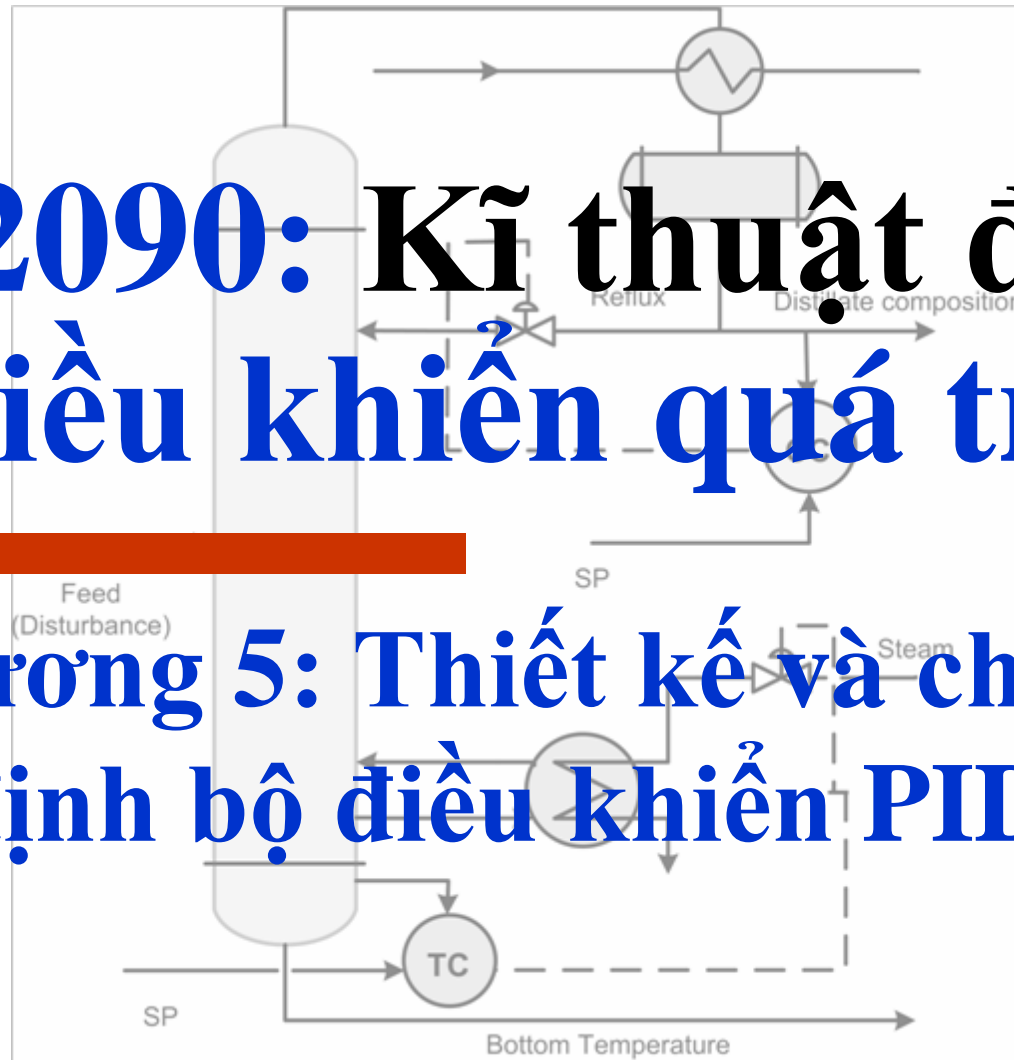


EE2090: Kỹ thuật điện & Điều khiển quá trình

Chương 5: Thiết kế và chỉnh định bộ điều khiển PID



Nội dung chương 5



- 5.1 Những vấn đề cơ bản trong thiết kế bộ điều khiển
- 5.2 Các phương pháp chỉnh định PID dựa trên đặc tính đáp ứng
- 5.3 Các phương pháp chỉnh định PID dựa trên mô hình mẫu
- 5.4 Bù trễ với bộ dự báo Smith

5.1 Các phương pháp chỉnh định PID



- Những vấn đề cơ bản
 - Các phương pháp tiếp cận (tổng quan phương pháp chỉnh định)
 - Vấn đề mô hình đối tượng sử dụng
 - Vấn đề lựa chọn kiểu bộ điều khiển
 - Đặc tính các vòng điều khiển sử dụng bộ điều khiển P/PI/PID
 - Ý nghĩa của việc thay đổi, hiệu chỉnh các tham số
- Phạm vi ứng dụng của các bộ điều khiển PID là các quá trình có thể mô tả bằng các mô hình bậc thấp thường là bậc nhất hoặc bậc 2
- Hầu hết các phương pháp chỉnh định tham số PID chỉ áp dụng cho các quá trình ổn định, hoặc có thể có khâu tích phân bậc nhất

Các phương pháp tiếp cận



- Dựa trên đặc tính của quá trình (đặc tính thời gian hoặc tần số): Ziegler–Nichols (I và II), phản hồi rơ-le (Åström và Hägglund),...
- Dựa trên mô hình quá trình:
 - Tổng hợp theo mô hình mẫu (hệ kín hoặc hệ hở): tổng hợp trực tiếp (Chen và Seborg), chỉnh định lam-da (Dahlin), IMC (Morari và Zafiriou), xấp xỉ đặc tính tần,...
 - Nắn đặc tính tần số (hệ kín hoặc hệ hở): tối ưu mô-đun (Kessler), dự trữ biên-pha (Åström và Hägglund,...),...
 - Tối ưu hóa tham số (theo các chỉ tiêu IAE, ISE, H_∞ ,...)
- Dựa trên kinh nghiệm: Chỉnh định mờ, hệ chuyên gia

Các mô hình quá trình thông dụng

- Bậc nhất: $G_1(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$ $G_2(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{s}$ $G_3(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\tau s - 1}$
- Bậc hai: $G_4(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{s(\tau s + 1)}$

$$G_5(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\tau s^2 + 2\tau\zeta s + 1}$$

$$G'_5(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$

$$G_6(s) = \frac{k(\tau_a s + 1)e^{-\theta s}}{\tau s^2 + 2\tau\zeta s + 1}$$

$$G'_6(s) = \frac{k(\tau_a s + 1)e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$

$$G_7(s) = \frac{k(-\tau_a s + 1)e^{-\theta s}}{\tau s^2 + 2\tau\zeta s + 1}$$

$$G'_7(s) = \frac{k(-\tau_a s + 1)e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$

$$G_8(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s - 1)(\tau_2 s + 1)}$$

$$G_9(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s - 1)(\tau_2 s - 1)}$$

Quá trình có động học bậc cao?

- Ba cách tiếp cận:
 1. Nhận dạng xấp xỉ về mô hình bậc thấp
 2. Nhận dạng về mô hình bậc cao, sau đó xấp xỉ về mô hình bậc thấp (xấp xỉ giảm bậc)
 3. Thiết kế bộ điều khiển bậc cao, sau đó xấp xỉ về cấu trúc P/PI/PID

Xấp xỉ theo phương pháp Skogestad

- Luật chia đôi (half-rule)



- Khi cắt bỏ các thành phần quán tính bậc cao của đối tượng, các hằng số thời gian quán tính bị cắt bỏ được cộng vào hằng số thời gian trễ.
- Riêng hằng số thời gian bị cắt bỏ lớn nhất được chia đôi một nửa cộng vào hằng số thời gian trễ, một nửa cộng vào hằng số thời gian quán tính được giữ lại nhỏ nhất.
- Đối với thành phần đáp ứng ngược bị cắt bỏ, hằng số thời gian đáp ứng ngược cũng được cộng vào hằng số thời gian trễ.

Công thức xấp xỉ

$$G(s) = \frac{k \prod_{i=1}^m (-\tau_{zi}s + 1)}{\prod_{j=1}^n (\tau_{pj}s + 1)} e^{-\tau_0 s}, \tau_{p1} > \tau_{p2} > \tau_{p3} \dots$$



$$\tilde{G}(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$$

$$\tau = \tau_{p1} + \frac{\tau_{p2}}{2}$$

$$\theta = \tau_0 + \frac{\tau_{p2}}{2} + \sum_{j=3}^n \tau_{pj} + \sum_{i=1}^m \tau_{zi}$$



$$\tilde{G}(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$

$$\tau_1 = \tau_{p1}, \tau_2 = \tau_{p2} + \frac{\tau_{p3}}{2}$$

$$\theta = \tau_0 + \frac{\tau_{p3}}{2} + \sum_{j=4}^n \tau_{pj} + \sum_{i=1}^m \tau_{zi}$$

Công thức xấp xỉ (tiếp)

- Nếu mô hình có điểm không âm ($T_0s + 1$) có thể áp dụng các luật xấp xỉ dưới đây nhằm triệt tiêu ($T_0s + 1$) với một điểm cực ($\tau_0s + 1$)

$$\frac{T_0s+1}{\tau_0s+1} \approx \begin{cases} T_0/\tau_0 & \text{khi } T_0 \geq \tau_0 \geq \theta & (Rule\ 1) \\ T_0/\theta & \text{khi } T_0 \geq \theta \geq \tau_0 & (Rule\ 1a) \\ 1 & \text{khi } T_0 \geq \tau_0 \geq \theta & (Rule\ 1b) \\ T_0/\tau_0 & \text{khi } \tau_0 \geq T_0 \geq \theta & (Rule\ 2) \\ \frac{\tilde{\tau}_0/\tau_0}{(\tilde{\tau}_0 - \tau_0)s+1} & \text{khi } \tilde{\tau}_0 = \min(\tau_0, 5\theta) \geq T_0 & (Rule\ 3) \end{cases}$$

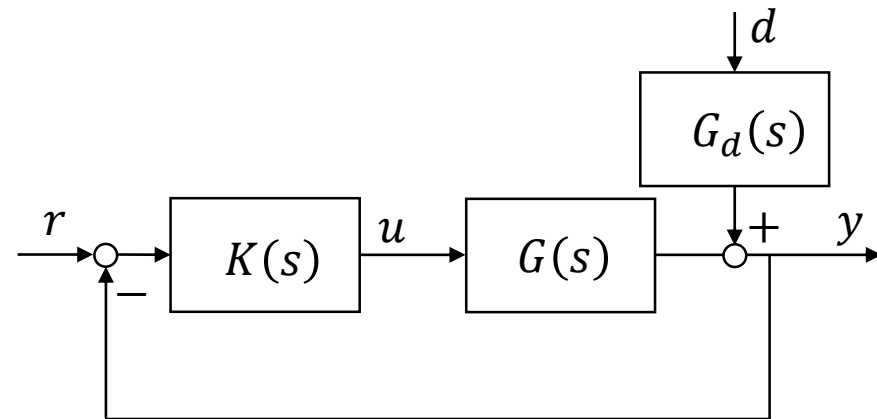
Ví dụ áp dụng luật chia đôi

- Ví dụ 1: xấp xỉ $G(s) = \frac{1}{(s+1)(0.2s+1)}$ về mô hình FODPT:

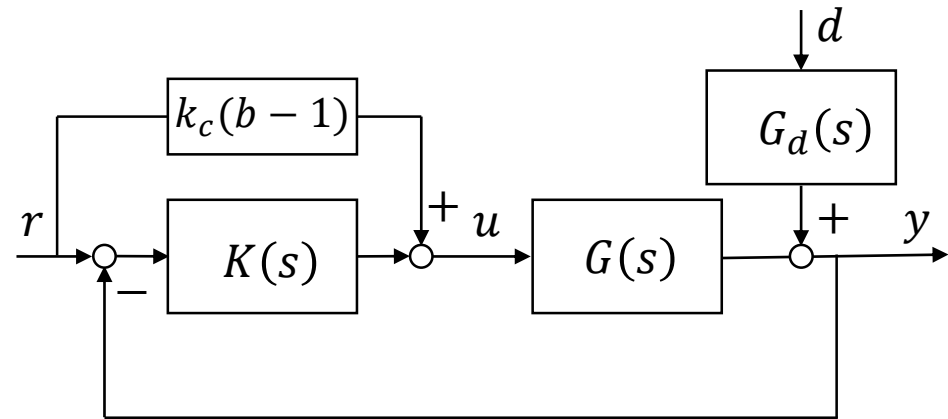
$$\tilde{G}(s) = ke^{-\theta s} / (\tau_1 s + 1)$$
- Ví dụ 2: $G(s) = \frac{2(15s+1)}{(20s+1)(s+1)(0.1s+1)^2}$ về mô hình FODPT hoặc SODPT:

$$\tilde{G}(s) = ke^{-\theta s} / (\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)$$
- Ví dụ 3: $G(s) = k \frac{(-0.3s+1)(0.08s+1)}{(2s+1)(1s+1)(0.4s+1)(0.2s+1)(0.05s+1)^3}$ về mô hình FODPT hoặc SOPDT

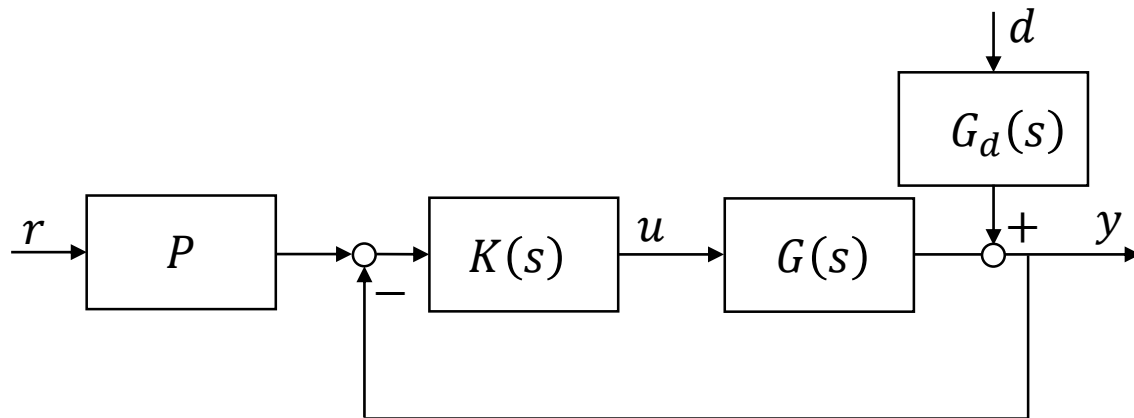
Các cấu hình điều khiển và bộ điều khiển



Cấu hình điều khiển PID một bậc tự do



Cấu hình điều khiển PID hai bậc tự do đơn giản sử dụng trong số cho giá trị đặt



Cấu hình điều khiển PID hai bậc tự do tổng quát sử dụng khâu lọc giá trị đặt

Căn cứ chọn kiểu bộ điều khiển?



- Đặc điểm của quá trình và thiết bị
 - Động học của quá trình
 - Động học của thiết bị đo
 - Đặc điểm của nhiễu đo
 - ...
- Mục đích, yêu cầu của bài toán điều khiển
- Vai trò, đặc điểm của từng luật điều khiển
 - Vai trò ổn định hệ thống?
 - Vai trò triệt tiêu sai lệch tĩnh?
 - Vai trò cải thiện đặc tính động học?
 - Tính nhạy cảm với nhiễu đo?
 - ...

Các dạng biểu diễn luật PID

- Dạng chuẩn:

$$K_{PID}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right)$$

- Dạng song song:

$$K_{PID}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = \frac{k_i + k_p s + k_d s^2}{s}$$

- Dạng nối tiếp:

$$K_{PID}(s) = k'_c \left(1 + \frac{1}{\tau'_i s} \right) (1 + \tau'_d s)$$

- Dạng chuẩn có khâu vi phân thực:

$$K_{PID}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \frac{\tau_d s}{1 + \tau_d s/N} \right)$$

Ảnh hưởng của thay đổi tham số PID



Chỉ tiêu chất lượng	Thay đổi tham số		
	Tăng k_c	Giảm τ_i	Tăng τ_d
Thời gian đáp ứng	giảm	giảm ít	giảm ít
Thời gian quá độ	thay đổi ít	giảm	giảm
Độ quá điều chỉnh	tăng	tăng	giảm ít
Hệ số tắt dần	thay đổi ít	tăng	giảm
Sai lệch tĩnh	giảm	triệt tiêu	triệt tiêu
Tín hiệu điều khiển	tăng	tăng	tăng
Độ dư trữ ổn định	giảm	giảm	tăng
Bền vững với nhiễu đo	giảm	thay đổi ít	giảm

Chọn luật điều khiển cho các bài toán tiêu biểu

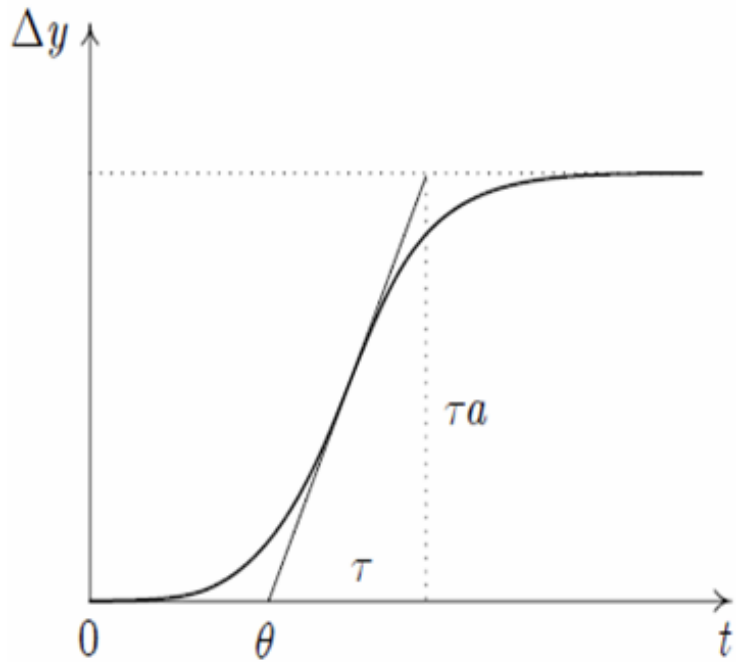


- Vòng điều khiển lưu lượng: Động học của đối tượng phụ thuộc chủ yếu vào van điều khiển, nhiễu đo cao tần \Rightarrow hầu như chỉ cần sử dụng luật PI.
- Vòng điều khiển mức: Quá trình có đặc tính tích phân, phép đo mức thường rất bị ảnh hưởng của nhiễu \Rightarrow luật P cho điều khiển lỏng và luật PI cho điều khiển chặt.
- Vòng điều khiển áp suất chất khí: Động học của đối tượng phụ thuộc chủ yếu vào thiết bị chấp hành, quá trình cũng có đặc tính tích phân tương tự như bài toán điều khiển mức nhưng cao hơn về độ chính xác \Rightarrow Luật PI là chủ yếu.
- Vòng điều khiển nhiệt độ: Động học chậm, phép đo ít chịu ảnh hưởng của nhiễu cao tần \Rightarrow sử dụng luật PID.
- Vòng điều khiển thành phần: Tương tự như vòng điều khiển nhiệt độ \Rightarrow thường sử dụng PID.

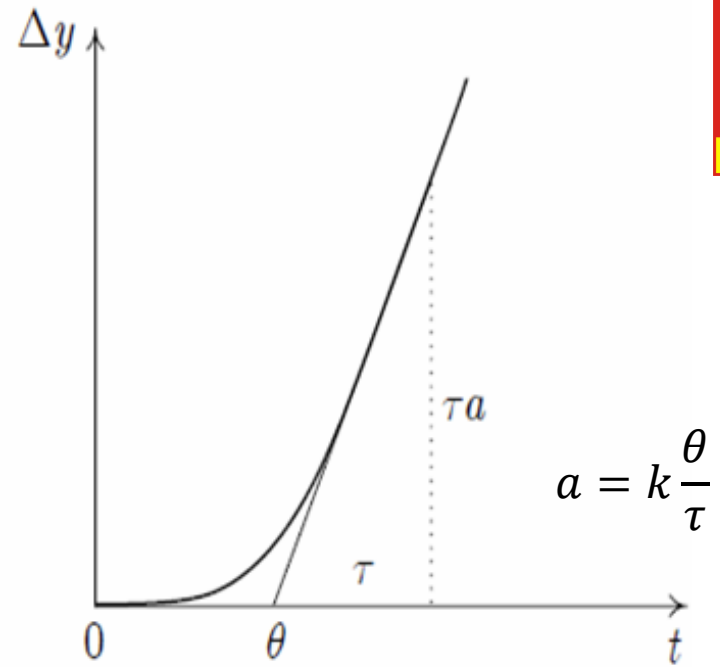
5.2 Các phương pháp dựa trên đặc tính đáp ứng



- Ziegler-Nichols 1 (ZN-1): Dựa trên đồ thị đáp ứng quá độ, cho hệ số tắt dần $\approx 1/4$, độ quá điều chỉnh $\approx 25\%$
- Ziegler-Nichols 2 (ZN-2): Dựa trên đặc tính dao động tới hạn (đặc tính tần số), cho chất lượng tương đương ZN-1
- Åström-Hägglund (AH) Phản hồi rơ-le: Cải tiến cách nhận dạng đặc tính dao động tới hạn của ZN-2 (chấp nhận kém chính xác hơn)
- Tyreus-Luyben (TL): Cải tiến ZN-2, giảm hệ số khuếch đại, tăng thời gian vi phân và thời gian tích phân \Rightarrow bộ tham số “thận trọng hơn”



a) Đặc tính quán tính



b) Đặc tính quán tính-tích phân

Ziegler-Nichols 1

Bộ điều khiển	k_c	τ_i	τ_d
P	$\frac{1}{a}$ hoặc $\frac{\tau}{k\theta}$	—	—
PI	$\frac{0.9}{a}$ hoặc $\frac{0.9\tau}{k\theta}$	3.3θ	—
PID	$\frac{1.2}{a}$ hoặc $\frac{1.2\tau}{k\theta}$	2θ	0.5θ

Ziegler-Nichols 1



Nhược điểm:

- Đáp ứng bậc thang dễ bị ảnh hưởng của nhiễu và không áp dụng được cho quá trình dao động
- Quá trình có tính phi tuyến, số liệu phụ thuộc vào biên độ và chiều thay đổi của giá trị đặt
- Kẻ tiếp tuyến cho θ và a kém chính xác
- Đáp ứng của hệ kín thường hơi quá dao động (hệ số tắt dần > 0.25)

Ziegler-Nichols 2

1. Đặt hệ thống ở chế độ điều khiển bằng tay và đưa dần hệ thống tới điểm làm việc, chờ hệ thống ổn định tại điểm làm việc.
2. Chuyển hệ thống sang chế độ điều khiển tự động với bộ điều khiển P. Đặt hệ số khuếch đại k_c tương đối bé.
3. Tăng dần k_c cho tới trạng thái dao động điều hòa \Rightarrow hệ số khuếch đại tới hạn (k_u) và chu kỳ dao động tới hạn (T_u).

Bộ điều khiển	k_c	τ_i	τ_d
P	$0.5k_u$	—	—
PI	$0.45k_u$	$T_u/1.2$	—
PID	$0.6k_u$	$0.5 T_u$	$0.125 T_u$

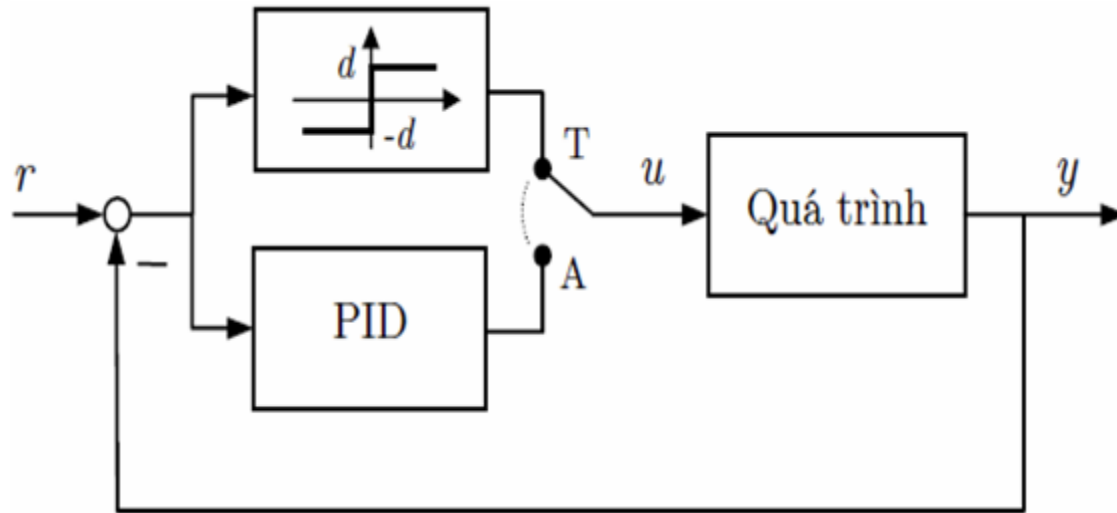
Ziegler-Nichols 2



Nhược điểm:

- Quá trình thử nghiệm công phu, có thể dẫn tới hệ mất ổn định
- Không kiểm soát được độ lớn của đáp ứng đầu ra, quá trình dao động liên tục gây ảnh hưởng tới chất lượng sản phẩm
- Đáp ứng của hệ kín thường hơi quá dao động, và hệ hơi kém bền vững với sai lệch mô hình

Åström-Hägglund (phản hồi rơ-le)



- Ở chế độ chỉnh định tham số (T), sử dụng khâu rơ-le, cho $r = 0$
- Sau 1 thời gian ngắn, đầu ra dao động với chu kỳ T_u (nếu có)
- Hệ số khuếch đại tới hạn: $k_u = 4d/a\pi$
- Với
 - a là biên độ dao động của đầu ra y
 - d là biên độ dao động xung vuông của tín hiệu đầu vào u
- Sử dụng Ziegler-Nichols 2 để xác định tham số bộ PID

Tyreus-Luyben

- Khắc phục vấn đề dao động và độ quá điều chỉnh lớn, cũng như tính kém bền vững với sai lệch mô hình
- Tyreus-Luyben chỉnh định theo hướng giảm k_c , tăng τ_i và τ_d

Bộ điều khiển	k_c	τ_i	τ_d
PI	$0.35k_u$	$2.2T_u$	—
PID	$0.45k_u$	$2.2T_u$	$T_u/6.3$

Ví dụ điều khiển thiết bị trao đổi nhiệt

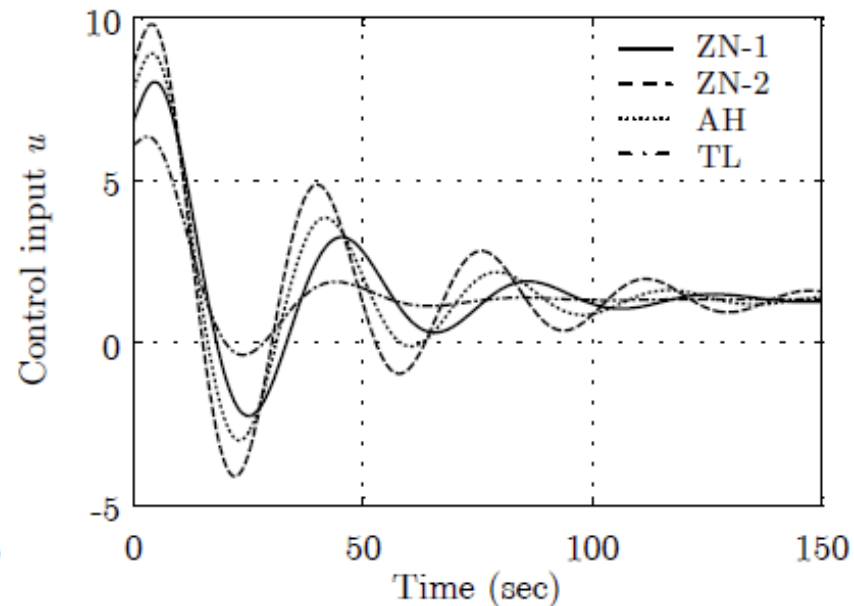
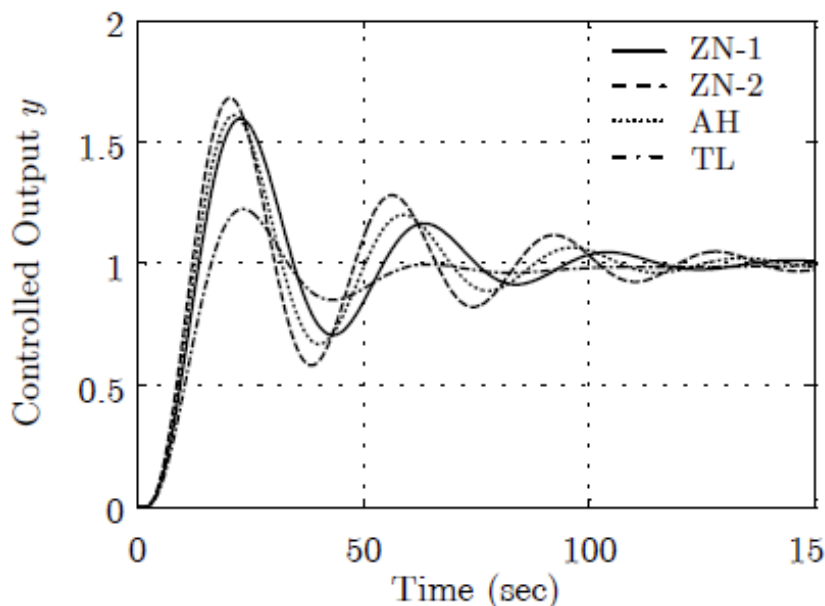
$$G_s = \frac{0.75e^{-1.21s}}{(30s + 1)(5s + 1)(2s + 1)}$$

- Xấp xỉ về mô hình FOPDT theo “luật chia đôi”:

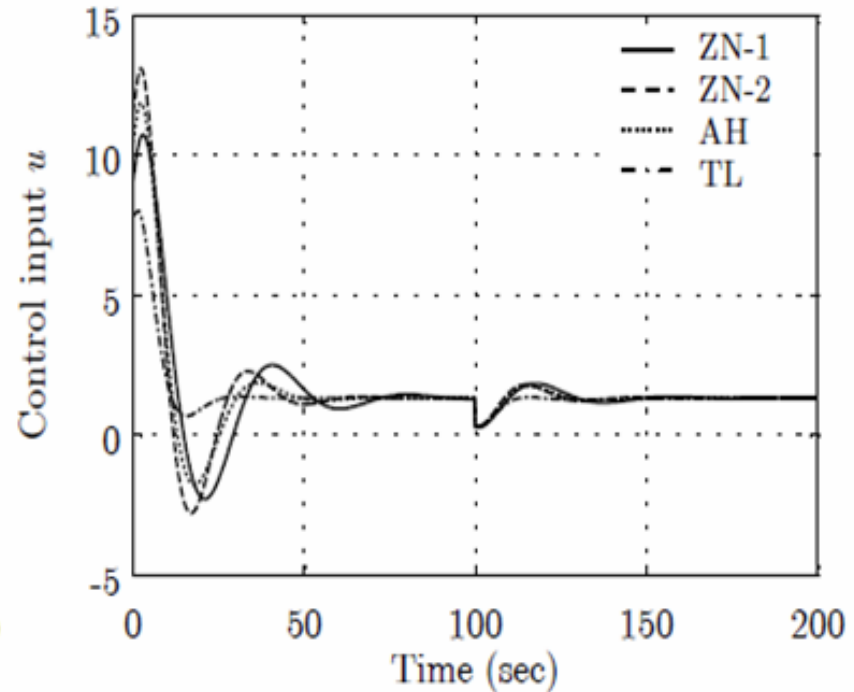
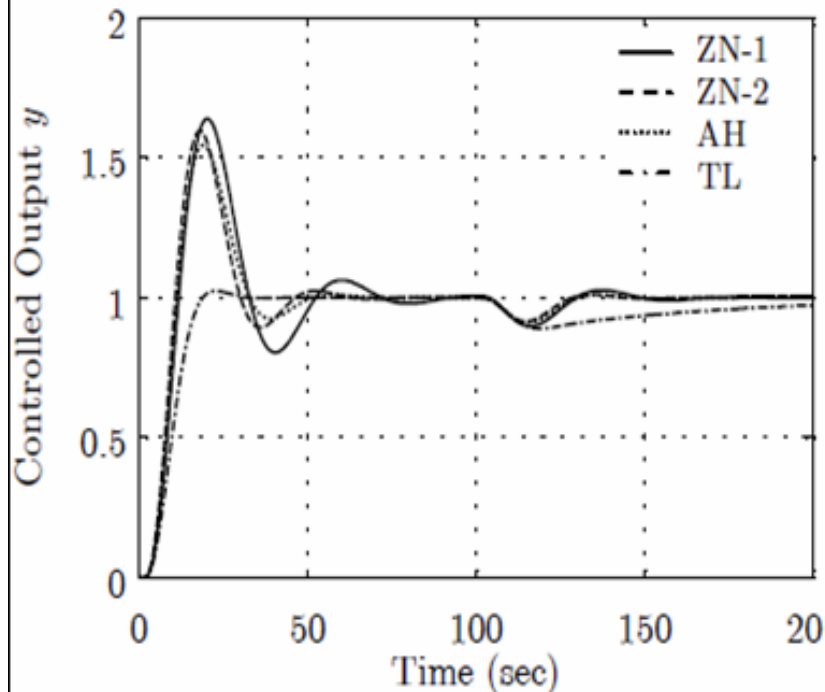
$$\tilde{G}(s) = \frac{0.75e^{-5.71s}}{32.5s + 1}$$

Phương pháp	PI		PID		
	k_c	τ_i	k_c	τ_i	τ_d
Ziegler-Nichols 1 (ZN-1)	6.83	18.84	9.10	11.42	2.85
Ziegler-Nichols 2 (ZN-2)	8.60	20.75	11.46	12.45	3.11
Åström-Hägglund (AH)	7.83	21.67	10.44	13.00	3.25
Tyresus-Luyben (TL)	6.09	57.20	7.83	57.20	4.13

PI



PID



5.3 Các phương pháp dựa trên mô hình mẫu



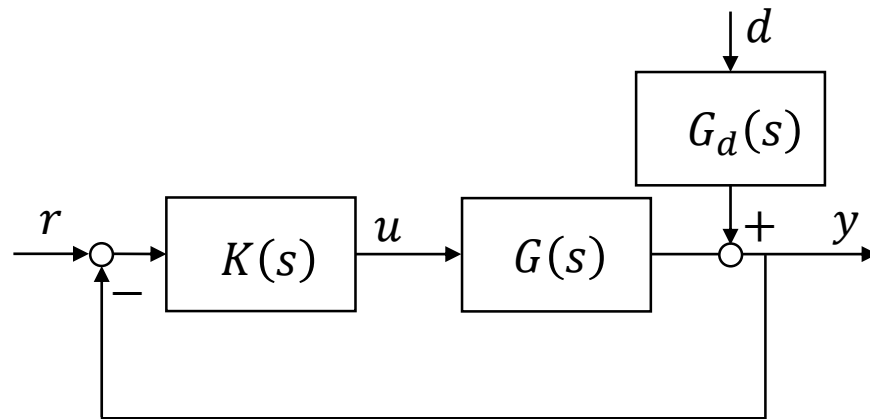
Đọc tài liệu (sách và tài liệu điện tử) về các phương pháp:

- Phương pháp Haalman
- Phương pháp Dahlin (chỉnh định lamda)
- Phương pháp DS (Direct Synthesis)
- Phương pháp DS-d (Direct Synthesis with disturbance rejection preference)
- Phương pháp IMC (Internal Model Control)
- Phương pháp xấp xỉ đặc tính tần số (xem thêm tạp chí Kỹ thuật điều khiển, 6/2006 và Kỷ yếu Hội nghị KH 50 năm thành lập trường ĐHBKHN, phân ban Điện)

Các phương pháp dựa trên mô hình mẫu



- Bài toán thiết kế bộ điều khiển $K(s)$ cho đối tượng có hàm truyền đạt $G(s)$ sao cho hàm truyền đạt của hệ hở hoặc hệ kín có dạng như mong muốn



Các phương pháp mô hình mẫu

- Cho mô hình mẫu (mô hình mong muốn) của hệ hở/hệ kín:

$$L(s) = K(s)G(s)$$

$$\Rightarrow K(s) = L(s)/G(s)$$

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

$$\Rightarrow K(s) = \frac{T(s)}{G(s)(1-T(s))}$$

- Hoặc

$$\Rightarrow K(s) \approx L(s)/G(s)$$

$$\Rightarrow K(s) \approx \frac{T(s)}{G(s)(1-T(s))}$$

Các vấn đề cần giải quyết



- Hàm truyền đạt nhận được không có cấu trúc PI/PID: Xấp xỉ bộ điều khiển hoặc chọn mô hình mẫu và mô hình đối tượng phù hợp
- Hệ kín có thể không ổn định nội: Chọn mô hình mẫu thích hợp, mô hình đối tượng thông thường không có điểm cực hoặc điểm không nằm bên phải trục ảo
- Hệ dễ nhạy cảm với sai lệch mô hình: Chọn mô hình mẫu theo hướng “thận trọng”
- Tóm lại: Hai vấn đề then chốt là chọn mô hình mẫu phù hợp và phương pháp xấp xỉ mô hình!
- Các dạng mô hình mẫu thường được lựa chọn:

$$\text{■ } L(s) = \frac{1}{\tau_0 s} e^{-\theta s} \quad T(s) = \frac{e^{-\theta s}}{\tau_c s + 1} \quad T(s) = \frac{e^{-\theta s}}{\tau_c^2 s^2 + 2\tau_c \zeta s + 1}$$

Phương pháp Tổng hợp trực tiếp DS (Direct Synthesis)



- Tính toán bộ điều khiển trực tiếp từ mô hình hàm truyền đạt của quá trình và mô hình hàm truyền đạt mong muốn của hệ kín.
- Giả sử hàm truyền đạt mong muốn của hệ kín:

$$T_m(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{K(s)G(s)}{1 + K(s)G(s)}$$

- Công thức trực tiếp bộ điều khiển:

$$K(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{T_m(s)}{1 - T_m(s)}$$

- Để hệ ổn định nội: $G(s)$ không có điểm không hay điểm cực nằm bên phải trục ảo
- Cần chọn $T_m(s)$ sao cho
 - Thỏa mãn yêu cầu chất lượng đáp ứng hệ kín
 - Theo cấu trúc nhất định để $K(s)$ có dạng PI hoặc PID

Phương pháp Tổng hợp trực tiếp DS (Direct Synthesis)



- Chọn mô hình mẫu của hệ kín:

$$T_m(s) = \frac{e^{-\theta s}}{\tau_c s + 1}$$

- θ thời gian trễ của quá trình
- τ_c hằng số thời gian quán tính, quyết định tốc độ và chất lượng đáp ứng

- Suy ra công thức tổng quát của hàm truyền đạt của bộ điều khiển:

$$K(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{e^{-\theta s}}{\tau_c s + 1 - e^{-\theta s}}$$

- Xấp xỉ $e^{-\theta s} \approx 1 - \theta s$ ở mẫu số, nhận được

$$K(s) = \frac{1}{G(s)} T(s) = \frac{e^{-\theta s}}{(\tau_c + \theta)s}$$

Phương pháp Tổng hợp trực tiếp DS (Direct Synthesis)



- Mô hình quá trình FOPDT: $G(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$
 - Bộ điều khiển: $K(s) = \frac{\tau s + 1}{k(\tau_c + \theta)s}$
 - Hay $K(s) = K_{PI}(s) = k_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right)$
với $k_c = \frac{\tau}{k(\tau_c + \theta)}$, $\tau_i = \tau$
- Mô hình quá trình SOPDT: $G(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$
 - Bộ điều khiển: $K(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{k(\tau_c + \theta)s}$
 - Hay $K(s) = K_{PID}(s) = k_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s\right)$
với $k_c = \frac{\tau_1 + \tau_2}{k(\tau_c + \theta)}$, $\tau_i = \tau_1 + \tau_2$, $\tau_d = \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$

Phương pháp Tổng hợp trực tiếp ưu tiên khác nhiều DS-d



- Phương pháp đề ra bởi Chen và Seborg áp dụng cho các bài toán lọc nhiễu
- Hàm truyền đạt mong muốn từ nhiễu quá trình d tới đầu ra y :

$$S_m(s) = \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{G_d(s)}{1 + K(s)G(s)}$$

- Bộ điều khiển: $K(s) = \frac{G_d(s)}{S_m(s)G(s)} - \frac{1}{G(s)}$
- Nếu mô hình chính xác, hàm truyền đạt của hệ kín:

$$T(s) = 1 - \frac{S_m(s)}{G_d(s)}$$

Phương pháp Tổng hợp trực tiếp ưu tiên khác nhiều DS-d



- Nếu nhiều tác động tại đầu vào quá trình ($G_d = G$), chọn S_m như sau:
 - Nhóm A: $S_m = \frac{k_d s e^{-\theta s}}{(\tau_c s + 1)^2}$ áp dụng cho các trường hợp A & C trong bảng luật chỉnh định
 - Nhóm B: $S_m = \frac{k_d s (1 + 0.5 \theta s) e^{-\theta s}}{(\tau_c s + 1)^3}$ áp dụng cho các trường hợp B & D
 - Nhóm C: $S_m = \frac{k_d s e^{-\theta s}}{(\tau_c s + 1)^3}$ áp dụng cho các trường hợp E, G & H
 - Nhóm D: $S_m = \frac{k_d s (\tau_s + 1)}{(\tau_c s + 1)^3}$ áp dụng cho các trường hợp F & I
- Trường hợp tổng quát ($G_d \neq G$), chọn: $S_m^* = \frac{G_d}{G} S_m$
- Thành phần thời gian trễ ở mẫu số có thể được xấp xỉ theo một trong 2 phương pháp:
 - Khai triển Taylor: $e^{-\theta s} \approx 1 - \theta s$
 - Xấp xỉ Pade: $e^{-\theta s} \approx \frac{1 - 0.5 \theta s}{1 + 0.5 \theta s}$

Phương pháp Tổng hợp trực tiếp ưu tiên khác nhiều DS-d



case ^{a,b}	model	KK_c	τ_I	τ_D
A	$\frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	$\frac{\tau^2 + \tau\theta - (\tau_c - \tau)^2}{(\tau_c + \theta)^2}$	$\frac{\tau^2 + \tau\theta - (\tau_c - \tau)^2}{\tau + \theta}$	—
B	$\frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	$\frac{\left(2\tau\theta + \frac{\theta^2}{2}\right)\left(3\tau_c + \frac{\theta}{2}\right) - 2\tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}{2(\tau_c + \theta/2)^3}$	$\frac{\left(2\tau\theta + \frac{\theta^2}{2}\right)\left(3\tau_c + \frac{\theta}{2}\right) - 2\tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}{(2\tau + \theta)\theta}$	$\frac{3\tau_c^2\tau\theta + \frac{\tau\theta^2}{2}\left(3\tau_c + \frac{\theta}{2}\right) - 2(\tau + \theta)\tau_c^3}{\left(2\tau\theta + \frac{\theta^2}{2}\right)\left(3\tau_c + \frac{\theta}{2}\right) - 2\tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}$
C	$\frac{Ke^{-\theta s}}{s}$	$\frac{2\tau_c + \theta}{(\tau_c + \theta)^2}$	$2\tau_c + \theta$	—
D	$\frac{Ke^{-\theta s}}{s}$	$\frac{\theta\left(3\tau_c + \frac{\theta}{2}\right)}{\left(\tau_c + \frac{\theta}{2}\right)^3}$	$3\tau_c + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\left(\tau_c + \frac{\theta}{2}\right)^3 - 2\tau_c^3}{\theta\left(3\tau_c + \frac{\theta}{2}\right)}$
E	$\frac{Ke^{-\theta s}}{s(\tau s + 1)}$	$\frac{(3\tau_c + \theta)(\tau + \theta)}{(\tau_c + \theta)^3}$	$3\tau_c + \theta$	$\frac{3\tau_c^2\tau + 3\tau_c\tau\theta - \tau_c^3 + \tau\theta^2}{(3\tau_c + \theta)(\tau + \theta)}$

Chen, Dan & Seborg, Dale. (2002). PI/PID Controller Design Based on Direct Synthesis and Disturbance Rejection. Industrial & Engineering Chemistry Research - IND ENG CHEM RES. 41. 10.1021/ie010756m.

Phương pháp Tổng hợp trực tiếp ưu tiên khác nhiều DS-d



case ^{a,b}	model	KK_c	τ_I	τ_D
F	$\frac{K(\tau_a s + 1)}{s(\tau s + 1)}$	$\frac{(3\tau_c - \tau_a)(\tau - \tau_a)}{(\tau_c - \tau_a)^3}$	$3\tau_c - \tau_a$	$\frac{3\tau_c^2\tau - 3\tau_c\tau\tau_a - \tau_c^3 + \tau\tau_a^2}{(3\tau_c - \tau_a)(\tau - \tau_a)}$
G	$\frac{Ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	$\frac{[(\tau_1 + \tau_2)\theta + \tau_1\tau_2](3\tau_c + \theta) - \tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}{(\tau_c + \theta)^3}$	$\frac{[(\tau_1 + \tau_2)\theta + \tau_1\tau_2](3\tau_c + \theta) - \tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}{\tau_1\tau_2 + (\tau_1 + \tau_2 + \theta)\theta}$	$\frac{3\tau_c^2\tau_1\tau_2 + \tau_1\tau_2\theta(3\tau_c + \theta) - (\tau_1 + \tau_2 + \theta)\tau_c^3}{[(\tau_1 + \tau_2)\theta + \tau_1\tau_2](3\tau_c + \theta) - \tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}$
H	$\frac{Ke^{-\theta s}}{\tau^2 s + 2\zeta\tau s + 1}$	$\frac{(2\zeta\tau\theta + \tau^2)(3\tau_c + \theta) - \tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}{(\tau_c + \theta)^3}$	$\frac{(2\zeta\tau\theta + \tau^2)(3\tau_c + \theta) - \tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}{\tau^2 + (2\zeta\tau + \theta)\theta}$	$\frac{3\tau_c^2\tau^2 + \tau^2\theta(3\tau_c + \theta) - (2\zeta\tau + \theta)\tau_c^3}{(2\zeta\tau\theta + \tau^2)(3\tau_c + \theta) - \tau_c^3 - 3\tau_c^2\theta}$
I	$\frac{K(\tau_a s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	$\frac{3\tau_c^2\tau_a + [\tau_1\tau_2 - (\tau_1 + \tau_2)\tau_a](3\tau_c - \tau_a) - \tau_c^3}{(\tau_c - \tau_a)^3}$	$\frac{3\tau_c^2\tau_a + [\tau_1\tau_2 - (\tau_1 + \tau_2)\tau_a](3\tau_c - \tau_a) - \tau_c^3}{\tau_1\tau_2 - (\tau_1 + \tau_2 - \tau_a)\tau_a}$	$\frac{(\tau_a - \tau_1 - \tau_2)\tau_c^3 + 3\tau_c^2\tau_1\tau_2 - \tau_1\tau_2\tau_a(3\tau_c - \tau_a)}{3\tau_c^2\tau_a + [\tau_1\tau_2 - (\tau_1 + \tau_2)\tau_a](3\tau_c - \tau_a) - \tau_c^3}$

Chen, Dan & Seborg, Dale. (2002). PI/PID Controller Design Based on Direct Synthesis and Disturbance Rejection. Industrial & Engineering Chemistry Research - IND ENG CHEM RES. 41. 10.1021/ie010756m.

Ví dụ điều khiển thiết bị trao đổi nhiệt

$$G(s) = \frac{0.75e^{-1.21s}}{(30s + 1)(5s + 1)(2s + 1)}$$

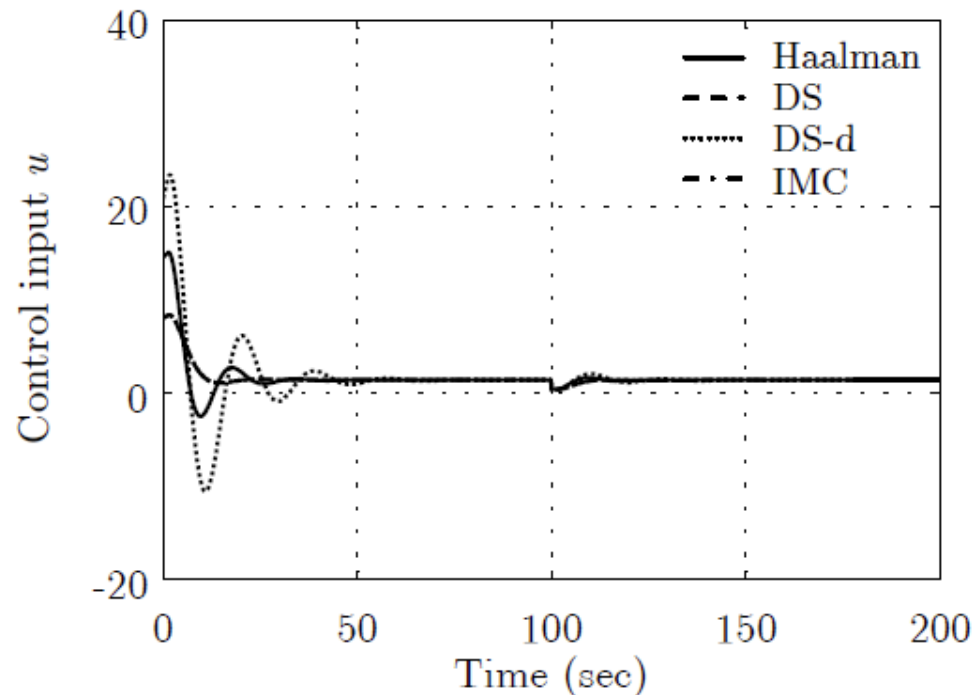
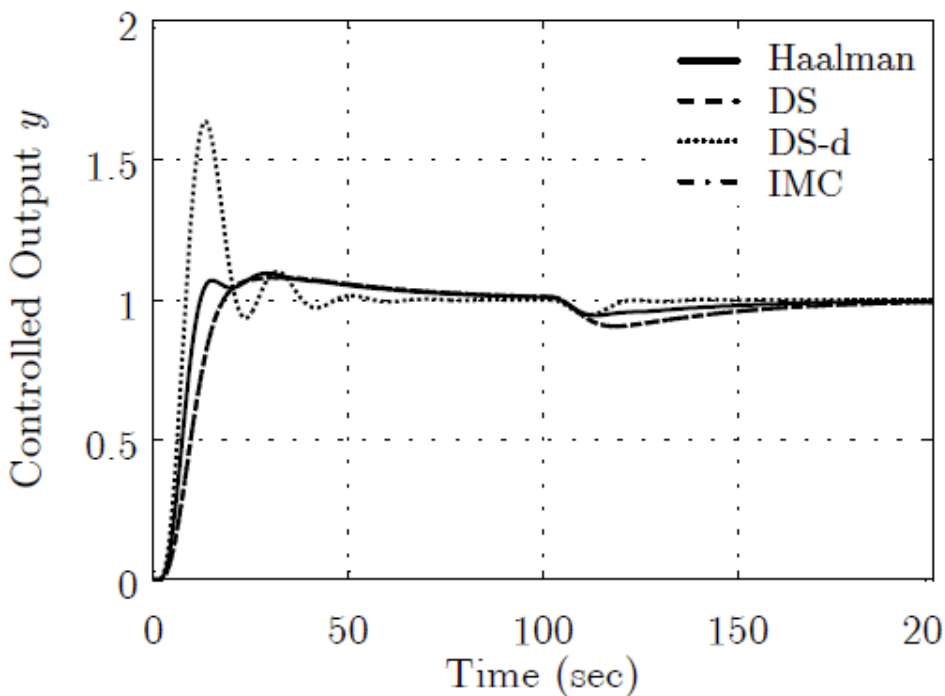
- Xấp xỉ về mô hình SOPDT theo “luật chia đôi”:

$$\hat{G}(s) = \frac{0.75e^{-2.21s}}{(30s + 1)(6s + 1)}$$

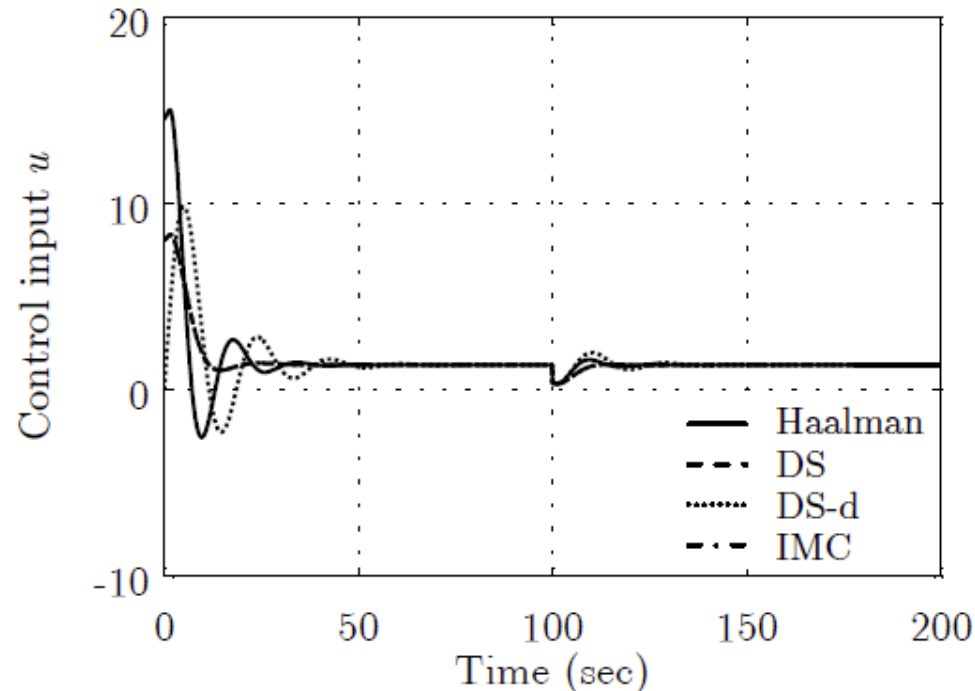
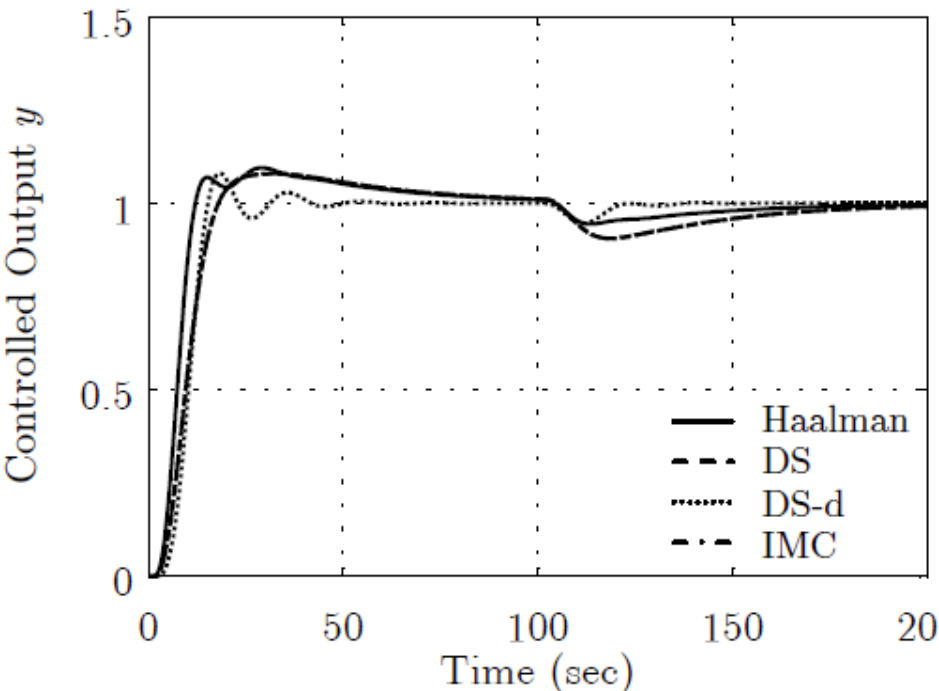
- Chọn $\tau_c = 3.71$

Phương pháp	k_c	τ_i	τ_d
Haalman	14.48	36	5
DS	8	36	5
DS-d	20.83	12.76	3.28
IMC	8	36	5

Kết quả mô phỏng với luật PID



Cải thiện chất lượng bằng bộ lọc giá trị đặt (cho trường hợp sử dụng DS-d)



5.4 Bù trễ với bộ dự báo Smith



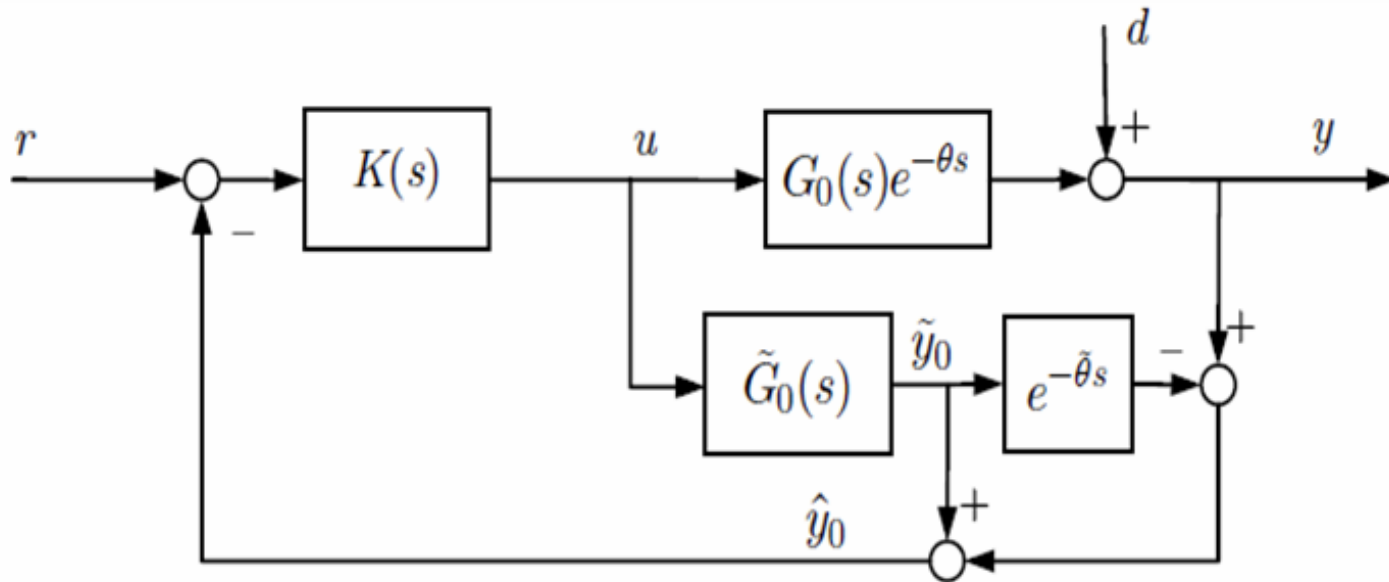
- Mô hình lý tưởng của đối tượng:

$$G(s) = G_0(s)e^{-\theta s}$$

- Vấn đề: Đầu ra đo được bị chậm trễ, ảnh hưởng lớn tới chất lượng điều khiển
- Ý tưởng khắc phục: Dự báo đầu ra không có trễ dựa trên mô hình

$$G(s) = G_0(s)e^{-\theta s}$$

Bù trễ với bộ dự báo Smith



a) Sơ đồ diễn giải

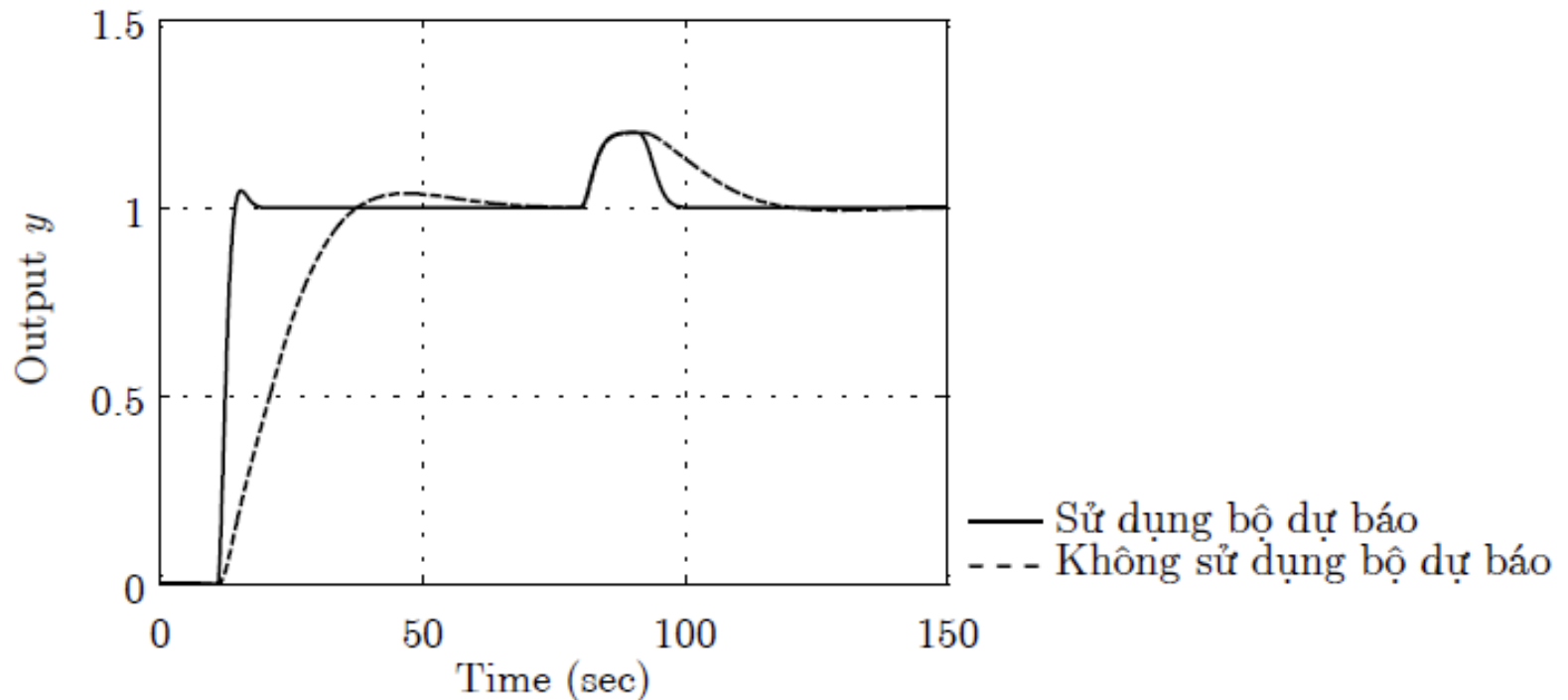
- Giả sử đầu ra thực không có trễ là y_0 , tín hiệu ước lượng của y_0 là:

$$\begin{aligned}\hat{y}_0 &= \tilde{y}_0 + (y - \tilde{y}_0 e^{-\tilde{\theta}s}) \\ &\approx \tilde{y} + (y - \tilde{y}_0) e^{-\tilde{\theta}s} \\ &\approx \tilde{y} + (y - \tilde{y}_0) \\ &= y_0\end{aligned}$$

Ví dụ mô phỏng

$$G(s) = \frac{e^{-10s}}{(s+1)^3}$$

- Chỉnh định bộ PID theo phương pháp xấp xỉ đáp ứng tần số



Nhiệm vụ luyện tập ở nhà



- Sử dụng SIMULINK và mô phỏng, thử nghiệm các phương pháp dựa trên đặc tính
- Đọc tài liệu về các phương pháp dựa trên mô hình mẫu, thử nghiệm mô phỏng trên MATLAB
- Bài tập chương 8 sách giáo trình