2022春 过程控制系统

过程控制系统

授课教师：苗子博

第 7 章　复杂控制系统

前馈控制与反馈控制的区别：

1、产生控制作用的依据不同

前馈控制系统检测的信号是干扰，按干扰的大小和方向产生相应的控制作用。反馈控制检测的信号是被控变量，按被控量与设定值的偏差产生相应的控制作用。

2、控制效果不同

前馈控制作用及时，理论上可实现对干扰的完全补偿。

反馈控制作用不及时，在整个系统中要做到无差必须首先有差。

3、实现的经济性和可能性不同

前馈控制需要对每一个干扰单独构成一个控制系统，因此不经济，也不完全可能。

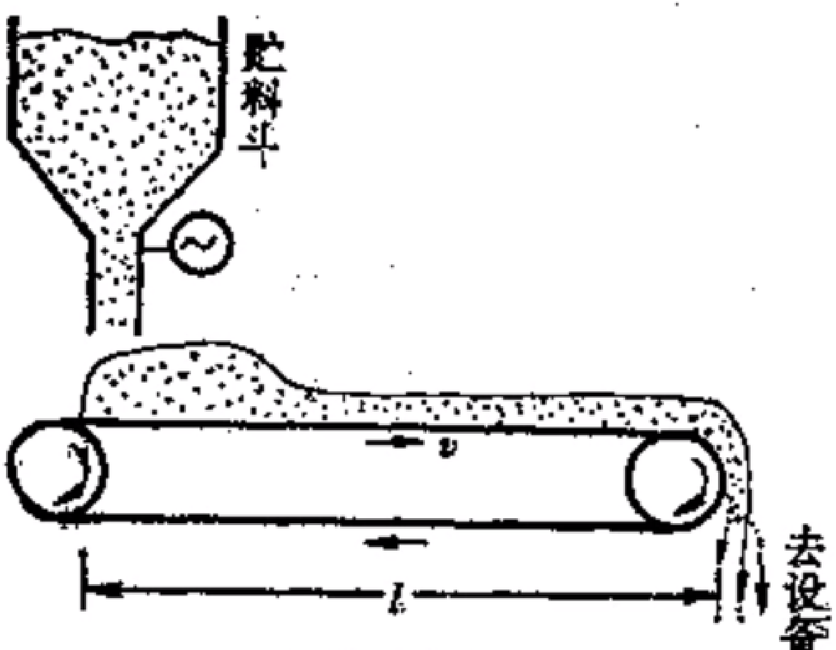
7.3大滞后过程控制系统

在工业生产中，控制通道往往不同程度地存在着纯滞后。一般将纯滞后时间τ_0与时间常数T之比大于0.3（τ_0 / T＞0.3）的过程称之为大滞后过程。

大滞后过程是公认较难控制的过程。其难于控制的主要原因是纯滞后的增加导致开环相频特性相角滞后增大，使闭环系统的稳定性下降。为了保证稳定裕度，不得不减小调节器的放大系数，造成控制质量的下降。

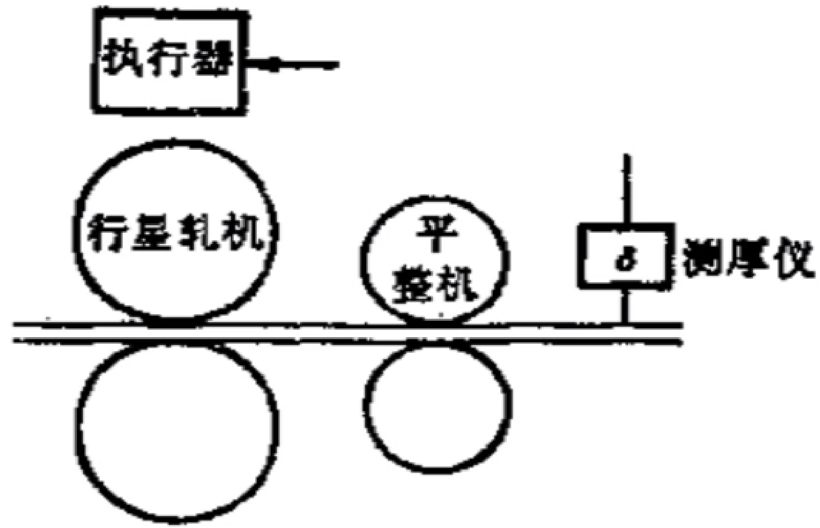
7.3大滞后过程控制系统

典型工艺过程



皮带运输机

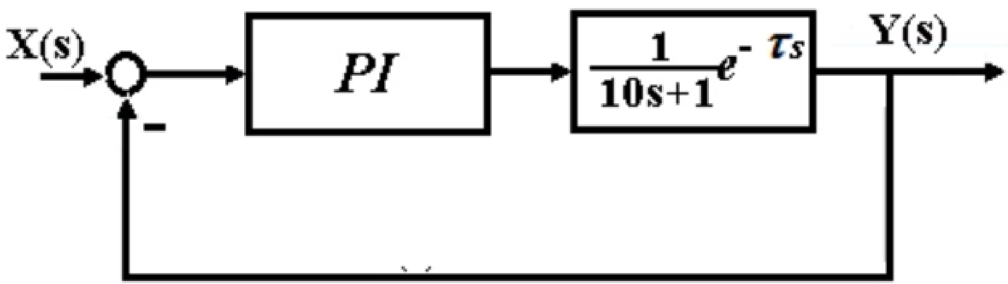
传输时延



连续轧钢过程

测量时延

7.3大滞后过程控制系统

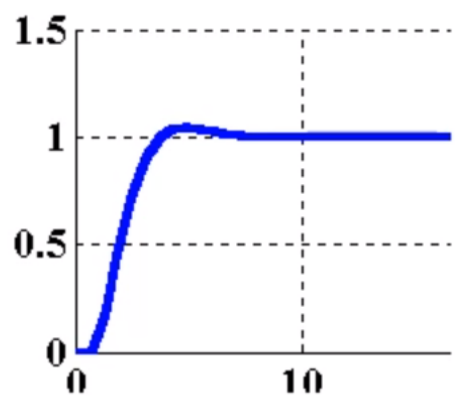


我们保持系统时间常数T=10不变，时间延时τ分别取1，5和12作一个仿真，（稳态范围按照△=2%)

σ=5%

t_s=5分钟

$K_c=5, T_i=10$



$\tau=1$

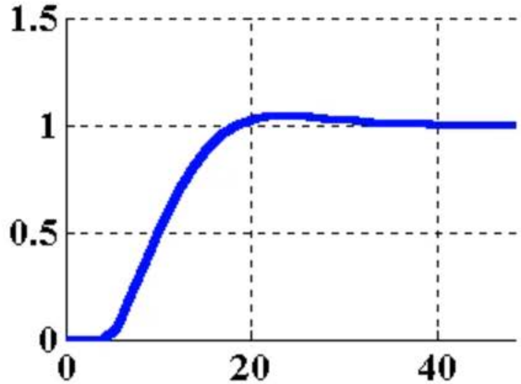
$$\frac{\tau}{T}=0.1$$

7.3大滞后过程控制系统

σ=5%

t_s=31分钟

K_c=1, T_i=10



当τ=5时

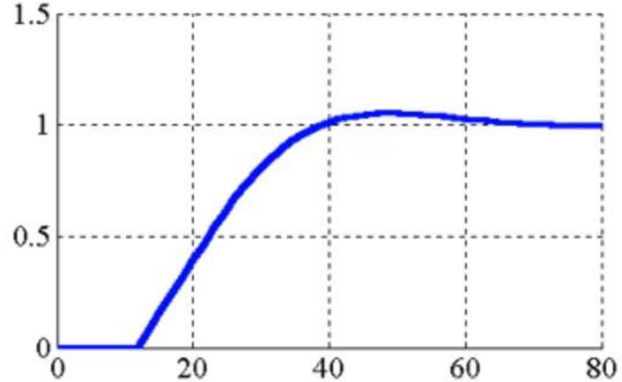
$$\frac{\tau}{T}=0.5$$

这说明当延时时间增大，会降低一些性能，我们是在保证超调量的情况下，造成稳态时间明显变长。

σ=5%

t_s=63分钟

K_c=0.5, T_i=11.4



当τ=12时

$$\frac{\tau}{T}=1.2$$

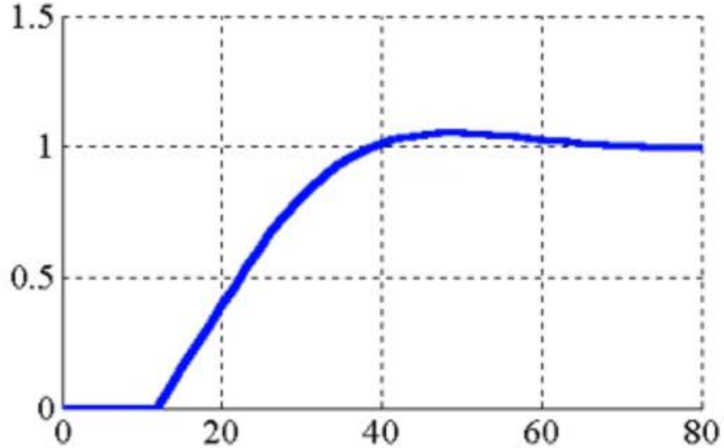
这说明当延时时间进一步增大，会进一步降低一些性能，我们是在保证超调量的情况下，造成稳态时间更长。

7.3大滞后过程控制系统

σ=5%

t_s=63分钟

K_c=0.5, T_i=11.4



当τ=12时

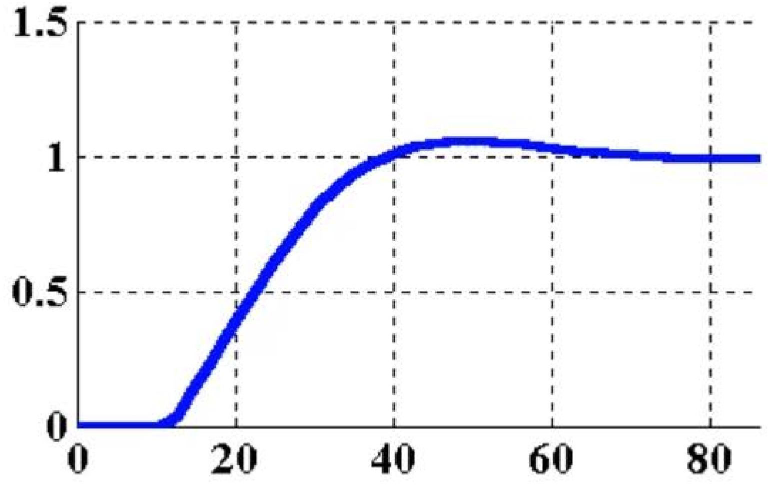
$$\frac{\tau}{T} = 1.2$$

我们改变系统时间常数T=20，时间延时τ取12，此时τ/T= 0.6作一个仿真，结果是

σ=5%

t_s=63分钟

K_c=1, T_i=22.7



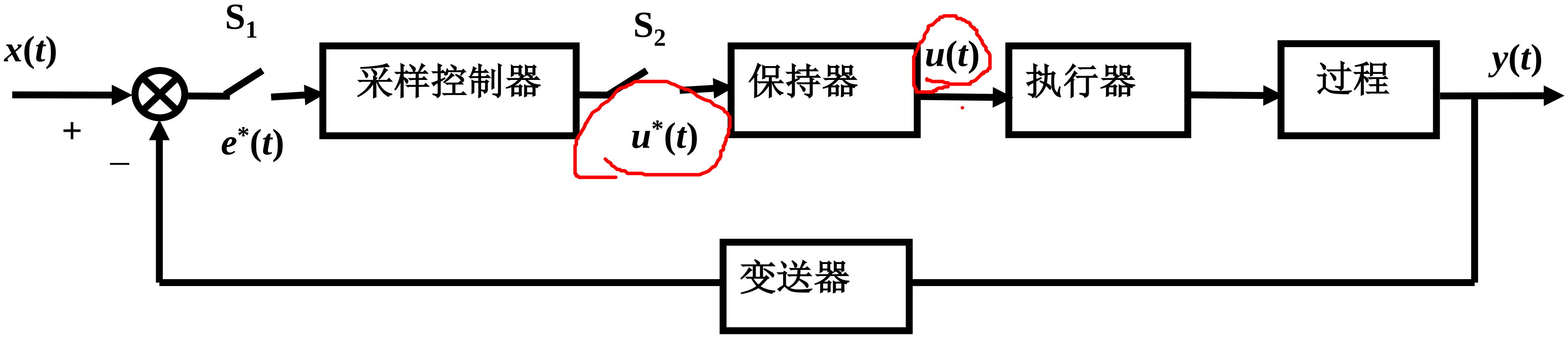
7.3.2大滞后过程的采样控制

所谓采样控制，是一种定周期的断续PID控制方式，即控制器按周期T进行采样控制。在两次采样之间，保持该控制信号不变，直到下一个采样控制信号信号到来。保持的时间T与必须大于纯滞后时间τ_0。这样重复动作，一步一步地校正被控参数的偏差值，直至系统达到稳定状态。

这种“调一调，等一等”的方案的核心思想就是放慢控制速度，减少控制器的过度调节。

典型的大滞后过程的采样控制系统框图如图所示。图中，采样控制器每隔采样周期*T*动作一次。S_1、S_2表示采样器，它们同时接通或同时断开。

S_1、S_2，接通时，采样控制器闭环工作；S_1、S_2断开时，采样控制器停止工作，输出为零，但是上一时刻的控制值$u^*(t)$通过保持器持续输出。

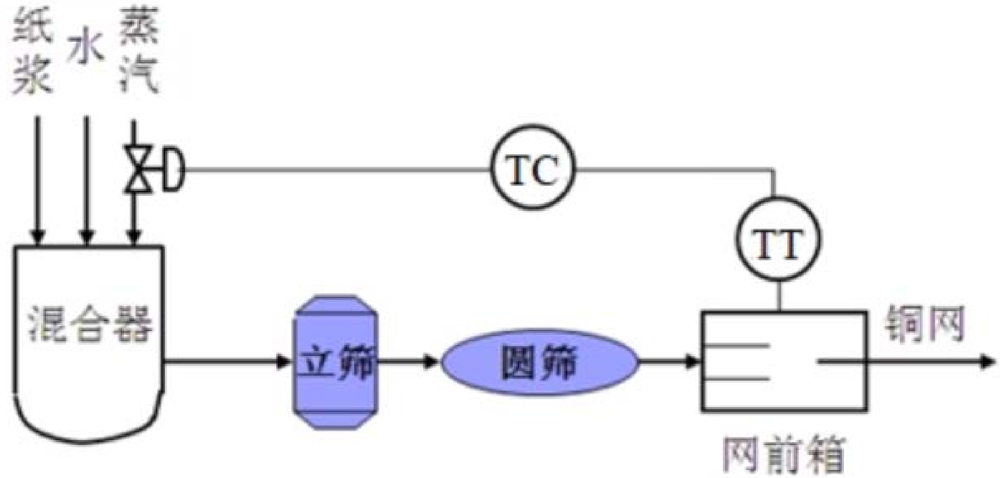


采样控制是以牺牲速度来获取稳定的控制效果，如果在采样间隔内出现干扰，必须要等到下一次采样后才能作出反应。

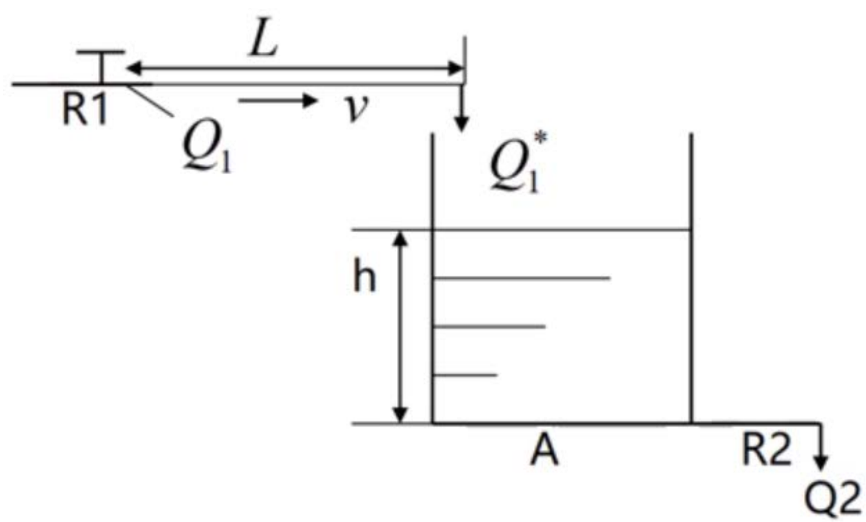
7.3.3大滞后过程的Simth预估补偿控制

Simth预估补偿控制是按照对象特性，设计一个模型加入到反馈控制系统，提早估计出对象在扰动作用下的动态响应，提早进行补偿，使控制器提前动作，从而降低超调量，并加速调节过程。

为理解Smith预估控制的工作原理，先分析采用简单控制方案时，大滞后过程的特性。



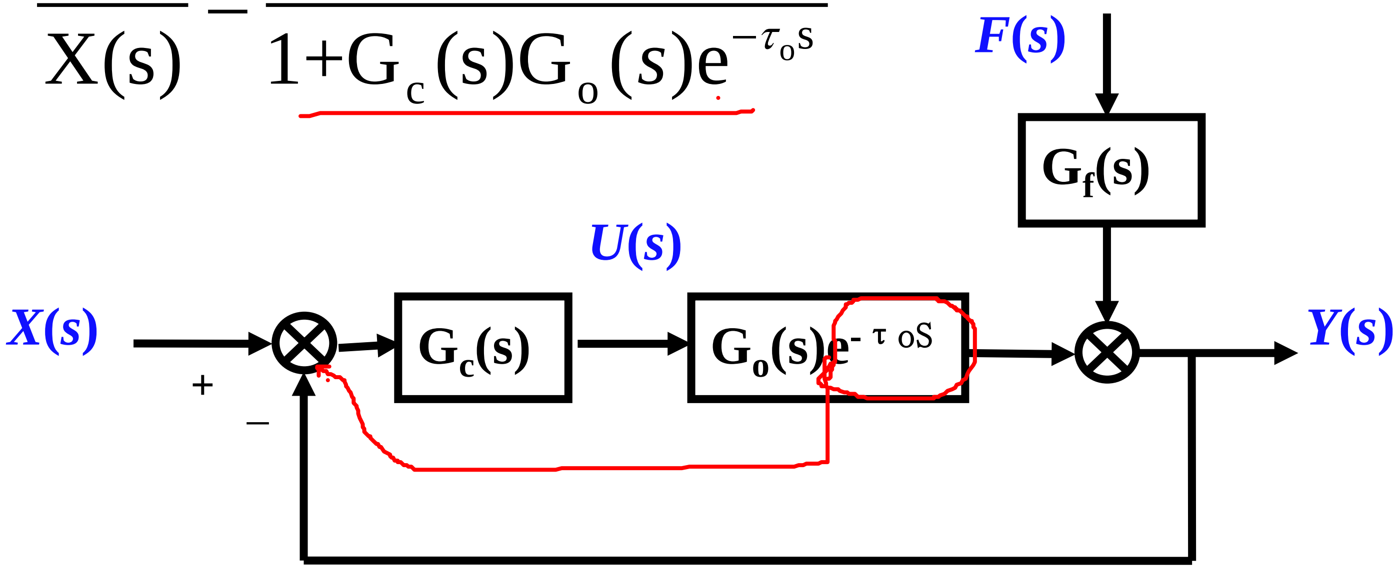
纸浆
水
蒸汽
TC
TT
混合器
立筛
圆筛
铜网
网前箱



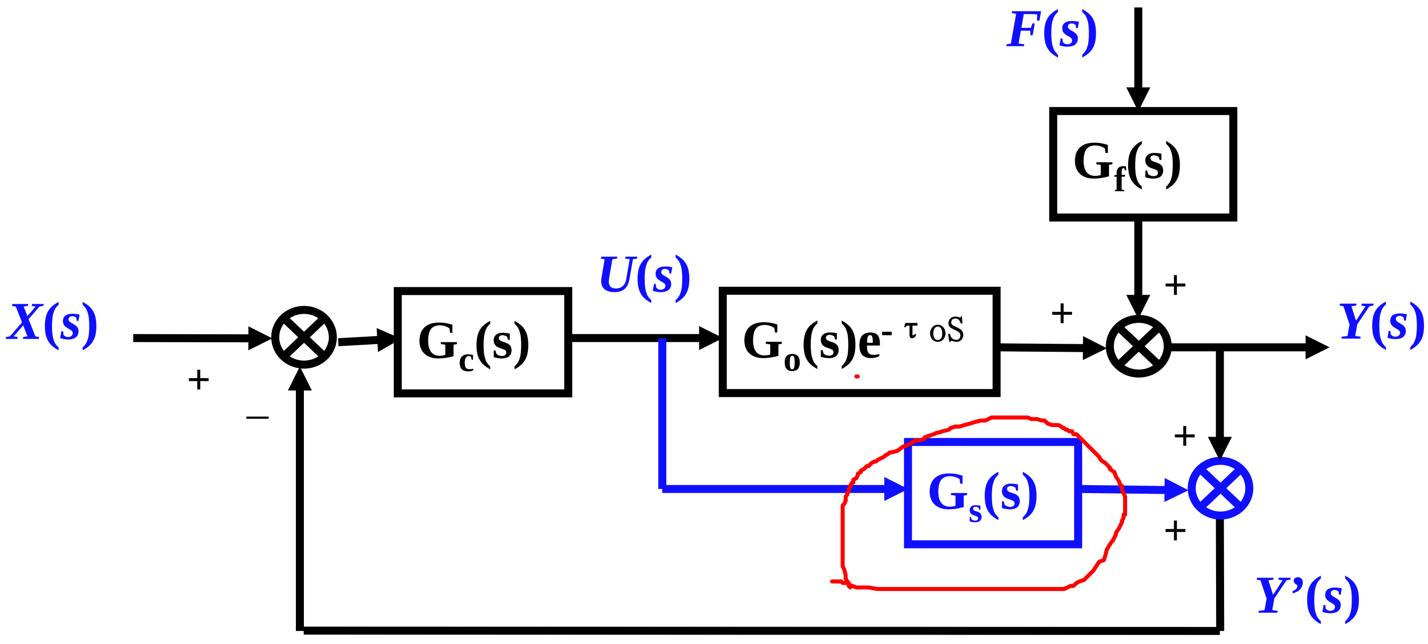
L
R1
v
Q_1
Q_1^*
h
A
R2
Q2

如图是采用简单控制方案的大滞后过程控制系统框图。其中$G_o(s)e^{-\tau_o S}$为控制通道的广义传递函数，特意将纯滞后环节$e^{-\tau_o S}$单独写出，并且变送器的传递函数简化为1。该系统$X(s)$与$Y(s)$之间的闭环传递函数为：

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



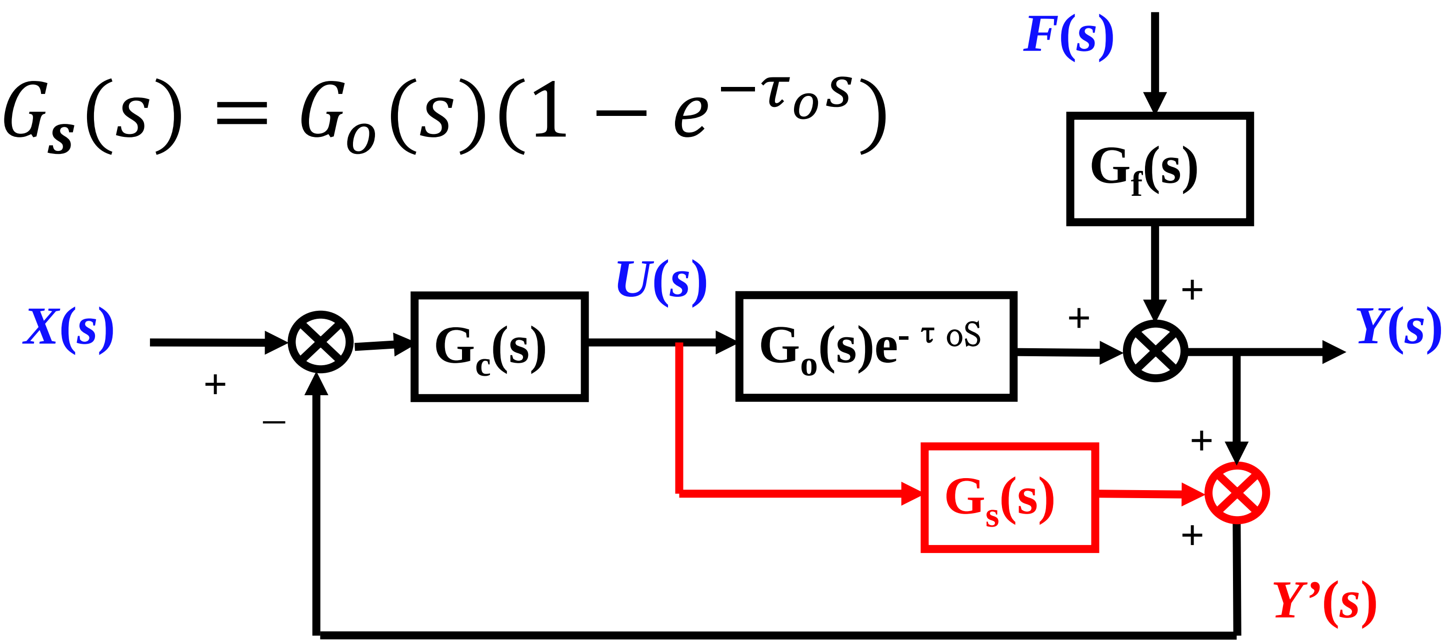
若能将$G_0(s)e^{-\tau oS}$中的$e^{-\tau oS}$补偿掉，则实现无滞后控制。Smith提出了一种大滞后系统预估补偿控制方法，下图是Smith预估补偿控制系统框图，$G_s(s)$ 是Smith预估补偿器的传递函数。



采用预估补偿器后，控制量**$U(s)$**与反馈信号**$Y'(s)$**之间的传递函数是两个并联通道**$G_0(s)\,e^{-\tau_0 S}$**与**$G_s(s)$**之和，并且应当等于**$G_0(s)$**：

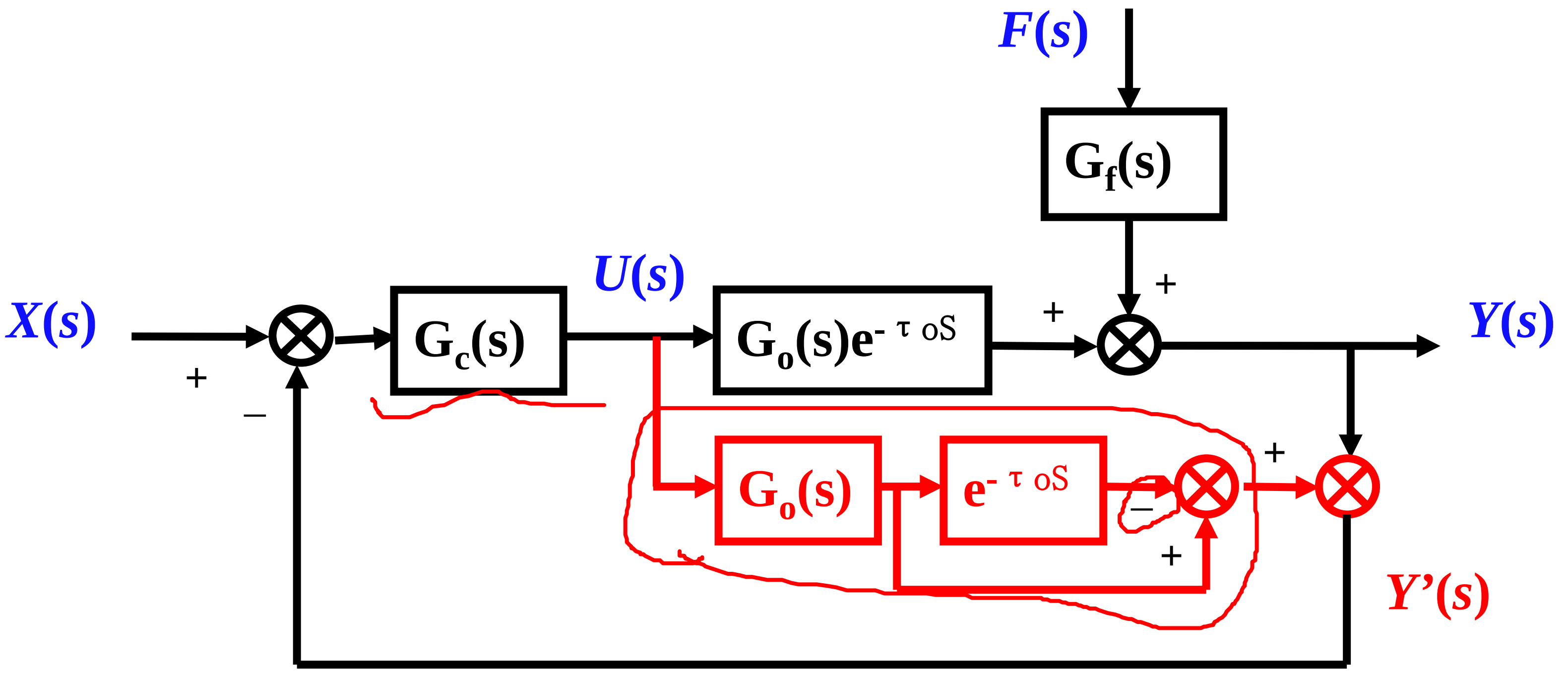
$$\frac{Y'(s)}{U(s)}=G_o(s)e^{-\tau_o s}+G_s(s)=G_o(s)$$

得： $$G_s(s)=G_o(s)\left(1-e^{-\tau_o s}\right)$$



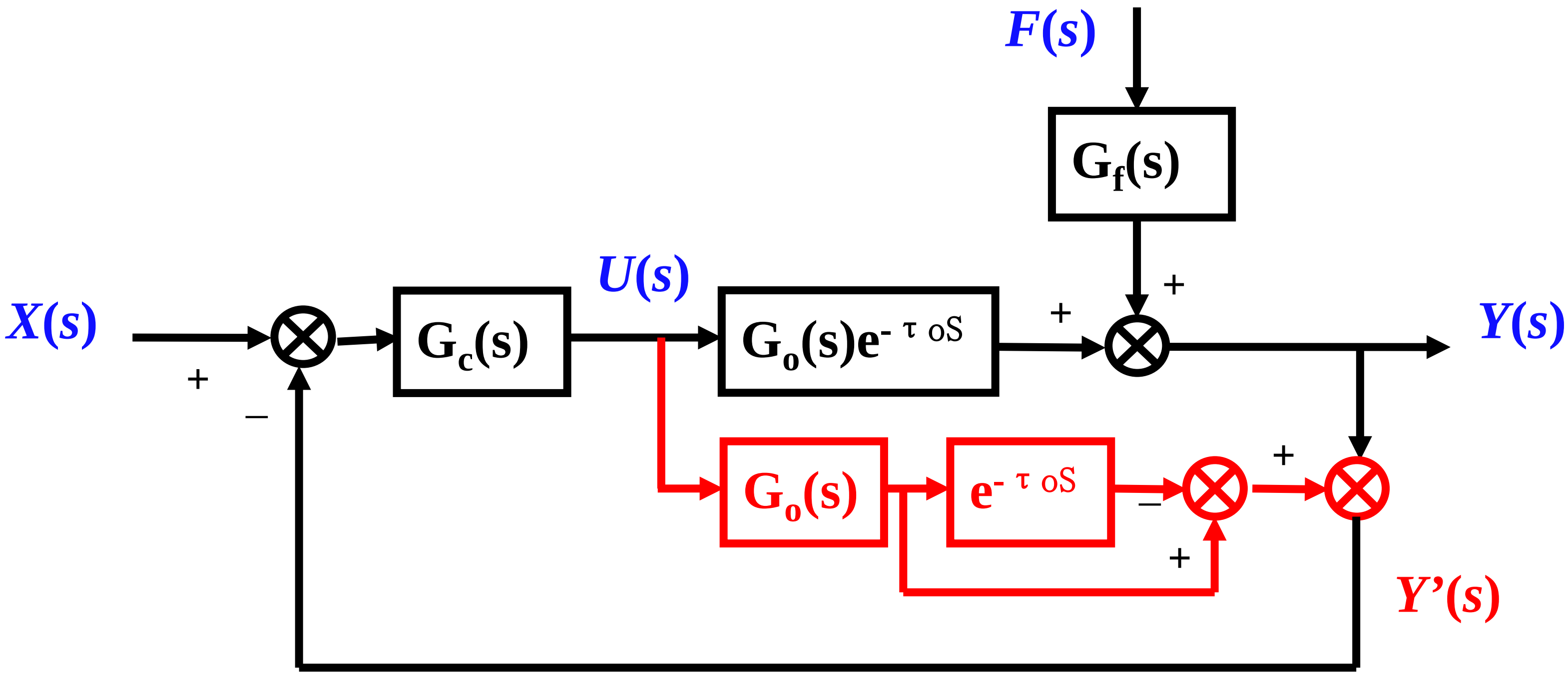
根据Smith预估器的传递函数$G_b(s)$表达式，就可得到下图的Smith预估补偿控制系统实施框图。

$$G_s(s) = G_o(s)(1 - e^{-\tau_o s})$$



可得到设定值*X*(*s*)与*Y*(*s*)之间的闭环传递函数为

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



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$e^{-\tau o S}$项，即预估补偿消除了控制通道纯滞后对系统闭环稳定性的影响。

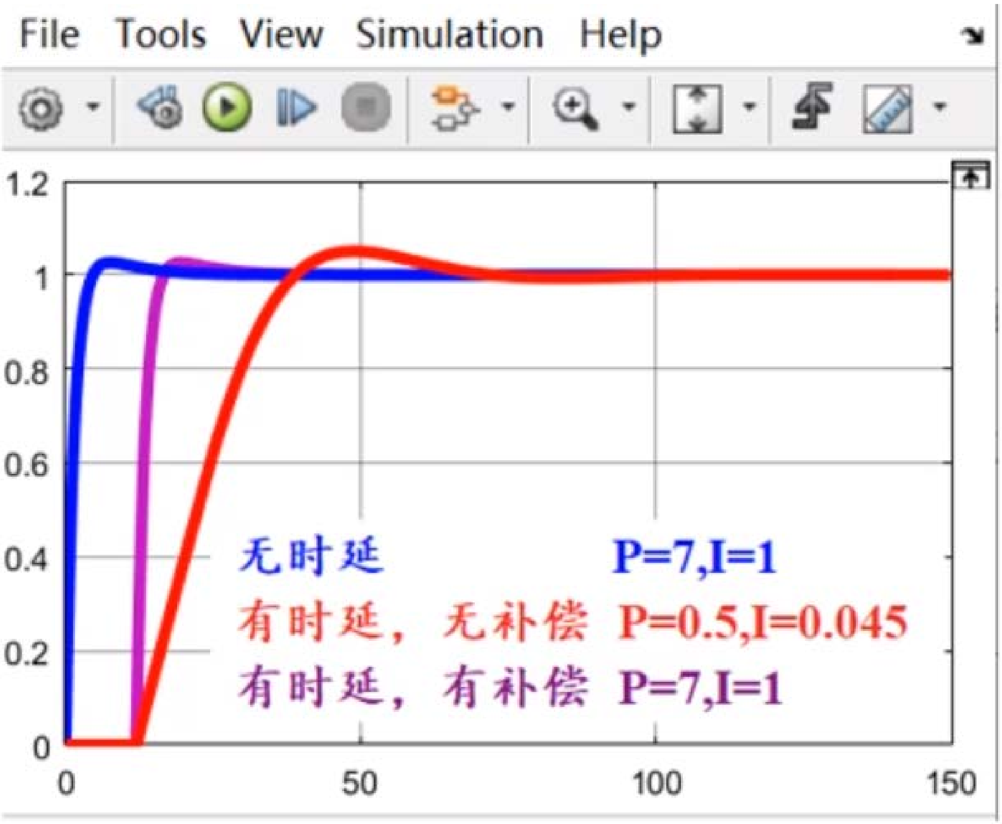
$$\frac{Y(s)}{X(s)}=\frac{G_c(s)G_o(s)}{1+G_c(s)G_o(s)}e^{-\tau_o s}$$

预估补偿控制

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

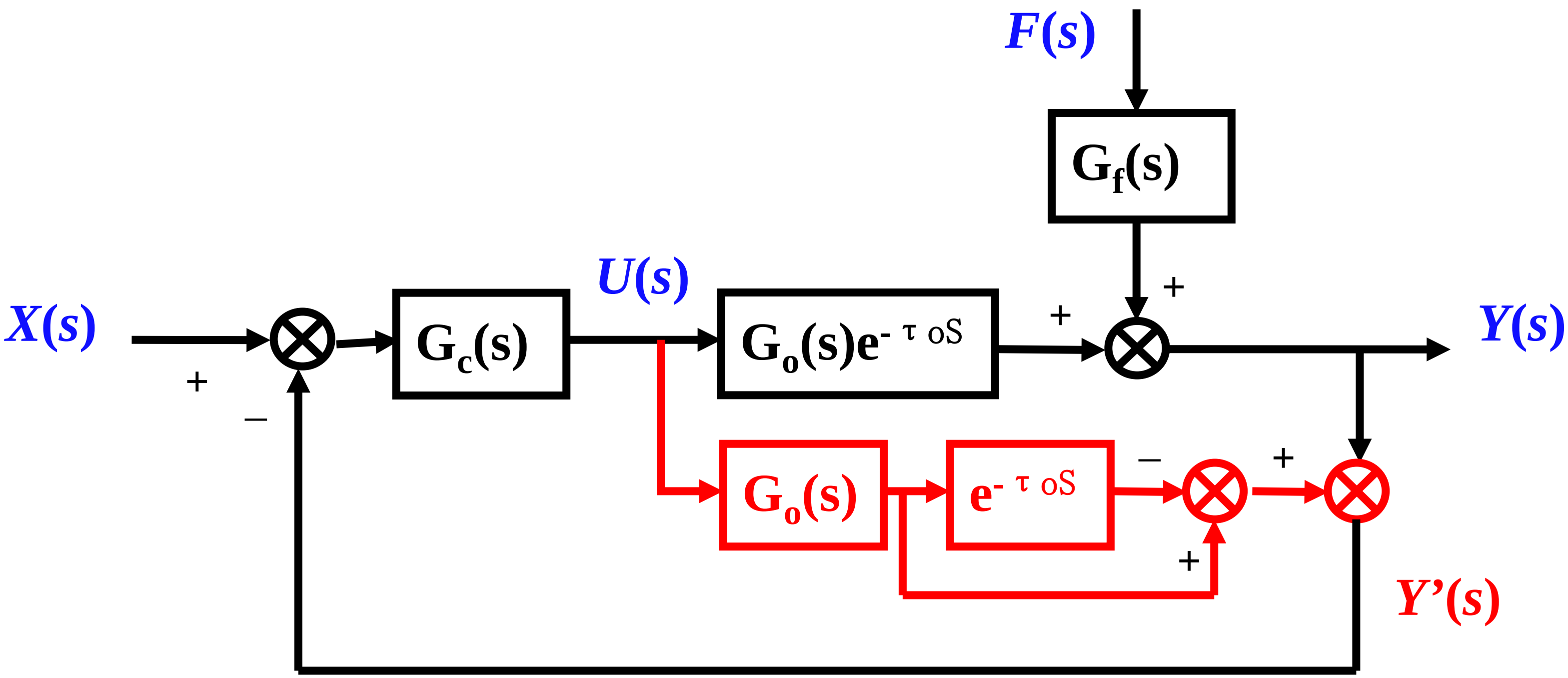
单回路控制

至于分子中的$e^{-\tau o S}$项只是将被控参数$y(t)$的响应在时间上推迟了τ_0时段。说明预估补偿后，设定值通道的控制品质和过程无滞后时完全相同。


File Tools View Simulation Help
1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0
50
100
150
无时延 P=7,I=1
有时延，无补偿 P=0.5,I=0.045
有时延，有补偿 P=7,I=1

干扰*F*(*s*)与*Y*(*s*)之间的闭环传递函数为

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = G_f(s)\{1 - \frac{G_c(s)G_o(s)}{1+G_c(s)G_o(s)} e^{-\tau_o s}\}$$



和设定值通道一样，干扰通道的传递函数特征方程中也不包含$e^{-\tau_0 S}$项，即预估补偿消除了纯滞后对系统闭环稳定性的影响。

但是，**Smith**预估补偿器并没有消除纯滞后τ_0对干扰$F(s)$抑制过程的影响。因为

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = G_f(s)\{1 - \frac{G_c(s)G_o(s)}{1+G_c(s)G_o(s)} e^{-\tau_0 s}\}$$

式中，干扰$F(s)$与被控参数$Y(s)$之间的传递函数由两部分组成：第一项是干扰对被控参数的扰动作用；第二项是控制系统抑制干扰影响的控制作用。

Σ

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = G_f(s)\{1 - \frac{G_c(s)G_o(s)}{1+G_c(s)G_o(s)}e^{-\tau_o s}\}$$

由于上式第二项含有$e^{-\tau_o S}$项，表明系统对干扰的控制作用比干扰作用纯滞后τ_0时段，这仍然影响控制效果。

因此，**Smith**预估补偿系统对设定值扰动的控制效果很好；对负荷扰动的控制效果有所改善。

但是，**Smith**预估补偿系统对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。

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

总结

了解Simth预估器的结构

原理——抵偿方式消去特征方程中的纯时延

会求Simth预估器

会求广义调节器

容易出现的问题

对模型精度依赖性很高

不易用模拟仪表实现

7.4-7 实现特定要求的过程控制系统

比值控制系统

均匀控制系统

分程控制系统

选择性控制系统

7.8 解耦控制

有些生产过程中，在一个设备上需要设置若干个控制系统，分别对多个被控变量进行控制。在这种情况下，多个控制系统之间就有可能存在相互关联和相互影响，称为相互耦合。

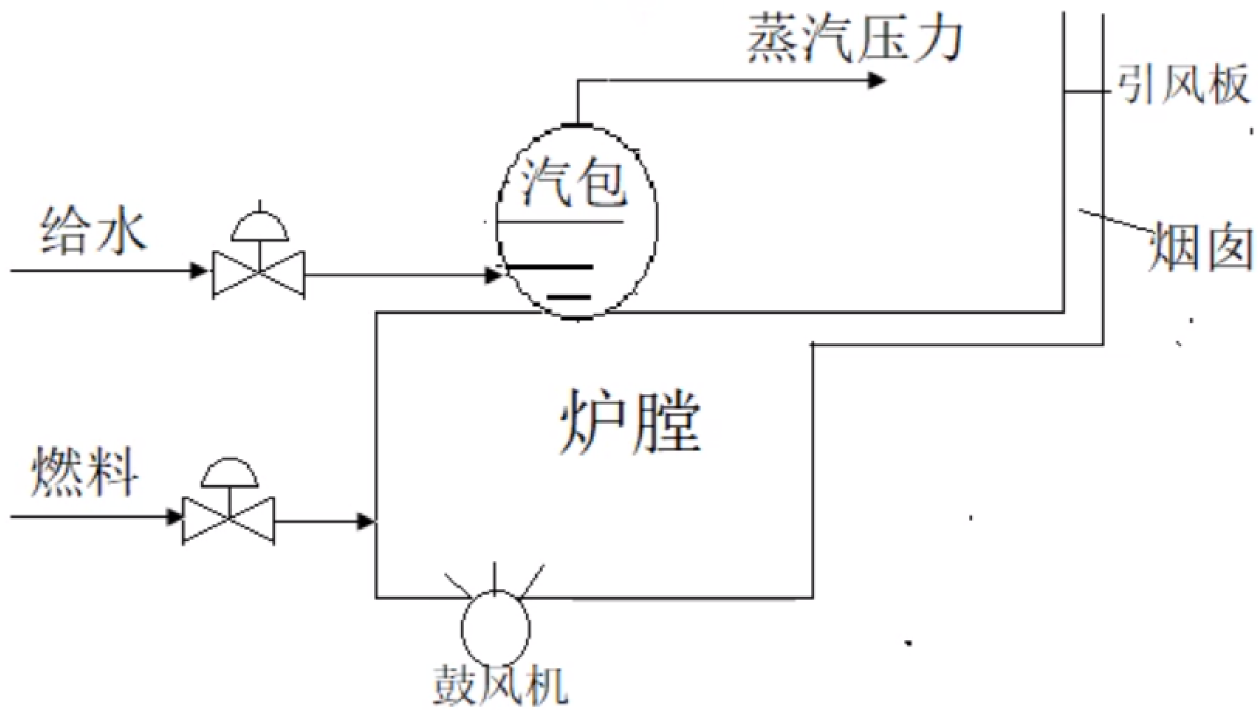
控制系统间的耦合，会妨碍各被控变量的独立控制，严重时甚至会破坏各系统的正常工作。

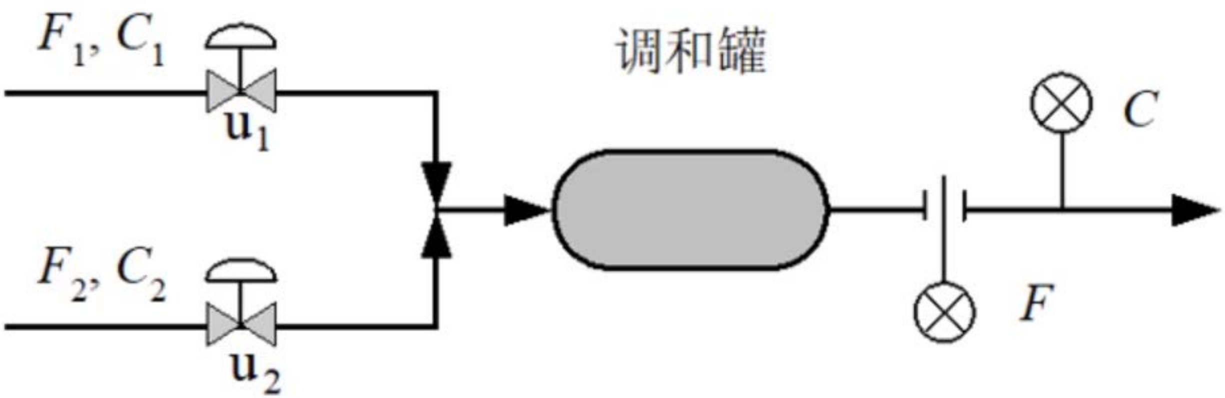
通过采取措施，把相互关联的多变量控制过程转化为几个彼此独立的控制系统。把这样的系统称为解耦控制系统。

7.8.1被控过程的耦合现象及对控制过程的影响

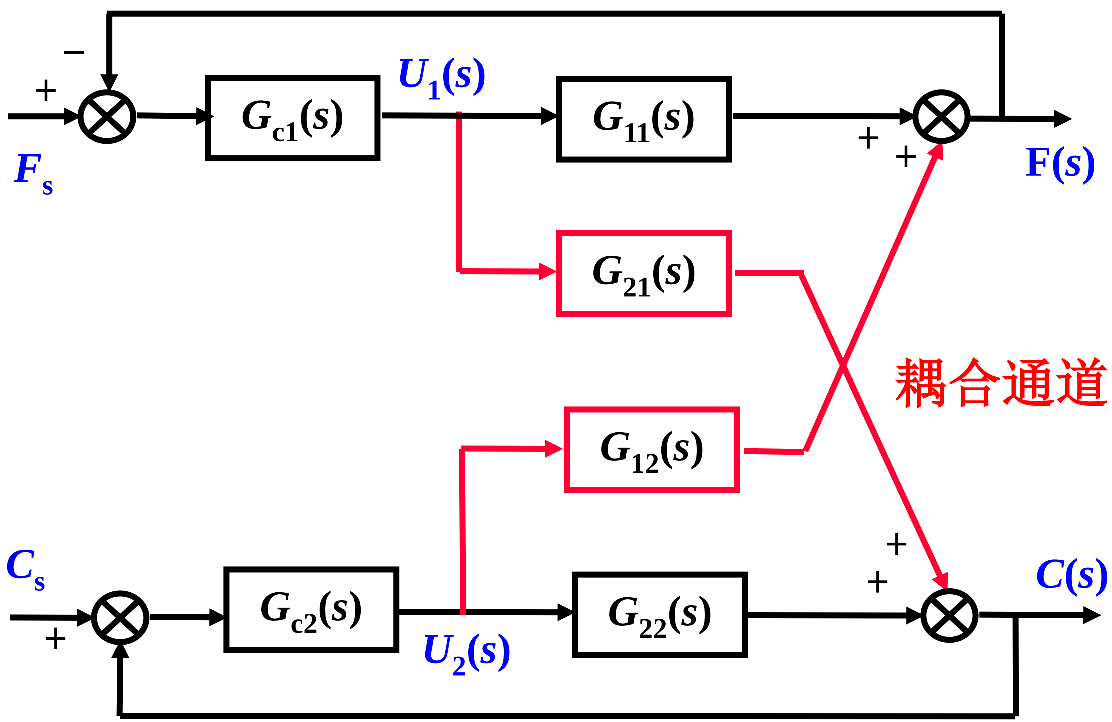
下面用一个实例来分析被控过程的耦合现象及对控制过程的影响。

图中，锅炉的蒸汽压力、炉膛负压、汽包水位等存在相互关联。





F1, C1
u1
F2, C2
u2
调和罐
C
F



Fs
Gc1(s)
U1(s)
G11(s)
F(s)
G21(s)
耦合通道
G12(s)
Cs
Gc2(s)
U2(s)
G22(s)
C(s)

7.8.2 相对增益

对于一个具有N个被控变量和N个控制变量的过程，可以有N！种不同构成方式来组成N！个不同的控制方案，分析全部N！个控制方案中系统间的关联，可以选出关联最小的控制方案。相对增益是描述耦合程度的一种方法。

一、相对增益的定义

第一放大系数：在相互耦合的控制回路中，使其他各控制量$u_n (n = 1,2,\cdots,n \neq j)$都保持不变，即其他通道开路（不控制），只改变所考虑的那个控制量 u_j 即改变控制量Δu_j，一所得到 y_i 的变化量与u_j改变量之比，称为 u_j 到 y_i通道的第一放大系数，即

第一放大系数（第一增益）：

$$\left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_u$$

第二放大系数（第二增益）：其他被控量保持不变，即其他回路闭合，只改变所要考虑的那个被控量y_i，控制量u_j对被控量y_i的增益

$$\left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_y$$

u_j和y_i 间的相对增益λ_{ij}为

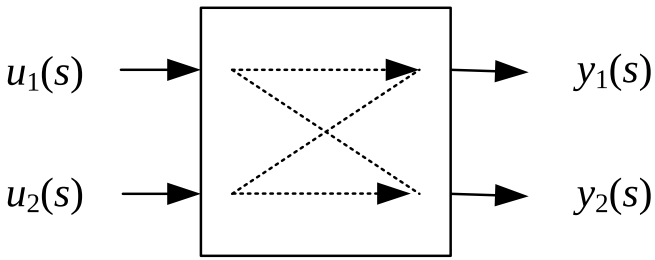
$$\left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_u \Bigg/ \left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_y$$

这是布里斯托(**Bristol**)首先提出的相对增益的概念。它能揭示多变量耦合系统的内部关系，可以确定变量间的配对选择，判断该系统是否需要解耦。

这样可以求得相对增益矩阵：

$$\Lambda = \begin{array}{c} \\ y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} u_1 & u_2 & \cdots & u_n \end{array} \\ \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \cdots & \lambda_{1n} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \cdots & \lambda_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \lambda_{n1} & \lambda_{n2} & \cdots & \lambda_{nn} \end{bmatrix} \end{array}$$

二、相对增益的计算



稳态方程:

$$y_1 = K_{11}u_1 + K_{12}u_2$$

$$y_2 = K_{21}u_1 + K_{22}u_2$$

式中：$K_{ij} = \frac{\partial y_i}{\partial u_j}\Big|_u$ **表示第**i **个被控量相对于第**j **个控制量的静态增益。**

$$\left.\frac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{u_2} = K_{11} \qquad \left.\frac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{y_2} = K_{11} - \frac{K_{12}K_{21}}{K_{22}}$$

$$\boxed{\lambda_{11} = \frac{1}{1 - \dfrac{K_{12}K_{21}}{K_{11}K_{22}}} = \frac{K_{11}K_{22}}{K_{11}K_{22} - K_{12}K_{21}}}$$

同理可得：

$$\boxed{\lambda_{12} = \frac{-K_{12}K_{21}}{K_{11}K_{22} - K_{12}K_{21}}}$$

$$\boxed{\lambda_{21} = \frac{-K_{12}K_{21}}{K_{11}K_{22} - K_{12}K_{21}}}$$

$$\boxed{\lambda_{22} = \frac{K_{11}K_{22}}{K_{11}K_{22} - K_{12}K_{21}}}$$

对于高阶多变量系统

$$Y = KU \quad \Rightarrow \quad U = HY, H = K^{-1}$$

$$\left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_u = k_{ij} \qquad h_{ji} = \left.\frac{\partial u_j}{\partial y_i}\right|_y = \frac{1}{\left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_y} = \frac{1}{k_{ij}}$$

$$\lambda_{ij} = k_{ij} h_{ji}$$

$$\boxed{\Lambda = \mathrm{K}\mathrm{H}^{T} = \mathrm{K}[\mathrm{K}^{-1}]^{T}}$$

相对增益的性质：

- **相对增益矩阵中每行或每列的总和均为1；**

$$\sum_{j=1}^{n} \lambda_{ij} = \sum_{j=1}^{n} k_{ij} \frac{K_{ij}}{\det \mathrm{K}} = \frac{1}{\det \mathrm{K}} \sum_{j=1}^{n} k_{ij} K_{ij} = \frac{\det \mathrm{K}}{\det \mathrm{K}} = 1$$

$$\sum_{i=1}^{n} \lambda_{ij} = \sum_{i=1}^{n} k_{ij} \frac{K_{ij}}{\det \mathrm{K}} = \frac{\det \mathrm{K}}{\det \mathrm{K}} = 1$$

例：已知被控对象的传递函数阵为

$$G(s)=\begin{bmatrix} \frac{1.02}{11.76s+1} & \frac{-2}{10.1s+1} & \frac{1.02}{11.76s+1} \\ \frac{-0.54}{10.4s+1} & \frac{1.04}{2.6s+1} & \frac{0.44}{0.52s+1} \\ \frac{1.04}{3.5s+1} & \frac{0.54}{7.6s+1} & \frac{0.72}{0.87s+1} \end{bmatrix}$$

试求系统的相对增益阵。

解

$$K=\begin{bmatrix} 1.02 & -2 & 1.02 \\ -0.54 & 1.04 & 0.44 \\ 1.04 & 0.54 & 0.72 \end{bmatrix} \qquad H=K^{-1}=\begin{bmatrix} -0.1988 & -0.7740 & 0.7546 \\ -0.3291 & 0.1269 & 0.3886 \\ 0.5339 & 1.0228 & 0.0075 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda=\begin{bmatrix} -0.203 & 0.658 & 0.545 \\ 0.418 & 0.132 & 0.450 \\ 0.785 & 0.210 & 0.005 \end{bmatrix}$$

- 对于2×2系统，当k_{ij}为正的个数是奇数时，所有的相对增益都在0～1之间，称为正耦合；
- 当k_{ij}为正的个数是偶数时，存在相对增益小于0，称为负耦合。

相对增益的物理意义：

$$u_j \to y_i$$

$$\lambda_{ij} = \frac{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_u}{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_y} = \frac{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路开环}}}{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路闭环}}}$$

$\lambda_{ij} < 0$ 在这种情况下，稳态增益的符号随着其它回路状态的改变（开环、闭环）而不同。

$$u_j \rightarrow y_i$$

$$\lambda_{ij} = \frac{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_u}{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_y} = \frac{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路开环}}}{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路闭环}}}$$

$\lambda_{ij} = 0$ 在这种情况下，当其它回路都开环时，稳态增益为0。

$0 < \lambda_{ij} < 1$ 在这种情况下，其它回路闭环时的稳态增益比开环时要大。

$\lambda_{ij} = 1$ **在这种情况下，其它回路的开环与闭环对稳态增益的大小没有影响。**

$\lambda_{ij} = 1$ 是否表示回路间<u>没有</u>关联？

$$u_j \rightarrow y_i$$

$$\lambda_{ij} = \frac{\left(\frac{y_i}{u_j}\right)_u}{\left(\frac{y_i}{u_j}\right)_y} = \frac{\left(\frac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路开环}}}{\left(\frac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路闭环}}}$$

$1 < \lambda_{ij}$ 在这种情况下，其它回路开环时的稳态增益比闭环时要大。

$\lambda_{ij} = \infty$ 在这种情况下，其它回路闭环时的稳态增益为0。无法进行多回路控制。

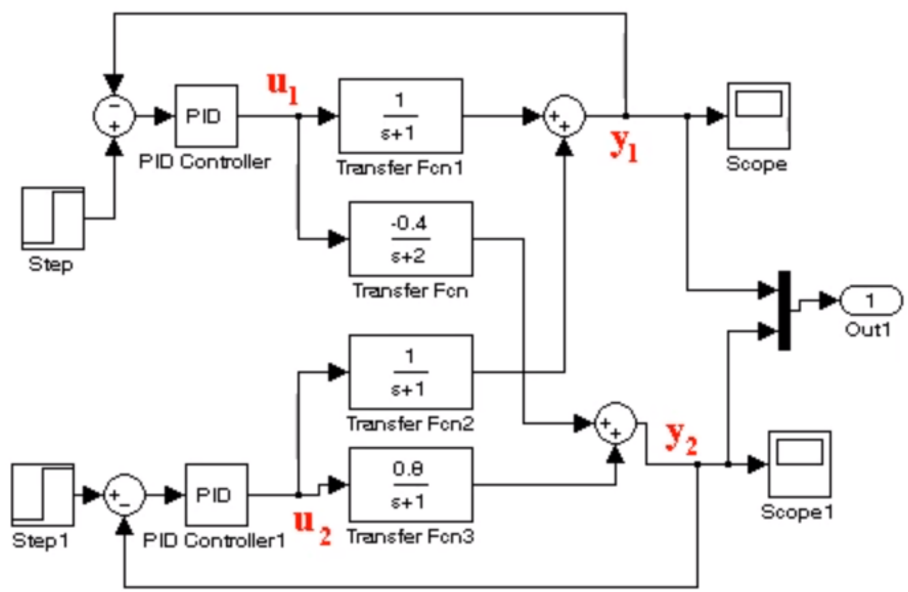
三、变量配对：

$$\lambda_{ij}=\frac{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_u}{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_y}=\frac{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路开环}}}{\left(\dfrac{y_i}{u_j}\right)_{\text{其它回路闭环}}}$$

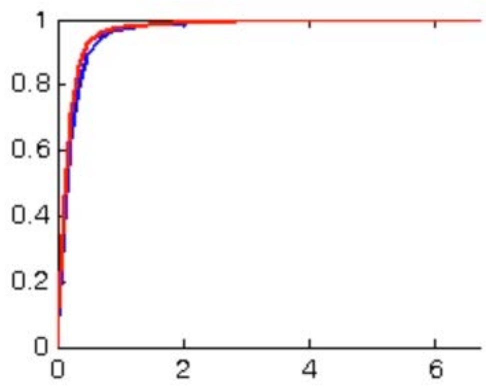
- 不能选择$\lambda_{ij}<0$ 的变量配对
- 不能选择$\lambda_{ij}=0$ 的变量配对
- 不能选择$\lambda_{ij}=\infty$的变量配对
- 应该选择λ_{ij} 最接近1的变量配对

例

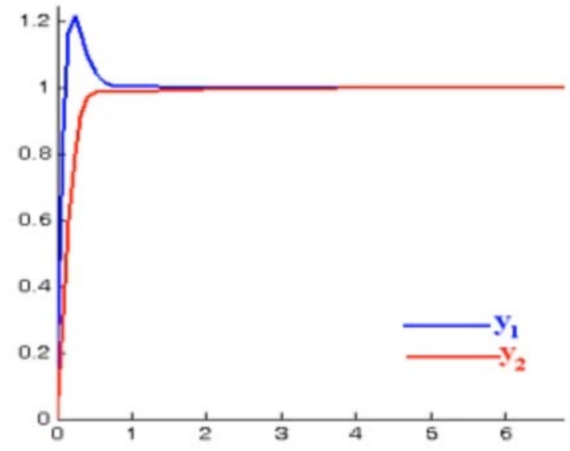
$$W_0(s)=\begin{bmatrix} \frac{1}{s+1} & \frac{1}{s+1} \\ \frac{-0.4}{s+2} & \frac{0.8}{s+1} \end{bmatrix} \qquad \Lambda=\begin{bmatrix} 0.8 & 0.2 \\ 0.2 & 0.8 \end{bmatrix}$$



仿真



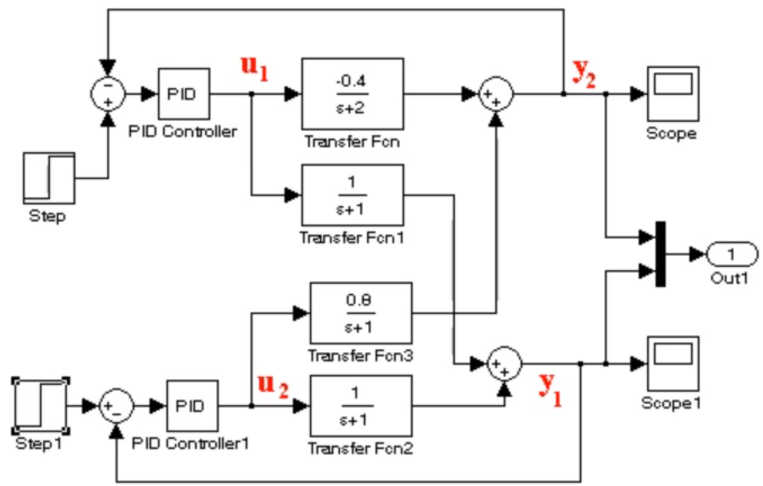
其他回路开环

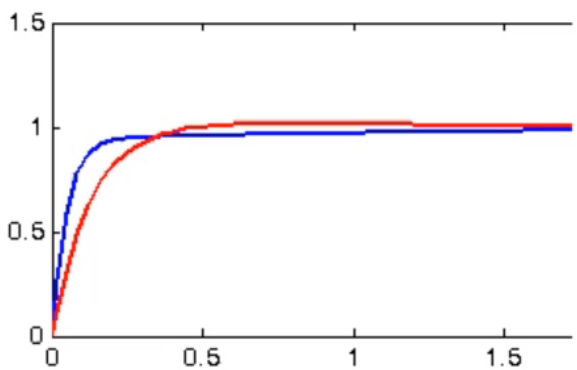


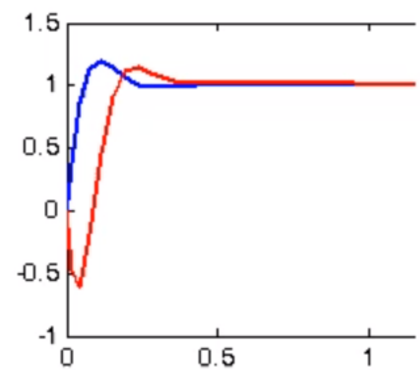
其他回路闭环

$$W_0(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{s+1} & \dfrac{1}{s+1}\\ \dfrac{-0.4}{s+2} & \dfrac{0.8}{s+1}\end{bmatrix}$$

$$\Lambda=\begin{bmatrix}0.8 & 0.2\\ 0.2 & 0.8\end{bmatrix}$$



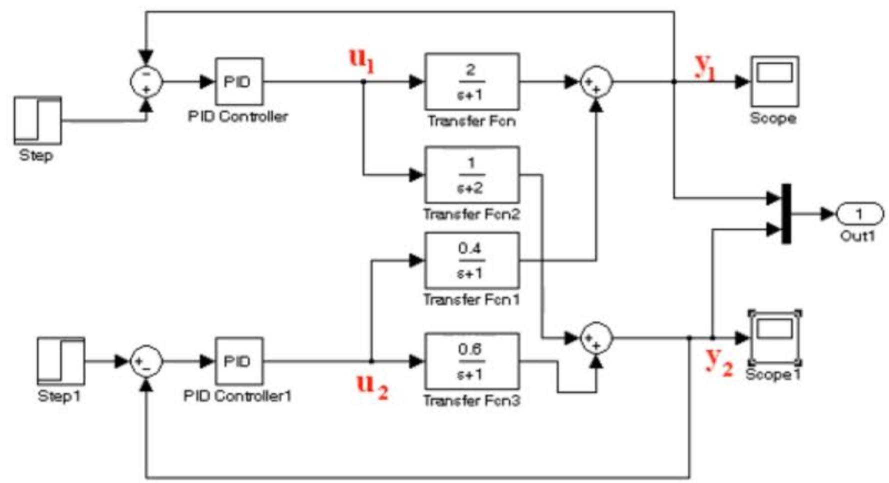




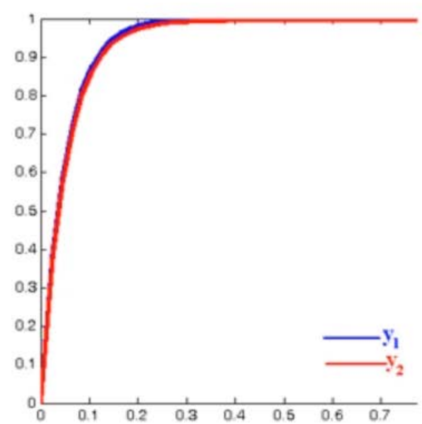
其他回路开环　　　　其他回路闭环

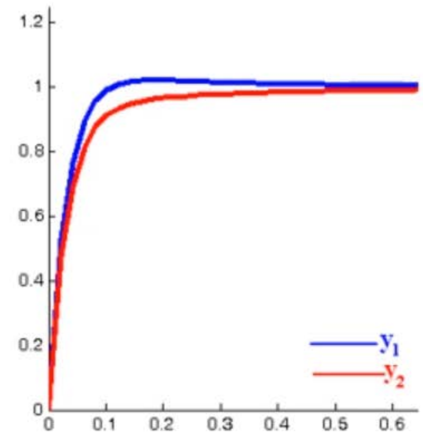
$$W_0(s) = \begin{bmatrix} \frac{2}{s+1} & \frac{0.4}{s+1} \\ \frac{1}{s+2} & \frac{0.6}{s+1} \end{bmatrix}$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 1.2 & -0.2 \\ -0.2 & 1.2 \end{bmatrix}$$

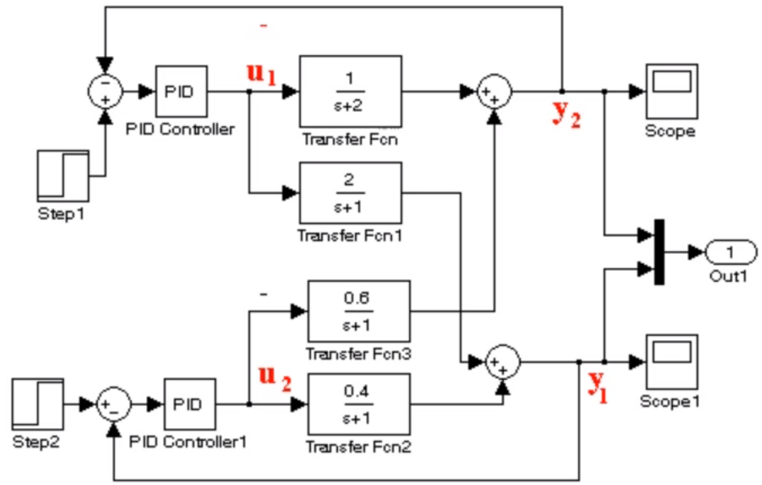


$K_1 = 10, T_{I1} = 1$ $\qquad$ $K_1 = 32, T_{I1} = 0.875$

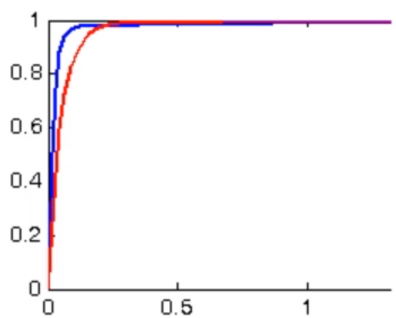


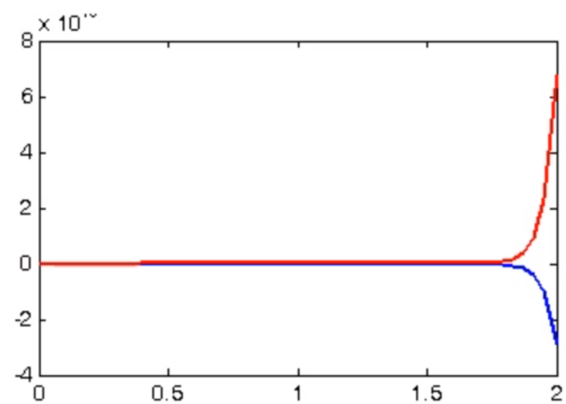


$$W_0(s)=\begin{bmatrix}\frac{2}{s+1} & \frac{0.4}{s+1}\\ \frac{1}{s+2} & \frac{0.6}{s+1}\end{bmatrix}$$



$$\Lambda=\begin{bmatrix}1.2 & -0.2\\ -0.2 & 1.2\end{bmatrix}$$





多变量控制系统设计

- 经合适输入输出变量配对后，若关联不大，则可采用常规的多个单回路PID控制；
- 尽管系统稳态关联严重，但主要控制通道动态特性相差较大，则可通过调整PID参数，使各回路的工作频率拉开；
- 若系统稳态关联严重，而且动态特性相近，则需要进行解耦设计。

当系统变量配对后，如果需要解耦的系统，下一步就是解耦系统设计。

什么是解耦呢？

原系统

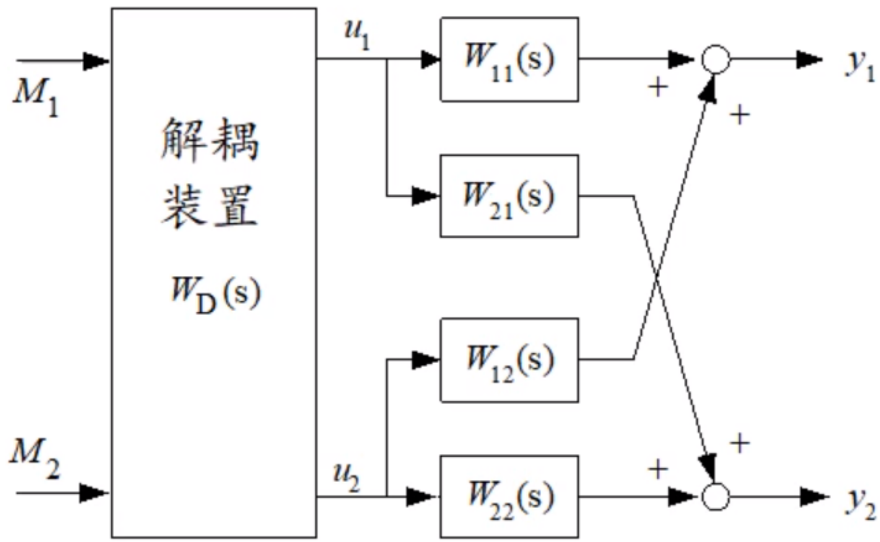
$$W_0(s)=\begin{bmatrix} W_{11}(s) & W_{12}(s) & \cdots & W_{1n}(s) \\ W_{21}(s) & W_{22}(s) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \\ W_{n1}(s) & & \cdots & W_{nn}(s) \end{bmatrix}$$

对角阵法

前馈补偿法

通过加一些装置，使得等效系统模型变为对角阵。

$$W_0'(s)=\begin{bmatrix} W_1(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_2(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & W_n(s) \end{bmatrix}$$



传递函数阵逆存在

$$W_D(s)=\begin{bmatrix} W_{11}(s) & W_{12}(s) \\ W_{21}(s) & W_{22}(s) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} W_1(s) & 0 \\ 0 & W_2(s) \end{bmatrix}$$

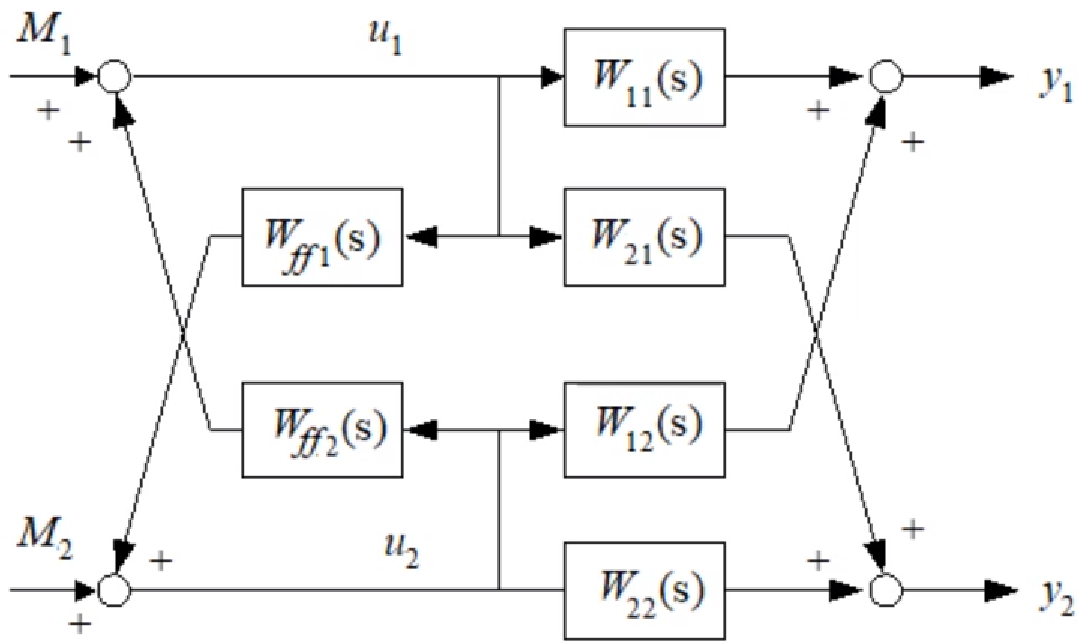
$$W_0(s)=\begin{bmatrix} \frac{2}{s+1} & \frac{0.4}{s+1} \\ \frac{1}{s+1} & \frac{0.6}{s+1} \end{bmatrix}$$

解耦后不改变特征值

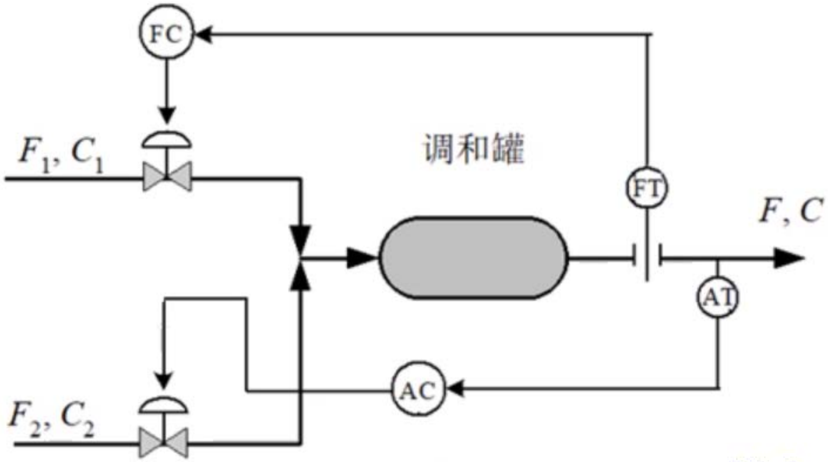
单位矩阵法

其他方法

前馈补偿法



变量配对举例（调和过程）：



是非线性系统！

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \\ C \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}$$

$$y_1 = u_1 + u_2$$

$$y_2 = \frac{C_1 u_1 + C_2 u_2}{u_1 + u_2}$$

动态模型：

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{2s+1} & \dfrac{1}{3s+1} \\ \dfrac{K_{21}e^{-5s}}{(2s+1)(10s+1)} & \dfrac{K_{22}e^{-5s}}{(3s+1)(10s+1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix}$$

$F_1 = 60$ T/hr，$F_2 = 40$ T/hr， $F = 100$ T/hr；

$C_1 = 70$ %， $C_2 = 20$ %， $C = 50$ %。

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{2s+1} & \dfrac{1}{3s+1} \\ \dfrac{0.2e^{-5s}}{(2s+1)(10s+1)} & \dfrac{-0.3\,e^{-5s}}{(3s+1)(10s+1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix}$$