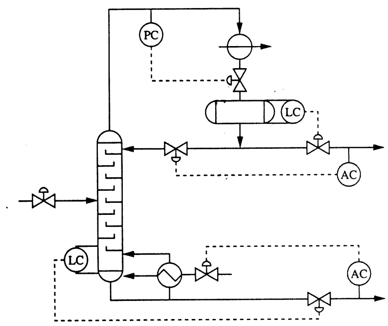
Multivariable Control System Design



Moonyong Lee

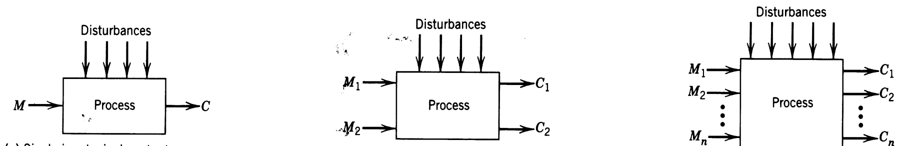
Process Automation & Systems Lab.
School of Chem. Eng. Tech.
Yeungnam Univ.

Contents

1. Basic Concept for MIMO System
2. Control Structure Synthesis
3. Multiloop PID Controller Tuning
4. Decoupling
5. Multiloop Control for Non-Square System
6. Plant Wide Control Configuration
7. Computer Aided MIMO System Analysis

1. Basic Concept for MIMO System

1-1. 다변수 공정 (MIMO Process) 개요

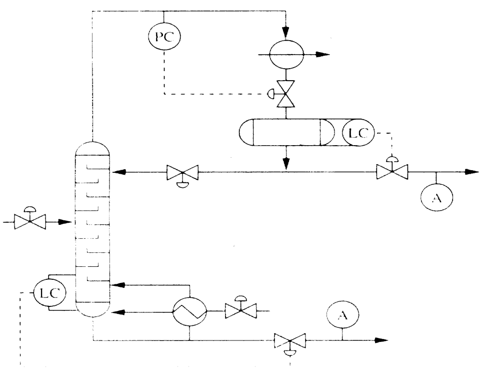


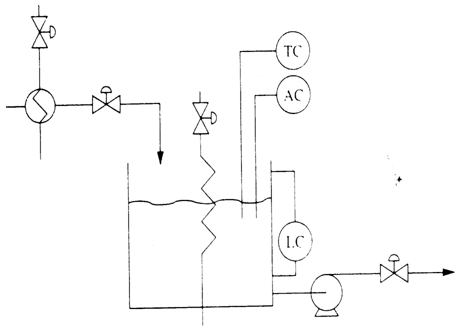
(a) Single-input, single-output process with multiple disturbances
(b) Multiple-input, multiple-output process (2 × 2)
(c) Multiple-input, multiple-output process (n × n)

- 입출력이 여러개인 공정 → 간섭작용(Process Interaction)

$$\begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} & \cdots & G_{1m} \\ G_{21} & G_{22} & \cdots & \vdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ G_{n1} & G_{n2} & \cdots & G_{nm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \\ \vdots \\ m_m \end{pmatrix}$$

- Main Issues : - 제어변수, 조작변수, 측정변수의 최적선정
  - 최적 제어구조 선정
  - 제어 알고리즘 및 Tuning
- 공정 예

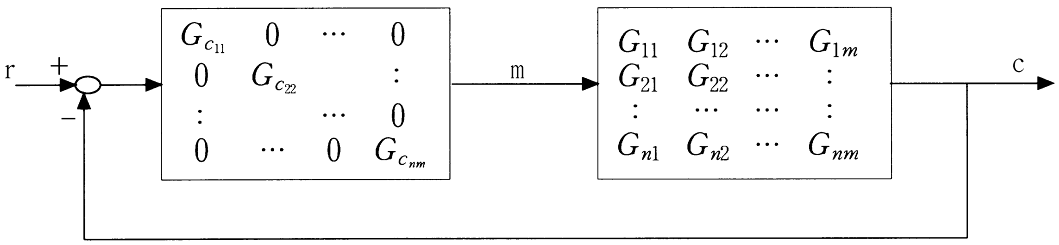




1-2. 다변수 공정의 제어를 위한 대표적 접근방법

- Centralized Approach *v.s.* Decentralized Approach

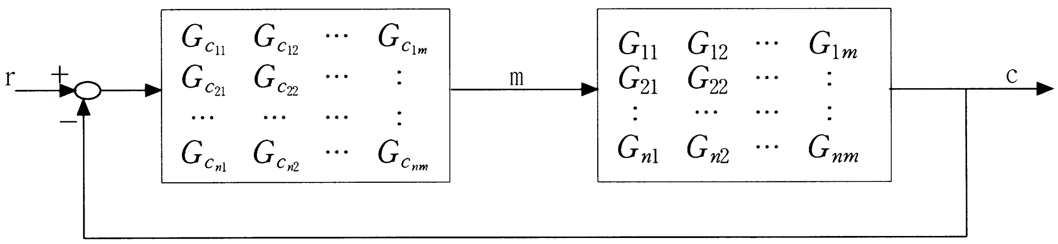
  – Decentralized Approach (Multiloop Control)



→ 장점 : 알고리즘 단순, 운전자 이해도 높음
제어시스템 유연성, 제어요소 고장에 강건
단위공정에 대한 표준설계가 용이

→ 단점 : 제어구조 한정에 의한 제어성능 저하

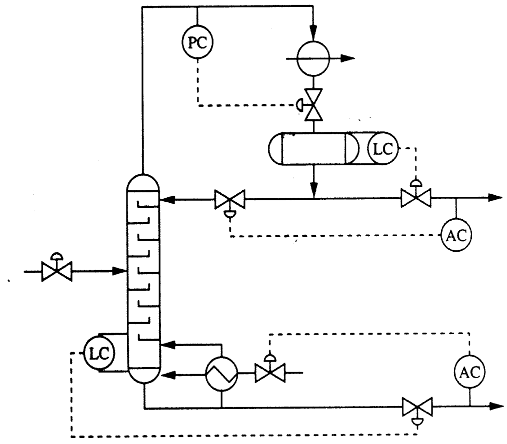
  – Centralized Approach (Multivariable Control)

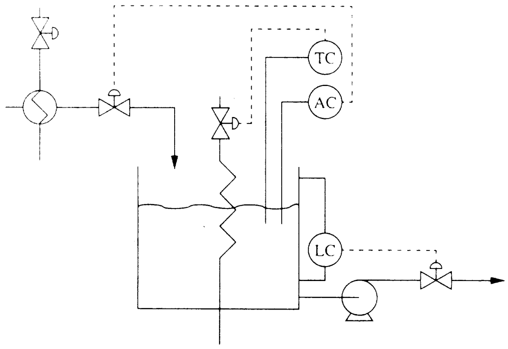


→ MPC, IMC, LQG, LQR ……

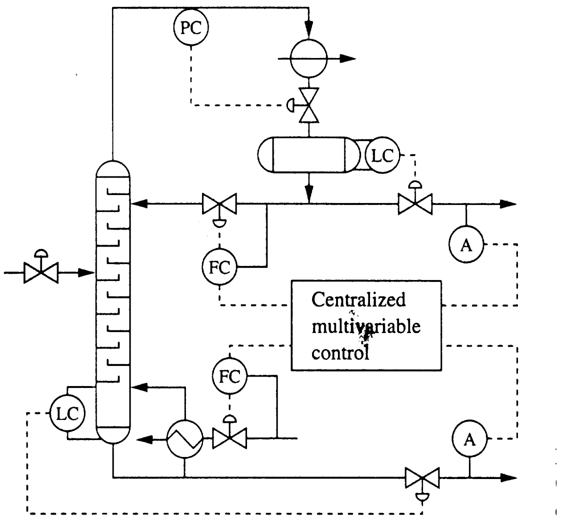
- Centralized Approach *v.s.* Decentralized Approach

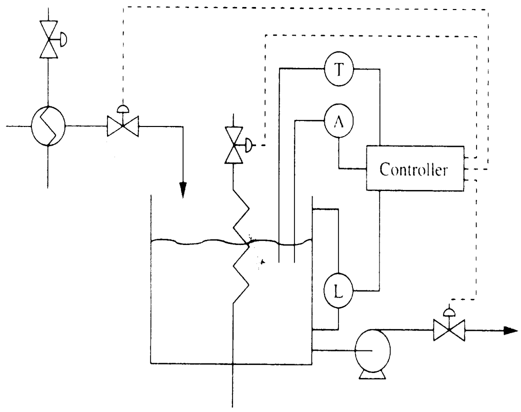
  – Decentralized Approach (Multiloop Control)





  – Centralized Approach (Multivariable Control)





1-3. 다변수 제어 시스템에서의 변수 선정

- 제어 변수 선정 : 시스템 자유도 내에서 제어목적을 최대로 만족 하도록 선정

  ↓

  조작 변수 선정 : 제어변수에 보다 직접적이고, 빠르고, 강하며 조작성이 좋은 변수로 선정

  ↓

  측정 변수 선정 : 제어목적의 달성 여부를 직, 간접적으로 파악할 수 있도록 선정

- 자유도 분석

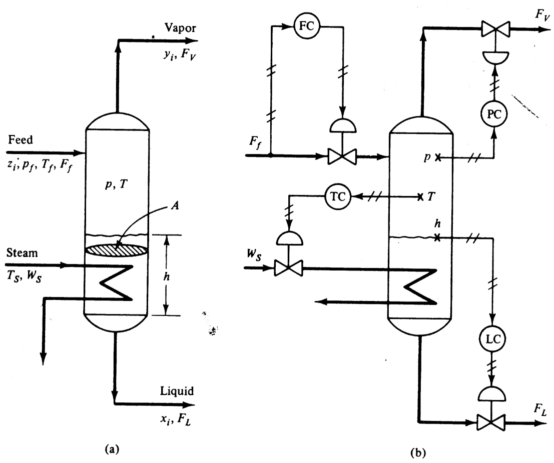
$$\overset{\uparrow}{\underset{\text{시스템 자유도}}{f}} = \overset{\text{독립 변수 갯수}}{V} - E \leftarrow \text{시스템 지배 방정식 갯수}$$

- 외부로부터 결정되는 변수, 제어기 설치 등에 의해 시스템 자유도는 추가적으로 줄어들게 됨.

∴ Max No. of C.V. = f – No. of Externally Specified Inputs.

& No. of M.V. = No. of C.V.

- **Flash 공정 예**



- Total Eqs (2N+3) : Mass Bal.(N), Heat Bal., Equil. Rel.(N), Cons. Constraints(2)
- Constants (N+7) : A, A_s, ρ, u, C_{pf}, C_{ph}, K_i(N)
- Variables (3N+8) : F_f, F_v, F_L, p, T, h, W_s, T_f, $\underline{x_i, y_i, z_i}$ (3N)

$$\therefore \ f = (3N+8) - (2N+3) = N+5$$

$$\downarrow$$

- T_f, z_i (N) 가 외부로 부터 결정되어 오는 경우

Max. No. of C.V. = (N+5) - (N+1) = 4

$$\downarrow$$

제어변수 : T, P, F_f, h

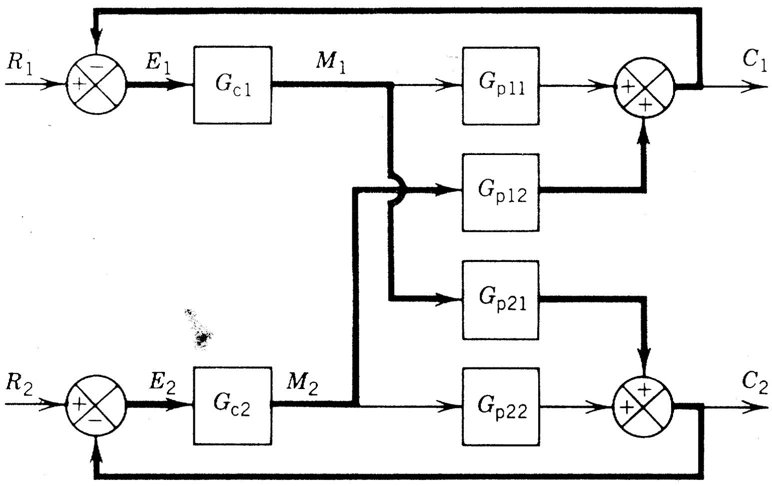
조작변수 : F_f, F_v, F_L, W_s

2. Control Structure Synthesis

2-1. Process Interaction and Control Loop Interaction

- SISO System과 MIMO System의 제어특성을 다르게 함
- 제어계의 안정성을 저하시키고 Tuning을 어렵게 함

- 2×2 System 예



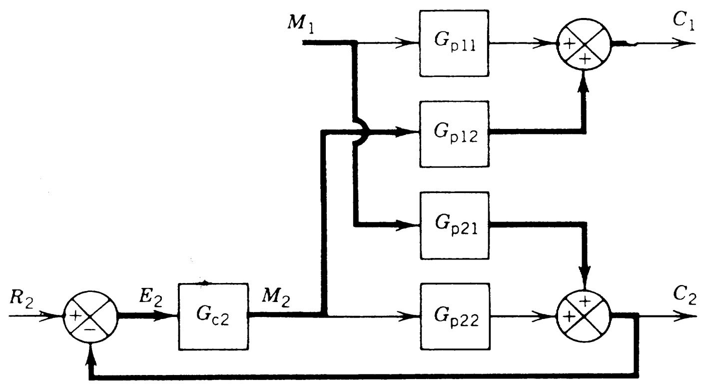
$$C_1 = \frac{1}{D}[G_{p_{11}} + G_{c_1}G_{c_2}(G_{p_{11}}G_{p_{22}} - G_{p_{12}}G_{p_{21}})]R_1 + \frac{G_{p_{12}}G_{c_2}}{D}R_2$$

where
$$D = (1+G_{p_{11}}G_{c_1})(1+G_{p_{22}}G_{c_2}) - G_{p_{12}}G_{p_{21}}G_{c_1}G_{c_2}$$
$$= 1+G_{c_1}G_{p_{11}} + G_{c_2}G_{p_{22}} + G_{c_1}G_{c_2}[G_{p_{11}}G_{p_{22}} - G_{p_{12}} - G_{p_{21}}]$$

2-2. Realative Gain Array (RGA)

- Relative Gain : 개루프 이득과 폐루프 이득 간의 비

$$\lambda_{ij} = \frac{\left(\frac{\partial C_i}{\partial M_j}\right)_{M_{k \neq j}}}{\left(\frac{\partial C_i}{\partial M_j}\right)_{C_{k \neq i}}} \quad , \quad \lambda_{11} = \frac{G_{p_{11}}(0)}{G_{p_{11}}(0) - \frac{G_{p_{12}}(0)G_{p_{21}}(0)}{G_{p_{22}}(0)}} = \frac{1}{1 - \frac{K_{p_{12}}K_{p_{21}}}{K_{p_{11}}K_{p_{22}}}}$$



값	물리적 의미	pairing
$\lambda_{ij} < 0$	개루프 이득과 폐루프 이득의 부호가 반대 제어기 이득의 부호가 다른 루프 제어기의 모드에 따라 바뀌어야 함.	Dangerous
$\lambda_{ij} = 0$	입력과 출력간에 직접적인 관계가 없음을 의미 다른 루프의 제어기가 Auto 모드인 경우에만 제어가 가능 해짐.	Avoid if possible
$0 < \lambda_{ij} < 1$	개루프 이득이 폐루프 이득보다 작음.	Permissible
$\lambda_{ij} = 1$	Interaction 이 없거나 One-Way Interaction 임	Ideal
$\lambda_{ij} > 1$	폐루프 이득이 개루프 이득보다 작음.	Permissible
$\lambda_{ij} = \infty$	다른 루프가 Auto 인 경우 이득이 0 이 되어 제어가 불가능하게 됨.	Impossible

- Relative Gain Array (RGA) → Relative Gain의 행렬

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \cdots & \lambda_{1n} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \lambda_{n1} & \lambda_{n2} & \cdots & \lambda_{nn} \end{bmatrix}$$

$$= G(0) \cdot \{(G(0))^{-1}\}^T \qquad \text{where} \cdot \text{means Hadamard Product}$$

- 각 행 및 각 열의 합은 항상 1
- Scale Independent

- RGA 와 시스템 안정성
  - $\lambda_{ij} < 0$ for 2×2 System ↔ Unstable
  - $\frac{Det(G(0))}{\Pi G_{ii}(0)} < 0$ for n×n System → Unstable (Niderlinski Index)

- RGA 와 Pairing (n×n 시스템 → n! 가능한 제어구조 존재)
  - 대각행렬 요소의 값이 음인 경우 제외
  - 0 인 경우는 가급적 피함
  - 양수이고 1 에 가깝도록 Pairing

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.8 \\ 0.8 & 0.2 \end{bmatrix} \qquad \rightarrow \quad c_1 - m_2 \ , \ c_2 - m_1$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.1 \\ 0.05 & 0.1 & 0.85 \\ 0.15 & 0.8 & 0.05 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{l} c_1 - m_1 \\ c_2 - m_3 \\ c_3 - m_2 \end{array}$$

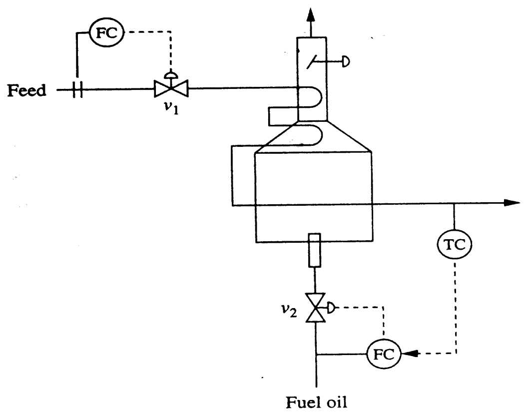
- 모델오차에 매우 민감 → 정확한 이득 사용

실제공정 : $K=\begin{bmatrix} 1 & 0.949 \\ 0.949 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow \Lambda=\begin{bmatrix} 10 & -9 \\ -9 & 10 \end{bmatrix}$

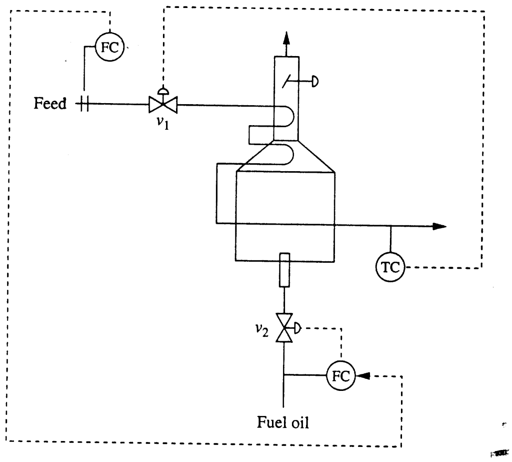
모델 1 (3% 오차) : $K'=\begin{bmatrix} 0.97 & 0.977 \\ 0.977 & 0.97 \end{bmatrix} \rightarrow \Lambda=\begin{bmatrix} -7.8 & 8.8 \\ 8.8 & -7.8 \end{bmatrix}$

모델 2 (한요소 오차): $K'=\begin{bmatrix} 1 & 1.1 \\ 1.0 & 1.0 \end{bmatrix} \rightarrow \Lambda=\begin{bmatrix} 100 & -99 \\ -99 & 100 \end{bmatrix}$

- 중요 제어변수의 경우 Dynamics 영향 고려
  - λ를 0 으로 Pairing 한 공정 예



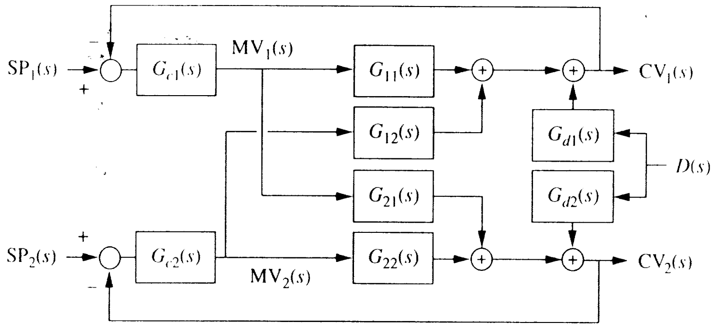
$\Lambda=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$



$\Lambda=\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

2-3. Relative Disturbance Gain (RDG)

- 외란에 대한 Interaction의 효과를 알 수 있는 Index
  - $\beta_i = \dfrac{(\frac{\partial m_i}{\partial d})_{\text{all loops closed}}}{(\frac{\partial m_i}{\partial d})_{i\text{ loop closed}}}$, 2×2 시스템 예: $\beta_1 = \lambda_{11}(1 - \dfrac{K_{d_2}K_{12}}{K_{d_1}K_{22}})$
  - β_i 가 0 에 가까울수록 외란에 바람직한 Interaction



- 증류탑 예
  - Energy balance scheme

$$\begin{pmatrix} Y_D \\ x_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{0.0747e^{-2s}}{12s+1} & -\dfrac{0.0667e^{-2s}}{15s+1} \\ \dfrac{0.1173e^{-3.3s}}{11.75s} & -\dfrac{0.1253e^{-2s}}{10.2s+1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R \\ V \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dfrac{0.7e^{-5s}}{14.4s+1} \\ \dfrac{1.3e^{-3s}}{12s+1} \end{pmatrix} x_F$$

λ_{11} = 6.09, β_1=0.071

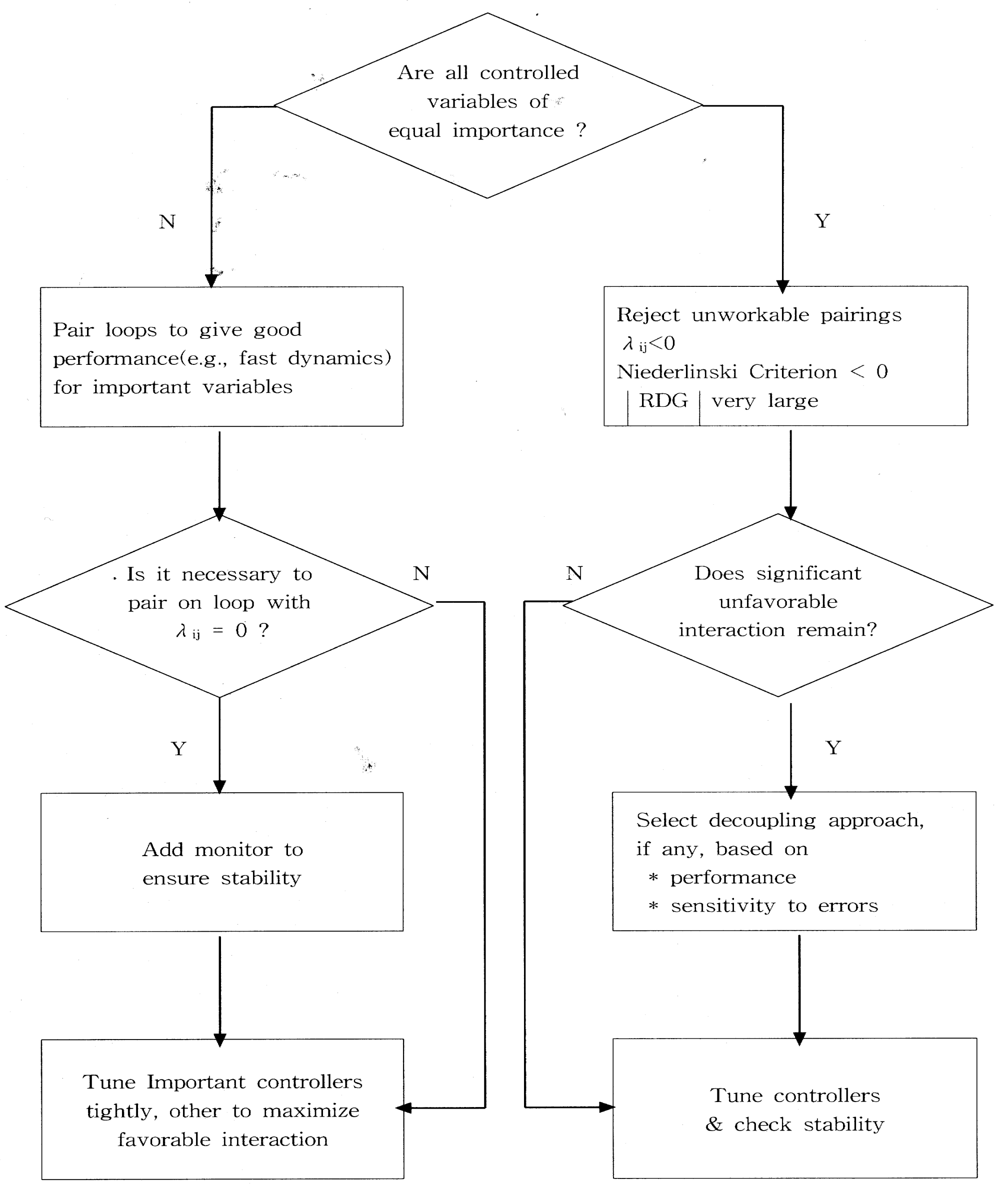
  - Material Balance Scheme

$$\begin{pmatrix} Y_D \\ x_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\dfrac{0.0747e^{-2s}}{10s+1} & -\dfrac{0.008e^{-2s}}{5s+1} \\ -\dfrac{0.1173e^{-2s}}{9s+1} & -\dfrac{0.008e^{-2s}}{3s+1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D \\ V \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dfrac{0.7e^{-5s}}{14.4s+1} \\ \dfrac{1.3e^{-3s}}{12s+1} \end{pmatrix} x_F$$

λ_{11} = 0.39, β_1=1.11

∴ E. B. Scheme 이 x_F 의 외란에 대해 M. B. Scheme 보다 좋음

2-4. 제어구조선정 및 Tuning Flow Chart



3. Multiloop PID Controller Tuning

- Interaction Effect 고려 → SISO 시스템의 경우와는 매우 다름

- 일반적 방법 : 중요하지 않은 제어변수 Loop 를 Detuning → 중요한 Loop 를 Single Loop 와 같이 Tuning

3-1. RGA를 이용한 Tuning (2×2 시스템)

- 폐루프 특성방정식 $D=1+G_{c_1}G_{11}(\frac{1+G_{c_2}G_{22}/\lambda_{11}}{1+G_{c_2}G_{22}})$

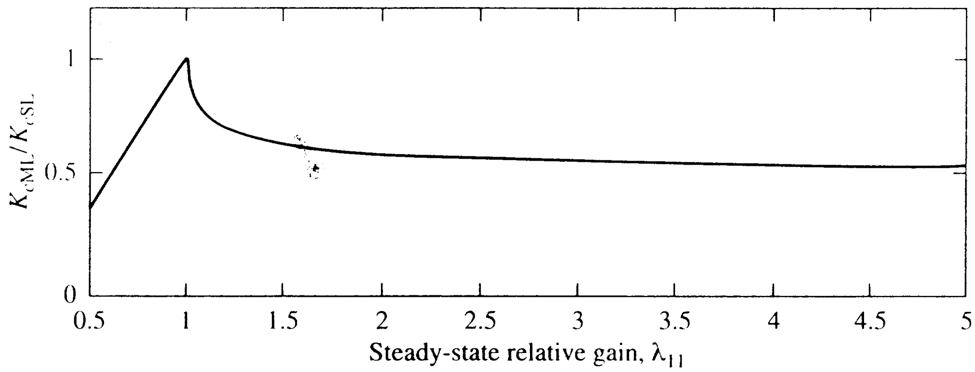
- Loop 1의 Dynamics가 Loop 2 보다 매우 빠른 경우
  $D \approx 1+G_{c_1}G_{11}$ → Interaction이 없는 것과 같이 Tuning

- Loop 1의 Dynamics가 Loop 2 보다 매우 느린 경우
  $D \approx 1+\frac{G_{c_1}G_{11}}{\lambda_{11}}$ → 제어기 이득이 λ_{11} 만큼 곱해져서 Tuning

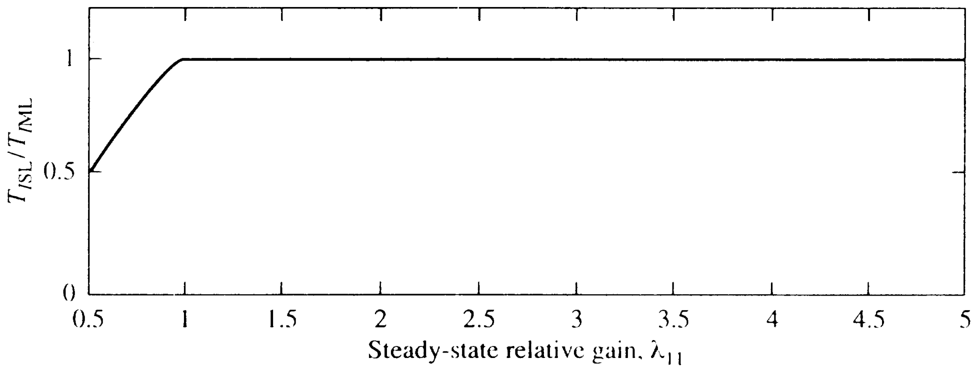
  - λ_{11} 이 1 보다 큰 경우는 시스템 제어성능이 근본적으로 떨어질 수 밖에 없음.

● Loop 1 과 Loop 2 의 Dynamics가 유사한 경우

$$D \approx 1 + 2G_{c_1}G_{11} + \frac{(G_{c_1}G_{11})^2}{\lambda_{11}}$$



(*a*)



(*b*)

■ Loop 1 의 안정성이 Loop 2 에 대해서 크게 영향받음
Detuning이 필요

3-2. Biggest Log-modulus Tuning (BLT)

START

↓

개루프 응답함수 행렬 G 를 구함

↓

각 Loop 의 Ultimate Gain 과 Ultimate Frequency 를 구함
(Z-N 방법이나 Nyquist Plot 으로부터).

↓

Detuning Factor F 를 1 보다 큰 적절한 값으로 놓음(1.5~4)

↓

$$K_{ci} = \frac{K_{ui}}{2.2 \times F} \quad , \quad \tau_{Ii} = \frac{2\pi F}{1.2\omega_{ui}}$$

↓

$$W(i\omega) = -1 + Det[I + G(i\omega)G_c(i\omega)]$$

$$L_{cm}^{\max} = \max \ 20\log_{10} \left| \frac{W}{1+W} \right|$$

↓

$L_{cm}^{\max} = 2N$?

where N is No. of Loops

No:

If $L_{cm}^{\max} < 2N$, decrease F

If $L_{cm}^{\max} > 2N$, increase F

Yes ↓

STOP

3-3. Desired Closed Loop Response (DCLR) 방법

- 각 루프의 폐루프 응답이 원하는 응답형태가 되도록 Tuning
  → Robustness 와 Performance 가 좋음
  → Tuning Rule 의 형태가 Explicit 함

- 2×2 MIMO 시스템에서의 Tuning Rule 예.

FOPDT to obtain desired closed-loop response

2×2 Process		K_C	τ_I	τ_D
FOPDT	$G = \dfrac{Ke^{-\theta s}}{\tau s+1}$	$\dfrac{\tau_I}{K(\lambda_1+\theta_{11})}$	$a - \dfrac{A(\lambda_1+\theta_{11}) - \frac{1}{2}\theta_{11}^2 K}{K(\lambda_1+\theta_{11})}$	$\dfrac{b - \dfrac{B(\lambda_1+\theta_{11}) - \frac{1}{2}\theta_{11}^2 A + \frac{1}{6}\theta_{11}^3 K}{K(\lambda_1+\theta_{11})}}{\tau_I} - \dfrac{A(\lambda_1+\theta_{11}) - \frac{1}{2}\theta_{11}^2 K}{K(\lambda_1+\theta_{11})}$

where

$a = \lambda_2 + \tau_{11} + \tau_{21} + \tau_{12}$

$b = \lambda_2\tau_{11} + \tau_{21}\tau_{12} + \lambda_2\tau_{21} + \lambda_2\tau_{12} + \tau_{11}\tau_{21} + \tau_{11}\tau_{12}$

$K = k_{11} - k_{12}k_{21} / k_{22}$

$A = k_{11}(\lambda_2 + \tau_{21} + \tau_{12}) - k_{12}k_{21} / k_{22}(\tau_{11} + \tau_{22} - \theta_{21} - \theta_{12} + \theta_{11})$

$B = k_{11}(\lambda_2\tau_{21} + \tau_{21}\tau_{12} + \tau_{12}\lambda_2) - k_{12}k_{21} / k_{22}(\tau_{11}\tau_{22} + (\tau_{11} + \tau_{22})(\theta_{11} - \theta_{12} - \theta_{21}) + 1/2(\theta_{12} + \theta_{21} - \theta_{11})^2)$

● SISO 시스템 Tuning Rules

Process	Process Model	Tuning Method	K_C	τ_I	τ_D	τ_F
FOPDT Model (PID case)	$G = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	IMC-PID	$\frac{1}{K}\frac{2\tau+\theta}{2\lambda+\theta}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau\theta}{2\tau+\theta}$	
		IMC-PID (with Filter)	$\frac{2\tau+\theta}{2K(\lambda+\theta)}$	$\tau + \frac{\theta'}{2}$	$\frac{\tau\theta}{2\tau+\theta}$	$\frac{\lambda\theta}{2(\lambda+\theta)}$
		Proposed DCLR	$\frac{\tau_I}{K(\lambda+\theta)}$	$\tau + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$	$\frac{\theta^2}{6(\lambda+\theta)}\left[3 - \frac{\theta}{\tau_I}\right]$	
FOPDT Model (PI case)	$G = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	Smith	$\frac{\tau}{K(\lambda+\theta)}$	τ		
		Improved IMC-PI	$\frac{2\tau+\theta}{2K\lambda}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$		
		Proposed DCLR	$\frac{\tau_I}{K(\lambda+\theta)}$	$\tau + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$		
SOPDT Model (PID case)	$G = \frac{Ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s+1)}$	Smith	$\frac{\tau_1+\tau_2}{K(\lambda+\theta)}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{\tau_1\tau_2}{\tau_1+\tau_2}$	
		Proposed DCLR	$\frac{\tau_I}{K(\lambda+\theta)}$	$\tau_1+\tau_2+\frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$	$\frac{\tau_1\tau_2 - \frac{\theta^3}{6(\lambda+\theta)}}{\tau_I} + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$	

Note : Desired Closed-Loop Response $\frac{C}{R} = \frac{e^{-\theta s}}{\lambda s + 1}$

Process	Process Model	K_C	τ_I	D
Integrating Process 1	$G(s) = K\frac{1}{s}e^{-\theta s}$	$\frac{1}{K(\lambda+\theta)}$		$\frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$
Integrating Process 2	$G(s) = K\frac{1}{s(\tau s+1)}e^{-\theta s}$	$\frac{1}{K(\lambda+\theta)}$		$\tau + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$
General SOPDT	$G(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1}$	$\frac{\tau_I}{K(\lambda+\theta)}$	$2\xi\tau + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$	$\frac{\tau^2 - \frac{\theta^3}{6(\lambda+\theta)}}{\tau_I} + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$
Distributed Parameter Process	$G(s) = \frac{K(\tau_a s+1)e^{-\theta s}}{(\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1)}$	$\frac{\tau_I}{K(\lambda+\theta)}$	$2\xi\tau - \tau_a + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$	$\frac{\tau^2 - \frac{1}{\lambda+\theta}(\frac{\theta^3}{6} - \frac{\theta^2\tau_a}{2})}{\tau_I} - \tau_a + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)})$
Inverse Process 1	$G(s) = \frac{K(-\tau_a s+1)e^{-\theta s}}{(\tau s+1)}$	$\frac{\tau_I}{K(\lambda+\theta+2\tau_a)}$	$\tau + \frac{\tau_a(\theta-\lambda)+\frac{1}{2}\theta^2}{(\lambda+\theta+2\tau_a)}$	$\frac{-\frac{1}{\lambda+\theta+2\tau_a}(\frac{\theta^3}{6} + \frac{\theta^2\tau_a}{2})}{\tau_I} + \frac{\tau_a(\theta-\lambda)+\frac{1}{2}\theta^2}{\lambda+\theta+2\tau_a}$
Inverse Process 2	$G(s) = \frac{K(-\tau_a s+1)e^{-\theta s}}{s(\tau s+1)}$	$\frac{1}{K(\lambda+\theta+2\tau_a)}$		$\tau + \frac{\tau_a(\theta-\lambda)+\frac{1}{2}\theta^2}{(\lambda+\theta+2\tau_a)}$
Inverse Process 3	$G(s) = \frac{K(-\tau_a s+1)e^{-\theta s}}{(\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1)}$	$\frac{\tau_I}{K(\lambda+\theta+2\tau_a)}$	$2\xi\tau + \frac{\tau_a(\theta-\lambda)+\frac{1}{2}\theta^2}{(\lambda+\theta+2\tau_a)}$	$\frac{\tau^2 - \frac{1}{\lambda+\theta+2\tau_a}(\frac{\theta^3}{6} + \frac{\theta^2\tau_a}{2})}{\tau_I} + \frac{\tau_a(\theta-\lambda)+\frac{1}{2}\theta^2}{\lambda+\theta+2\tau_a}$

Note: 1. Desired Closed-Loop Response $\frac{C}{R} = \frac{e^{-\theta s}}{\lambda s + 1}$, $\frac{C}{R} = \frac{(-\tau_a s+1)e^{-\theta s}}{(\tau_a s+1)(\lambda s+1)}$ for inverse process.

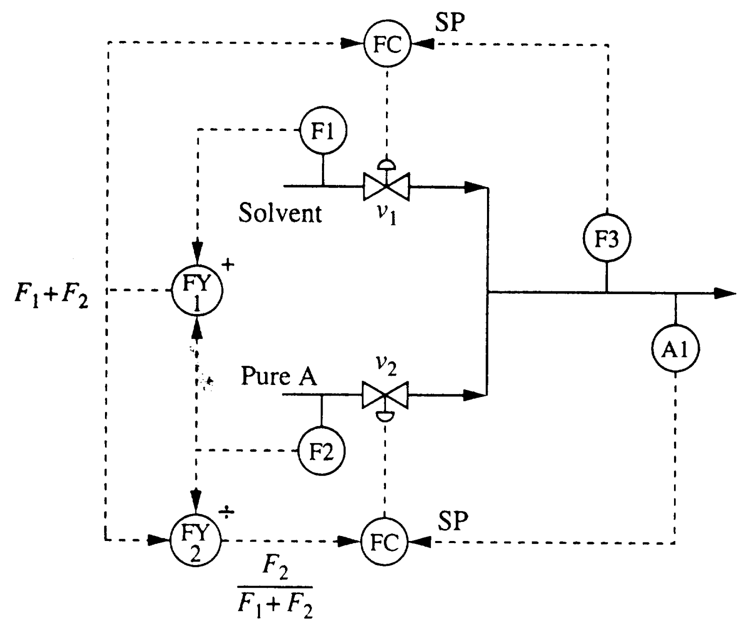
2. If negative derivative or integral time constants are encountered due to strong lead term, determine the tuning parameter using Eq. (20).

4. Decoupling

- Unfavorable Interaction 을 Explicit 하게 제거
  ① 변수 변환법 ② Decoupler

4-1. 변수 변환에 의한 Decoupling

- Blending Control 예

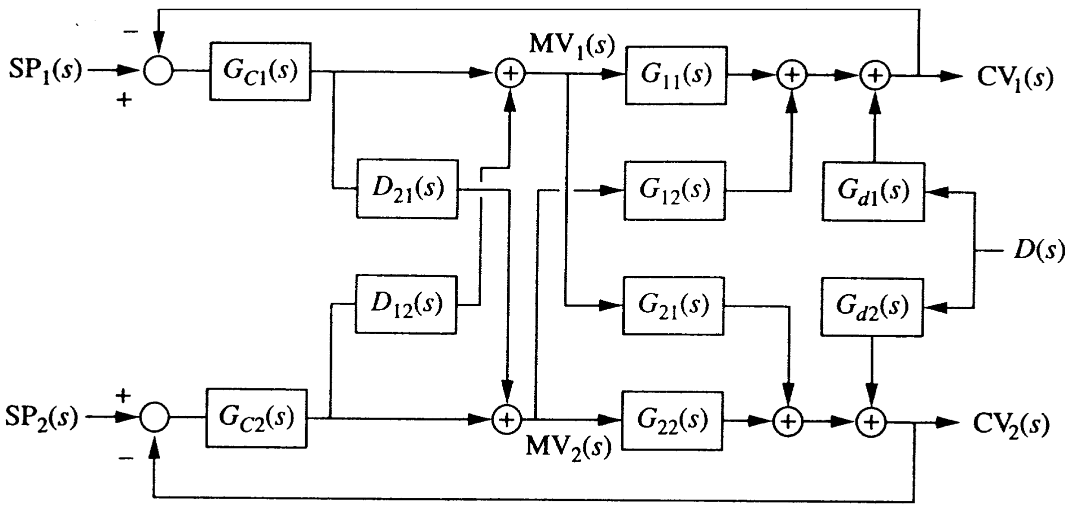


– $\tau_A \frac{dA_1}{dt} = \left(\frac{F_2(t-\theta_A)}{(F_1(t-\theta_A)+F_2(t-\theta_A)}\right) - A_1(t)$

$\tau_F \frac{dF_3}{dt} = F_1(t-\theta_F) + F_2(t-\theta_F) - F_3(t)$

– F_1, F_2 (original M.V.) → $F_2/(F_1+F_2)$, (F_1+F_2) (new M.V.)

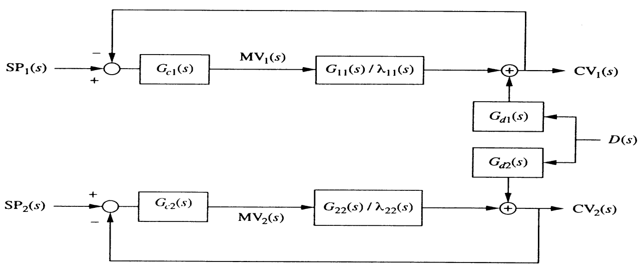
4-2. Explicit Decoupler



- Dynamic Decoupler $D_{ij}(s) = -\frac{G_{ij}(s)}{G_{ii}(s)} = -\frac{K_{ij}}{K_{ii}} \frac{\tau_{ii}\ s+1}{\tau_{ij}\ s+1} e^{-(\theta_{ij}-\theta_{ii})s}$

- – Compensate Interaction Effect in the Feedforward Manner
  – Too Sensitive to Modeling Error & Saturation
  – Static Decoupler($-\frac{K_{ij}}{K_{ii}}$) for Similar Dynamics
  – One-Way Decoupler for Robustness (i.e, one D_{ij} = 0)

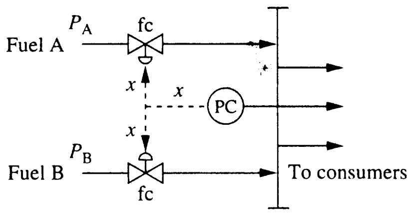
- Effective Process After Decoupling

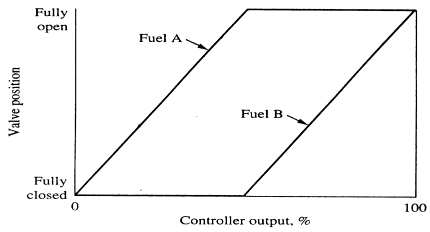


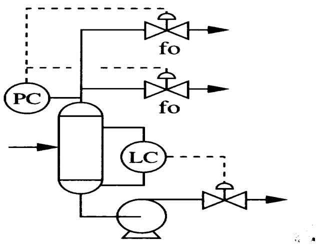
5. Multiloop Control for N-S System

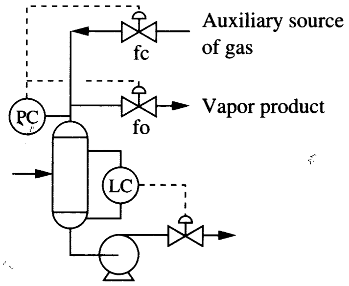
5-1. Split Range Control

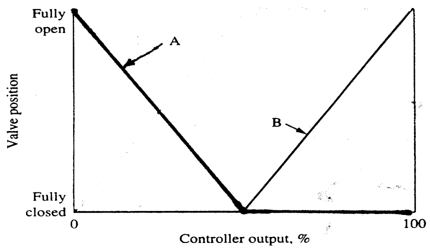
- No. of M.V. > No. of C.V.







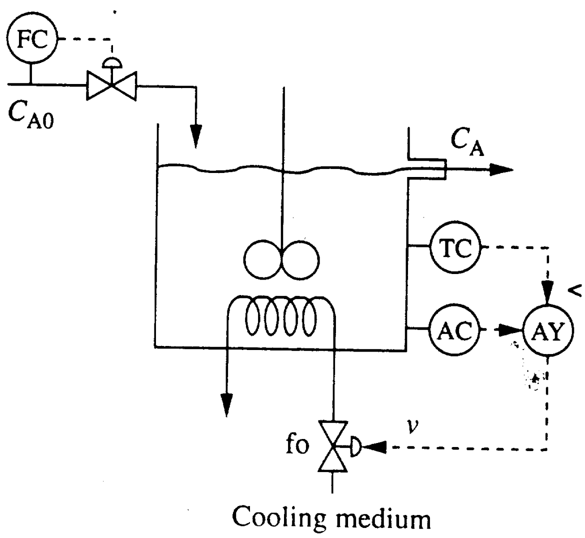




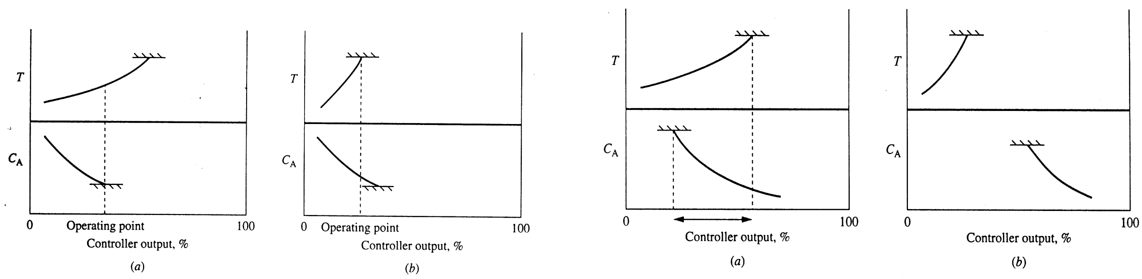
- Main Issues : – Detuning or Programmed Tuning for Very Different Dynamics b.t.n. Loops
  – Range Overlap against Dead Zone

5-2. Signal Select Control

- No. of M.V. < No. of C.V.
- 반응공정 예
  - Control Objectives : ① 생산물 농도의 최소 설정점 이상 유지
    ② 반응기 온도의 상한점 이하 유지

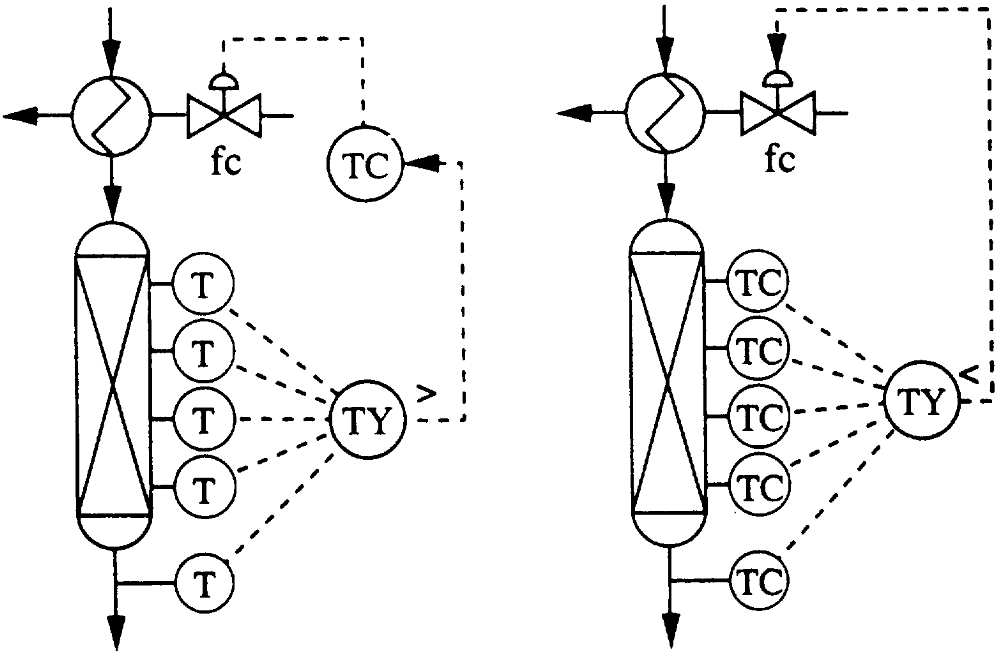


- Feasibility of Signal Select Control → Uniqueness of M.V.



Feasible Case Infeasible Case

- Measurement Outputs *v.s.* Controller Outputs



(*a*) (*b*)

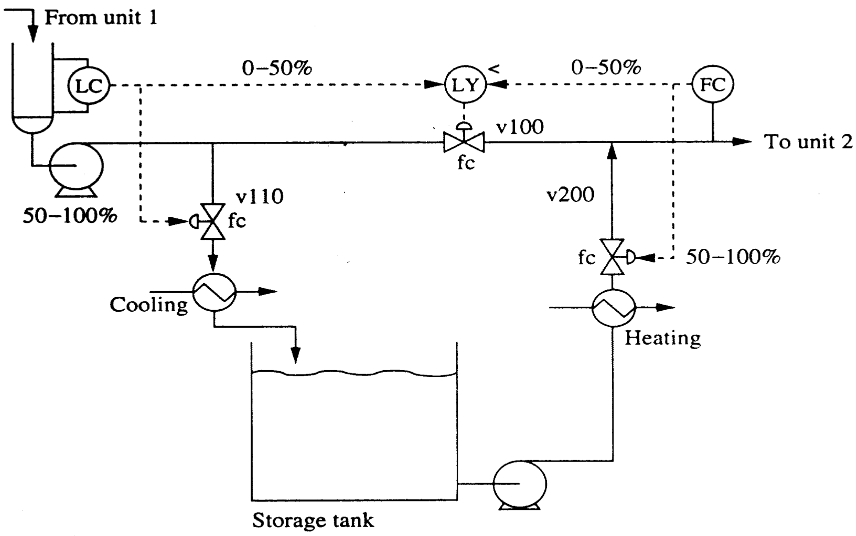
- Measurement Outputs 이용
- 1 개의 제어기만 필요
- Loop Dynamics 가 유사해야 함
- Setpoint가 같아야 함
- 설계 용이.

- Controller Outputs 이용
- 독립된 여러개의 제어기가 필요
- Loop Dynamics가 다를 때 유리
- 독립적 Setpoint 선정가능
- Reset Windup 방지를 위한 Override 기능 필요(Override Control)

5-3. Constraint Control Using Variable-Structure Methods

- 운전조건을 공정 한계치에 근접하여 운전하고자 할 경우 적용

- Combined Variable-Structure Control 예



- 에너지 절감 최대화를 위해 Unit 1 으로부터 Unit 2 로의 생산물 직접 이송량의 최대화하면서 Smooth 하게 운전

- 각 밸브의 동작 특성

Flow Situation	V 100	V 110	V 200	Net Flow
Uint 1 > Unit2	By FC	By LC	Closed	To storage
Uint 1 < Unit2	By LC	Closed	By FC	From storage

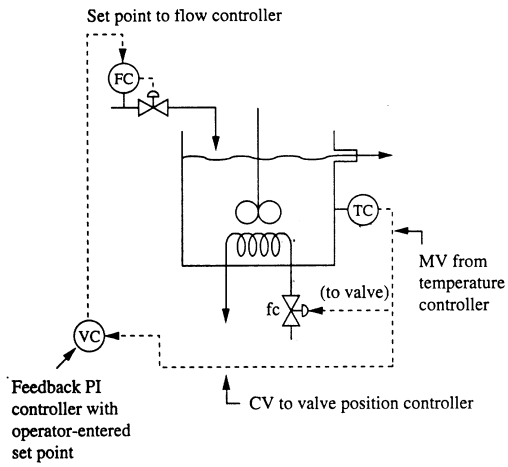
- Valve Position Control

  - 한계치 만족을 위하여 Valve Position 을 제어함.

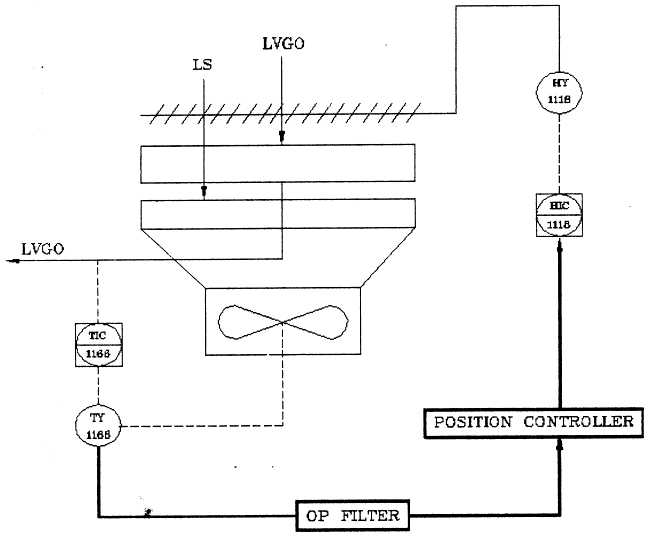
  - High-Freq. 외란에 대비하여 실제 한계치보다 적당히 낮게 V.P.C. 의 설정점을 정해주며 Tuning도 충분히 느슨하게 함.

  - Relative Gain 이 Zero 인 Pairing 이므로 TC 가 수동모드 상태일 경우는 반드시 V.P.C. 도 수동모드로 전환해야 함

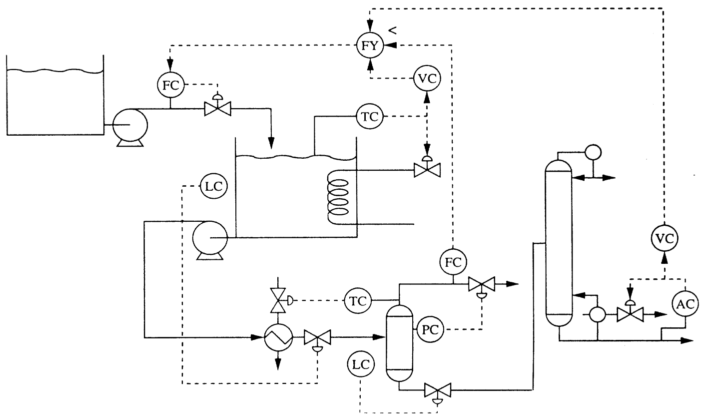
- Valve Position Control 예 1.
  - 반응기로의 원료량을 Cooler 한계치 내에서 최대로 하고자 함



- Valve Position Control 예 2.
  - Fan Motor 의 한계치 만족을 위하여 Air Cooler Fan Pitch 각도를 적정 범위내에서 유지하여 운전하고자 함.



- Plantwide Variable-Structure Control 예
  - 공정 전체의 주요장치들의 한계치를 동시에 만족하면서 최대 생산량으로 운전



6. Plant-Wide Control Configuration

- Modular Approach 에 의한 Configuration Procedure

① 전체 공정을 Interaction이 최소화 되는 단위 Block 으로 분해

↓

② 각 Block에 대한 C.V. 와 M.V. 설정

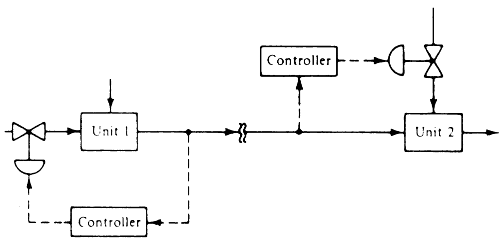
↓

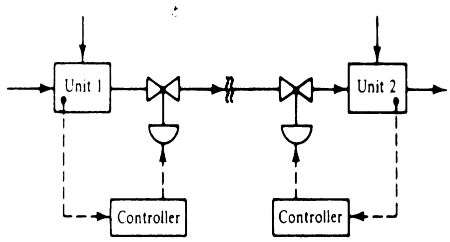
③ 각 Block에 대한 Feasible Loop Configuration 결정

↓

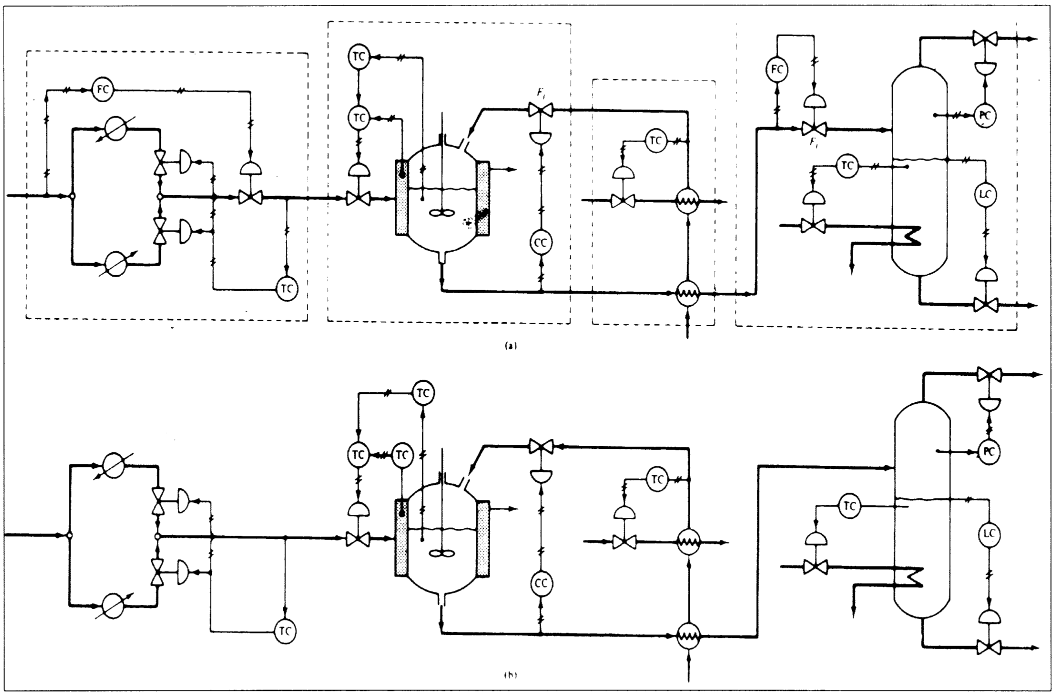
④ 각 Block 간의 Loop Confliction 제거

- Loop Confliction의 예

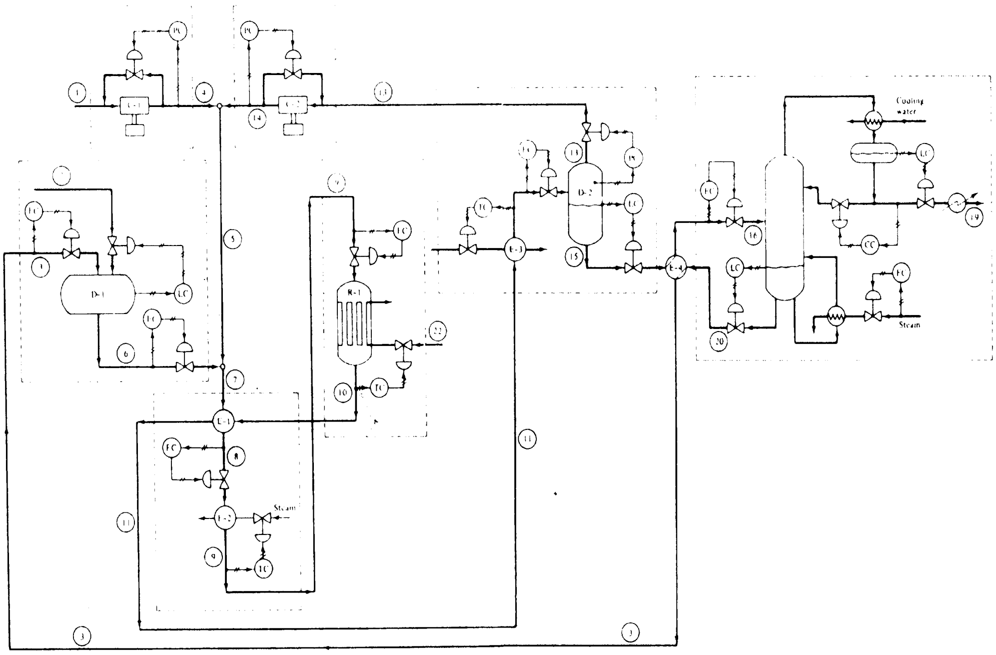


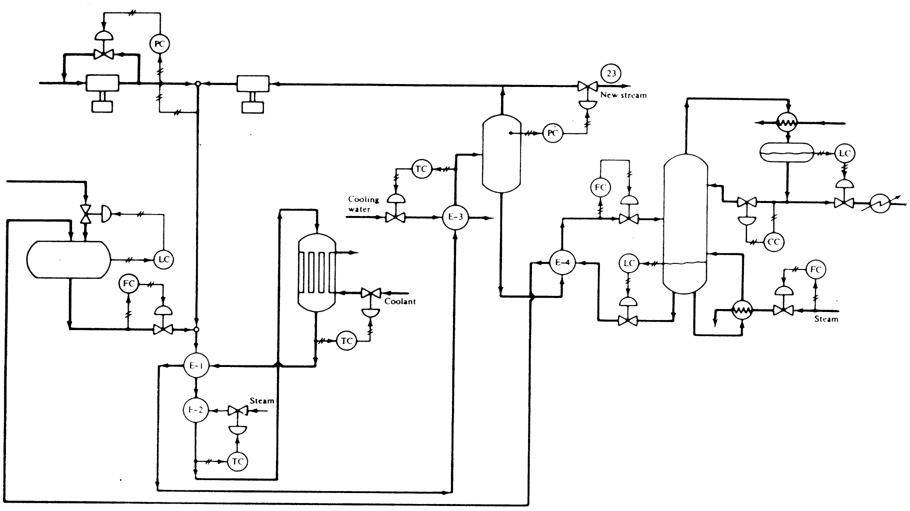


- 반응공정에서의 Configurarion 예



- Recycle 공정에서의 Configuration 예



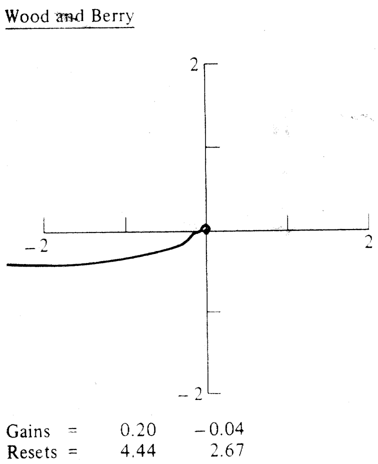


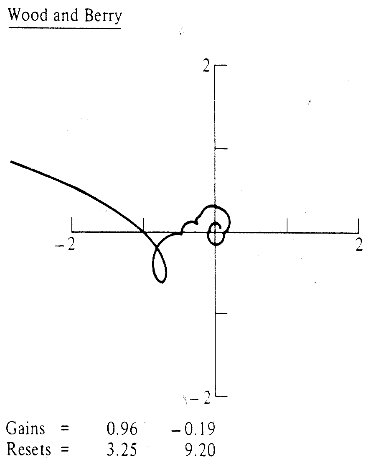
7 Computer Aided MIMO System Analysis

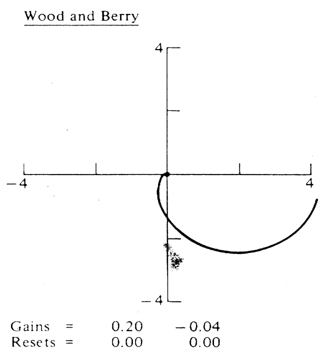
7-1. 안정성 분석

- Nyquist 안정성 이론 → $W_{(i\omega)} = -1 + Det\,[\,I + G_pG_c]$ 의 궤적이 (-1, 0) 점을 감싸는 횟수는 C.L.S 의 RHP pole 갯수와 같다.

- Wood-Berry Column 예





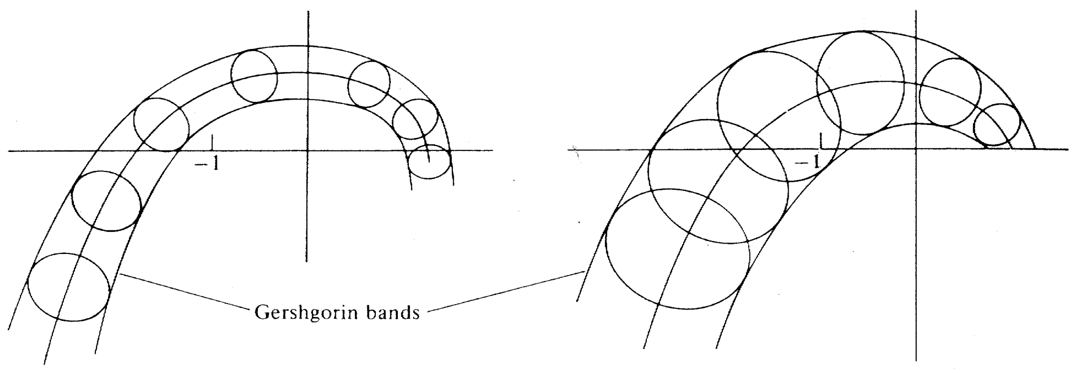


7-2. Resiliency 분석

- Morari Resiliency Index (MRI) → 공정 고유의 제어성 정도 추정
  - $MRI = \sigma^{\min}(G_p(i\omega))$
  - MRI 는 Pairing과는 무관하며 값이 클수록 제어성 좋음.
  - MRI 가 0 이면 제어 불가능
    ① 제어변수간 혹은 조절변수간에 상호 연관성 존재
    ② 조절변수가 모든 제어변수에 아무런 영향을 주지 않음
    ③ 제어변수가 모든 조절변수에 대해 영향을 안 받음

7-3. Interaction 분석

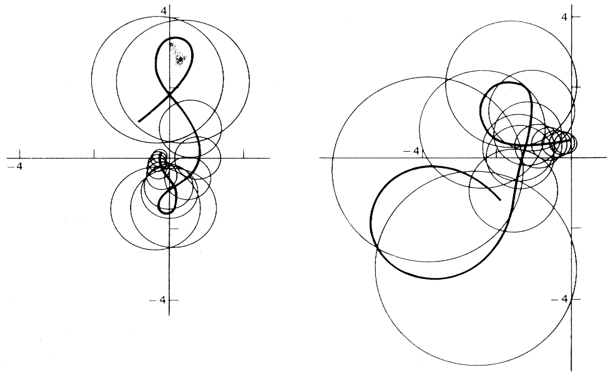
- Inverse Nyquist Array (INA) :
  - $Q = (G_p(i\omega)G_c(i\omega))^{-1}$ 의 대각 행렬요소의 궤적
  - 비대각 행렬요소들의 크기의 합을 추가 → Gershgorn Bands
  - Band 의 모든 요소가 (-1, 0) 점을 감싸면 C.L.S 안정성 보장



(a) Stable (b) May be unstable

그림 48

- Wood Berry Column 에서의 INA 분석 예



(c) Wood and Berry

7-4. Doyle-Stein의 Tuning Criteria

- $[I+(G_pG_c)^{-1}]$ 의 Minimum Singular Value 가 -12 dB 이상이 되도록 각 Loop 의 제어기 조절변수를 조정해 줌.

- Wood-Berry Column 예