

## 第6章 常用高性能过程控制系统

### 本章要点

- 1) 了解串级控制系统的应用背景，熟悉串级控制系统的典型结构与特点；
- 2) 掌握串级控制系统的设计方法，熟悉串级控制系统的参数整定方法；
- 3) 了解前馈控制的原理及使用场合；
- 4) 掌握前馈补偿器的设计方法，熟悉前馈—反馈复合控制的特点及工业应用；
- 5) 了解大滞后被控过程的解决方案，掌握大滞后过程控制的设计方案。

### 6.1 串级控系统

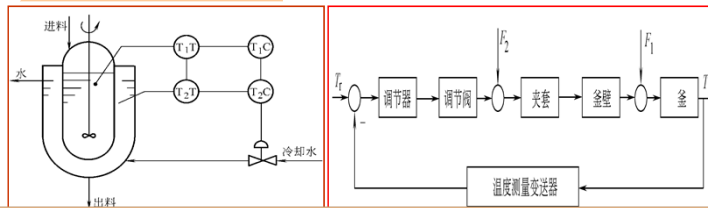
#### 6.1.1 串级控制系统的基本概念

一、什么是串级控制？它是怎样提出来的？其组成结构怎样？

工艺流程？控制要求？系统分析...

问题：过渡过程时间长，调节不及时

解决办法：串级控制



将两个调节器串联在一起工作、各自完成不同的控制任务

#### 串级控制系统的一般框图

#### 6.1.2 串级控制系统的控制效果

##### 1. 能迅速克服二次干扰

$$G_{c2}^*(s) = \frac{Y_2(s)}{F_2(s)} = \frac{G_{c2}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_r(s)G_{o2}(s)G_{m2}(s)}$$

$$\frac{Y_1(s)}{X_1(s)} = \frac{G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_r(s)G_{o2}^*(s)G_{o1}(s)}{1 + G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_r(s)G_{o2}^*(s)G_{o1}(s)G_{m1}(s)}$$

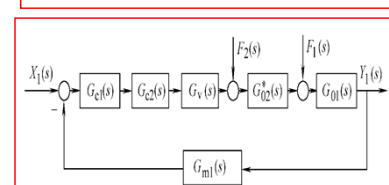
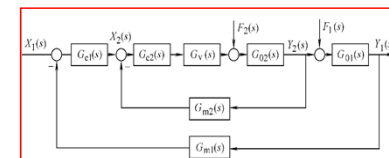
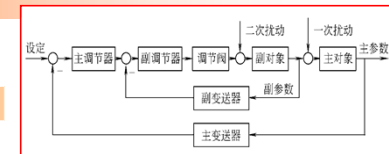
$$\frac{Y_1(s)}{F_2(s)} = \frac{G_{c2}^*(s)G_{o1}(s)}{1 + G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_r(s)G_{o2}^*(s)G_{o1}(s)G_{m1}(s)}$$

控制能力和抗干扰能力综合定义为：

$$\frac{Y_1(s)/X_1(s)}{Y_1(s)/F_2(s)} = G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_v(s)$$

$$G_c(s) = K_{c1}, \quad G_{c2}(s) = K_{c2}, \quad G_v(s) = K_v$$

$$\frac{Y_1(s)/X_1(s)}{Y_1(s)/F_2(s)} = K_{c1}K_{c2}K_v$$



## 单回路系统及传递函数

$$\frac{Y_1(s)}{X_1(s)} = \frac{G_c(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)}{1 + G_c(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)G_{m1}(s)}$$

$$\frac{Y_1(s)}{F_2(s)} = \frac{G_{02}(s)G_{01}(s)}{1 + G_c(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m1}(s)}$$

控制能力和抗干扰能力综合为： $\frac{Y_1(s)/X_1(s)}{Y_1(s)/F_2(s)} = G_c(s)G_v(s)$

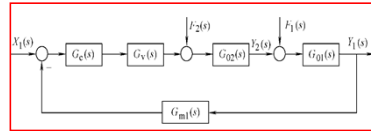
$$\frac{Y_1(s)/X_1(s)}{Y_1(s)/F_2(s)} = K_c K_v$$

$$G_c(s) = K_c$$

$$G_v(s) = K_v$$

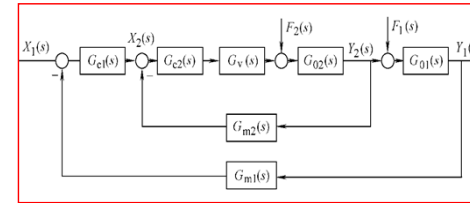
一般情况下有： $K_{c1}K_{c2} > K_c$

结论：提高了控制质量



## 2. 能改善控制通道的动态特性，提高工作频率

(1) 等效时间常数减小，响应速度加快；



$$G_{02}'(s) = \frac{Y_2(s)}{X_2(s)} = \frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)} = G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}^*(s)$$

$$G_{02}'(s) = \frac{Y_2(s)}{X_2(s)} = \frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)} = G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}^*(s)$$

$$G_{02}(s) = K_{02} / (T_{02}s + 1),$$

$$G_{c2}(s) = K_{c2},$$

$$G_v(s) = K_v, \quad G_{m2}(s) = K_{m2}$$

$$G_{02}'(s) = \frac{K_{c2}K_vK_{02}/(T_{02}s+1)}{1 + K_{c2}K_vK_{m2}K_{02}/(T_{02}s+1)} = \frac{K_{c2}K_vK_{02}/(1 + K_{c2}K_vK_{m2}K_{02})}{\frac{T_{02}}{1 + K_{c2}K_vK_{m2}K_{02}}s + 1} = \frac{K_{02}'}{T_{02}'s + 1}$$

$$T_{02}' \ll T_{02}$$

(2) 提高了系统的工作频率

串级系统的特征方程为： $1 + G_{c1}(s)G_{02}'(s)G_{01}(s)G_{m1}(s) = 0$

$$G_{01}(s) = K_{01} / (T_{01}s + 1), \quad G_{c1}(s) = K_{c1}, \quad G_{m1}(s) = K_{m1},$$

$$G_{02}'(s) = \frac{Y_2(s)}{X_2(s)} = \frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)} = G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}^*(s)$$

$$G_{02}'(s) = \frac{K_{02}'}{T_{02}'s + 1}$$

$$1 + K_{c1}K_{02}'K_{01}K_{m1} / (T_{02}'s + 1)(T_{01}s + 1) = 0$$

$$s^2 + \frac{T_{01} + T_{02}'}{T_{01}T_{02}'}s + \frac{1 + K_{c1}K_{c2}'K_{01}K_{m1}}{T_{01}T_{02}'} = 0$$

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{T_{01} + T_{02}'}{T_{01}T_{02}'} \\ \omega_0^2 = \frac{1 + K_{c1}K_{c2}'K_{01}K_{m1}}{T_{01}T_{02}'} \end{cases}$$

$$s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2 = 0$$

串级控制系统的工作频率为：

$$\omega_{\text{串}} = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} = \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{2\xi} \frac{(T_{01} + T_{02}')}{T_{01}T_{02}'}$$

对同一过程，采用单回路控制方案，用同样的分析方法，可得：

$$\omega_{\text{单}} = \omega_0 \sqrt{1 - \xi'^2} = \frac{\sqrt{1 - \xi'^2}}{2\xi'} \frac{(T_{01} + T_{02})}{T_{01}T_{02}}$$

若两种方案的阻尼系数相同，则有：

$$\frac{\omega_{\text{串}}}{\omega_{\text{单}}} = \frac{(T_{01} + T_{02}')/T_{01}T_{02}'}{(T_{01} + T_{02})/T_{01}T_{02}} = \frac{1 + T_{01}/T_{02}'}{1 + T_{01}/T_{02}}$$

$$T_{01}/T_{02}' > T_{01}/T_{02}$$

$$\omega_{\text{串}} \gg \omega_{\text{单}}$$

**结论：**副回路改善了动特性、提高了响应速度和工作频率；当主、副时间常数比值一定，副调节器的比例系数越大，工作频率越高；同样，当比例系数一定，主、副时间常数比值越大，工作频率也越高。其结果使振荡周期缩短，提高了系统的控制质量。

### 3 能适应负荷和操作条件的剧烈变化

副回路的等效放大系数为：

$$K_{02}' = \frac{K_{c2}K_vK_{02}}{1 + K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}} \quad \begin{matrix} K_{c2}K_vK_{02}K_{m2} \gg 1 \\ K_{02}' \text{几乎不变} \end{matrix}$$

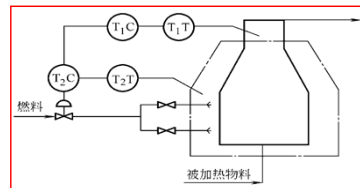
综上所述，串级控制系统的主要特点有：

- 1) 对进入副回路的干扰有很强的抑制能力；
- 2) 能改善控制通道的动态特性，提高系统的快速反应能力；
- 3) 对非线性情况下的负荷或操作条件的变化有一定的适应能力。

#### 6.1.3 串级控制系统的适用范围

##### 1. 适用于容量滞后较大的过程：

- 选容量滞后较小的辅助变量
- 减小时常
- 提高频率

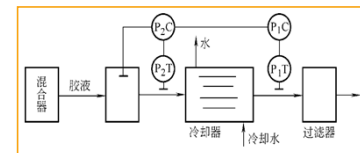


##### 2. 适用于纯滞后较大的过程：

工艺要求：过滤前的压力稳定在 250Pa；

特点：距离长，纯滞后时间长。

仿丝胶液压力与压力串级控制。

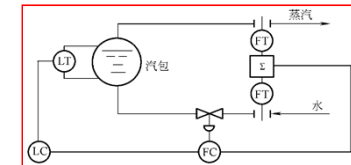


#### 6.1.3 串级控制系统的适用范围

##### 3. 适用于干扰变化剧烈、幅度大的过程：

工艺要求：汽包液位控制，

特点：快装锅炉容量小，蒸汽流量与水压变化频繁、激烈→三冲量液位串级控制。

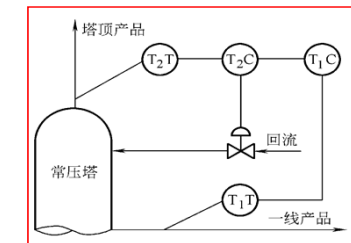


##### 4. 适用于参数互相关联的过程：

同一种介质控制两种参数

单回路控制：两套装置，不经济又无法工作；

常压塔塔顶出口温度和一线温度串级控制。



### 5. 适用于非线性过程

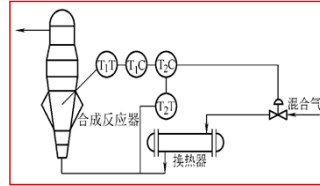
合成反应器温度串级控制：换热器呈非线性特性

**特点：**负荷或操作条件改变导致过程特性改变。

单回路控制，需随时改变调节器整定参数以保证系统的衰减率不变；

串级控制，则可自动调整调节器的整定参数。

串级控制虽然应用范围广，但必须根据具体情况，充分利用优点，才能收到预期的效果。



### 6.1.4 串级控制系统的设计

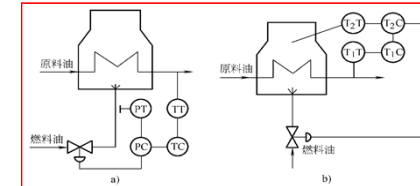
问题：副参数如何选择？主、副回路的联系？调节器如何选择？正、反作用如何选择？

#### 1. 副回路的设计与副参数的选择

选择原则：

- (1) 副参数要物理可测、副对象的时间常数要小、纯滞后时间要尽可能短。
- (2) 副回路要尽可能多地包含变化频繁、幅度大的干扰，但也不能越多越好。

- a)：燃料油压力为主要干扰；
- b)：燃料油粘度、成分、热值、处理量为主要干扰



- (3) 主、副过程的时间常数要适当匹配。

当串级控制与单回路控制的阻尼系数相等时，有

$$\frac{\omega_{\phi}}{\omega_{\phi_0}} = \frac{1+T_{01}/T_{02}}{1+T_{01}/T_{02}} = \frac{1+(1+K_{c2}K_vK_{o2}K_{m2})T_{01}/T_{02}}{1+T_{01}/T_{02}}$$

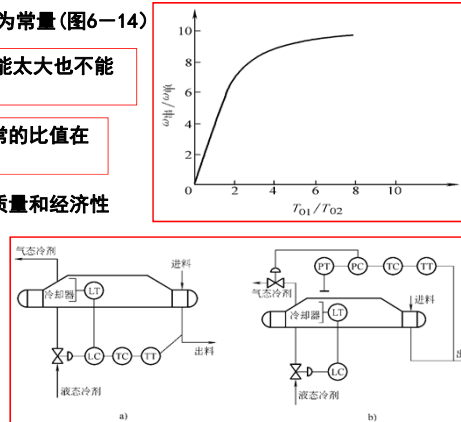
假设  $1+K_{c2}K_vK_{o2}K_{m2}$  为常量(图6-14)

主、副被控过程时常不能太大也不能太小

频率的比值大于3，时常的比值在3~10范围内选择

(4) 应综合考虑控制质量和经济性要求

- a) 制冷剂液位为副参数，投资少，控制质量不高；
- b) 制冷剂蒸发压力为副参数，投资多，控制质量较高。选择应视具体情况而定。



### 2 主、副调节器调节规律的选择

主调：定值控制；副调：随动控制。

副被控参数允许有静差→P, 不引入PI；为保稳定，P选大时，可引入积分；不引入微分。

主被控参数要无静差→PI, PID调节；

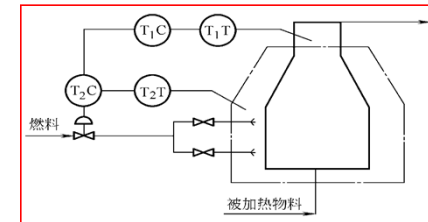
#### 3 主、副调节器正、反作用方式的选择（开环放大系数为正）

选择步骤：工艺要求→调节阀的气开、气关→副调节器的正、反作用→主、副过程的正、反作用→主调节器的正、反作用。

示例(图6-8)

燃油阀气开，副对象为正过程，副调为反作用调节器；主对象也为正过程，主调为反作用调节器

主、副调节器正、反作用方式选择参见188页表 6-1



### 6.1.5 串级控制系统的参数整定

#### 整定原则：

尽量加大副调节器的增益，提高副回路的频率，使主、副回路的频率错开，以减少相互影响

#### 1. 逐步逼近整定法

- 1) 主开环、副闭环，整定副调的参数；记为  $[G_{c2}(s)]^1$
  - 2) 副回路等效成一个环节，闭合主回路，整定主调节器参数，记为  $[G_{c1}(s)]^1$
  - 3) 观察过渡过程曲线，满足要求，所求调节器参数即为  $[G_{c1}(s)]^1 [G_{c2}(s)]^1$
- 否则，再整定副调节器参数，记为  $[G_{c2}(s)]^2$ 。。。。反复进行，满意为止。

该方法适用于主、副过程时常相差不大、主、副回路动态联系密切，需反复进行，费时较多

### 6.1.5 串级控制系统的参数整定

#### 整定原则：

尽量加大副调节器的增益，提高副回路的频率，使主、副回路的频率错开，以减少相互影响

#### 2. 两步整定法

- 1) 主、副闭环，主调为比例，比例度为百分之一百，先用4比1衰减曲线法整定副调节器的参数，求得比例度和操作周期；
- 2) 等效副回路，整定主调参数，求得主回路在4比1衰减比下的比例度和操作周期；
- 3) 根据两种情况下的比例度和操作周期，按经验公式求出主、副调节器的积分时间和微分时间，
- 4) 然后再按先副后主、先比例后积分再微分的次序投入运行，观察曲线，适当调整，满意为止。

### 3. 一步整定法

**思路：**先根据副过程特性或经验确定副调节器的参数，然后一步完成主调节器的参数的整定。

**理论依据：**主、副调节器的放大系数在  $0 < K_{c1}K_{c2} \leq 0.5$  条件下，

主、副过程特性一定时， $K_{c1}K_{c2}$  为一常数。

- 1) 主、副调节器均置比例控制，根据约束条件或经验确定  $K_{c2}$ ；
- 2) 等效副回路，按衰减曲线法整定主调节器参数；
- 3) 观察曲线，在约束条件下，适当调整主、副调节器的参数，满意为止。

#### 4. 应用举例：

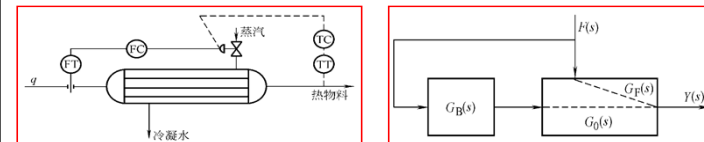
硝酸生产用氯化炉，主参数：炉温，PI调节；副参数：氨气流量，P调节；主、副动态联系小，两步整定法。

- 1)  $\delta_1$  为100% →  $\delta_{2.1}$  为32%， $T_{2.1}$  为15s；
- 2) 副调置于32%，得主调的  $\delta_{1.1}$  为50%， $T_{1.1}$  为7min。
- 3) 运用计算公式得： $\delta_{1.1}$  为60%， $T_{1.1}$  为3.5min， $\delta_{2.1}$  为32%。

## 6.2 前馈控制系统

### 6.2.1 前馈控制的基本概念

又称干扰补偿控制：按干扰大小进行调节，克服干扰比反馈快；理论上，可实现理想控制。



补偿器的计算：

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = G_F(s) + G_B(s)G_0(s) \quad G_B(s) = -\frac{G_F(s)}{G_0(s)}$$

## 6.2 前馈控制系统

### 6.2.2 前馈控制的特点及局限性

#### 1. 前馈控制的特点

- 1) 开环控制;
- 2) 比反馈控制及时;
- 3) 补偿器为专用

#### 2. 前馈控制的局限性: 无法实现对干扰的完全补偿

- 1) 只能抑制可测干扰;
- 2) 不能对每个干扰实现补偿;
- 3) 补偿器难以精确得到, 即使得到有时物理上也难以实现

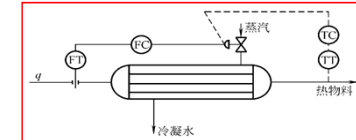
**结论:** 不单独使用

## 6.2.3 静态补偿与动态补偿

### 1. 静态补偿:

$$G_B(s) = -\frac{G_F(s)}{G_0(s)}$$

$$G_B(0) = -G_F(0)/G_0(0) = -K_B$$



稳态能量平衡  $q_0 H_0 = q_f C_p (T_2 - T_1)$   $T_2 = T_1 + \frac{q_0 H_0}{q_f C_p}$

$$K_0 = \frac{dT_2}{dq_0} = \frac{H_0}{q_f C_p}$$

$$K_f = \frac{dT_2}{dq_f} = \frac{q_0 H_0}{C_p q_f^2} = \frac{T_2 - T_1}{q_f}$$

$$K_B = -\frac{K_f}{K_0} = -\frac{C_p (T_2 - T_1)}{H_0}$$

该补偿器用比例调节器即可实现

### 2. 动态补偿: $G_B(s) = -G_F(s)/G_0(s)$

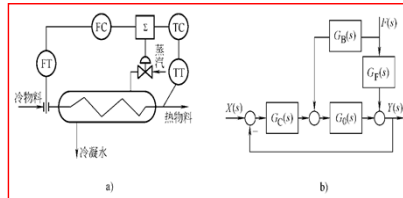
由于精确模型难以得到或难以实现, 只有要求严格控制动态偏差时才采用。

## 6.2.4 前馈-反馈复合控制

作用机理分析:

$$G_F(s) + G_B(s)G_0(s) = 0$$

$$G_B(s) = -G_F(s)/G_0(s)$$



$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_0(s)}{1 + G_c(s)G_0(s)} X(s) + \frac{G_F(s) + G_B(s)G_0(s)}{1 + G_c(s)G_0(s)} F(s)$$

复合控制系统的特征方程式:  $1 + G_c(s)G_0(s) = 0$ , 与前馈补偿器无关

- 设计步骤:
- 1) 独立设计反馈控制系统;
  - 2) 再设计前馈补偿器

## 6.2.5 引入前馈的原则及应用实例

### 1. 引入前馈控制的原则

- 1) 系统存在频率高、幅值大、可测不可控的干扰, 反馈控制难以克服、控制要求高时;
- 2) 控制通道时常大于干扰通道时常, 反馈控制不及时, 控制质量差;
- 3) 主要干扰无法用串级控制使其包含于副回路或副回路滞后过大时;
- 4) 尽可能采用静态补偿而不采用动态补偿。

### 6.2.5 引入前馈的原则及应用实例

#### 2. 复合控制系统应用实例

##### (1) 蒸发过程的浓度控制

初始浓度50%

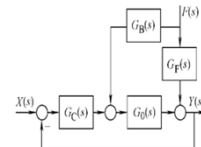
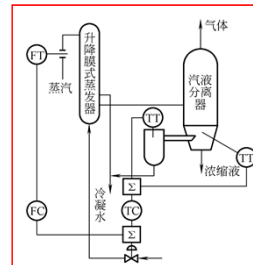
目标浓度73%

溶液沸点与水沸点之温差为被控量

影响被控量的因素：进料溶液浓度、温度、**流量**，加热蒸汽压力、**流量**

方案：

- 蒸汽流量为前馈信号
- 温差为反馈信号
- 进料溶液为控制参数的复合控制



### (2) 锅炉汽包水位控制

控制需求：给水量适应蒸汽量

干扰：蒸汽用量（不可控）

控制参数：给水流量

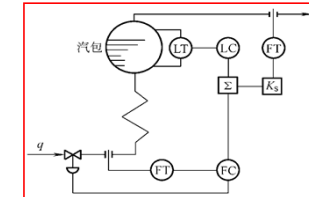
被控量：汽包水位

问题：“虚假水位”→影响控制效果。

解决方案：

- 蒸汽流量为前馈信号
- 给水流量为副参数
- 水位为主参数

前馈—反馈串级控制



### 6.3 大滞后过程控制系统

#### 6.3.1 大滞后过程概述

**纯滞后**：介质传输、化学反应、管道混合、皮带传送、轧辊传输、多容器串联成分测量等。

纯滞后的程度： $\tau/T < 0.3$  称为一般纯滞后； $\tau/T > 0.3$  称为大纯滞后。

**大纯滞后难于控制：**

- 1) 测量纯滞后使调节作用不及时；
- 2) 控制介质传输滞后使调节动作不及时；

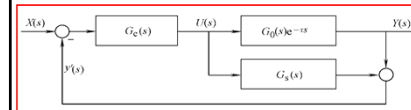
理论分析：开环频率特性相角滞后↑→稳定裕度↓

解决方案：微分先行、中间反馈、史密斯预估、内模控制等

### 6.3.2 史密斯预估控制

1. **史密斯预估控制**：预先估计动态模型→预估器使滞后了的被控量提前反馈→调节器提前动作→减少超调、加速调节过程。

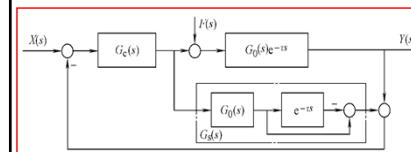
单回路控制



$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}$$

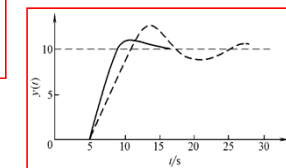
$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G_0(s)e^{-\tau s} + G_s(s) = G_0(s)$$

$$G_s(s) = G_0(s)(1 - e^{-\tau s})$$



$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{X(s)} &= \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s} + G_c(s)G_s(s)} \\ &= \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s} + G_c(s)G_0(s)(1 - e^{-\tau s})} \\ &= \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)} \end{aligned}$$

2. **仿真实例**  
有关参数...

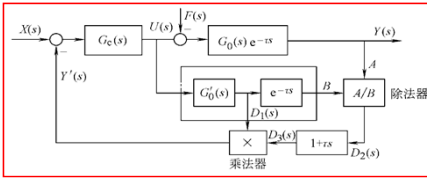


实线为史密斯预估控制结果，虚线为单回路控制结果

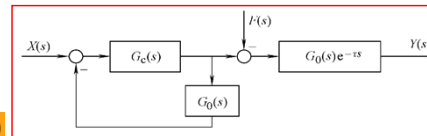
## 6.3.3 改进型史密斯预估控制

## 1. 增益自适应预估控制

$$\left. \begin{aligned} U(s) &= G_c(s)[X(s) - Y(s)] \\ Y'(s) &= D_1(s)D_3(s) \\ D_1(s) &= G_0'(s)U(s) \\ D_3(s) &= (1 + \tau s)D_2(s) \\ D_2(s) &= A/B \\ A &= Y(s) = U(s)G_0(s)e^{-\tau s} \end{aligned} \right\}$$



$$G_0(s) = G_0'(s)$$



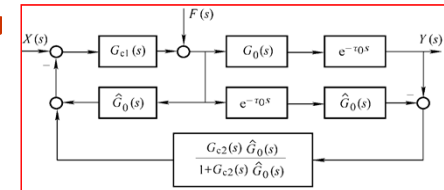
当存在差异时, 通过  $(\tau s + 1)$

产生超前作用, 使调节器提前动作, 以减小超调和加快调节过程。

## 6.3.3 改进型史密斯预估控制

## 2. 动态参数自适应预估控制

当模型准确时, 主反馈信号为零, 其效果同史密斯预估控制; 当有差异时, 主反馈的动态变化经惯性滤波后反馈, 以增强适应性。



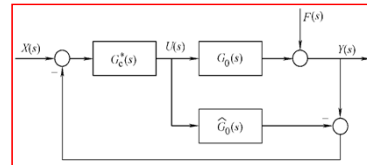
设计思路: 设两个调节器均为PI调节器, 调节器1按模型完全准确时设计; 调节器2按具体情况设计, 设对象的非滞后部分为一阶惯性环节, 且调节器2的积分时常与惯性时常相等, 则有

$$G_F(s) = \frac{G_{c2}(s)\hat{G}_0(s)}{1 + G_{c2}(s)\hat{G}_0(s)} = \frac{K_{c2}(1 + \frac{1}{T_{c2}s})(\frac{\hat{K}_0}{\hat{T}_0 s + 1})}{1 + K_{c2}(1 + \frac{1}{T_{c2}s})(\frac{\hat{K}_0}{\hat{T}_0 s + 1})}$$

$$= \frac{K_{c2}\hat{K}_0}{\hat{T}_0 s + K_{c2}\hat{K}_0} = \frac{1}{\frac{\hat{T}_0}{K_{c2}\hat{K}_0}s + 1} = \frac{1}{T_F s + 1}$$

## 6.3.4 内模控制

Garcia 82年提出, 结构与史密斯相似, 它不仅能明显改善大滞后过程的控制品质, 且设计简单、调节性能好、鲁棒性强。



## 1. 内模控制系统的结构

$$Y(s) = \frac{G_c^*(s)G_0(s)}{1 + G_c^*(s)[G_0(s) - \hat{G}_0(s)]} X(s) + \frac{1 - G_c^*(s)\hat{G}_0(s)}{1 + G_c^*(s)[G_0(s) - \hat{G}_0(s)]} F(s)$$

## 2. 理想内模控制器

假设模型没有误差, 则有  $Y(s) = G_c^*(s)G_0(s)X(s) + [1 - G_c^*(s)\hat{G}_0(s)]F(s)$

当  $X(s)=0, F(s) \neq 0$  时:  $Y(s) = [1 - G_c^*(s)\hat{G}_0(s)]F(s)$  假设模型“可倒”且物理可实现

令  $G_c^*(s) = 1/\hat{G}_0$  则有  $Y(s)=0$ ;

同样, 当  $X(s) \neq 0, F(s)=0$  时:  $Y(s) = G_c^*(s)G_0(s)X(s) = \frac{1}{\hat{G}_0(s)}G_0(s)X(s) = X(s)$

## 3. 实际内模控制器

问题: 模型存在误差且不“可倒”(如纯滞后或非最小相位环节)

→ 分解模型:

$$\hat{G}_0(s) = \hat{G}_{0+} \hat{G}_{0-}$$

$\hat{G}_{0+}$  包含所有纯滞后和在S右半平面存在零点的环节, 且静态增益为1。令

$$G_c^*(s) = \frac{D(s)}{\hat{G}_{0-}} \quad D(s) \text{ 是静态增益为1的低通滤波器} \quad D(s) = \frac{1}{(Ts+1)^p}$$

T为希望的闭环时常, p为正数; 选择p, 可使控制器既稳定又可物理实现。

**注意:** 该控制器是基于零、极点相消的原理设计的, 当模型为不稳定(在S右半平面存在极点)时, 该设计方法不能采用。



设模型存在误差，则有：
$$Y(s) = \hat{G}_{0+}(s)D(s)X(s) + [1 - D(s)\hat{G}_{0+}(s)]F(s)$$

设定值变化时的闭环传函为 
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \hat{G}_{0+}(s)D(s) = \hat{G}_{0+}(s) \frac{1}{(Ts+1)^r}$$

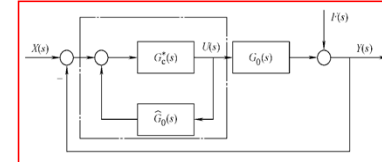
该式表明：

- 滤波器与闭环性能关系密切，其中时间常数的选择是关键
- 时常越小，滞后越小，但对模型误差越敏感
- 需要在动态性能和鲁棒性之间折中选择

**小结：**内模控制比史密斯预估控制更具一般性，它不仅解决大滞后过程的控制，而且还可通过调整滤波器的参数以增强系统的鲁棒性；由于它同样依赖于模型，应用同样受限。

#### 4. 内模控制与反馈控制的关系

内模控制的等效框图：



点画线中的等效传函为 
$$G_c(s) = \frac{G_0^+(s)}{1 - G_0^+(s)\hat{G}_0(s)}$$

$$G_c(s) = \frac{\frac{D(s)}{\hat{G}_{0-}}}{1 - \frac{D(s)}{\hat{G}_{0-}} \hat{G}_0(s)} \quad \hat{G}_0(s) = \hat{G}_0(s), D(0)=1 \quad G_c(s)|_{s=0} = \infty$$

控制理论可知：零频增益无穷大的反馈控制可消除干扰引起的余差，因而具有积分功能

本章结束，谢谢！

答：一步整定法的依据是：在串级控制系统中一般来说，主变量是工艺的主要操作指标，直接关系到产品的质量，因此对它要求比较严格。而副变量的设立主要是为了提高主变量的控制质量，对副变量本身没有很高的要求，允许它在一定范围内变化，因此在整定时不必将过多的精力放在副环上，只要主变量达到规定的指标要求即可。此外对于一个具体的串级控制系统来说，在一定范围内主、副控制器的放大倍数是可以互相匹配的，只要主、副控制器的放大倍数  $K_{c1}$  与  $K_{c2}$  的乘积等于  $K_d$  ( $K_d$  为主变量呈 4:1 衰减振荡时的控制器比例放大倍数)，系统就能产生 4:1 衰减过程(下面的分析中可以进一步证明)。虽然按照经验一次放上的副控制器参数不一定合适，但可通过调整主控制器放大倍数来进行补偿，结果仍然可使主变量呈 4:1 衰减。