s}$$

172



173

◦ 经验整定法 (背记住)

表3.6 设定值变化下整定参数对调节过程的影响

性能指标 整定参数	$\delta \downarrow$	$T_i \downarrow$	$T_D \uparrow$
最大动态偏差	↑	↑	↓
残差	↓	—	—
衰减率	↓	↓	↑
振荡频率	↑	↑	↑

参数整定找最佳，从小到大顺序查；
 先是比例后积分，最后再把微分加；
 曲线振荡很频繁，比例度盘要放大； K_c 减小
 曲线漂浮绕大湾，比例度盘往小扳； K_c 增大
 曲线偏离回复慢，积分时间往下降； T_i 减小
 曲线波动周期长，积分时间再加长； T_i 增大
 曲线振荡频率快，先把微分降下来； T_d 减小
 动差大来波动慢，微分时间应加长； T_d 增大
 理想曲线两个波，前高后低4比1；
 一看二调多分析，调节质量不会低。

- 简单控制系统设计

- 确定控制对象和目标
- 控制系统搭建
- 确定控制规律
- 工程化设计和投用

4. 控制系统中的仪器仪表

- 检测仪表——变送器

- $G_m(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1}$, 增益 $K_m = \frac{\text{仪表输出范围}}{\text{仪表输入范围}}$

[例] 温度控制系统的PI控制器参数整定。 (教材例3-5)

温度控制系统采用PI控制器。温度变送器量程为0~100°C，且温度变送器和控制器均为DDZ-III型仪表（4~20mA的电流信号）。

变送器转换系数 K_m 为： $K_m = \frac{(20 - 4) \text{ mA}}{(100 - 0) \text{ }^\circ\text{C}} = 0.16 \text{ mA}/{}^\circ\text{C}$

- 执行器——调节阀

- $G_v(s) = \frac{K_v}{T_v s + 1}$, 其中 K_v 为调节阀静态特性（流量系数，表示单位时间内通过阀门的体积流量或者质量流量）， T_v 是调节阀的时间常数（大部分情况下忽略）

- 分类：

- 气动式：结构简单，防火防爆，但气源配备不方便；
- 电动式：电源配备方便，信号传输快，但推力较小；
- 液动式：用液压传递动力，推力最大，但安装维护麻烦。

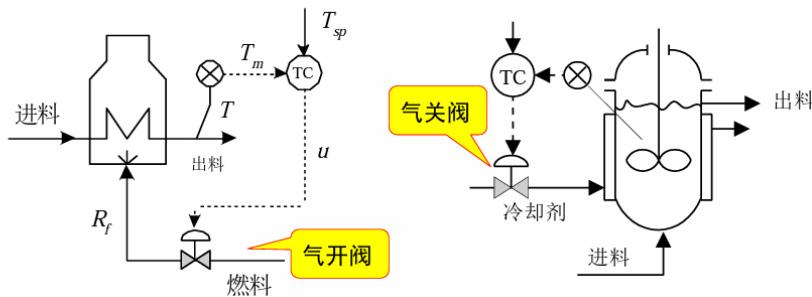
- 气动薄膜执行机构的正反作用：

- 正作用：信号压力增大时，推杆向下移动；
- 反作用：信号压力增大时，推杆向上移动。

- 按照作用方式分为气开阀和气关阀：

- 气开式：气压信号增大时阀门开大，故障时全关， K_v 正；
- 气关式：气压信号增大时阀门关小，故障时全开， K_v 负。
- 选择原则：

若无气源时要求阀全关（故障时全关），则选择气开阀，如加热炉瓦斯气调节阀；
若无气源时要求阀全开（故障时全开），则选择气关阀，如加热炉进风蝶阀。



191

■ 调节阀结构特性

1) 直线

$$f = \frac{1}{R} [1 + (R-1)k_f l]$$

2) 等百分比（对数）

$$f = R^{(l-1)}$$

3) 快开

$$f = 1 - (1 - \frac{1}{R})(1 - l)^2$$

4) 抛物线

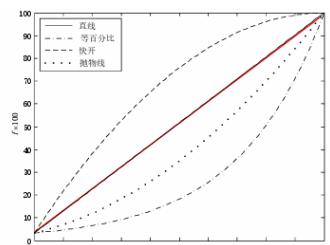
$$f = \frac{1}{R} [1 + (R^{\frac{1}{2}} - 1)l]^2$$

其中 R 为调节阀可调范围

三、调节阀的流量系数

(2) 调节阀的结构特性

- 总结：



- 直线流量特性**：在小开度工作时，控制作用强，容易引起超调，产生振荡；在大开度工作时，控制作用又太弱，控制作用不及时。**一对系统的自动控制不利**。
- 等百分比（对数）流量特性**：在小开度时，控制作用平稳缓和；在大开度时，控制作用灵敏有效。**一对系统的自动控制十分有利**。
- 快开流量特性**：开度较小时就有较大流量，随开度的增大，流量很快就达到最大。**应用于迅速启闭的切断阀或双位控制系统**。
- 抛物线流量特性**：介于直线和对数曲线之间，使用较少。

197

- 调节阀流量特性

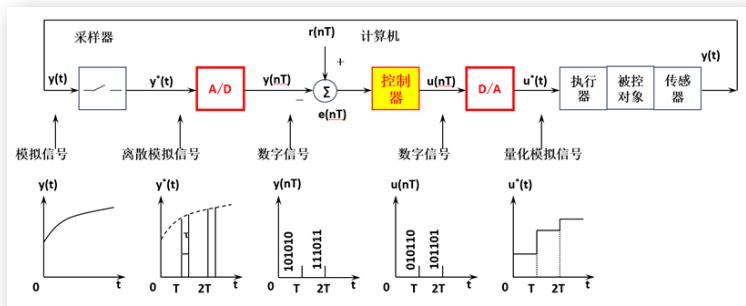
- 理想流量特性：前后压差保持不变时的流量特性： $q = f = \phi(l)$
- 工作流量特性：实际工作条件下，阀门前后的压差不会是常数。
 - 串联管道：使调节阀的流量特性发生畸变，流量可调范围变低，最大流量减小，使调节阀放大系数减小，调节能力降低。

1. 结构类型:
 - 考虑介质性质、特性，选单座/双座调节阀等；
2. 气开气关方式:
 - 结合工艺安全条件确定
3. 流量特性:
 - 气动阀的传函（ K_v ，比例增益；阀与管道整体为一阶特性）；
 - 当广义对象有非线性环节时，可以选非线性特性的阀（等百分比）
 - 阀阻比 S （调节阀全开时压差与系统总压差之比），0.6~1时理想特性近似为工作特性
4. 工作区间:
 - 正常工况下开度处于15%~85%，口径要合适（经过计算来选型）

三、数字控制系统

1. 离散化控制系统基础

- 离散化控制系统信号流程（非重点）
 - 信号种类
 - 模拟信号：时间上连续和幅值上也连续的信号，如 $y(t)$ 。
 - 离散模拟信号：时间上离散和幅值上连续的信号，又称采样信号，如 $y^*(t)$ 。
 - 数字信号：时间上离散和幅值上量化的信号，可用数字序列表示，如 $u(nT)$, $y(nT)$ 。
 - 量化模拟信号：时间上连续和幅值上连续量化的信号，如 $u^*(t)$ 。



- 信号采样：奈奎斯特定理 $w_s \geq 2w_{max}$ ，实际理想滤波器不可能实现，采用3-5倍 w_{max} 的 w_s 。
- A/D转换与信号的量化

量化误差的计算

由计算机的字长有限引起，取决于量化单位 q 。

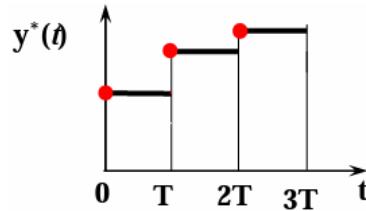
若A/D转换的位数为 n ，则 $q = M/2^n$ ， M 为信号的满量程，量化误差为 $e = \pm q/2$ 。

[例] 某模拟信号满量程为10V，如果A/D转换器位数为 $n=8$ ，
 $q = M/2^n = 10V/2^8 = 39.1 \text{ mV}$, $e = q/2 = 19.5 \text{ mV}$ ；
 如果 $n=12$ ，
 $q = M/2^n = 10V/2^{12} = 2.44 \text{ mV}$, $e = q/2 = 1.22 \text{ mV}$.

- D/A转换与信号保持

D/A转换：数字信号 $u(nT)$ 经D/A转换成量化模拟信号 $u^*(t)$ ，转换精度取决于D/A字长（2^{C-1}）和输出信号量程。例如，输出信号为4~20mA的电流信号，用8位D/A，转换误差为0.0627mA。

保持器：根据现在或过去时刻的采样值，用常数、线性函数、抛物线函数等去逼近两个采样时刻之间的原信号。



红色点是D/A转换输出；

黑色实线是保持器输出。

- 离散化控制系统的数学模型（非重点）

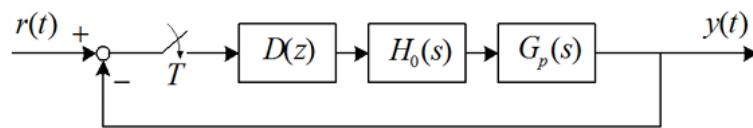
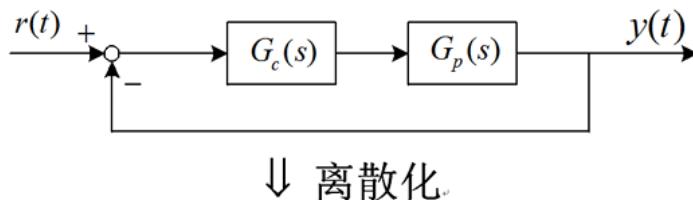
附表 1 常用时间函数的 z 变换和拉氏变换

序号	拉氏变换 $F(s)$	连续时间函数 $f(t)$	z 变换 $F(z)$
1	1	$\delta(t)$	1
2	e^{-kTs}	$\delta(t - kT)$	z^{-k}
3	$\frac{1}{s}$	$1(t)$	$\frac{z}{z - 1}$
4	$\frac{1}{s^2}$	t	$\frac{Tz}{(z - 1)^2}$
5	$\frac{1}{s^3}$	$\frac{1}{2}t^2$	$\frac{T^2z(z + 1)}{2(z - 1)^3}$
6	$\frac{1}{s + \alpha}$	$e^{-\alpha t}$	$\frac{z}{z - e^{-\alpha T}}$
7	$\frac{1}{(s + \alpha)^2}$	$te^{-\alpha t}$	$\frac{Tze^{-\alpha T}}{(z - e^{-\alpha T})^2}$
8	$\frac{\alpha}{s(s + \alpha)}$	$1 - e^{-\alpha t}$	$\frac{z(1 - e^{-\alpha T})}{(z - 1)(z - e^{-\alpha T})}$

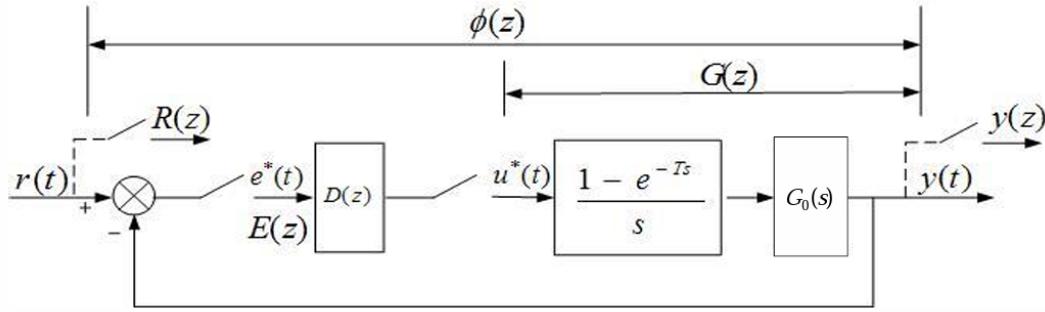
线性定常离散时间系统稳定充要条件：系统特征方程所有根，即系统脉冲传递函数的所有极点分布在单位圆内部。

- 数字控制器设计的基本原理（非重点）

- 模拟化设计方法：先设计模拟控制器，再将其离散化；



- 直接数字化设计方法：首先获取离散数学模型，由离散的性能目标进行设计，并在计算机系统上直接实现。
- 数字控制器的设计步骤：



已知 $\Phi(z), G(z)$ 求 $D(z)$

系统的闭环传递函数: $\Phi(z) = \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)}$

系统输出: $Y(z) = \Phi(z)R(z) = \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)}R(z)$

控制器传递函数: $D(z) = \frac{1}{G(z)} \cdot \frac{\Phi(z)}{1 - \Phi(z)}$

闭环系统脉冲传递函数 $\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G(z)D(z)}{1 + G(z)D(z)} = \Phi(z)$

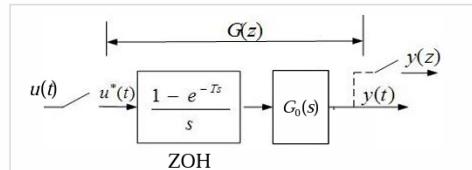
以误差为输出的脉冲传递函数 $\frac{E(z)}{R(z)} = \frac{1}{1 + G(z)D(z)} = \Phi_e(z)$

数字控制器设计的基本步骤为:

- 1) 获得被控对象的脉冲传递函数 $G(z)$
- 2) 根据控制目标设计希望得到的输出脉冲传递函数 $\Phi(z)$ 或误差 $E(z)$
- 3) 根据闭环传递函数公式得到控制器脉冲传递函数 $D(z)$

[例1] 设被控对象的传递函数为 $G_o(s) = \frac{1}{s(s+1)}$

采样周期 $T=1s$, 计算脉冲传递函数 $G(z)$ 。



$F(s)$	$f(t)$	$F(z)$
1	$\delta(t)$	1
e^{-kTs}	$\delta(t-kT)$	z^{-k}
$\frac{1}{s}$	$1(t)$	$\frac{z}{z-1}$
$\frac{1}{s^2}$	t	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$
$\frac{1}{s+a}$	e^{-at}	$\frac{z}{z-e^{-aT}}$

$$G(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \frac{1}{s(s+1)} = (1 - e^{-Ts}) \frac{1}{s^2(s+1)} = (1 - e^{-Ts}) \left[\frac{1}{s^2} - \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s+1} \right) \right]$$

$$G(z) = z \left[(1 - e^{-Ts}) \left(\frac{1}{s^2} - \frac{1}{s} + \frac{1}{s+1} \right) \right] = (1 - z^{-1}) \left[\frac{Tz^{-1}}{(1 - z^{-1})^2} - \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{1}{1 - e^{-T} z^{-1}} \right] \quad T=1$$

$$= \frac{2z^{-1} - 1}{1 - z^{-1}} + \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-1} z^{-1}} = \frac{e^{-1} z^{-1} + (1 - 2e^{-1}) z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 - e^{-1} z^{-1})} = \frac{0.368 z^{-1} (1 + 0.718 z^{-1})}{(1 - z^{-1})(1 - 0.368 z^{-1})}$$

21

- 典型的数字控制器 考过 重点学习

- 大林算法

- 设计目标：设计一个合适的数字控制器，使整个系统的闭环传递函数为带有原开环系统纯滞后时间的一阶惯性环节
- 设计思路：给定被控对象的传递函数模型以及闭环系统的传递模型，通过数字控制器设计方法直接计算出控制器模型

一、大林(Dahllin)算法

- 被控对象：带有纯滞后的一阶或二阶环节

滞后时间 τ 是采样周期的 N 倍

$$G(s) = \frac{K}{T_1 s + 1} e^{-\tau s}, \tau = NT \quad G(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-\tau s}, \tau = NT$$

- 大林算法的目标：设计一个合适的数字控制器，使整个闭环系统的传递函数相当于一个带有原纯滞后的一阶惯性环节，即

$$\Phi(s) = \frac{1}{T_c s + 1} e^{-\tau s}, \tau = NT$$

滞后时间与被控对象相同

T_c 为给定的闭环传递函数模型的时间常数。

被控对象传递函数模型、闭环传递函数模型都是连续形式，而在直接设计方法中，被控对象模型及闭环系统传递函数模型都是离散形式，因此需要通过离散化得到广义被控对象的脉冲传递函数和闭环系统脉冲传递函数模型。

以一阶被控对象为例，广义被控对象的脉冲传递函数为：

$$G(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-Ts}}{s} \frac{K}{T_1 s + 1} e^{-NTs} \right] = K \frac{z^{-(N+1)} (1 - e^{-T/T_1})}{1 - e^{-T/T_1} z^{-1}}$$

其中 T 为选定的采样周期。

零阶保持器

闭环系统的脉冲传递函数：

$$\Phi(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-Ts}}{s} \frac{1}{T_c s + 1} e^{-\tau s} \right] = \frac{z^{-(N+1)} (1 - e^{-T/T_c})}{1 - e^{-T/T_c} z^{-1}}$$

计算得控制器脉冲传递函数为：

$$\frac{\Phi(z)}{1 - \Phi(z)} = \frac{z^{-(N+1)} (1 - e^{-T/T_c})}{1 - e^{-T/T_c} z^{-1} - (1 - e^{-T/T_c}) z^{-(N+1)}}$$

$$D(z) = \frac{1}{G(z)} \cdot \frac{\Phi(z)}{1 - \Phi(z)}$$

$$G(z) = K \frac{z^{-(N+1)} (1 - e^{-T/T_1})}{1 - e^{-T/T_1} z^{-1}}$$

$$\rightarrow D(z) = \frac{(1 - e^{-T/T_c})(1 - e^{-T/T_1} z^{-1})}{K(1 - e^{-T/T_1}) [1 - e^{-T/T_c} z^{-1} - (1 - e^{-T/T_c}) z^{-(N+1)}]}$$

25

2. 数字PID控制算式

- 数字PID控制算式

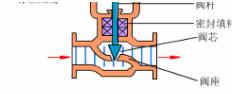
$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

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

- 理想微分PID控制

(1) 位置型算式

$$u(n) = K_p \left\{ e(n) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^n e(j) + \frac{T_d}{T} [e(n) - e(n-1)] \right\} \quad (b5)$$



- 实现过程：数字控制器输出 $u(n) \rightarrow D/A \rightarrow 4~20mA \rightarrow$ 执行机构(如调节阀)

- 模拟仪表调节器的调节动作是连续的，任何瞬间的输出控制量 u 都对应于执行机构(如调节阀)的 **位置**，数字PID控制器的输出控制量 $u(n)$ 也和阀门位置相对应，所以称式(b5)为**位置型算式**。
- 位置型算式(b5)要不断累加偏差 $e(j)$ ，不仅要占用较多的存储单元，而且不便于编程序。为此，有必要改进式(b5)。

33

(2) 增量型算式

$$n-1\text{时刻的控制量: } u(n-1) = K_p \left\{ e(n-1) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{n-1} e(j) + \frac{T_d}{T} [e(n-1) - e(n-2)] \right\} \quad (b6)$$

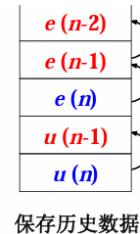
式(b5)减去式(b6)，得到 **n** 时刻控制量的增量 $\Delta u(n) = u(n) - u(n-1)$ ，为

$$\begin{aligned} \Delta u(n) &= K_p \left\{ e(n) - e(n-1) + \frac{T}{T_i} e(n) + \frac{T_d}{T} [e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)] \right\} \\ \Rightarrow \Delta u(n) &= K_p [e(n) - e(n-1)] + K_i e(n) + K_d [e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)] \end{aligned} \quad (b7)$$

其中，比例系数 K_p ；积分系数 $K_i = K_p \frac{T}{T_i}$ ；微分系数 $K_d = K_p \frac{T_d}{T}$

式(b7)中 $\Delta u(n)$ 对应于第 n 时刻阀门位置的 **增量**，故称此式为**增量型算式**。

- 历史数据存储：**
 $e(n-1)$ 、 $e(n-2)$ 和 $u(n-1)$
已在**前时刻**存于内存储器
- 平移法**保存这些历史数据
- 增量型算式(b7)的优点：**
 - 编程序简单
 - 历史数据可以递推使用
 - 占用存储单元少
 - 运算速度快



- 为了编程方便，重新整理式(b7)为：

$$\Delta u(n) = q_0 e(n) + q_1 e(n-1) + q_2 e(n-2)$$

其中 $q_0 = K_p \left(1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right)$,

$$q_1 = -K_p \left(1 + \frac{2T_d}{T} \right),$$

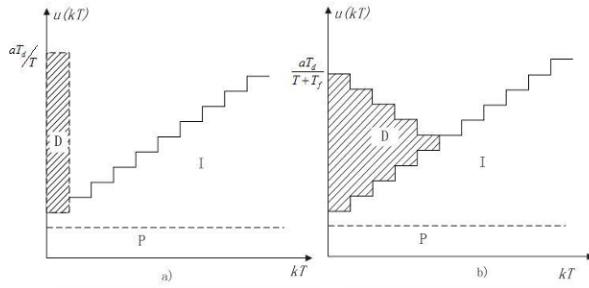
$$q_2 = K_p \frac{T_d}{T}$$

36

- 不足之处：微分作用只维持一个周期。实际应用中，通常采用含有实际微分的PID控制算法。

- 实际微分PID控制

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{\frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{K_d} s}}{1 + \frac{T_d}{K_d} s} \right)$$

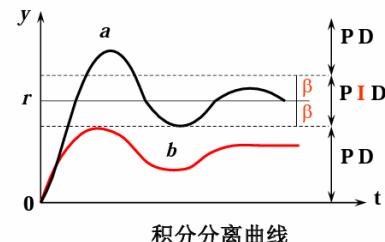


- 数字PID控制算法的改进 (非重点)
- 积分项的改进 (考过)

- 积分分离：起始阶段先不积分，进入一定的偏差阈值后再积分，这样就不会产生较大的积分项积累。

① 积分分离

- 当被控量与设定值偏差较大时，取消积分作用
- 当被控量接近给定值时，引入积分控制，以消除静差，提高精度。
 - 当 $|e(n)| > \beta$ 时，用PD控制；
 - 当 $|e(n)| \leq \beta$ 时，用PID控制。
- 若 β 值过大，则达不到积分分离的目的；
- 若 β 值过小，一旦被控量 y 无法跳出积分分离区，只进行PD控制，将会出现残差，如图曲线b所示。
- 遇限削弱积分法：一旦控制量进入饱和区，便停止增大积分项，这样就不会产生较大的积分项积累。



实现过程： $u(n) \rightarrow D/A \rightarrow 4\sim20mA \rightarrow$ 执行机构(如调节阀)

- $u(n)$ 有可能超出D/A所能表示的数值范围
 - 若以12位D/A为例，则
 - 当 $u(n) < 0$ 时，则取 $u(n)=0$ ；
 - 当 $u(n) > FFFH$ 时，则取 $u(n)=FFFH$ 。

如果执行机构已到极限位置，仍然不能消除偏差时，由于积分作用，尽管 $u(n)$ 继续增大或减小，而执行机构已无相应的动作，这就称为积分饱和。

抗积分饱和：若 $u(k-1) > U_{max}$ ，只累加负的误差；若 $u(k-1) < U_{min}$ ，只累加正的误差。这样就可以避免积分饱和现象。

◦ 微分项的改进 可能考

- 情况一：测量信号的频繁干扰和设定值的阶跃变化，需要克服干扰或阶跃变化
 - 克服测量信号的频繁干扰，可以考虑数字滤波法
 - 克服设定值的阶跃变化，可以只对测量值微分

• 对于阶跃信号

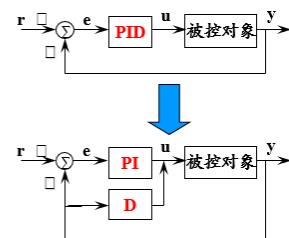
- 微分作用能维持多个控制周期，
- 工业用执行机构，能比较好地跟踪微分作用输出。
- 算式中含有**一阶惯性环节**，具有**数字滤波**的能力，因此，抗干扰能力也较强。
- 控制品质较好。

★对于情况一，为了消除给定值 $r(n)$ 变化产生的扰动，对测量值 $y(n)$ 进行微分。

★考虑到正反作用，偏差的计算方法不同，即

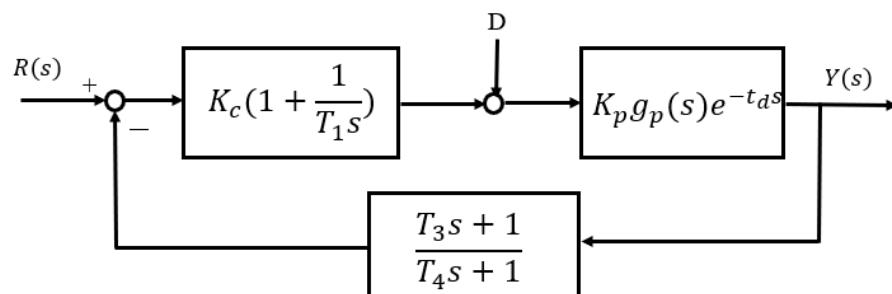
◆ 正作用 $e(n) = y(n) - r(n)$

◆ 反作用 $e(n) = r(n) - y(n)$

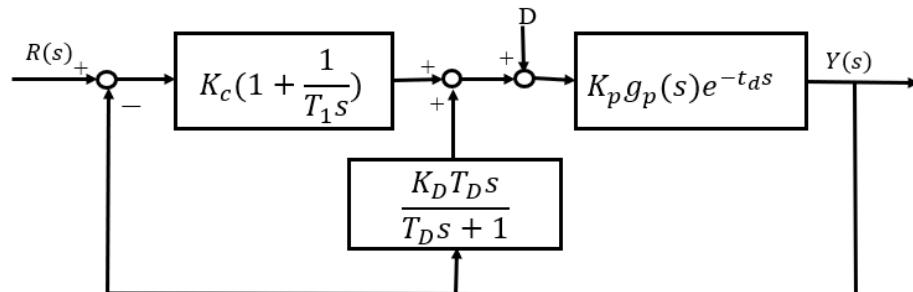


- 情况二：被控对象是大惯性或者存在较大滞后，需要增加对测量信号变化的灵敏度

- 微分先行控制



- 中间反馈控制



- 变PID控制

分段采用P、PI控制，减少超调，缩短调节时间

被控量上升到a点接近稳态值时，降低比例增益，使系统靠惯性上升，有利于减少超调

如果继续用积分控制，势必造成控制作用更强，增大超调

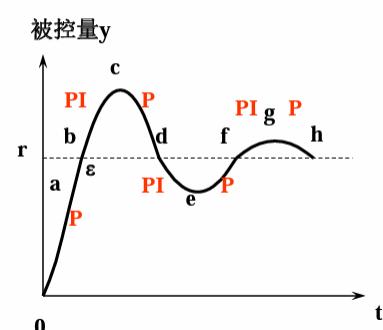
0ab段：变增益P

bc段：PI

cd段：P

de段：PI

ef段：P



3. 直接数字控制系统 (DDC) 组成与设计

- 直接数字控制系统概述 (非重点)
 - 定义：直接数字控制系统是一种基本的计算机控制系统，是在仪表控制系统、操作指导控制系统和设定值控制系统的基础上逐步发展形成的。
 - 硬件结构：
 - 组成：主机单元、输入输出单元、人机接口单元
 - 结构形式：模板式、模块式

二、DDC系统的硬件结构

• 组成：

- 主机单元
- 输入输出单元
- 人机接口单元

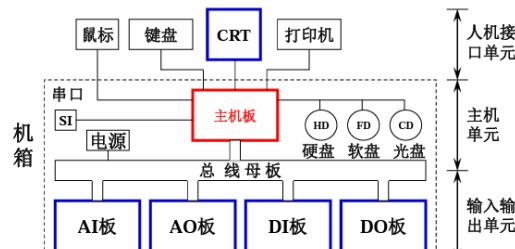


图7 DDC硬件结构之一(模板式结构)

• 结构形式：

- 模板式
- 模块式

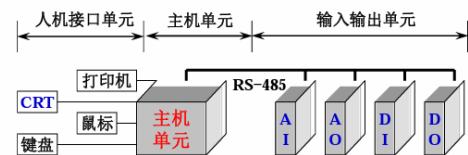
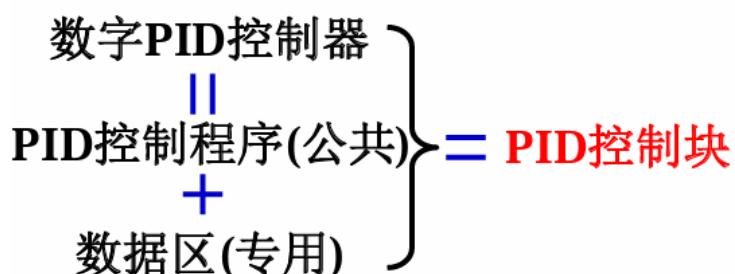


图8 DDC硬件结构之二(模块式结构)

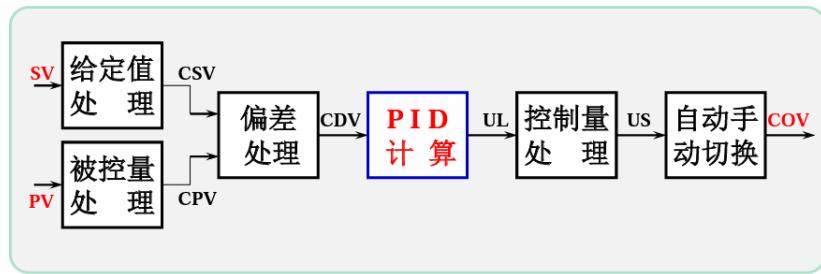
- 软件结构：
 - 控制运算软件：在监控组态软件的环境下以可视化的功能块图、逻辑梯形图、顺序功能图方式呈现在用户面前。
- 控制算法：
 - 常规DDC算法：经典控制理论及算法构成控制器；PID控制算法构成PID控制器；以PID控制器为代表，构成**各类控制回路**，如**单回路**、**串级**、**前馈**、**比值**、**选择性**、**分程**、**纯延时补偿**、**解耦控制**。
 - 现代DDC算法：
 - 现代控制理论及算法构成控制器；
 - 最优控制器、**预测控制器**、自适应控制器。
- 数字PID控制的实现概述
 - 概述



一台计算机中可以有n个PID控制块及其对应的n个PID控制块参数表，而PID控制算法程序只有1个。

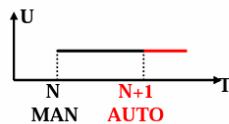
- 工程实现

- 1) 给定值处理
- 2) 被控量处理
- 3) 偏差处理
- 4) PID计算
- 5) 控制量处理
- 6) 自动手动切换



- PID控制器的无平衡无扰动切换

PID控制方式切换之前（例如MAN到AUTO或AUTO到MAN），无须由人进行手动输出控制信号与自动输出控制信号之间的对位平衡操作，就可以保证切换时不会对执行机构的现有位置产生扰动。



• 直接数字控制系统 (DDC) 的硬件组成

- 主机单元：
 - DDC系统的硬件核心
 - 由主机CPU、主机存储器和主机总线组成，分为模板式和模块式
- 输入输出单元：
 - 主要功能：模数转换、数模转换、信号接口
 - 包含：模拟量输入（AI）、模拟量输出（AO）、数字量输入（DI）、数字量输出（DO）、输入数据处理、输入输出功能块
 - 模拟量输入：

AD转换器，位数确定方法：

1. 输入信号的动态范围， $n \geq \log_2(1 + \frac{X_{\max}}{X_{\min}})$ ，其中 X_{\max}, X_{\min} 分别为输入信号的最大最小值

2. 输入信号的分辨率 D_0 ， $n \geq \log_2(1 + \frac{1}{D_0})$

- 模拟量输出：

$$\text{DA转换器, 输出 } V_{OUT} = -\frac{V_{REF}}{2^n} \left(D_0 2^0 + D_1 2^1 + \dots + D_{n-1} 2^{n-1} \right)$$

位数的选择： $n \geq \log_2(1 + \frac{U_{\max}}{U_{\min}})$ ，其中 U_{\max}, U_{\min} 分别为执行信号的最大输入值和灵敏度

- 人机接口单元

- 包括操作显示设备、操作显示接口

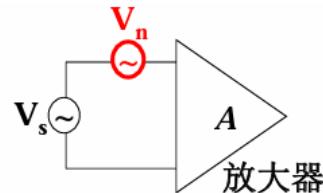
• 抗干扰技术（考过）

- 干扰是指造成计算机设备不能正常工作的破坏因素。研究干扰的目的是采取措施抑制干扰进入计算机。
- 干扰的来源：
 - 外部干扰：空间电场磁场影响、输电线和电气设备发出的电磁场、通信广播发射的无线电波雷电
 - 内部干扰：分布电容电感、电磁场辐射感应、长线传输的波反射、多点接地造成电位差、元器件产生的噪声
- 干扰的传播与类型

- 传播途径：静电耦合、磁场耦合、公共阻抗耦合
- 类型：
 - 串模干扰：串联于回路中的干扰
 - 共模干扰：不同地线存在电位差
 - 长线传输干扰：分布电容分布电感产生入射波，反射

◦ 干扰的抑制

- 串模干扰抑制：因为干扰与信号串联，所以抑制较为困难。
 1. 用双绞线作信号引线
 2. 滤波



- 共模干扰抑制：原因是不同“地”之间存在共模电压 V_C ，因而应不共“地”
 1. 变压器隔离
 2. 光电隔离
 3. 浮地屏蔽
- 长线传输干扰的抑制：采用**终端阻抗匹配**或者**始端阻抗匹配**，可以消除长线传输中的波反射或者把波反射抑制到最低限度
- 信号线的选择
 - **选择原则：抗干扰，实用，经济**

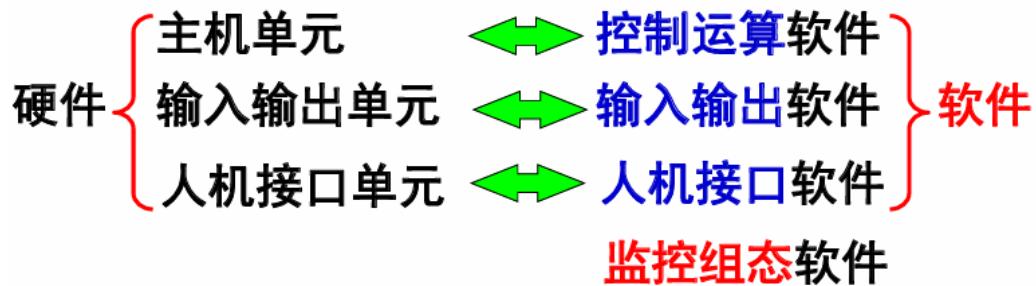
1) 信号线类型



2) 信号线粗细：截面积 $0.5 \sim 2\text{mm}^2$

4. 直接数字控制系统的软件组成

DDC系统 = 硬件 + 软件 + 算法



- 控制软件：
 - 连续控制：功能块图
 - 逻辑控制：逻辑梯形图、逻辑功能块图、逻辑指令表
 - 顺序控制：顺序功能块图

- 输入输出软件:
 - 输入输出标准数0-1，便于功能块输出与输入端之间的数据传输，便于功能块对不同量纲输入参数之间进行无量纲运算
 - 将实际参数除以量程，得到无量纲的标准数0-1
- 监控组态软件
 - 功能：组态、运行

组态的含义：

- 使用软件工具，为用户提供应用设计平台，
- 按用户的需要对计算机的资源进行组合。

组态的过程：

- 软装配的过程，软件提供了各种“零部件”供用户选择例如，输入输出功能块、控制功能块、运算功能块、动态控件等。
- 用户选择所需的“零部件”进行组态。

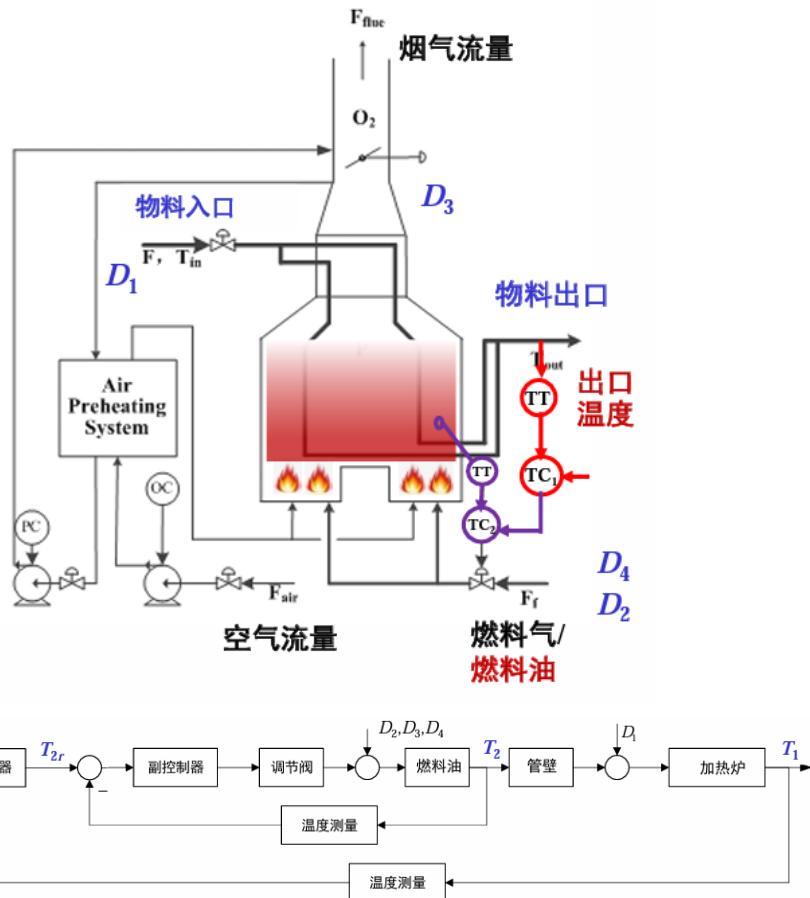
组态的结果：

- 形成组态文件，再下装到相应的硬件设备中运行，
- 根据组态文件调用输入、输出、控制、运算和人机接口等相关软件协调工作，达到应用设计的目的。

四、复杂控制系统

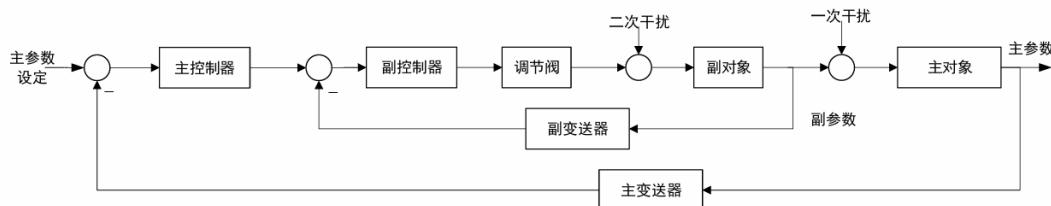
4.1 串级控制系统 考过

- 串级控制系统的结构
 - 定义：一个控制器的输出作为另一个控制系统的输入，两个控制器相串联，叫做串级。
 - 为什么采用串级控制
 - 管式加热炉的串级温度控制



- 扰动D₂, D₃, D₄对炉出口温度的影响主要由炉膛温度调节器（称为副调节器）构成的控制回路（称为副回路）来克服；大大降低对出口温度T₁的影响

- 扰动 D_1 对炉出口温度的影响由出口温度调节器（称为主调节器）构成的控制回路（称为主回路）来消除。
- 提高控制品质
- 串级控制系统的一般结构



- 与单回路控制系统的显著区别：结构上形成两个闭环；
- 在主环的被控对象，被测参数和控制器被称为**主被控对象、主参数和主控制器**。在副环内则称为**副被控对象、副参数和副控制器**。
- **主控制器的输出是副控制器的设定值，副控制器的输出信号则是送到调节阀去控制生产过程。**

- 串级控制系统的术语

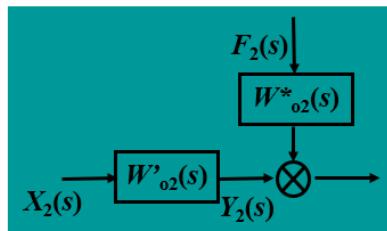
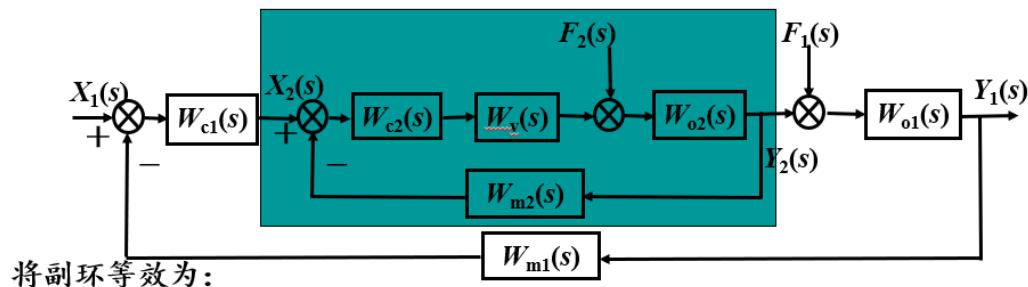
- 主参数：起主导作用的被控参数，如反应器的反应温度、加热炉的出口温度；
- 副参数：为了稳定主参数而引起的中间辅助参数；
- 主对象：由主参数表征其特征的生产过程，其输入是**副被控参数**；
- 副对象：由副参数表征其特征的生产过程，其输入是**主控制器输出**；
- 主调节器：按主被控参数的测量值与给定值的偏差进行工作的调节器，输出为**副调节器的给定值**；
- 副调节器：按副被控参数的测量值与给定值的偏差进行工作的调节器，其输出**直接控制调节阀工作**。

- 串级控制系统的特点

- 与单回路控制系统相比，多了一个测量变送器和一个控制器，增加投资并不多；
- 增加了一个包含二次扰动的副回路，使系统
 - 改善了被控过程的动态特性，提高了系统的工作频率；
 - 对**二次扰动**有很强的克服能力（副控制器调节）；
 - 提高了对一次扰动的克服能力和对回路参数变化的自适应能力（主副控制器共同调节）。
 - **副回路是随动系统，完成系统的“粗调任务”；主回路是恒值调节系统，完成系统的“细调任务。**

- 理论分析

将串级控制系统等效成单回路控制系统讨论。



$$W'_o(s) = \frac{Y_2(s)}{X_2(s)} = \frac{W_{c2}(s)W_v(s)W_{o2}(s)}{1 + W_{c2}(s)W_v(s)W_{o2}(s)W_{m2}(s)}$$

$$W^{*o2}(s) = \frac{Y_2(s)}{F_2(s)} = \frac{W_{o2}(s)}{1 + W_{c2}(s)W_v(s)W_{o2}(s)W_{m2}(s)}$$

控制通道等效副对象的传函：

$$W'_{o2}(s) = \frac{W_{c2}(s)W_v(s)W_{o2}(s)}{1 + W_{c2}(s)W_v(s)W_{o2}(s)W_{m2}(s)}$$

设：
 $W_{c2}(s) = K_{c2}$ $W_v(s) = K_v$ $W_{o2}(s) = \frac{K_{o2}}{T_{o2}s + 1}$
 $W_{m2}(s) = K_{m2}$

则

$$W'_{o2}(s) = \frac{\frac{K_{c2}K_vK_{o2}}{1 + K_{c2}K_vK_{o2}K_{m2}}}{1 + \frac{T_{o2}}{1 + K_{c2}K_vK_{o2}K_{m2}}s} \quad (4-1)$$

$K_{o2}' \approx 1/K_{m2}$

$T_{o2}' < T_{o2}$

- $T_{o2}' < T_{o2}$, 说明主环控制通道时间常数缩短，改善了系统的动态性能，提高了系统工作频率。副控制器比例增益的越大，时间常数越小，工作频率越高，且 T_{o1}/T_{o2} 较大的对象工作频率提高的效果更显著。
- 等效副对象增益 K_{o2}' 不受工作点的影响，对负荷和操作条件变化的适应能力强。
- 通常情况，副对象是单容或者双容对象，副控制器的比例增益可以取得很大，等效时间常数就可以取很小的值，从而加快了副环的响应速度，提高系统工作频率。
- 干扰落于副环时的抗干扰能力大于干扰落于主环时的抗干扰能力；由于副回路时间常数减小，抗一次干扰能力也高于同等条件下单回路控制。

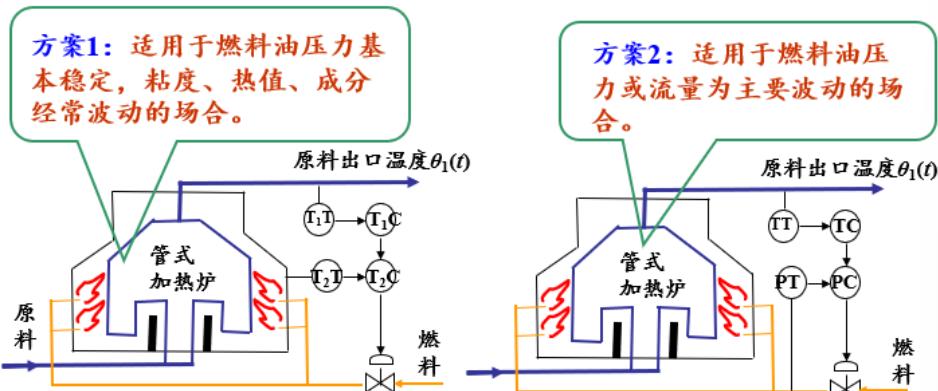
• 串级控制系统的设计

◦ 主变量的选择

- 主回路是定值控制系统；
- 把副回路等效为一个对象，可以按照单回路控制系统的设计原则进行
- 在一定程度上，允许主变量有一定的滞后

◦ 副回路设计：从整个对象中选取一部分作为副对象

- 应选择副回路的时间常数小，纯滞后时间短，如炉膛温度对于燃料干扰有较大的克服作用；
- 副参数的选择必须使得副回路包含变化剧烈且幅值较大的主要干扰，并尽可能多包含一些干扰（副回路包含的干扰不是越多越好，随着干扰增多，控制通道的容量滞后随之增加，降低副回路迅速抑制干扰的能力）



- 副参数的选择应考虑主副回路中控制过程时间常数匹配，以防“共振”，一般 $T_{\text{主}}/T_{\text{副}} = 3 - 10$ 。
 - 若副回路用于克服强干扰，或者减小容量滞后，或降低大时间常数的影响， $T_{\text{主}}/T_{\text{副}}$ 应大些；
 - 若副回路用于克服对象的非线性， $T_{\text{主}}/T_{\text{副}}$ 可小些
- 副回路的选择应考虑经济性

- 主副调节器的控制规律选择
 - 主参数：允许范围小，无余差，PI、PID调节；
 - 副参数：允许有余差，P调节，比例增益大
 - 不引入积分：否则控制时间长；
 - 不引入微分：本身起快速作用，若引入D控制动作过大
- 主副控制器正反作用确定

出口温度和炉膛温度的串级控制

检测环节：被检测量增加→测量值增加： $K_{m2}+$

燃料调节阀：气开式： K_v+ ；

副回路：调节阀开度增大→燃料增加→炉膛温度升高： $K_{p2}+$

副回路为负反馈，则副调节器放大系数 K_{c2} 应取正，即为反作用调节器。

检测环节：被检测量增加→测量值增加： $K_{m1}+$

主回路：炉膛温度升高，则炉出口温度也升高： $K_{p1}+$

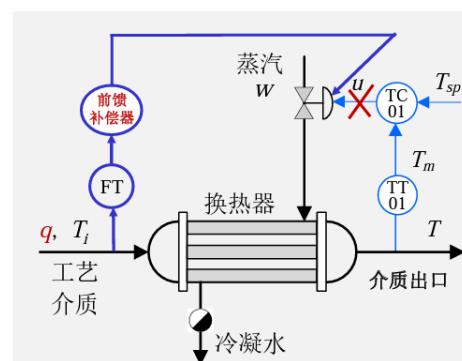
主回路为负反馈，则主调节器的放大系数 K_{c1} 应取正，即反作用调节器。

97

- 串级控制系统调节器参数的整定
 - 主调节器与副调节器的参数整定是有关联的
 - 两步整定法：
 - 系统处于串级工作状态，第一步按单回路方法整定副调节器参数；第二步把已经整定好的副回路视为一个环节，仍按单回路对主调节器进行参数整定。
 - 遵循先副后主、先比例后积分再微分的次序投入运行调整。
 - 逐步逼近法（主副回路时间常数比相差不大）：
 - 首先，断开主回路，整定副控制器参数；然后，将副控制器设定在所求值上，闭合主回路，整定主控制器参数；接着将主控制器参数设在所求值上，再次整定副控制器参数；如果系统达到预期控制指标，整定结束；否则，第二次整定主控制器参数整定。并循环进行，逐步接近主、副回路最佳控制状态。
 - 一步整定法：根据经验，将副调节器参数一次定好，然后按照单回路控制参数整定法整定主回路调节器参数。

2. 前馈控制系统 考过

- 前馈控制系统概念
 - 设计思路
 - 介质入口流量 q ，变化频繁，幅度较大，对出口温度影响最为显著；
 - 通过测量介质入口流量 q ，并将流量信号送到前馈补偿器，前馈补偿器根据其输入信号，按照一定的运算规律操作调节阀门；从而改变加热用蒸汽流量 w ，以补偿介质流量 q 的变化对被控温度的影响。



99

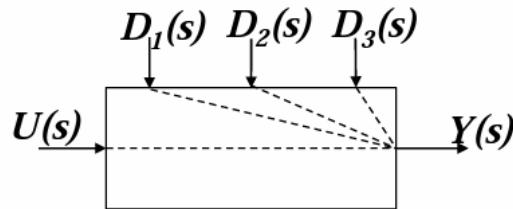
- 前馈控制的不变性原理

- 控制系统的被控量与扰动量绝对无关或者在一定准确度下无关，也即被控量完全独立或者基本独立。

设被控对象受到扰动 $D_i(t)$ 的作用如下图所示，被控量 $y(t)$ 的不变性可表示为：

当 $D_i(t) \neq 0$ 时， $y(t) = 0 \quad i=1,2,\dots,n$

即被控量 $y(t)$ 与扰动 $D_i(s)$ 无关。



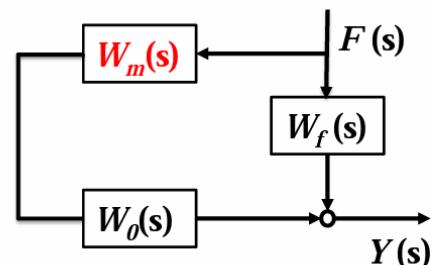
几种常见的不变性：

- 绝对不变性**：扰动作用下，被控量在整个过渡过程中始终保持不变，即控制过程的动态偏差与稳态偏差均为零。
- 稳态不变性**：被控量在稳态工况下与扰动量无关。
- 误差不变性**：存在误差的绝对不变性，允许被控量存在一定的误差，工程上容易实现。
- 选择不变性**：被控量往往受到若干个干扰影响，系统对其中主要干扰实现不变性。

前馈控制以不变性原理为理论基础

○ 前馈控制框图

- $W_m(s)$ ：前馈控制器传函
- $W_f(s)$ ：扰动通道的传函
- $W_0(s)$ ：过程控制通道传函
- $F(s)$ ：扰动
- $Y(s)$ ：被控参数



$$W_0(s) = G_v(s)G_p(s)$$

■ 公式

$$Y(s) = W_f(s)F(s) + W_m(s)W_0(s)F(s)$$

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = W_f(s) + W_m(s)W_0(s)$$

前馈控制补偿的条件：

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = 0$$

$$W_m(s) = -\frac{W_f(s)}{W_0(s)}$$

扰动作用和前馈控制补偿装置依据扰动作用而产生的**校正作用**相互补偿，被控量在扰动作用面前保持不变。

- 局限性

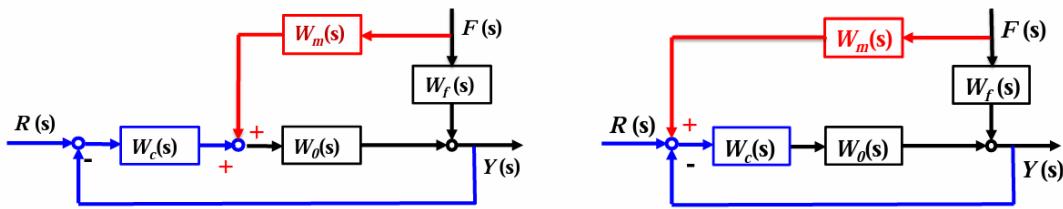
- 扰动必须可测，扰动模型需很准确；
- 一种前馈智能克服一个扰动的影响；
- 过程控制通道特性如果是非线性或者动态变化的，就不能完全补偿扰动影响
- 前馈控制完全补偿难以实现，一般将前馈与反馈控制结合在一起，组成复合系统。**前馈负责主要干扰，反馈负责所有干扰。**

- 前馈控制系统的结构类型

- 动态与静态前馈控制

- 动态前馈控制： $W_m(s) = -\frac{W_f(s)}{W_0(s)}$ ，适用于较复杂的系统，对系统性能要求较高的场合；
- 静态前馈控制：只保证过程在稳态下补偿扰动作用
 - K_f, K_0 为干扰通道和控制通道的静态放大倍数，用于静态补偿。
 - $W_m(s) = -\frac{K_f}{K_0}$ ，本质上是P控制。

- 前馈——反馈复合控制系统



前馈信号接到调节器后

前馈信号接到调节器前

- 前馈控制信号引入至调节器后：

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{W_f(s) + W_m(s)W_0(s)}{1 + W_c(s)W_0(s)}$$

完全补偿条件：

$$W_m(s) = -\frac{W_f(s)}{W_0(s)}$$

扰动对被控量的影响为单纯前馈控制时的 $\frac{1}{1+W_c(s)W_0(s)}$ 。

- 前馈控制信号引入至调节器前：

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{W_f(s) + W_c(s)W_m(s)W_0(s)}{1 + W_c(s)W_0(s)}$$

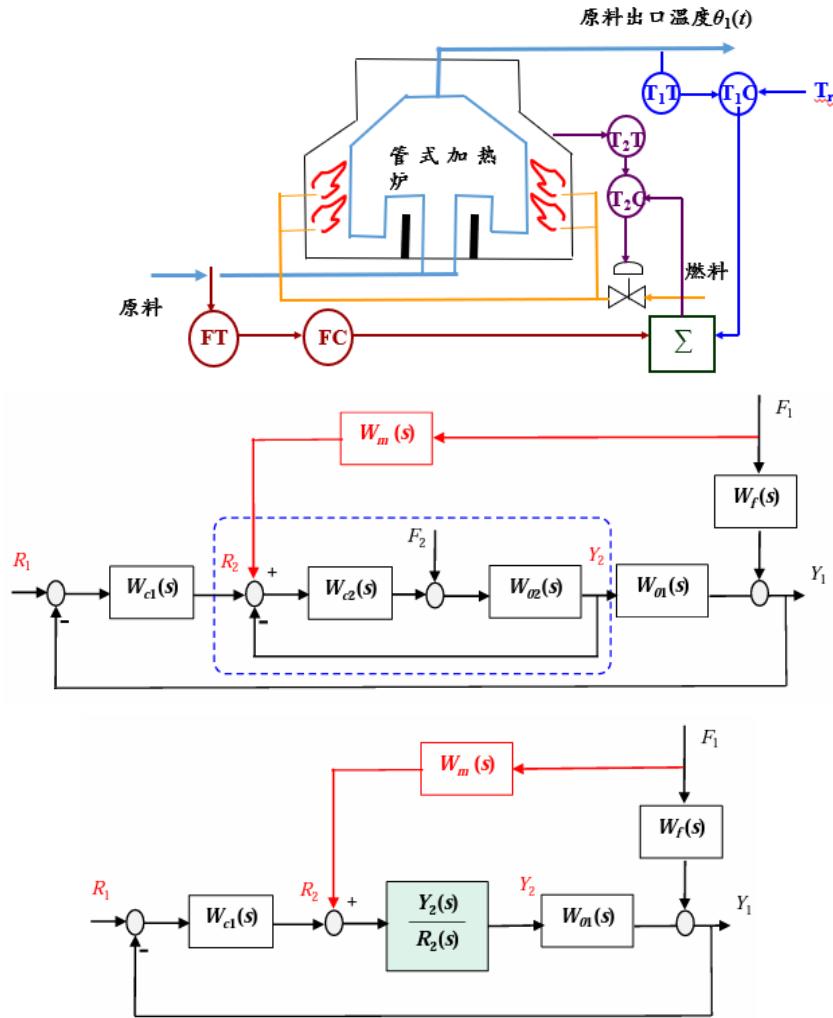
完全补偿条件：

$$W_m(s) = -\frac{W_f(s)}{W_0(s)W_c(s)}$$

扰动对控制量的影响也降低了；前馈控制器此时不仅取决于扰动特性和过程特性，还与反馈控制器控制规律有关。

- 前馈——串级复合控制系统（注意前馈是+号，给到副回路控制器前）

Q: 如果原料的流量波动频繁且剧烈，应该怎样改进？



$$\frac{Y_1(s)}{F_1(s)} = \frac{W_f(s) + W_{01}(s)W_m(s)Y_2(s)/R_2(s)}{1 + W_{c1}(s)W_{01}(s)Y_2(s)/R_2(s)}$$

完全补偿条件：

$$\frac{Y_1(s)}{F_1(s)} = 0$$

$$W_m(s) = -\frac{W_f(s)}{W_{01}(s)Y_2(s)/R_2(s)}$$

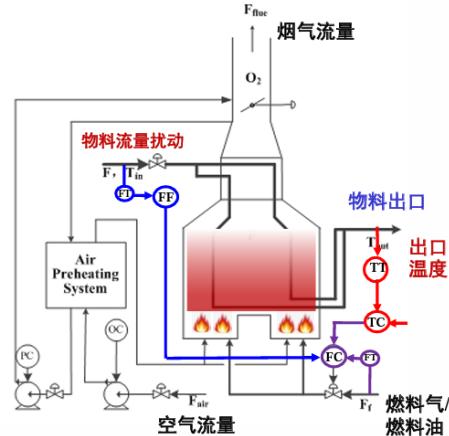
当副回路的工作频率远远大于主回路工作频率时，副回路是一个快速随动系统，闭环传递函数 $\frac{Y_2(s)}{R_2(s)} \approx 1$ ，推出 $W_m(s) \approx -\frac{W_f(s)}{W_{01}(s)}$ ，前馈补偿器的数学模型主要由**系统扰动通道及主过程特性之比决定**。

- 复合控制系统的特点：
 - 在反馈控制的基础上，针对主要干扰进行前馈补偿，既提高速度，又保证精度；
 - 反馈控制回路的存在降低了对前馈控制器的精度要求，有利于简化前馈控制器的设计与实现；
- 前馈控制系统的选型及稳定性
 - 实现前馈控制的必要条件：扰动量的可测及不可控性。
 - 可测指的是扰动量可以通过测量变送器在线地将其转换为前馈补偿器所能接收的信号。（有些参数，如某些物料的化学组成、物理性质无法在线测量，不可以实现前馈控制）
 - 不可控指的是扰动量与控制量之间无相互影响，及控制通道传递函数与扰动通道传递函数无关联，控制量无法影响扰动量的大小。

1、实现前馈控制的必要条件

- 进料流量扰动符合不可控性，因此可以采用前馈控制。
- 燃料油扰动不符合不可控性，控制量就是燃料油流量，该扰动与控制量有关，因而不能采用前馈控制。

[实例] 加热炉出口温度前馈-串级控制



- 前馈控制的稳定性
 - 线性控制系统的稳定性理论同样适用于线性前馈控制系统
 - 前馈控制属于开环控制，在设计前馈控制系统时，对系统中的每一个组成环节的稳定程度都必须予以足够的重视
 - 只要反馈系统或者串级系统是稳定的，相应的“前馈——反馈”或者“前馈——串级”控制系统也一定是稳定的。
- 前馈控制系统的工程整定

生产过程中，前馈控制一般采用“前馈——反馈”或者“前馈——串级”复合控制系统，参数整定要分别进行，可先按照前述原则整定好单回路反馈系统或串级系统。

由于无法准确掌握扰动通道特性 $W_f(s)$ 以及控制通道模型 $W_0(s)$ ，故而前馈模型的理论整定难以进行，目前广泛采用工程整定法。

为了便于进行工程整定，常将被控过程的控制通道及扰动通道处理成含有一阶或者二阶容量时滞，必要时加入纯滞后。

$$W_0(s) = \frac{K_1}{T_1 s + 1} e^{-\tau_1 s} \quad W_m(s) = -\frac{W_f(s)}{W_0(s)} \quad \rightarrow \quad W_m(s) = -\frac{\frac{K_2}{T_2 s + 1} e^{-\tau_2 s}}{\frac{K_1}{T_1 s + 1} e^{-\tau_1 s}} = -K_m \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} e^{-\tau s}$$

式中， K_m 为静态前馈系数， $K_m = K_2 / K_1$ ；

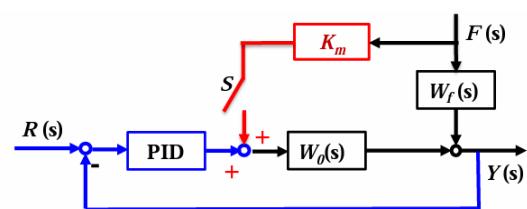
T_1 、 T_2 为控制通道及扰动通道时间常数；

τ 为扰动通道与控制通道纯滞后时间之差 $\tau = \tau_2 - \tau_1$

工程整定法在具体分析前馈模型参数对于过渡过程影响的基础上，通过闭环实验确定前馈控制器参数。

- 静态参数 K_m 的确定

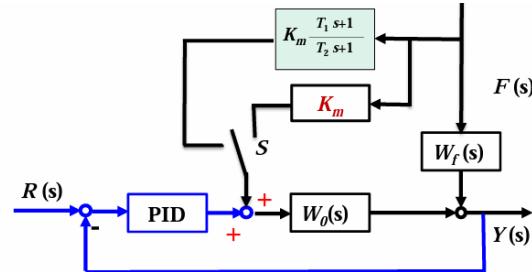
K_m 是前馈控制器中的重要参数。对于静态前馈-反馈控制系统(FFC-FBC)，在整定好闭环PID控制系统的基础上，闭合开关S，得到闭环试验过程曲线。



利用开关闭合前后的实验曲线确定参数

- 特点：
 - 可直接计算控制量，有预见性；
 - 静态模型易于得到和实现；
 - 必然存在动态偏差；
 - 整定参数失配
- 动态参数 T_1, T_2 的确定

使系统处于静态前馈-反馈控制系统(FFC-FBC)方案下运行，分别整定好反馈控制下的**PID参数**及静态前馈参数 **K_m** ，然后闭合动态前馈-反馈控制系统。

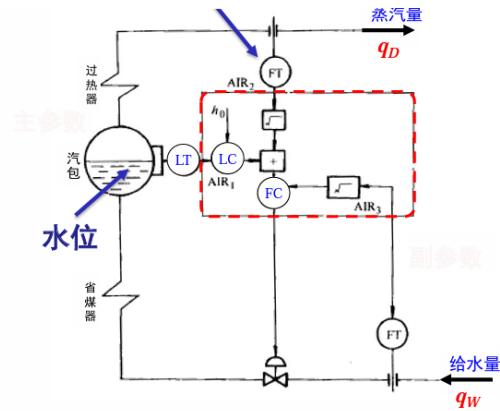


开关由右向左闭合前后的实验曲线确定参数

$T_1 > T_2$ 时，前馈补偿具有超前性质，适用于对象控制通道滞后大于干扰通道滞后的场合——过调情况； $T_1 < T_2$ 时，前馈补偿具有滞后性质，适用于对象控制通道滞后小于干扰通道滞后的场合——欠调情况。

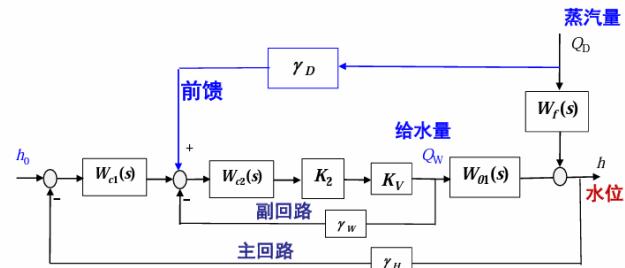
- 前馈控制系统的应用
 - 冷凝器温度前馈——反馈复合控制系统
 - 冷凝设备的作用是把中间产品冷凝成液体，以便下一工段继续加工。冷凝设备的主要被控量是**冷凝液的温度**，控制量为**冷却水的流量**。
 - 工作原理：从低压汽轮机出来的**乏蒸汽**经冷凝器以后，变成温水，再由循环泵送至除氧器，经除氧处理后，可继续作为发电锅炉的给水。
 - 系统采用**前馈-反馈复合控制**方式，利用乏蒸汽被冷凝后的温水温度信号控制冷却水的阀门开度，即由温度变送器(TT)、PI调节器(TC)、冷却水阀门及过程控制通道构成反馈控制系统。
 - **乏蒸汽流量**是个**可测不可控且经常变化的扰动因素**，故对乏蒸汽流量进行前馈控制，使冷却水流量跟随乏蒸汽流量的变化而提前变化，以维持温水的水温达到指定范围。
 - 锅炉给水前馈——串级三冲量系统
 - 锅炉水位控制主要是为了保证锅炉的安全运行，为此必须维持锅炉汽包水位基本恒定(稳定在允许范围内)。
 - 在锅炉给水自动控制中，以**汽包水位h**作为被控参数。
 - 引起水位变化的扰动量很多，如锅炉的**蒸汽量** q_D 、**给水流量** q_W 、**炉膛热负荷(燃料量)**及**汽包压力**等。
 - 但其中给水流量的改变不但会影响到水位的变化，更主要的是可以起到稳定汽压的作用，故常把它作为锅炉燃烧控制系统中的一个控制量。
 - 汽包是自然循环锅炉中最重要的受压元件，也称锅筒。
 - **三冲量**：水位、给水、蒸汽

- 蒸汽量 q_D 是锅炉的 **负荷**, 显然这是一个 **可测而不可控** 的扰动, 因此常常对蒸汽负荷考虑采用前馈补偿, 以改善在蒸汽负荷扰动下的控制品质。
- 从物质平衡关系可知, 为适应蒸汽负荷的变化, 应以 **给水流量 q_W** 为控制变量。
- 三冲量系统是电厂锅炉给水自动调节系统的一个名词。根据水位、给水、蒸汽三冲量经PID计算来调节**给水阀门开度**。



锅炉给水前馈-串级三冲量系统

- 汽包水位信号 h 是**主参数**, 也是**反馈信号**, 以水位 h 为被控量形成的外回路能消除各种扰动对水位的影响, 保证汽包水位维持在工艺所允许的变动范围内。
- 蒸汽流量是系统的主要**干扰**, 应用**前馈补偿**, 可在蒸汽负荷变化的同时按准确方向及时地改变给水流量, 从而保持水位的平稳。



锅炉给水前馈-串级控制系统框图

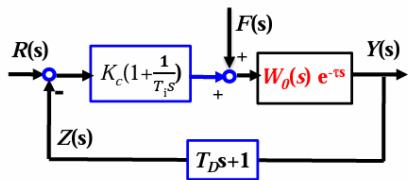
给水流量信号是内回路反馈信号, 它能及时地反映给水量的变化, 由给水量信号局部反馈形成的内回路能迅速消除系统的内部扰动, 稳定给水量。

- 当**给水调节阀门**的开度没有变化, 而由于其它原因使给水管压力发生波动引起**给水流量**变化时, 由于**测量给水量**的孔板前后差压信号反应很快, 时滞很小(约为1~3s), 可在被控量水位还未来的变化的情况下, 调节器即可消除**给水侧的扰动**而使过程很快地稳定下来。

3. 大滞后补偿系统

- 大滞后补偿系统
 - 纯滞后过程控制难度随 τ/T 增加而增加, 比值增大时, 过程中的相位滞后增加而使得超调量增大; 另外, 大滞后会降低整个控制系统的稳定性。因此大滞后过程的控制一直备受关注, 是个重要的研究问题。必须采取特殊的控制方法。
 - 微分先行控制
 - 在PID中, 微分环节的输入是对偏差作了比例积分运算后的值, 因此实际上微分环节不能真正起到对被控参数速度进行校正的目的。

- 如果将微分环节更换一个位置，则微分作用克服超调的能力就不相同了。这种控制方案称为**微分先行控制方案**。



微分环节的输出信号包括了**被控参数及其变化速度值**，将它作为测量值输入到比例积分调节器中，这样使系统克服超调的作用加强了。

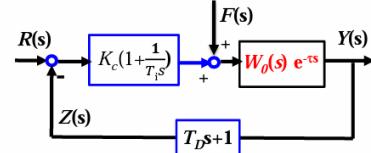
微分先行控制方案

$$\frac{T_D s + 1}{K_D s + 1}$$

- 微分先行控制方案的闭环传递函数：**

1) 在给定值作用下 $\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K_c(T_i s + 1)e^{-\tau s}}{T_i s W_0^{-1}(s) + K_c(T_i s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$

2) 在扰动作用下 $\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{T_i s e^{-\tau s}}{T_i s W_0^{-1}(s) + K_c(T_i s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$



- 对应的**PID控制方案**的闭环传递函数：

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K_c(T_i s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}{T_i s W_0^{-1}(s) + K_c(T_i s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$$

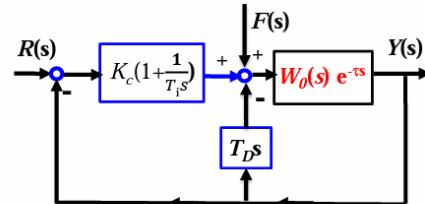
$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{T_i s e^{-\tau s}}{T_i s W_0^{-1}(s) + K_c(T_i s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$$

少了一个零点 $s = -1/T_D$ ，减小了超调量，提高了控制质量。

127

- 中间微分反馈

系统中的微分作用是**独立的**，能在被控参数变化时及时根据其变化的速度大小起附加校正作用，微分校正作用与PI调节器的输出信号无关，**只在动态时起作用**，而在**静态时**或在被控参数变化速度恒定时就**失去作用**。

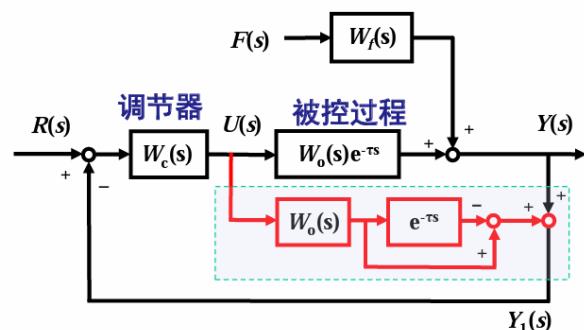


中间微分反馈控制方案

- 大滞后过程的预估补偿控制

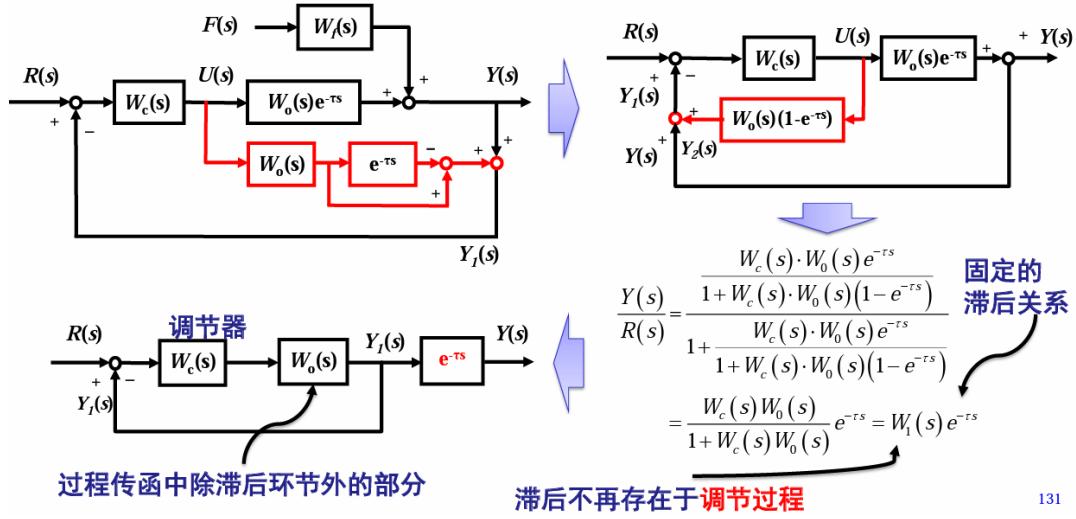
- 解决问题的更好方法是把纯滞后补偿掉；
- 史密斯预估器 $W_s(s)$

2、Smith预估器： $W_s(s)$



目的： $W_0(s) e^{-\tau s} + W_s(s) = W_0(s)$ 过程传函中除滞后环节外的部分

设计： $W_s(s) = W_0(s) - W_0(s) e^{-\tau s} = W_0(s)(1 - e^{-\tau s})$



过程传函中除滞后环节外的部分

滞后不再存在于调节过程

131

- 对比基本的单回路控制系统，Smith预估补偿控制系统的特征方程中已不包含 $e^{-\tau s}$ 项，消除了纯滞后对系统控制品质的不利影响。
- 分子中的 $e^{-\tau s}$ ，相当于将被控参数 $y(t)$ 的响应在时间上推迟了一个 τ 。
- Smith预估补偿控制完全补偿了纯滞后对控制器设计的不利影响。系统品质与被控过程无纯滞后完全相同。

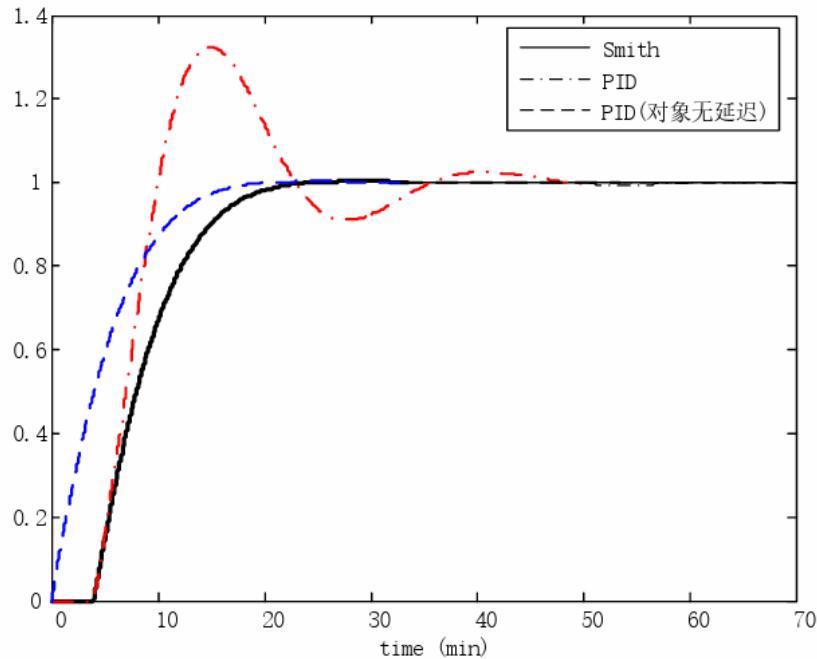
• 预估补偿控制

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{W_o(s)W_c(s)}{1 + W_o(s)W_c(s)} e^{-\tau s}$$

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{W_o(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + W_o(s)W_c(s)e^{-\tau s}}$$

• 单回路控制

能不能更好改进，也就是闭环响应完全去除滞后？不可能，这是物理系统决定的。



- Smith预估补偿消除了纯滞后对于系统闭环稳定性的影响，但是并没有消除纯滞后 τ 对干扰 $F(s)$ 抑制过程的影响；
- Smith预估补偿系统对设定值扰动的控制效果很好，对于负荷扰动的控制效果有所改善；
- Smith预估补偿系统对于补偿模型的误差十分敏感，补偿效果取决于补偿器模型的精度。

4 比值、分程和选择性控制 非重点

- 比值控制

- 自动保持两个或多个参数之间比值关系的过程控制系统。
- 主变量 q_1 : 在需要保持比例关系的物料中处于主导地位的物料流量等变量;
- 副变量 q_2 : 按主变量进行配比, 在控制过程中跟随主变量变化的物料流量等变量
- $K = \frac{q_1}{q_2}$
- 保持两种物料间成一定的比例关系只是手段, 不是目的。

- **开环比值控制:**

- 将**主变量测量值经比值器做一定的比例运算后得到副变量。**
- **特点:**
 - 简单、成本低;
 - 只有当 q_1 变化时才起控制作用;
 - q_2 变化时 q_1 不会响应, 比例关系被破坏。
- **适用场合:**
 - 副变量没有干扰的情况

- **单闭环比值控制:**

2、单闭环比值控制

- 将**主变量经比值器做一定的比例运算后, 作为副变量调节器的给定值**, 因此副变量能依照一定的比例关系跟随主变量而变化, 即**随动系统**。
- **特点:**
 - 系统结构简单, 应用广泛;
 - 可确保稳态下主、副变量的比例关系;
 - 使副变量具有抗干扰能力;
 - 主变量不受控, 不能保证总量 q_1+q_2 不变, **不适于负荷变化较大的化学反应过程**。

- **双闭环比值控制:**

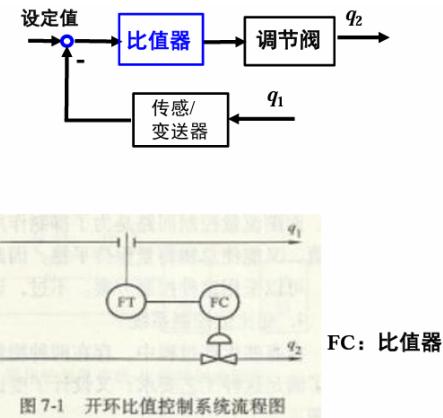
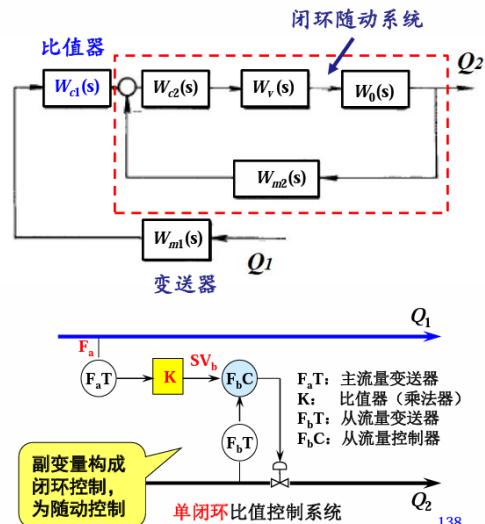


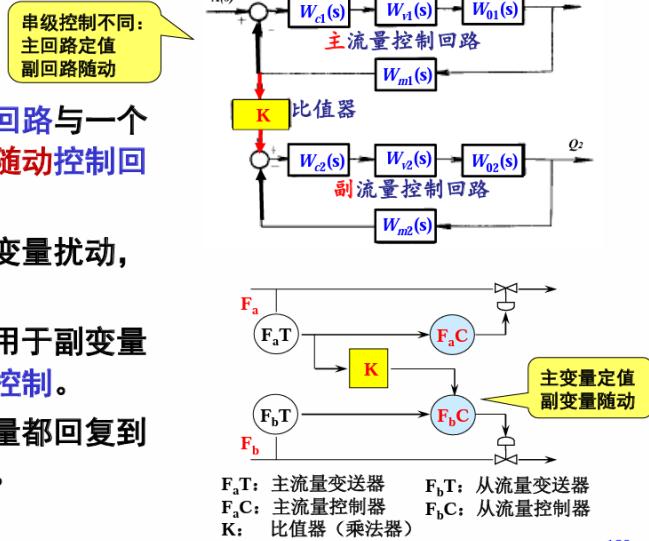
图 7-1 开环比值控制系统流程图



§ 4.4.1 比值控制

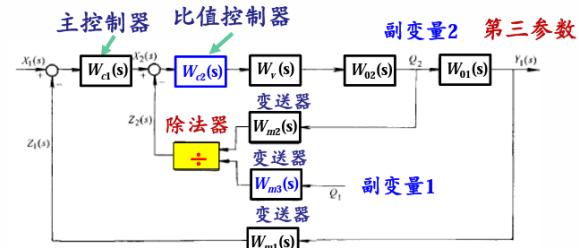
3、双闭环比值控制

- 由一个定值控制的主变量回路与一个跟随主变量变化的副变量随动控制回路组成。
- 主变量控制回路能克服主变量扰动，实现定值控制。
- 副变量控制回路能克服作用于副变量回路中的扰动，实现随动控制。
- 当扰动消除后，主、副变量都回复到原设定值上，其比值不变。



○ 变比值控制：

- 单闭环比值控制和双闭环比值控制是实现两种物料流量间的定值控制，在系统运行过程中其比值系数希望是（并设定为）不变的。
- 有些生产过程中，要求两种物料流量的比值随第三个参数的需要而变化。
- 为了满足上述生产工艺要求，开发了采用除法器构成的变比值控制，这实际上是一个以某种质量指标 Y_1 （常称为第三参数或主参数）为主变量，而以两个流量比为副变量的串级控制系统。

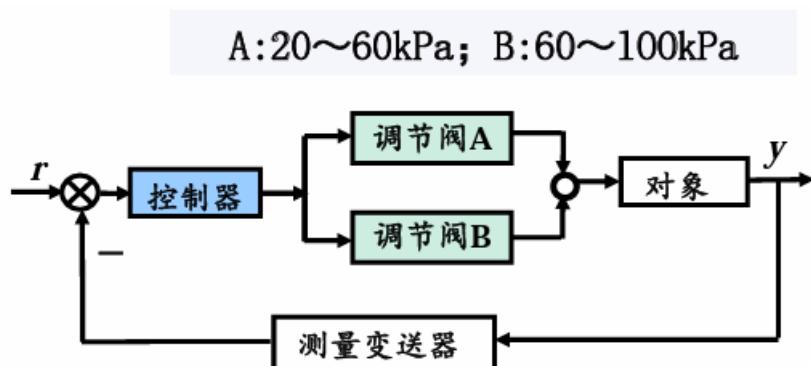


变比值控制框图

● 分程控制

○ 原理：

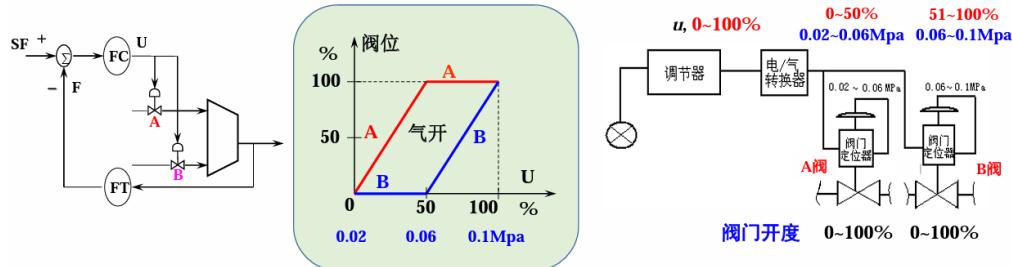
- 单回路控制系统中，一个调节器的输出带动一个调节阀动作
- 在生产过程中，有时为了满足被控参数宽范围的工艺要求，需要改变几个控制参数
- 这种由一个调节器的输出信号分段去分别控制两个或两个以上调节阀动作的系统称为分程控制系统。



将两个调节阀当作一个调节阀使用，从而可扩大其调节范围，改善其特性，提高控制质量。

- 由一个调节器的输出信号分段分别去控制两个或两个以上调节阀动作的系统称为分程控制系统

- 一个调节器控制两个以上的阀

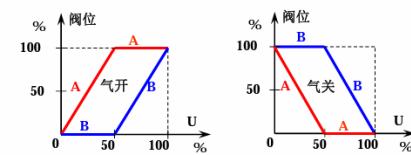


142

- 一个调节器控制两个以上的阀

- 调节阀类型：气开、气关
- 调节阀动作：同向、异向

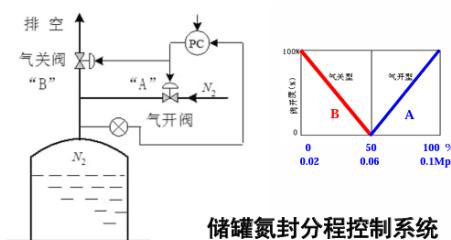
- 用于节能控制
- 用于扩大调节阀的可调范围
- 用于不同工况下的控制，提高控制质量
- 用于保证生产的安全、稳定



143

- 举例：

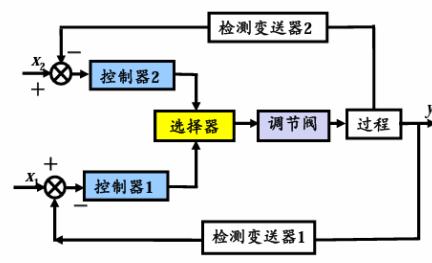
- 用于保证生产过程的安全、稳定
 - 为了保证储罐内的原料或产品与空气隔绝，以免被氧化变质或引起爆炸危险，常采用罐顶充氮气的方法。
 - 当储罐内原料或产品增加时，即液位升高时，应及时使罐内氮气适量排空，并停止充氮气；反之，当储罐内原料或产品减少，液位下降时，为保证罐内氮气呈微正压的工艺要求，应及时停止氮气排空，并向储罐充氮气。



- 当罐内物料增加，液位上升时，应及时停止充氮气，即A阀全关，并使罐内氮气排空，即B阀打开；
- 当罐内物料减少，液位下降时，应及时停止氮气排空，即B阀全关，并应向储罐充氮气，即A阀打开工作

- 选择性控制

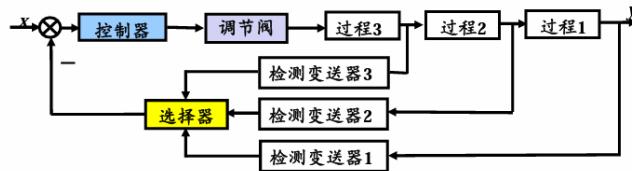
- 选择器可以接在两个或者多个调节器的输出端，对控制信号进行选择；也可以接在几个变送器的输出端，对测量信号进行选择。
- 选择器位于调节器的输出之后
 - 主要特点：两个调节器共用一个调节阀。**
 - 在生产正常情况下，两个调节器的输出信号同时送至选择器，选出正常调节器输出的控制信号送给调节阀，实现对生产过程的自动控制。
 - 当生产不正常时，通过选择器由取代调节器取代正常调节器的工作，直到生产情况恢复正常。



选择器位于调节器的输出

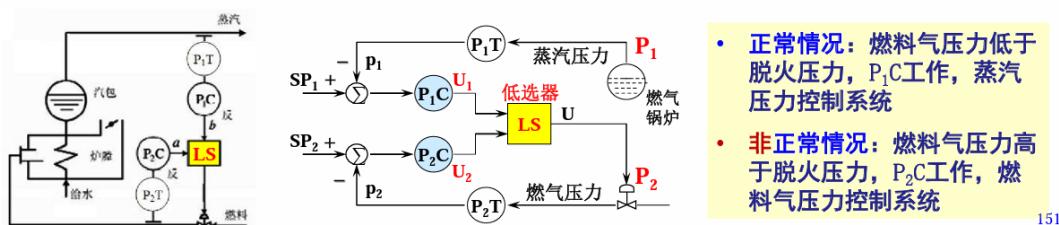
- 选择器位于调节器之前

- 该选择性系统的特点是几个变送器合用一个调节器。
- 选择的目的有两个：一是选出最高或最低测量值；其二是选出可靠测量值。
- 如固定床反应器中，为了防止温度过高烧坏催化剂，在反应器的固定催化剂床层内的不同位置上，装设了几个温度检测点，各点温度检测信号通过高值选择器，选出其中最高的温度检测信号作为测量值，进行温度自动控制，从而保证了反应器催化剂层的安全。



- 举例

- 在锅炉的运行中，蒸汽负荷随用户需要而经常波动。在正常情况下，用控制燃料量的方法来维持蒸汽压力的稳定。
- 当蒸汽用量增加时，蒸汽总管压力将下降，此时正常调节器输出信号去开大调节阀，以增加燃料量。
- 燃料气压力也随燃料量的增加而升高。当燃料气压力超过某一安全极限时，会产生脱火现象，可能造成生产事故。



五、先进控制方法

1. 先进控制概述 (非重点)

- 先进控制的概念

习惯上将基于数学模型、用计算机实现的控制方法，统称为先进控制，又称高等过程控制。

狭义上，先进控制指多变量预测控制。

- 预测控制 (Predictive Control)：采用对输出进行预报、对模型进行反馈校正、对控制实施滚动优化等策略的控制。

2. 预测控制

- 预测控制的基本原理

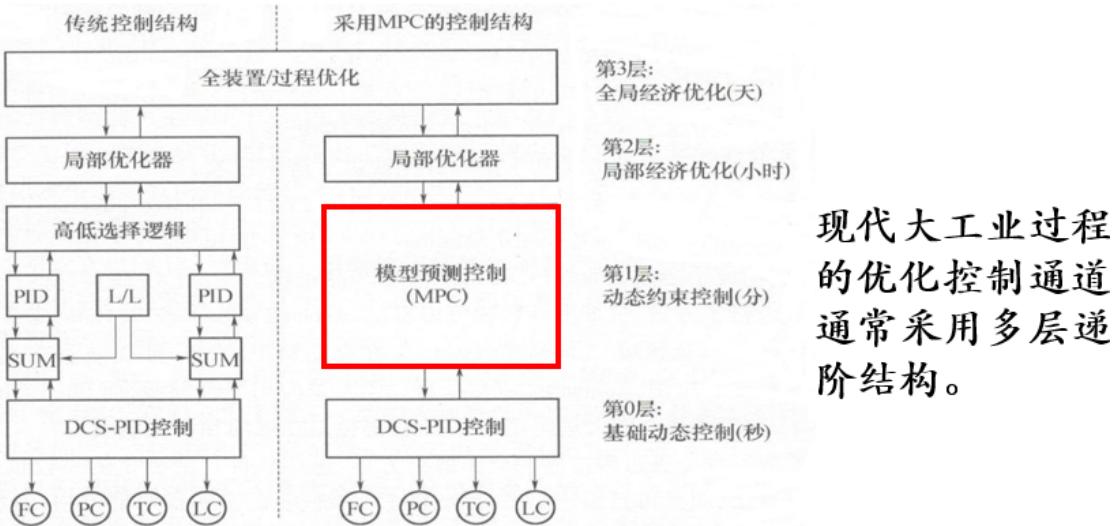


图 10-1 典型工业装置的递阶控制结构^[4]

（左侧采用传统结构，右侧采用 MPC 的结构。）

现代大工业过程的优化控制通道通常采用多层递阶结构。

第0层 基础动态控制层。 主要通过实现辅助系统（如随动阀）的闭环控制，使上一层的控制指令通过执行机构快速实现。通常是在DCS系统的底层采用PID控制算法，周期一般为“秒”的数量级。

第1层 动态约束控制层。 传统控制结构中常采用PID控制算法、超前、滞后补偿与高低选择逻辑的组合，而在先进过程控制系统中则以模型预测控制（MPC）技术取代了传统组合。周期一般为“分”的数量级。

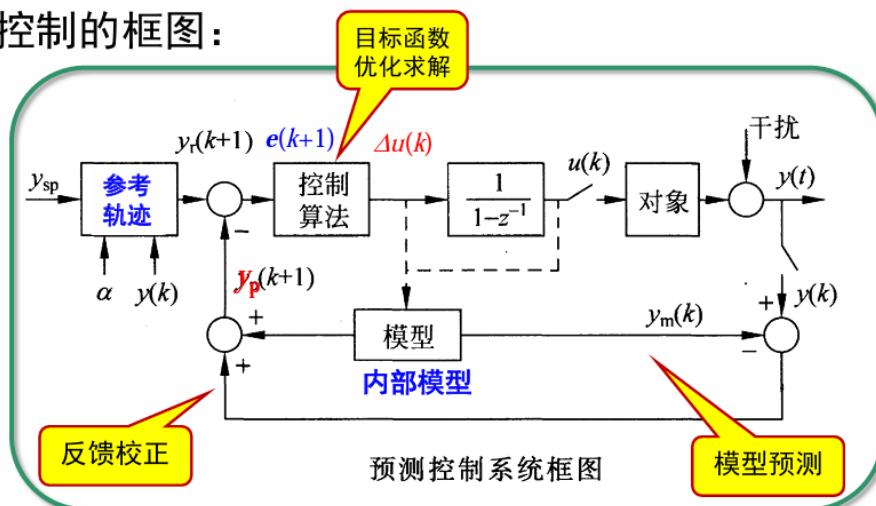
第2层 局部经济优化层。 根据上层的决策，各生产单元以更细化的单元模型和更高的频率计算单元经济指标最优的稳定工况，传送到下一层具体实现。周期一般为“小时”的数量级。

第3层 全局经济优化层。 通过生产全过程优化向各生产单元指派生产任务，提出最优的生产条件。决策周期一般为“天”。

- 组成部分：

- 模型预测：预测被控对象未来输出
- 反馈校正：不断优化目标
- 滚动优化：及时修正被控对象输出误差，回到模型预测

- 预测控制的框图：



- **模型预测**: 根据被控对象的历史测量信息 $\{u(k-j), y(k-j) | j \geq 1\}$ 和假设的未来输入 $\{u(k+j-1) | j=1, \dots, m\}$, 预测对象未来输出 $\{y(k+j) | j=1, \dots, p\}$ 或状态;

- 非数化模型:

- 脉冲响应模型: $y_m(k+1) = \sum_{j=1}^N \hat{h}_j u(k-j+1)$, \hat{h}_j 是估计的参数
- 单位阶跃响应模型: $y_m(k+1) = \hat{a}_s u(k-N) + \sum_{j=1}^{N-1} \hat{a}_j \Delta u(k-j+1)$, \hat{a}_j 是估计的参数

- 参数化模型

- 状态空间模型
- 输入输出模型

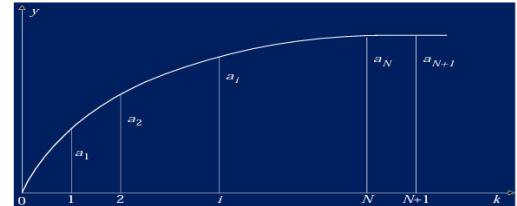
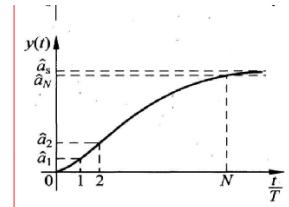
- **内部预测** (离散模型)

- **单位阶跃响应模型** $\{\hat{a}_i\}$

测定**单位阶跃响应曲线**, 把曲线分割成 **N 段**, 设采样周期为 $T_s = t_N/N$ 。在每个采样时刻得到一个相应的值 \hat{a}_j , \hat{a}_s 为响应曲线的稳态值。

该 **N 个 $\{\hat{a}_i\}$ 参数的集合** 称为内部模型 $(\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_N)$ 。

N 又称为截断步长。



根据脉冲响应模型 $y_m(k+1) = \sum_{j=1}^N \hat{h}_j u(k-j+1)$, 以及 $\hat{a}_i = \sum_{j=1}^i \hat{h}_j$, 可得
 $y_m(k+1) = \sum_{j=1}^N \hat{a}_j \Delta u(k-j+1) + \hat{a}_s u(k-N)$, 其中
 $\Delta u(k+j) = u(k+j) - u(k+j-1)$.

$$y_m(k+i) = \hat{a}_s u(k-N+i-1) + \sum_{j=1}^N \hat{a}_j \Delta u(k-j+i) \quad (5-8)$$

$$= \hat{a}_s u(k-N+i-1) + \sum_{j=i+1}^N \hat{a}_j \Delta u(k-j+i)$$

$$+ \sum_{j=1}^i \hat{a}_j \Delta u(k+i-j)$$

k 时刻以前输入变化序列 Δu 对输出量 y_m 的影响
已知, 可计算

待求解 式中 $\Delta u(k-j+i) = u(k-j+i) - u(k-j+i-1) \quad i=1,2,\dots,P$

写成矩阵和向量的形式:

$$y_m(k+1) = \hat{a}_s \mathbf{u}(k) + \mathbf{A}_1 \Delta \mathbf{u}_1(k) + \mathbf{A}_2 \Delta \mathbf{u}_2(k+1) \quad (5-9)$$

其中 $y_m(k+1) = [y_m(k+1), y_m(k+2), \dots, y_m(k+P)]^T$

$$\mathbf{u}(k) = [u(k-N), u(k-N+1), \dots, u(k-N+p-1)]^T$$

$$\Delta \mathbf{u}_1(k) = [\Delta u(k-N+1), \Delta u(k-N+2), \dots, \Delta u(k-1)]^T$$

$$\Delta \mathbf{u}_2(k+1) = [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+p-1)]^T \quad \text{待求解}$$

**动态响应矩阵
-- DMC 算法**

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \hat{a}_N & \hat{a}_{N-1} & \cdots & \hat{a}_2 \\ & \cdots & & \hat{a}_3 \\ & & \ddots & \\ 0 & & \hat{a}_N & \cdots & \hat{a}_{P+1} \end{bmatrix}_{P \times (N-1)}$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \hat{a}_1 & & & \\ \hat{a}_2 & \hat{a}_1 & 0 & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ \hat{a}_P & \hat{a}_{P-1} & \cdots & \hat{a}_1 \end{bmatrix}_{P \times P}$$

- 采用阶跃响应模型时, 要求对象渐进稳定, 若不满足, 可以通过组成常规控制系统, 使其动态对象特性达到渐近稳定

- **反馈校正**

若模型失配，预测会越来越偏，且扰动和噪声也会带来预测误差。采用反馈校正技术，引入上一时刻的预测误差来校正未来P步的预测值。

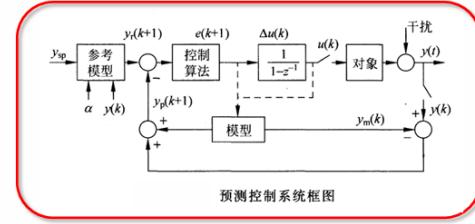
$$y_p(k+1) = y_m(k+1) + \mathbf{h}_o[y(k) - y_m(k)] \quad (5-11)$$

其中： $y_p(k+1) = [y_p(k+1), y_p(k+2), \dots, y_p(k+P)]^T$

$$\mathbf{h}_o = [1, 1, \dots, 1]^T$$

$$y_p(k+i) = y_m(k+i) + [y(k) - y_m(k)] = y(k) + [y_m(k+i) - y_m(k)]$$

$$y_m(k+i) = y_m(k+i-1) + \sum_{j=1}^N \hat{h}_j \Delta u(k+i-j)$$



◦ 滚动优化

- 参考轨迹：希望输出按照一条事先规定的曲线逐渐达到设定值\$y_{sp}\$的那条曲线称为参考轨迹

$$\begin{cases} y_r(k+i) = \alpha^i y(k) + (1-\alpha^i) y_{sp} & i=1, 2, \dots, P \\ y_r(k) = y(k) \end{cases} \quad (5-13)$$

其中 $\alpha = e^{-T_s/\tau}$ ，\$T_s\$为采样周期，\$\tau\$为参考轨迹的**时间常数**。

- 参考轨迹能够减小过量的控制作用，使系统的输出能平滑地达到设定值；
- 分析表明，参考轨迹的时间常数\$\tau\$越大（\$\alpha\$越大），系统的“柔性”越好，鲁棒性也越强，但控制的**快速性变差**；需在两者兼顾原则下调整\$\alpha\$值

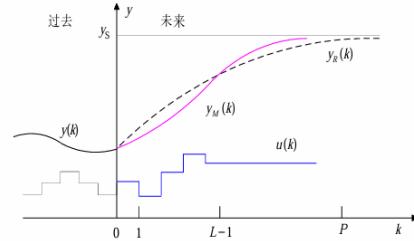
- 预测控制的目标是使得系统的输出变量\$y(t)\$沿着事先规定的参考轨迹逐渐到达设定值\$y_{sp}\$
-

§ 5.2.2 预测控制的基本原理

三、滚动优化

说明：

- 滚动优化是相对最优控制而言。**
- 它不是采取一个不变的全局优化目标，而是采取滚动式的有限时域优化策略；优化过程不是一次离线进行，而是反复在线进行；
- 所谓**滚动优化**，是每个采样周期计算一次控制序列\$u(k)\$，然后只使用**第一个**值\$u(k)\$，下一个采样周期再计算一次、输出一次，**周而复始**滚动执行；
- 实质上，当考虑了实际被控过程中各种**不确定性**，如模型的**失配**、系统的**干扰**等，均以 \$(y(k)-y_m(k))\$ 的形式**反馈校正**，再进行**优化**，虽非最优，但能达到实际上的最优。
- 控制率计算



系统的误差方程为参考轨迹与预测模型之差。

$$\text{定义误差} \quad \mathbf{e}(k+1) = \mathbf{y}_r(k+1) - \mathbf{y}_p(k+1) \quad (5-15)$$

$$\text{其中闭环预测模型为} \quad \mathbf{y}_p(k+1) = \mathbf{A}_2 \Delta \mathbf{u}_2(k+1) + \mathbf{h}_o \mathbf{y}(k) + \mathbf{P} \quad (5-16)$$

代入后可得修正后的方程：

$$\mathbf{e}(k+1) = \mathbf{e}'(k+1) - \mathbf{A}_2 \Delta \mathbf{u}_2(k+1) \quad (5-17)$$

$$\text{其中} \quad \mathbf{e}'(k+1) = \mathbf{y}_r(k+1) - [\mathbf{h}_0 \mathbf{y}(k) + \mathbf{P}] \quad (5-18)$$

注意： \mathbf{e} 表示参考轨迹与闭环预测值之差；
 \mathbf{e}' 表示参考轨迹与零输入下闭环预测值之差；
 e_k 是 k 时刻 **设定值与系统实际输出之差值**

$$e_k = y_r - y(k)$$

$$\text{修正后的误差方程} \quad \mathbf{e}(k+1) = \mathbf{e}'(k+1) - \mathbf{A}_2 \Delta \mathbf{u}_2(k+1) \quad (5-17)$$

当设定 $P=L$, 且 A_2 矩阵的逆 A_2^{-1} 存在, 则有

$$\Delta \mathbf{u}_2(k+1) = \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{e}'(k+1) \quad (5-19)$$

表明控制过程中在任何一个采用时刻系统都没有偏差。

通常 $P > L$, 若选取目标函数 J 为

$$J = \mathbf{e}^T \mathbf{e} \quad (5-20)$$

使上述目标函数最小, 可求得最优控制量 $\Delta \mathbf{u}$ 为

$$\Delta \mathbf{u}_2(k+1) = (\mathbf{A}_2^T \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{A}_2^T \mathbf{e}'(k+1) \quad (5-21)$$

$$\text{其中} \quad \Delta \mathbf{u}_2(k+1) = [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+L-1)]^T$$

四、控制律计算

若选取目标函数 J 为

$$J = \mathbf{e}^T Q \mathbf{e} + \Delta \mathbf{u}_2^T R \Delta \mathbf{u}_2 \quad (5-22)$$

注：称 \mathbf{u} 、 $\Delta \mathbf{u}$ 有幅值约束，
称带约束预测控制

其中 Q 为非负定加权对称矩阵, R 为正定 **控制加权** 对称矩阵。

使目标函数 J 最小, 由 $\frac{\partial J}{\partial \Delta \mathbf{u}} = 0$, 可求得最优控制量 $\Delta \mathbf{u}$ 为

$$\Delta \mathbf{u}_2(k+1) = [\mathbf{A}_2^T Q \mathbf{A}_2 + \mathbf{R}]^{-1} \mathbf{A}_2^T Q \mathbf{e}'(k+1) \quad (5-23)$$

五、控制律的实施

在通常情况下, 虽然计算出最优控制量 $\Delta \mathbf{u}$ 序列, 但往往只是把 **第一项** $\Delta \mathbf{u}(k)$ 输送到实际系统, 到下一采样时刻再重新计算 $\Delta \mathbf{u}$ 序列, 并输出该序列中的第一个值, 周而复始。

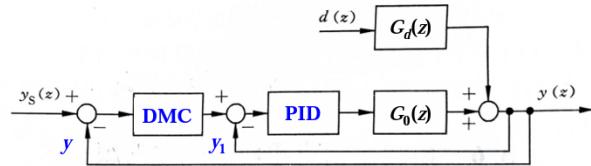
- 动态矩阵控制算法 (DMC)

• 算法主要步骤与算式：

预测模型:	$y_m(k+1) = A_2 \Delta u(k+1) + y'$	$y'_m(k+1) = \hat{a}_s u(k) + A_1 \Delta u_1(k) + A_2 \Delta u_2(k+1)$
模型校正:	$y_p(k+1) = y_m(k+1) + h_b[y(k) - y_m(k)]$	$y''_p(k+1) = A_2 \Delta u_2(k+1) + y''$
轨迹跟踪:	$y_p(k+1) = A_2 \Delta u(k+1) + y''$	$e'(k+1) = y_r(k+1) - y_p(k+1)$
	$e(k+1) = e'(k+1) - A_2 \Delta u(k+1)$	$e'(k+1) = y_r(k+1) - y''$
目标函数:	$J = e^T e$	
控制序列:	$\Delta u(k+1) = [A_2^T A_2]^{-1} A_2^T e'$	

• 控制参数:

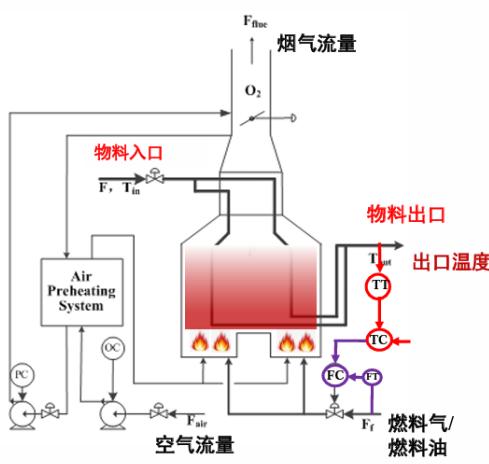
- 预测模型: 截断步长 N $J = e^T Q e + \Delta u_2^T R \Delta u_2$
- 时域/步长: 预测时域 P , 控制时域 L , 加权矩阵 Q, R
- 参考轨迹: 滤波系数 α
- 性能: DMC 有多个控制参数待选取, 由于采用阶跃响应模型和加权系数的优化算法, 因此难以用解析的方法表示各参数对控制特性的定量关系, 通常采用定性实验的方式分析。如 $Q = 1, R = 0, L = 1$ 时, 不论阶跃响应曲线为何种形状, 选择充分大的 P 值, 闭环系统稳定。
- 预测控制可以用来直接驱动执行机构, 使得被控变量很好的跟踪设定值;
- 预测控制往往需要辨识模型, 在每个采样周期(控制周期)进行复杂计算, 因此在工程应用中只对重要回路才采用预测控制算法;
- 实际中, 采用 DCS(分布式控制系统)实现常规 PID 控制, 具有强大的计算和编程能力, 以较快的采样频率进行控制, 抑制干扰, 平稳操作。
- 通常是在原有 PID 控制系统的基础上, 利用预测控制算法改变被控过程的设定值, 构成一个串级控制系统
- 对于开环不稳定系统, 先用 PID 控制使其稳定, 再作为预测控制的被控对象, 构成 DMC-PID 串级控制系统



183

◦ 预测控制案例分析

【案例1】加热炉的控制



常压炉	大常压炉出口温度	°C	362±2
	小常压炉出口温度	°C	364±2
	分支温度差	°C	>5
	分支流量差	t/h	>5
	炉膛温度	°C	>800
	热效率*	%	>91.5
	排烟温度*	°C	>160
	氧含量*	%	1.5~4

炉出口温度 362 ± 2 °C
氧含量 $1.5 \sim 4$ %

- 从生产要求看, 保证被加热物料的出口温度 T ; 从节能要求看, 需要控制尾气氧含量以提高加热炉的热效率。
- 分析工艺可知, 物料出口温度、尾气氧含量两个控制回路之间有耦合, 因而是一个双变量系统。

186

【案例1】加热炉的控制

分析工艺可知，物料出口温度、尾气氧含量两个控制回路之间有耦合，因而是一个双变量系统，需要采用多变量预测控制。例如，DMC方法。

$$y_p = A\Delta u + h_0 y(k) + p \quad (5-44)$$

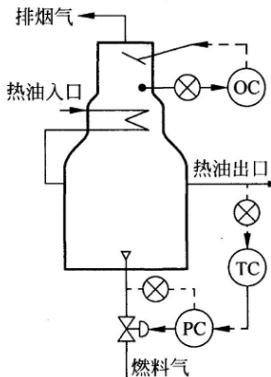
$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ B_1 & B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_1 \\ \Delta u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_1(k) + P_1 \\ y_2(k) + P_2 \end{bmatrix} \quad (5-45)$$

$$J = e^T Q e + \Delta u^T R \Delta u \quad (5-46)$$

$$\Delta u = (A^T Q A + R)^{-1} A^T Q \hat{e} \quad (5-47)$$

实际控制时，施加于系统的控制量只是 Δu 中的第一个分量 $\Delta u_1(k)$ 。

双变量系统的仿真，参数设置为：截断步长 $N=20$ ，预测步长 $P=7$ ，控制步长 $L=5$ ，采样时间 $T_s=20s$ ，权值矩阵 $Q=I$ (单位阵)， $R=0.2I$ 。

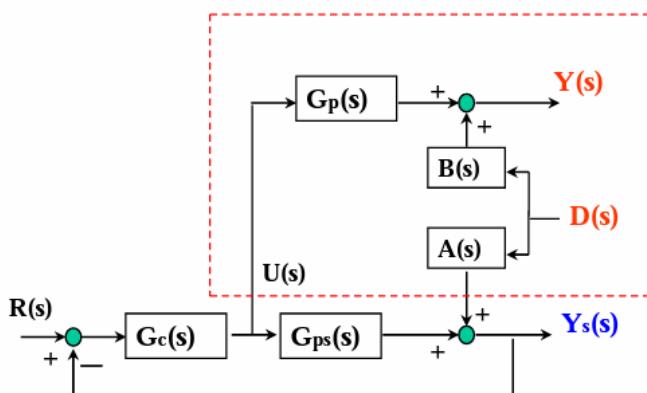


加热炉的工艺流程图

3. 推理控制

- 问题的提出
 - 对于扰动和输出均不可测的过程，不得不采用控制二次输出的方法间接控制过程的主要输出。用于克服不可测扰动对于难测的主要输出的影响。

Y(s): 主要输出，难测； Y_s(s): 二次输出，可测



(教材) 图8-1. 常规控制系统

Y(s)、Y_s(s) 分别为过程的主要输出和二次输出；G_p(s)、G_{ps}(s) 分别为对应控制通道的传递函数；R(s) 为设定值；D(s) 为过程的不可测扰动；A(s)、B(s) 为干扰通道的传递函数。

- 推理控制器的推导

令 $R(s)=0$, 推导出推理控制器的结构

$$Y_s(s) = \frac{A(s)}{1 + G_{ps}(s)G(s)} D(s)$$

$$Y(s) = B(s)D(s) - G_p(s)G(s)Y_s(s)$$

$$Y(s) = B(s)D(s) - \left[\frac{G_p(s)G(s)}{1 + G_{ps}(s)G(s)} \right] A(s)D(s)$$

$$\boxed{E(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{G_p(s)G(s)}{1 + G_{ps}(s)G(s)}}$$

则 $\boxed{Y(s) = [B(s) - A(s)E(s)]D(s)}$

若取 $E(s) = \frac{B(s)}{A(s)}$, 则可以完全消除 $D(s)$ 对 $Y(s)$ 的影响, 即

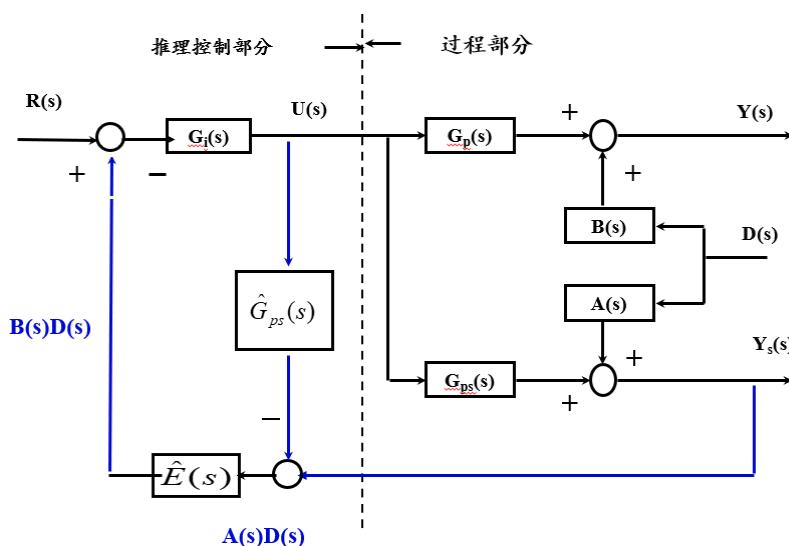
$$G(s) = \frac{-E(s)}{G_{ps}(s)E(s) - G_p(s)} , \text{ 若模型存在失配,}$$

则 $G(s) = \frac{-\hat{E}(s)}{\hat{G}_{ps}(s)\hat{E}(s) - \hat{G}_p(s)}$

$$\hat{E}(s) = \hat{B}(s) / \hat{A}(s)$$

$$U(s) = -G(s)Y_s(s) = \frac{\hat{E}(s)}{\hat{G}_{ps}(s)\hat{E}(s) - \hat{G}_p(s)} Y_s(s)$$

改写 $\boxed{U(s) = \frac{1}{\hat{G}_p(s)} [Y_s(s) - \hat{G}_{ps}(s)U(s)]\hat{E}(s)}$



A. 信号分离

$$\text{若 } G_{ps}(s) = \hat{G}_{ps}(s)$$

$$Y_s(s) - \hat{G}_{ps}(s)U(s) = A(s)D(s)$$

实现了将不可测扰动 $D(s)$ 对 $Y_s(s)$ 的影响从 $Y_s(s)$ 中分离出来的目的。

B. 估计器 $\hat{E}(s)$

当 $\hat{G}_p(s) = G_{ps}(s)$, 且 $\hat{A}(s) = A(s)$, $\hat{B}(s) = B(s)$, $\hat{E}(s) = \frac{\hat{B}(s)}{\hat{A}(s)}$ 时,
估计器 $\hat{E}(s)$ 输出 $B(s)D(s)$

C. 推理控制器 $G_i(s)$

设计推理控制器 $G_{i(s)} = 1/\hat{G}_p(s)$ 。若所有模型都准确,

则 $R(s) \neq 0 \quad Y(s) = R(s)$

$D(s) \neq 0 \quad Y(s) = 0$

4. 软测量

- 概述
 - 软测量是把控制理论与生产工艺过程知识有机结合起来，应用计算机技术，对于一些难于测量或者暂时不能测量的重要变量，选择另外一些容易测量的变量，通过构成某种数学关系来推断和估计，以软件（算法）来代替仪表功能。

硬仪表（部分）利用测量仪表内的传感元件以及模拟计算元件来实现简单的计算，得出被测物理量

软仪表 通过可测的变量，采用模型（数学关系）及计算机软件加以推理估计而实现

- 为什么使用软测量？
 - 产品质量是控制的主要目的。工业生产的目的是为了获得合格的产品，质量控制是所有控制的核心。为了实现良好的质量控制，必须对产品质量或与产品质量密切相关的重要过程变量进行严格控制。
 - 质量指标往往不容易实时获得。
 - 软测量技术的出现推动了产品质量的直接闭环控制。
- 构造及理论方法
 - 原理：在常规检测的基础上，利用辅助变量与主导变量的关系，通过软件计算，得到主导变量的估计值。
 - 实质：建立辅助变量与主导变量的关系，是一个建模问题。
 - 有机理建模法和实验建模法。

附录

1. 复杂控制系统

串级控制与前馈补偿

串级控制系统的特点

- ①对进入副回路的干扰有很强的克服能力；
- ②减少了副对象部分的时间常数，改善了被控过程的动态特性；
- ③对进入主回路的干扰控制效果也有改善；
- ④对负荷或操作条件的变化有一定自适应能力。

前馈控制的特点

- ①前馈控制器只能对可测干扰进行补偿。
- ②前馈控制器是专用控制器。
- ③前馈控制是开环控制，速度快，精度低。
- ④前馈控制只对特定的干扰有控制作用，对其它干扰无效——选择性补偿。

串级控制系统的设计原则

1. 主回路设计

主回路设计与单回路控制系统相似，涉及主变量、操纵量的选择。

2. 副回路的选择

- ①应选副回路的时间常数小、纯滞后时间短；
- ②副参数的选择必须使副回路包含变化剧烈且幅值大的主要干扰；
- ③副参数的选择应考虑主、副回路中控制过程的时间常数的匹配；

应注意工艺上的合理性、可能性和经济性。

前馈控制的设计原则

- ①某个干扰幅值大而频繁，对被控变量影响剧烈，而对象的控制通道滞后大
- ②采用单纯的反馈控制，控制速度慢、质量差。
- ③用串级控制，效果改善不明显。

串级控制系统典型应用

- ◆ **抑制二次干扰**。例如，加热炉来自燃料的干扰、炉膛内干扰；换热器冷却液或蒸汽等。
- ◆ **克服对象较大容量滞后**。例如，过热器减温器出口温度，换热器夹层温度等。

前馈-反馈（复合）控制系统典型应用

- ◆ **抑制可测主要干扰**。例如，加热炉来自被加热物料的干扰；换热器进料的干扰。

前馈-串级（复合）控制系统典型应用

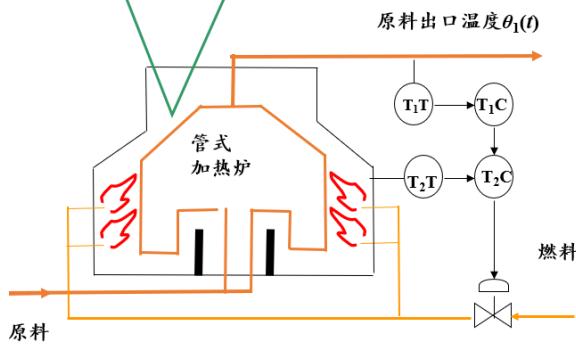
◆ 串级回路

- 抑制二次干扰 例如，加热炉来自燃料的干扰、炉膛内干扰；换热器冷却液或蒸汽等。
- 克服对象较大容量滞后。例如，过热器减温器出口温度，换热器夹层温度等。

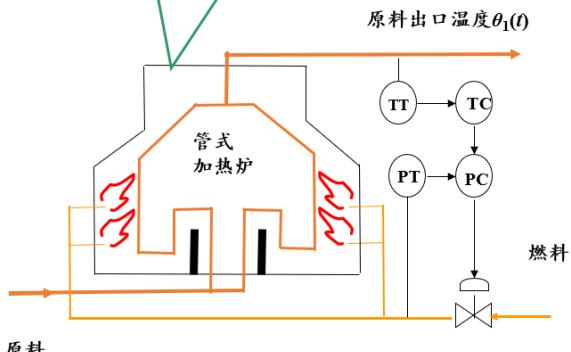
- ◆ **前馈控制**：抑制主要的一次可测干扰。

串级控制系统的设计案例

方案1：适用于燃料油压力基本稳定，粘度、热值、成分经常波动的场合。



方案2：适用于燃料油压力为主要波动的场合。



以管式加热炉为例，说明如何根据实际问题和需要设计控制系统。

1、被控量的选择：原料出口温度；

操纵量选择：燃料流量。

控制阀选择：从生产工艺安全出发，燃料油调节阀选用气开式。一旦出现故障或气源断气，切断燃料油进入加热炉，确保设备安全。

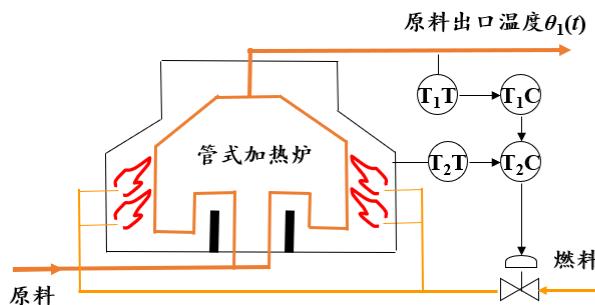
控制器控制作用的选择：PID控制器。

2. 管式加热炉串级控制系统的设计。

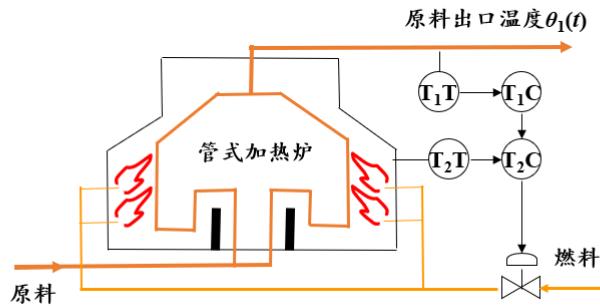
(1) 主变量：原料出口温度；

(2) 副变量：①选炉膛温度作为副变量；②选燃料压力作为副变量。

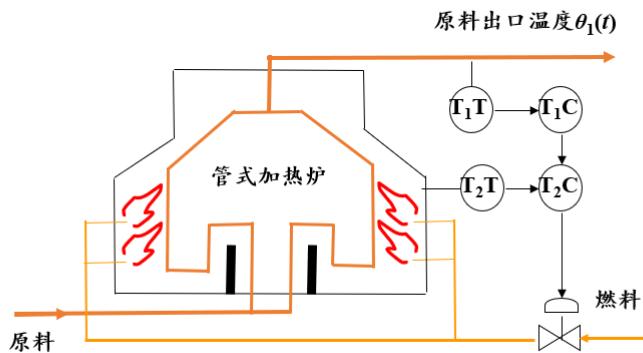
控制阀选择同单回路；



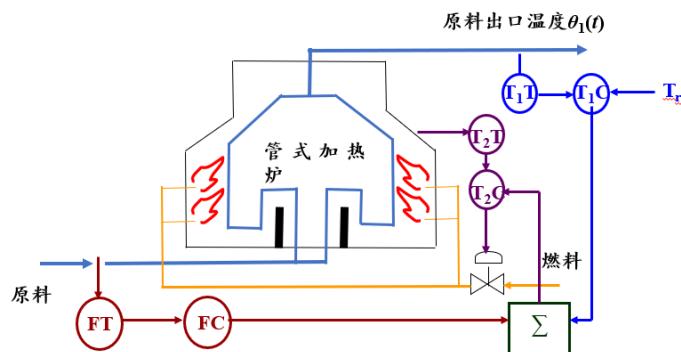
3、副回路中，调节阀开大，炉膛温度升高，测量信号增大，说明副对象和变送器都是正作用。为保证副回路为负反馈，副调节器应为反作用方式。



4、对于主调节器，调节阀开大，炉膛温度升高时，原料油出口温度也升高，说明主对象和主变送器也是正的。为保证主回路为负反馈，主调节器也应为反作用方式。



5、当来自原料流量波动的干扰出现频率较高，对原料出口温度有影响时，可以用前馈补偿对其进行抑制，构成前馈-串级控制系统。其他设计同上。



以锅炉汽包水位为例，说明如何根据实际问题和需要设计控制系统。

1、单冲量控制方案：

被控量的选择: 锅炉汽包水位；操纵量选择: 给水。

控制阀选择: 气闭式；控制器控制作用的选择: PI控制器。

2.三冲量控制方案：汽包的液位、蒸汽量和给水量

三冲量控制系统: 以蒸汽量为前馈信号，液位为主被控变量，给水量为副被控变量的串级-前馈控制系统。

◆ 串级控制的作用: 快速抑制来自给水的干扰;

◆ 前馈控制的作用: 抑制来自蒸汽负荷波动的干扰

