

LỜI MỞ ĐẦU

Trong khoảng 50 năm gần đây, lý thuyết điều khiển thích nghi đã được hình thành như một môn khoa học, từ tư duy đã trở thành hiện thực nghiêm túc, từ cách giải quyết những vấn đề cơ bản trở thành bài toán tổng quát, từ những vấn đề về sự tồn tại và khả năng có thể giải quyết đến những ứng dụng có tính bền vững và chất lượng.

Với ý nghĩa và lợi ích to lớn của điều khiển thích nghi, sự cấp bách cần nghiên cứu, ứng dụng điều khiển thích nghi vào sản xuất thực tiễn sản xuất, được sự đồng ý của giáo viên hướng dẫn, em đã lựa chọn đề tài **“Nghiên cứu hệ thống điều khiển thích nghi”**. Nội dung của đồ án bao gồm 3 chương:

Chương 1: Tổng quan về điều khiển tự động

Chương 2: Hệ thống điều khiển thích nghi

Chương 3: Thiết kế và mô phỏng

Qua đây em xin gửi lời cảm ơn tới các thầy cô trong ngành Điện tử viễn thông Trường đại học DLHP đã nhiệt tình giúp đỡ hướng dẫn và cung cấp tài liệu để em hoàn thành đồ án của mình. Đồng thời em muốn gửi lời cảm ơn sâu sắc tới thầy giáo Th.S Nguyễn Văn Dương, người đã trực tiếp ra đề tài và hướng dẫn em trong suốt thời gian qua.

Mặc dù được sự hướng dẫn tận tình của giáo viên hướng dẫn, sự nỗ lực cố gắng của bản thân. Song vì kiến thức còn hạn chế, thời gian có hạn, điều kiện tiếp xúc thực tế chưa nhiều, nên đồ án không tránh khỏi những thiếu sót. Để đồ án được hoàn thiện hơn, em rất mong nhận được các ý kiến đóng góp của các thầy giáo, cô giáo cũng như các bạn sinh viên.

Em xin chân thành cảm ơn!

Hải Phòng, ngày.....tháng..... năm 2011

Sinh viên thực hiện

Lê Khắc Khang

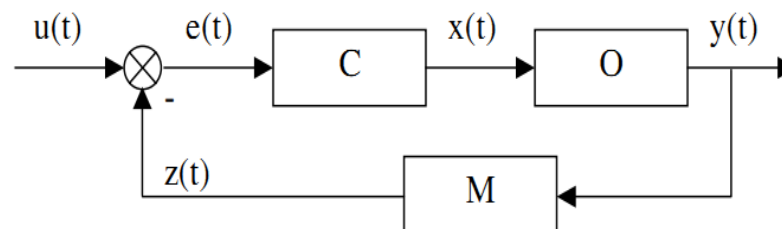
Chương 1

TỔNG QUAN VỀ ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG

1.1. KHÁI NIỆM CƠ BẢN

Hệ thống ĐKTD bao gồm 3 phần chủ yếu:

- Thiết bị điều khiển (C)
- Đối tượng điều khiển (O)
- Thiết bị đo lường và cảm biến (M)



Hình 1.1. Sơ đồ tổng quát hệ thống điều khiển tự động

Trong đó:

$u(t)$: tín hiệu chủ đạo, chuẩn thường gọi là tín hiệu vào

$x(t)$: tín hiệu điều khiển

$y(t)$: tín hiệu ra

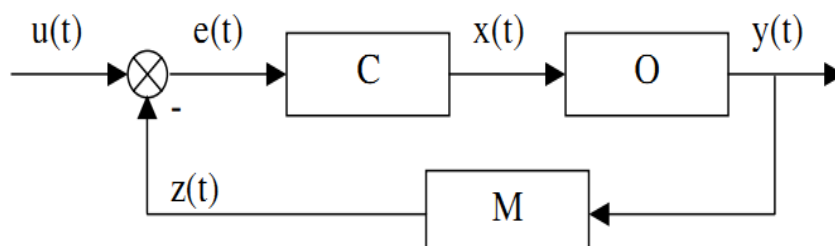
$z(t)$: tín hiệu hồi tiếp, phản hồi

$e(t)$: sai lệch điều khiển

1.2. CÁC NGUYÊN TẮC ĐKTD

1.2.1. Nguyên tắc giữ ổn định

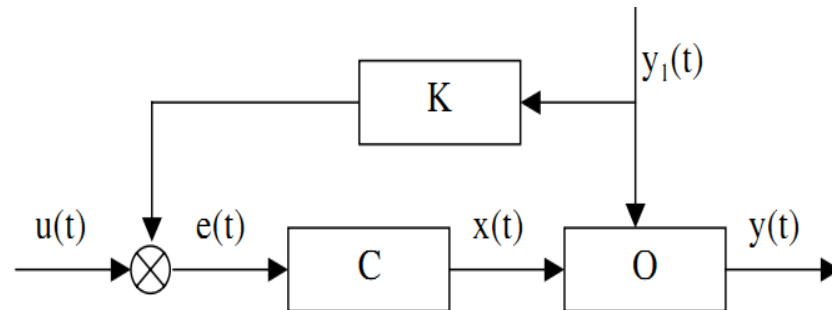
* *Điều khiển sai lệch*



Hình 1.2. Sơ đồ nguyên tắc điều khiển theo sai lệch

Tín hiệu ra $y(t)$ được đưa vào so sánh với tín hiệu vào $u(t)$ nhằm tạo nên tín hiệu tác động lên đầu vào bộ điều khiển C nhằm tạo tín hiệu điều khiển đối tượng O .

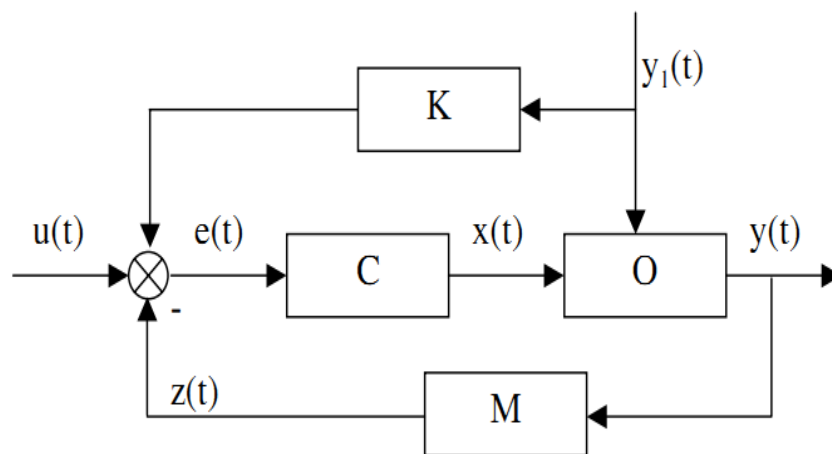
*** Nguyên tắc điều khiển theo phương pháp bù nhiễu**



Hình 1.3. Sơ đồ nguyên tắc điều khiển bù nhiễu

Nguyên tắc bù nhiễu là sử dụng thiết bị bù K để giảm ảnh hưởng của nhiễu là nguyên nhân trực tiếp gây ra hậu quả cho hệ thống

*** Nguyên tắc điều khiển hỗn hợp (sai lệch + bù nhiễu)**



Hình 1.4. Sơ đồ nguyên tắc điều khiển hỗn hợp

Nguyên tắc điều khiển hỗn hợp là phối hợp cả hai nguyên tắc trên, vừa có hồi tiếp theo sai lệch vừa dùng các thiết bị để bù nhiễu.

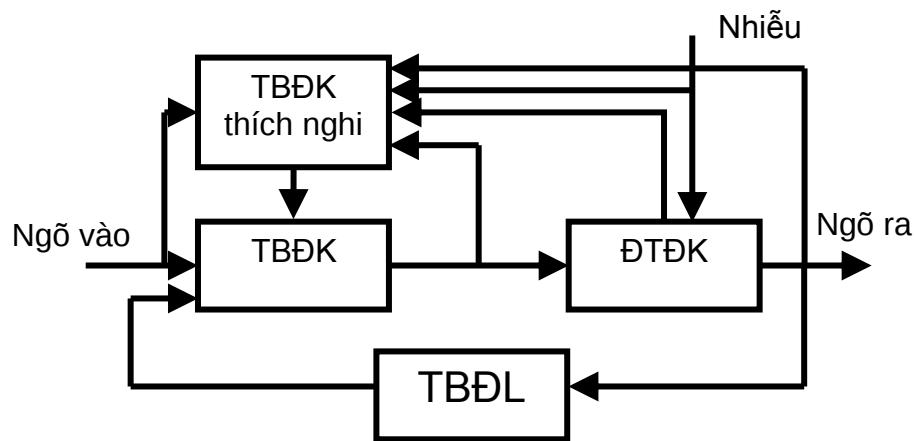
1.2.2. Nguyên tắc điều khiển theo chương trình

Sử dụng cho hệ hở. Tín hiệu ra thay đổi theo chương trình định sẵn. Để một tín hiệu ra nào đó thực hiện theo chương trình cần phải sử dụng máy tính

hay các thiết bị có lưu trữ chương trình. Hai thiết bị thông dụng có lưu trữ chương trình là: PLC và CLC

1.2.3. Nguyên tắc tự định chỉnh

Có khả năng tự thích nghi, tự cải tiến đối với sự thay đổi của các thông số.



1.3. PHÂN LOẠI HỆ THỐNG ĐKTD

* Phân loại theo đặc điểm của tín hiệu ra

- Tín hiệu ra ổn định
- Tín hiệu ra theo chương trình

* Phân loại theo số vòng kín

- Hệ hở: là hệ không có vòng kín nào
- Có nhiều loại như hệ 1 vòng kín, hệ nhiều vòng kín, ...

* Phân loại theo khả năng quan sát

- Hệ thống liên tục

Quan sát được tất cả các trạng thái của hệ thống theo thời gian.

Mô tả toán học: phương trình đại số, phương trình vi phân, hàm truyền

- Hệ thống không liên tục

Quan sát được một phần các trạng thái của hệ thống. Nguyên nhân:

- Do không thể đặt được tất cả các cảm biến.
- Do không cần thiết phải đặt đủ các cảm biến.

Trong hệ thống không liên tục, người ta chia làm 2 loại:

+ Hệ thống gián đoạn: Là hệ thống mà ta có thể quan sát các trạng thái của hệ thống theo chu kỳ (T). về bản chất, hệ thống này là một dạng của hệ thống liên tục.

+ Hệ thống với các sự kiện gián đoạn: Đặc trưng bởi các sự kiện không chu kỳ, quan tâm đến các sự kiện/ tác động

*** Phân loại theo mô tả toán học**

- Hệ tuyến tính: đặc tính tĩnh của tất cả các phân tử có trong hệ thống là tuyến tính. Đặc điểm cơ bản: xếp chồng.

- Hệ phi tuyến: có ít nhất một đặc tính tĩnh của một phân tử là một hàm phi tuyến.

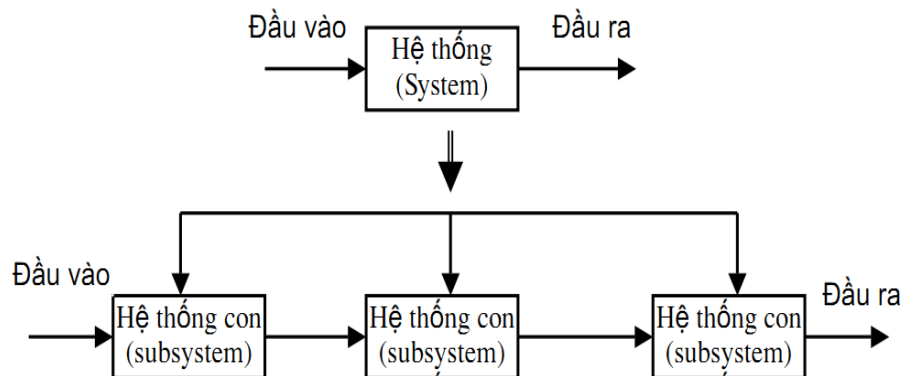
- Hệ thống tuyến tính hóa: tuyến tính hóa từng phần của hệ phi tuyến với một số điều kiện cho trước để được hệ tuyến tính gần đúng.

1.4. CÁC VẤN ĐỀ TRONG NGHIÊN CỨU ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG

- Xây dựng mô hình toán học dựa trên hiện tượng vật lý của hệ thống
- Khảo sát tính ổn định của hệ thống.
- Khảo sát chất lượng của hệ theo các chỉ tiêu đề ra.
- Mô phỏng hệ thống trên máy tính
- Thực hiện mô hình mẫu và kiểm tra bằng thực nghiệm
- Tinh chỉnh để tối ưu hóa chỉ tiêu chất lượng
- Xây dựng hệ thống thiết kế.

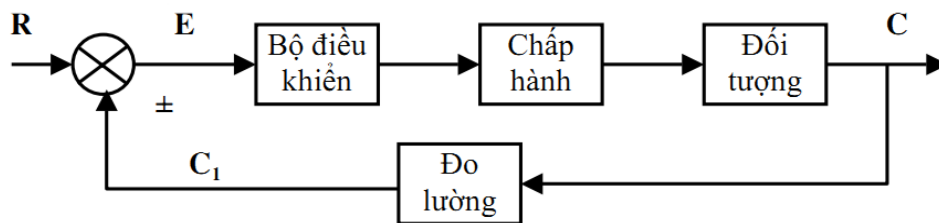
1.5. MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN

Mỗi hệ thống có thể chia làm nhiều phần và sẽ thuận tiện hơn nếu mỗi phần sẽ được biểu diễn bằng 1 hàm toán học gọi là hàm truyền đạt



Hình 1.5. Sơ đồ phân chia hệ một hệ thống điều khiển thành các hệ thống

1.5.1. Các khâu cơ bản

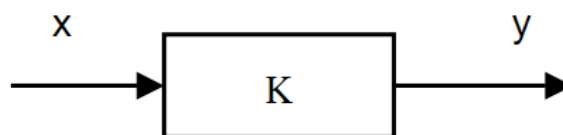


Hình 1.6. Sơ đồ một hệ thống điều khiển tổng quát

Đa phần các mạch phản hồi của hệ thống điều khiển là mạch phản hồi âm.

Khi chúng ta tiến hành phân tích hệ thống tốt hay xấu hay thiết kế bộ điều khiển cho hệ thống đều phải xuất phát từ mô hình toán học của hệ thống hay nói cách khác ta phải tìm được quan hệ giữa đầu vào và đầu ra của hệ thống.

* *Khâu khuếch đại*



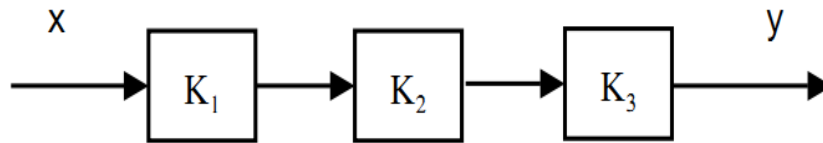
Hình 1.7. Sơ đồ khâu khuếch đại tĩnh

- Khâu khuếch đại là tín hiệu đầu ra là khuếch đại của tín hiệu đầu vào:

$$y = K.x$$

trong đó K là hệ số khuếch đại

- Cũng có hệ thống có khuếch đại nhiều tầng



Hình 1.8. Sơ đồ khâu khuếch đại tầng

* Khâu tích phân

$$y(t) = \frac{1}{T_i} \int_{t_0}^t x(\tau) d\tau$$

Với T_i là thời gian tích phân

* Khâu vi phân

$$y = T_D \frac{dx}{dt}$$

T_D là hằng số thời gian vi phân

* Khâu bậc nhất

$$T \frac{dy}{dt} + y = K x$$

Trong đó: K là hệ số truyền của khâu

T là hằng số thời gian của khâu

Phản ứng của hệ thống tốt hay xấu phụ thuộc vào hệ số K, nhanh hay chậm phụ thuộc vào T.

* Khâu bậc hai

$$T^2 \frac{d^2y}{dt^2} + 2\xi T \frac{dy}{dt} + y(t) = K x(t)$$

Trong đó: K là hệ số khuếch đại

T là hằng số thời gian

ξ độ suy giảm tín hiệu

*** Khâu bậc n**

$$a_0 \frac{d^n y}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{d y}{dt} + a_n y(t) = b_0 \frac{d^m x}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_{m-1} \frac{d x}{dt} + b_m x(t)$$

thông thường $n \geq m$

1.5.2. Mô hình toán học trong miền tần số

*** Khái niệm về phép biến đổi Laplace**

Khi sử dụng các phép biến đổi tín hiệu hệ thống từ miền thời gian sang miền khác để thuận tiện trong việc xử lý tín hiệu. Như trong hệ thống liên tục người ta hay sử dụng phép biến đổi Laplace để biến đổi từ miền thời gian sang miền tần số phức. Các phương trình vi tích phân sẽ chuyển đổi thành các phương trình đại số thông thường.

Trong các hệ thống rời rạc người ta hay sử dụng phép biến đổi Z để chuyển tín hiệu từ miền thời gian sang miền tần số phức. Trong thực tế người ta còn sử dụng các phép biến đổi khác để xử lý tín hiệu như giải tương quan, mã hoá có hiệu quả, chống nhiễu,

Thực hiện các phép biến đổi có công cụ toán học như máy tính số, công cụ phổ biến và hiệu quả là phần mềm Matlab hay thực hiện biến đổi bằng tay.

+ *Biến đổi Laplace thuận*: Gọi $F(s)$ là biến đổi Laplace của hàm $f(t)$, khi đó ta có:

$$F(s) = \mathcal{L}[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt$$

trong đó:

- $s = \sigma + j\omega$
- e^{-st} là hạt nhân của phép biến đổi.

- $F(s)$ là hàm phức.
- $f(t)$ là hàm biểu diễn trên miền thời gian xác định trên R .

Để thực hiện được biến đổi Laplace hàm $f(t)$ phải là hàm thực và thoả mãn một số điều kiện sau:

1. $f(t) = 0$ khi $t < 0$
2. $f(t)$ liên tục khi $t \geq 0$, trong khoảng hữu hạn bất kỳ cho trước chỉ có hữu hạn các điểm cực trị.
3. Hàm $f(t)$ gọi là hàm bậc số mũ khi $t \rightarrow \infty$ nếu tồn tại một số thực $\alpha \geq 0$ và $M > 0$ thì $|f(t)| \leq Me^{\alpha t}$, $\forall t > 0$; α được gọi là chỉ số tăng của hàm $f(t)$. Khi đó hàm $f(t)$ là hàm bậc số mũ nếu hàm $f(t)$ tăng không nhanh hơn hàm e^t .
4. Nếu $f(t)$ là hàm gốc có chỉ số tăng α thì tích phân $I = \int_0^{+\infty} e^{-st} f(t) dt$ sẽ

hội tụ trong miền $\text{Re}(s) = \sigma > \alpha$. Khi đó $I = \int_0^{+\infty} e^{-st} f(t) dt = F(s)$ sẽ là một hàm phức.

+ *Biến đổi Laplace ngược*: Biến đổi Laplace ngược là xác định tín hiệu $f(t)$ từ ảnh Laplace $F(s)$ của nó.

Gọi $f(t)$ là gốc của ảnh $F(s)$ Khi đó ta có:

$$L^{-1}[F(s)] = f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} ds$$

* *Hàm số truyền của hệ thống ĐKTD*

Nhằm đơn giản hoá các phương pháp phân tích và tổng hợp hệ thống tự động người ta thường chuyển phương trình động học của hệ ở dạng phương trình vi phân viết với các nguyên hàm $x(t)$, $y(t)$ thành phương trình viết dưới dạng các hàm số $X(s)$, $Y(s)$ thông qua phép biến đổi Laplace.

Hàm số truyền (H S T) của hệ thống (hay của một phần tử) tự động là tỷ số hàm ảnh của lượng ra với hàm ảnh của lượng vào của nó (qua phép biến đổi Laplace) với giả thiết tất cả các điều kiện đầu đều bằng không.

$$W(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$$

Trong đó:

$W(s)$ là hàm số truyền của hệ thống

$Y(s)$ là hàm ảnh của lượng ra

$X(s)$ là hàm ảnh của lượng vào

1.5.3. Mô hình toán học trong miền thời gian

** Khái niệm trạng thái*

Khái niệm trạng thái có trong cơ sở của cách tiếp cận hiện đại trong mô tả động học của các hệ thống đã được Turing lần đầu tiên đưa ra năm 1936. Sau đó khái niệm này được các nhà khoa học ở Nga và Mỹ ứng dụng rộng rãi để giải các bài toán điều khiển tự động.

Trạng thái của hệ thống được đặc trưng như là lượng thông tin tối thiểu về hệ, cần thiết để xác định hành vi của hệ trong tương lai khi biết tác động vào. Nói một cách khác, trạng thái của hệ được xác định bởi tổ hợp các tọa độ mở rộng đặc trưng cho hệ. Trạng thái của một hệ thống là tập hợp nhỏ nhất các biến (gọi là biến trạng thái) mà nếu biết giá trị của các biến này tại thời điểm t_0 và biết các tín hiệu vào thời điểm $t > t_0$ ta hoàn toàn có thể xác định được đáp ứng của hệ thống tại mọi thời điểm $t > t_0$. Hệ thống bậc n có n biến trạng thái. Các biến trạng thái có thể chọn là biến vật lý hoặc không phải là biến vật lý. Theo quan điểm phân tích và tổng hợp hệ thống thường, người ta chia các biến đặc trưng hệ thống hay có quan hệ nhất định với nó và các nhóm như sau:

- Các biến vào hay các tác động vào u_i được tạo ra bởi các hệ thống

nằm ngoài các hệ được xét.

- Các biến ra y_i đặc trưng cho đáp ứng của hệ theo các biến vào đã định.
- Các biến trung gian x_i đặc trưng trạng thái bên trong của hệ.

*** Khái niệm véc tơ trạng thái**

n biến trạng thái hợp thành véc tơ cột

$$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$$

gọi là véc tơ trạng thái.

- Không gian trạng thái: không gian n chiều là không gian hợp bởi các trục của các biến trạng thái. Để thuận lợi trong thao tác với các đại lượng nhiều chiều, tổ hợp các biến vào có thể trình bày dưới dạng véc tơ các tác động vào:

$$u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_n]^T$$

Tổ hợp các biến ra trình bày dưới dạng véc tơ ra:

$$y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_n]^T$$

Các tổ hợp các tọa độ trung gian, đặc trưng nội dung bên trong của hệ được viết dạng véc tơ trạng thái của hệ .

$$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$$

Theo định nghĩa trạng thái của hệ tại thời điểm bất kỳ $t > t_0$, trạng thái của hệ là một hàm của trạng thái ban đầu $x(t_0)$ và véc tơ vào $r(t_0, t)$, tức là:

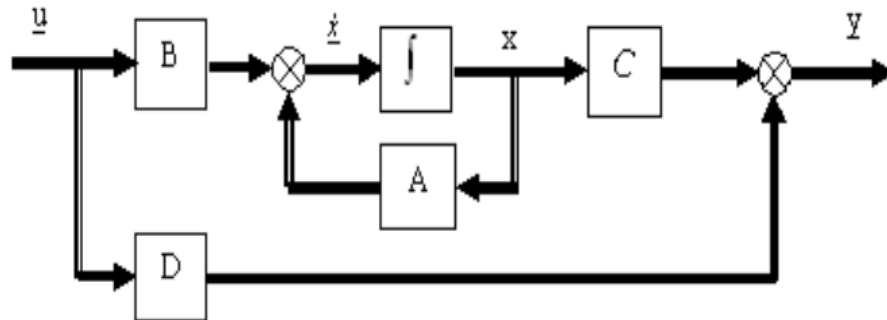
$$x(t) = F[x(t_0), u(t_0, t)]$$

Véc tơ ra tại thời điểm t có quan hệ đơn trị với $x(t_0)$ và $u(t_0, t)$

$$y(t) = \Psi[x(t_0), u(t_0, t)]$$

Nếu hệ thống được mô tả bởi các phương trình vi phân tuyến tính, thì phương trình trạng thái của hệ được viết dưới dạng sau: (Bằng cách sử dụng các biến trạng thái, ta có thể chuyển phương trình vi phân bậc n mô tả hệ thống thành hệ gồm n phương trình vi phân bậc nhất)

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t).x(t) + B(t).u(t) \\ y(t) = C(t).x(t) + D(t)u(t) \end{cases}$$



Hình 1.9. Sơ đồ khối biểu diễn hệ thống điều khiển trong không gian trạng thái

Trong đó :

$\underline{x}(n \times 1)$ véctơ các biến trạng thái

$\underline{u}(m \times 1)$ véctơ các biến đầu vào

$\underline{y}(r \times 1)$ véctơ các biến đầu ra

$A(t)$ - Ma trận hệ thống

$B(t)$ - Ma trận điều khiển hay ma trận đầu vào

$C(t)$ - Ma trận ra

$D(t)$ - Ma trận vòng

Các ma trận có các phần tử phụ thuộc vào biến t , lần lượt có kích thước

là: $A(n \times n)$, $B(n \times m)$, $C(r \times n)$, $D(r \times m)$

* **Hệ tuyến tính hệ số hằng**

Hệ thống có mô hình trạng thái là:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= A\underline{x} + B\underline{u} \\ \underline{y} &= C\underline{x} + D\underline{u} \end{aligned}$$

Trong đó các ma trận A , B , C và D là các ma trận hằng số. A được gọi

là ma trận hệ thống. Nếu s làm cho phương trình $\det(sI - A) = 0$ thì s được gọi là giá trị riêng của ma trận A (đây chính là điểm cực của hệ thống). I là ma trận đơn vị, s là một số phức, $\det$ là kí hiệu của phép tính định thức ma trận.

1.5.4. Sự ổn định của hệ thống

Ổn định của hệ thống là khả năng của hệ thống tự trở lại trạng thái xác lập sau khi các tác động phá vỡ trạng thái xác lập đã có mất đi. Thực chất khi nói tới ổn định là nói tới một đại lượng được điều khiển nào đó ổn định. Một hệ thống ĐKTD là một hệ thống động học, thường được mô tả bằng phương trình vi phân bậc cao:

$$a_0 \frac{d^n y}{dt^n} + \dots + a_{n-1} \frac{dy}{dt} + a_n y(t) = b_0 \frac{d^m x}{dt^m} + \dots + b_{m-1} \frac{dx}{dt} + b_m x(t) \quad (*)$$

Nghiệm của phương trình vi phân này gồm hai thành phần :

$$y(t) = y_{qd}(t) + y_0(t)$$

$y_{qd}(t)$: là nghiệm tổng quát của (*) khi vế phải bằng 0, đặc trưng cho quá trình quá độ.

$y_0(t)$: là nghiệm riêng của (*) khi có vế phải, nó đặc trưng cho quá trình xác lập.

Quá trình xác lập là quá trình ổn định, vì vậy chỉ cần xét quá trình quá độ. Nếu quá trình quá độ theo thời gian bị triệt tiêu thì hệ ổn định, nếu không triệt tiêu thì hệ không ổn định. Mà nghiệm quá độ được biểu diễn bằng biểu thức tổng quát sau:

$$y_{qd} = \sum_{i=1}^n C_i e^{s_i t}$$

Trong đó s_i là nghiệm của phương trình đặc trưng:

$$a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n = 0$$

Từ những nhận xét trên ta có thể kết luận như sau: Một hệ thống được gọi là ổn định nếu quá trình quá độ tắt dần theo thời gian. Hệ thống không ổn định nếu quá trình quá độ tăng dần theo thời gian. Hệ thống ở biên giới ổn định nếu quá trình quá độ không đổi hoặc dao động không tắt dần.

Biểu diễn bằng biểu thức toán học định nghĩa trên ta có hệ thống ổn định khi:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_{qd}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^n C_i e^{s_i t} = 0$$

và hệ không ổn định khi:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_{qd}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^n C_i e^{s_i t} = \infty$$

Hệ thống được xét là hệ dừng, nghĩa là các hệ số a_i không biến đổi theo thời gian.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \sum C_i e^{s_i t} = \lim_{t \rightarrow \infty} \sum C_i e^{\alpha_i t} = 0$$

Nếu $\alpha_i < 0$ hệ ổn định, nếu $\alpha_i = 0$ hệ ở biên giới ổn định, nếu $\alpha_i > 0$ hệ không ổn định.

Khi s_i là cặp nghiệm phức liên hợp $s_i = \alpha_i \pm j\beta_i$

$$C_i e^{(\alpha_i + j\beta_i)t} + C_{i+1} e^{(\alpha_i - j\beta_i)t} = 2Ae^{\alpha_i t} \cos(\beta_i t + \varphi)$$

Nếu $\alpha_i < 0$ hệ ổn định, nếu $\alpha_i = 0$ hệ ở biên giới ổn định, nếu $\alpha_i > 0$ hệ không ổn định.

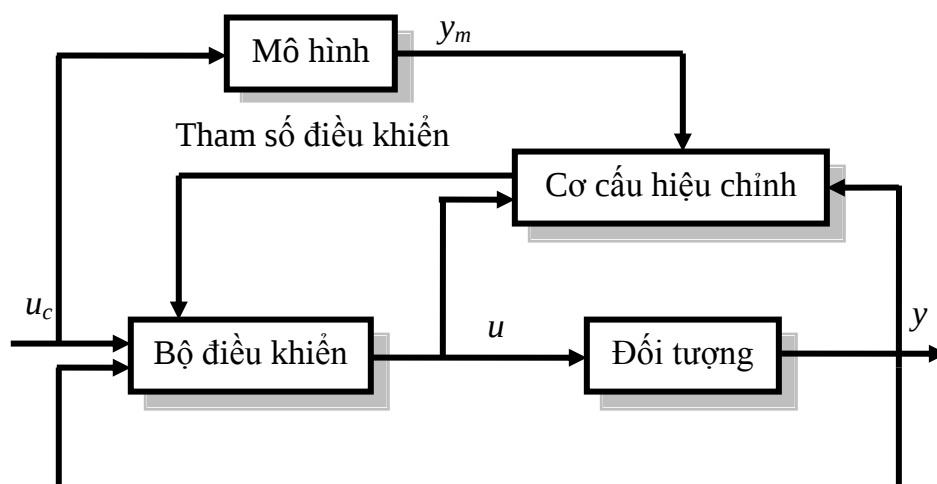
Chương 2

HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI

2.1. HỆ THÍCH NGHI MÔ HÌNH THAM CHIẾU – MRAS

2.1.1. Sơ đồ chức năng

Hệ thống thích nghi sử dụng mô hình chuẩn là một trong những phương pháp chính của điều khiển thích nghi. Nguyên lý cơ bản được trình bày ở hình 2.1.



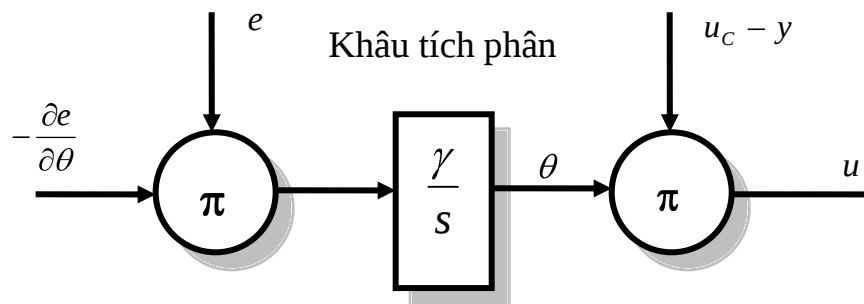
Hình 2.1. Sơ đồ khối của một hệ thống thích nghi mô hình tham chiếu

Mô hình chuẩn sẽ cho đáp ứng ngõ ra mong muốn đối với tín hiệu đặt (yêu cầu). Hệ thống có một vòng hồi tiếp thông thường bao gồm đối tượng và bộ điều khiển. Sai số e là sai lệch giữa ngõ ra của hệ thống và của mô hình chuẩn $e = y - y_m$. Bộ điều khiển có thông số thay đổi dựa vào sai số này. Hệ thống có hai vòng hồi tiếp: hồi tiếp trong là vòng hồi tiếp thông thường và vòng hồi tiếp bên ngoài hiệu chỉnh tham số cho vòng hồi tiếp bên trong. Vòng hồi tiếp bên trong được giả sử là nhanh hơn vòng hồi tiếp bên ngoài.

Hình 2.1 là mô hình MRAS đầu tiên được đề nghị bởi Whitaker vào năm 1958 với hai ý tưởng mới được đưa ra: Trước hết sự thực hiện của hệ

thống được xác định bởi một mô hình, thứ hai là sai số của bộ điều khiển được chỉnh bởi sai số giữa mô hình chuẩn và hệ thống. Mô hình chuẩn sử dụng trong hệ thích nghi bắt nguồn từ hệ liên tục sau đó được mở rộng sang hệ rời rạc có nhiễu ngẫu nhiên.

2.1.2. Luật MIT



Hình 2.2 Mô hình sai số

Hệ thống thích nghi mô hình tham chiếu đầu tiên được đưa ra để giải quyết vấn đề: các đặc điểm của một mô hình tham chiếu yêu cầu ngõ ra là quá trình lý tưởng cần có đáp ứng đối với tín hiệu điều khiển như thế nào. Trong trường hợp này, mô hình tham chiếu mang tính song song hơn là nối tiếp, giống như cho SOAS (Self Oscillating Adaptive Systems). Bộ điều khiển có thể được xem như bao gồm hai vòng: một vòng phía trong gọi là vòng hồi tiếp thông thường có quá trình và bộ điều khiển. Các thông số của bộ điều khiển được chỉnh định bởi vòng ngoài sao cho sai số e giữa ngõ ra y và ngõ ra mô hình y_m là nhỏ nhất. Vì vậy vòng ngoài còn được gọi là vòng chỉnh định. Vấn đề là xác định cơ cấu chỉnh định cho hệ thống ổn định, nghĩa là sai số bằng không. Điều này không thể thực hiện được. Cơ cấu chỉnh định với thông số sau được gọi là luật MIT, được sử dụng cho hệ MRAS đầu tiên:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

Trong phương trình này e là sai số của mô hình $e = y - y_m$. Các thành phần của vector $\partial e / \partial \theta$ là đạo hàm độ nhạy của sai số đối với các thông số

chỉnh định θ . Thông số γ xác định tốc độ thích nghi. Luật MIT có thể được giải thích như sau. Giả sử rằng các thông số θ thay đổi chậm hơn nhiều so với các biến khác của hệ thống. Để bình phương sai số là bé nhất, cần thay đổi các thông số theo hướng gradient âm của bình phương sai số e^2 . Giả sử muốn thay đổi thông số của bộ điều khiển sao cho sai số giữa ngõ ra của đối tượng và của mô hình chuẩn tiến tới zero. Đặt e là sai số và θ là thông số hiệu chỉnh. Chỉ tiêu chất lượng:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (2.1)$$

để làm cho $J(\theta)$ đạt min thì cần phải thay đổi các thông số theo hướng âm của gradient J , có nghĩa là:

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (2.2)$$

Giả sử rằng các thông số cần thay đổi θ thay đổi chậm hơn nhiều so với các biến khác của hệ thống. Vì vậy đạo hàm $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ được tính với giả thiết θ là hằng số. Biểu thức đạo hàm $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ gọi là hàm độ nhạy của hệ thống. Luật điều chỉnh theo phương trình (2.2) với $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ là độ nhạy thì có liên hệ giống như luật MIT. Cách chọn hàm tổn thất theo phương trình (2.1) có thể là tùy ý. Nếu chọn

$$J(\theta) = |e| \quad (2.3)$$

Khi đó luật hiệu chỉnh sẽ là :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial e}{\partial \theta} \text{sign}(e) \quad (2.4)$$

Hoặc

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \text{sign}\left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right) \text{sign}(e)$$

Đây gọi là giải thuật dấu - dấu. Hệ rời rạc sử dụng giải thuật này được ứng dụng trong viễn thông nơi đòi hỏi tính toán nhanh và thực hiện đơn giản. Phương trình (2.2) còn được áp dụng trong trường hợp có nhiều thông số hiệu chỉnh, khi đó θ trở thành một vector và $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ là gradient của sai số đối với các thông số tương ứng.

2.1.3. Nội dung, phương pháp thiết kế MRAS

Có ba phương pháp cơ bản để phân tích và thiết kế hệ MRAS:

- Phương pháp tiếp cận Gradient
- Hàm Lyapunov
- Lý thuyết bị động

Phương pháp gradient được dùng bởi Whitaker đầu tiên cho hệ MRAS. Phương pháp này dựa vào giả sử tham số của bộ hiệu chỉnh thay đổi chậm hơn các biến khác của hệ thống. Giả sử này thừa nhận có sự ổn định giả cần thiết cho việc tính toán độ nhảy và cho cơ cấu hiệu chỉnh thích nghi. Phương pháp tiếp cận gradient không cho kết quả cần thiết cho hệ thống kín ổn định. Bộ quan sát được đưa ra để áp dụng lý thuyết ổn định Lyapunov và lý thuyết bị động được dùng để bổ sung cho cơ cấu thích nghi.

Đối với hệ thống có tham số điều chỉnh được như trong hình 2.1, phương pháp thích nghi sử dụng mô hình chuẩn cho một cách hiệu chỉnh tham số tổng quát để có được hàm truyền hệ thống vòng kín gần với mô hình. Đây gọi là vấn đề mô hình kèm theo. Một câu hỏi đặt ra là làm cho sai lệch nhỏ như thế nào?. Điều này phụ thuộc bởi mô hình, hệ thống và tín hiệu đặt. Nếu có thể làm cho sai số bằng 0 đối với mọi tín hiệu yêu cầu thì gọi là mô hình kèm theo hoàn hảo.

*** Mô hình kèm theo**

Vấn đề mô hình kèm theo có thể được giải quyết bằng thiết kế phân số

cực. Mô hình kèm theo là cách đơn giản để thiết lập hay giải một vấn đề điều khiển tự động. Mô hình sử dụng có thể là tuyến tính hay phi tuyến. Các tham số trong hệ thống được hiệu chỉnh để có được y càng gần với y_m càng tốt đối với một tập các tín hiệu vào. Phương pháp thích nghi là một công cụ thiết kế hệ MRAS, vấn đề này được trình bày trong phần 2.1.4. Mặc dù mô hình kèm theo hoàn hảo chỉ có thể đạt được trong điều kiện lý tưởng nhưng phân tích trường hợp này sẽ cho hiểu biết sâu sắc vào vấn đề thiết kế.

Xét hệ 1 đầu vào, 1 đầu ra có thể là liên tục hay rời rạc có phương trình:

$$y(t) = \frac{B}{A}u(t) \quad (2.5)$$

với u là tín hiệu điều khiển, y là ngõ ra. Kí hiệu A, B là những đa thức theo biến S hay Z . Giả sử bậc của $A \geq$ bậc của B nghĩa là hệ thống là hợp thức (đối với hệ liên tục) và nhân quả đối với hệ rời rạc. Giả sử hệ số bậc cao nhất của A là 1. Tìm bộ điều khiển sao cho quan hệ giữa tín hiệu đặt u_c và tín hiệu ra mong muốn y_m được cho bởi:

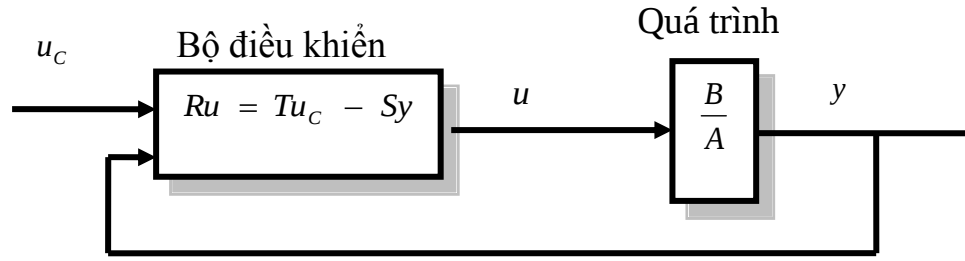
$$y_m = \frac{B_m}{A_m}u_c(t) \quad (2.6)$$

với A_m, B_m cũng là những đa thức theo biến S hoặc Z .

Luật điều khiển tổng quát được cho bởi:

$$Ru = Tu_c - Sy \quad (2.7)$$

với R, S, T là các đa thức. Luật điều khiển này được xem như vừa có thành phần hồi tiếp âm với hàm truyền $-S/R$ và thành phần nuôi tiến với hàm truyền T/R . Xem hình 2.3



Hình 2.3 Hệ vòng kín với bộ điều khiển tuyến tính tổng quát

Khử u ở 2 phương trình (2.5) và (2.7) được phương trình sau cho hệ thống vòng kín :

$$(AR + BS)y = BTu_c \quad (2.8)$$

Để đạt được đáp ứng vòng kín mong muốn, thì $AR + BS$ phải chia hết cho A_m , các điểm không của đối tượng (khi cho $B = 0$) sẽ là điểm không của hệ kín nếu không bị khử bởi cực vòng kín. Bởi vì các điểm không không ổn định, không thể bị khử nên có thể phân tích thành $B = B^+B^-$, trong đó B^+ chứa những thành phần có thể khử đi, B^- là thành phần còn lại. Theo phương trình (2.8) $AR + BS$ là đa thức đặc trưng của hệ thống được phân tích thành ba thành phần: khử điểm không của đối tượng: B^+ ; cực mong muốn của mô hình được cho bởi A_m ; các cực của bộ quan sát A_0 . Vì thế:

$$AR + BS = B^+A_0A_m \quad (2.9)$$

gọi là phương trình Diophantine (hay là phương trình nhận dạng Benzout). Vì B^+ có thể khử nên:

$$R = B^+R_1$$

Chia phương trình (2.9) cho B^+ sẽ được:

$$A.R_1 + B^-.S = A_0A_m \quad (2.10)$$

Vì yêu cầu là phải giống đáp ứng mong muốn nên tử số (2.8) phải chia hết cho B_m , nếu không thì sẽ không có lời giải cho bài toán thiết kế. Vì vậy:

$$B_m = B^-.B'_m \quad (2.11)$$

$$T = A_0 B_m'$$

Điều kiện để đảm bảo tồn tại lời giải là :

$$\text{bậc}(A_0) \geq 2 \text{ bậc}(A) - \text{bậc}(A_m) - \text{bậc}(B^+) - 1$$

$$\text{bậc}(A_m) - \text{bậc}(B_m) \geq \text{bậc}(A) - \text{bậc}(B)$$

Giả sử tất cả các điểm không đều bị khử, khi đó có thể viết (2.10) lại như sau:

$$A_0 A_m = AR_I + b_0 S$$

Nhân 2 vế cho y và dùng thêm phương trình (1.5) ta được:

$$\begin{aligned} A_0 A_m y &= BR_I u + b_0 S y \\ &= b_0 (Ru + Sy) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Các thông số ở vế trái đã biết, vế phải chưa biết. Đa thức T có được trực tiếp từ phương trình (2.11). Các tham số mô hình của phương trình (2.12) bây giờ có thể được dùng để ước lượng các tham số chưa biết của bộ điều khiển. Điều này dẫn đến hệ MRAS trực tiếp.

*** Hệ tuyến tính tổng quát**

Hệ SISO được mô tả bởi phương trình sau:

$$Ay = Bu$$

Với đặc tính hệ thống mong muốn đạt được là:

$$A_m y_m = B_m u_c$$

Bộ điều khiển:

$$Ru = Tu_c - Sy \quad (**)$$

Hệ vòng kín được mô tả:

$$y = \frac{BT}{AR + BS} u_c$$

Thay y vào (**) ta tính được:

$$u = \frac{AT}{AR + BS} u_c$$

Sai số là:

$$e = y - y_m$$

Bây giờ cần phải xác định các đạo hàm riêng của sai số đối với từng tham số hiệu chỉnh để tìm luật chỉnh định thông số các hàm độ nhạy.

Đặt r_i , s_i , t_i là các hệ số của đa thức R, S, T. Các hàm độ nhạy được cho bởi:

$$e = \frac{BT}{AR + BS} u_C - \frac{B_m u_C}{A_m}$$

$$\rightarrow \frac{\partial e}{\partial r_i} = -\frac{BTAp^{k-i}}{(AR + BS)^2} u_C = -\frac{Bp^{k-i}}{AR + BS} u \quad i = 1, \dots, k$$

$$\frac{\partial e}{\partial s_i} = -\frac{BTAp^{l-i}}{(AR + BS)^2} u_C = -\frac{Bp^{l-i}}{AR + BS} y \quad i = 0, \dots, l$$

$$\frac{\partial e}{\partial t_i} = \frac{Bp^{m-i}}{AR + BS} u_C \quad i = 0, \dots, m$$

Trong đó $k = \text{bậc}(R)$, $l = \text{bậc}(S)$, $m = \text{bậc}(T)$.

Về phải các phương trình trên còn chứa A, B là các thông số chưa biết nên không tính được các hàm độ nhạy. Một cách xấp xỉ để có được luật cập nhật có thực tế là:

$$AR + BS \approx A_0 A_m B^+$$

Suy ra các hàm độ nhạy:

$$\frac{\partial e}{\partial r_i} \approx -\frac{B^- p^{k-i}}{A_0 A_m} u$$

Tương tự cho s_i và t_i

Tuy nhiên về phải vẫn còn B^- là chưa biết. Nếu tất cả các zero đều được khử, khi đó ta có $B^- = b_0$. Nếu dấu của b_0 biết được thì có thể thực hiện được luật cập nhật thông số. Thành phần b_0 có thể được bao gồm trong cả γ . Nên có thể suy ra luật cập nhật hiệu chỉnh các thông số như sau:

$$\frac{dr_i}{dt} = \gamma e \frac{p^{k-i}}{A_0 A_m} u \quad i = l, \dots, k = \text{bậc}(R)$$

$$\frac{ds_i}{dt} = \gamma e \frac{p^{l-i}}{A_0 A_m} y \quad i = 0, \dots, l = \text{bậc}(S)$$

$$\frac{dt_i}{dt} = -\gamma e \frac{p^{m-i}}{A_0 A_m} u_c \quad i = 0, \dots, m = \text{bậc}(T)$$

Nhận xét:

- Cần phải xây dựng 3 trạng thái của bộ lọc $\frac{1}{A_0 A_m}$ cho luật hiệu chỉnh trên.
- Sự thay đổi các tham số này tỉ lệ với tích sai số e và tín hiệu bộ lọc $\frac{1}{A_0 A_m}$
- Để có được luật điều chỉnh các tham số trên cần phải giả sử các điểm không là ổn định và dấu của b_0 phải được biết.
- Có thể tránh được giả sử này bằng cách sử dụng các thuật toán phức tạp hơn như ước lượng trạng thái ...

*** Tiêu chuẩn cực tiểu hoá**

- Luật MIT có thể được sử dụng cho các hàm tổn thất khác.
- Luật hiệu chỉnh các tham số có thể đạt được bằng cách tính gradient hàm tổn thất đối với các tham số và sự thay đổi các tham số phải ngược dấu với gradient.
- Phương pháp này cần biết các tham số của mô hình đối tượng để tính toán độ nhảy. Tuy nhiên điều này là không có thực và do đó có thể sử dụng phương pháp xấp xỉ hay bằng các bộ ước lượng thông số.

*** Sai số và sự hội tụ tham số**

Hệ thống thích nghi sử dụng mô hình chuẩn dựa vào ý tưởng là làm cho sai số $e = y - y_m$ tiến tới zero. Điều này không có nghĩa là các tham số điều khiển tiến tới giá trị đúng của nó (ví dụ như trường hợp tín hiệu bằng 0).

*** Ổn định của vòng điều khiển thích nghi**

Độ thay đổi của tham số điều chỉnh phụ thuộc vào biên độ của tín hiệu điều khiển có thể dẫn đến không ổn định.

*** Luật hiệu chỉnh bổ sung**

Luật MIT là phương pháp gradient cơ bản. Độ giảm có được bằng luật MIT được quyết định bởi tham số γ , số này là do người dùng chọn. Có thể đạt được phương pháp gradient bổ sung mà tỉ lệ hiệu chỉnh không phụ thuộc vào biên độ của tín hiệu (đặt) yêu cầu. Một khả năng là làm chuẩn hoá và thay thế luật MIT bởi:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{e \frac{\partial e}{\partial \theta}}{\alpha + \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)^T \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)}$$

Tham số $\alpha > 0$ được đưa vào để tránh trường hợp chia cho 0.

Có thể nhận thấy rằng tỉ lệ hiệu chỉnh tham số phụ thuộc vào biên độ của tín hiệu yêu cầu một lượng nhỏ bởi vì do nhiễu đo lường.

2.1.4. Thiết kế MRAS dùng lý thuyết ổn định của Lyapunov

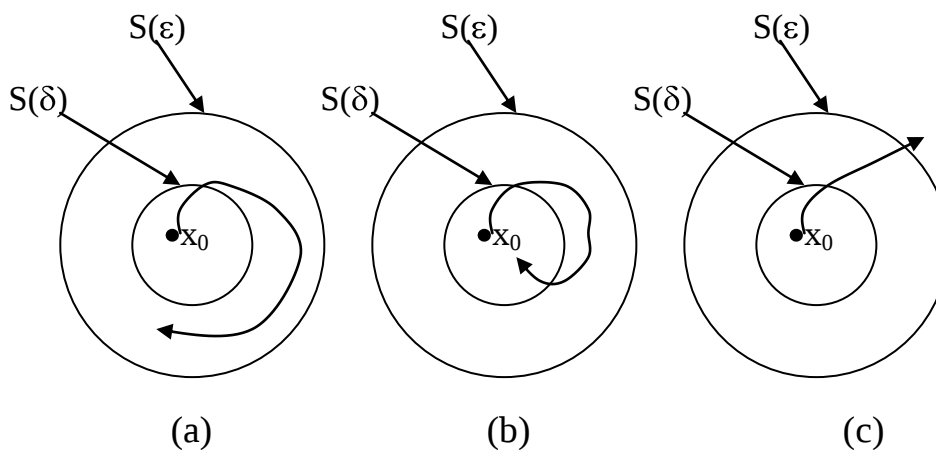
Với luật hiệu chỉnh tham số có được từ phương pháp Gradient được trình bày trong phần 2.1.3 lấy gần đúng để có được luật hiệu chỉnh tham số dựa vào kinh nghiệm. Một khả năng khác để có được vòng ngoài của hệ thống thích nghi sử dụng mô hình chuẩn là tìm ra luật hiệu chỉnh mà đảm bảo sai số tiến về 0. Những nghiên cứu cho luật hiệu chỉnh như vậy đã được thực hiện trong một khoảng thời gian dài. Ý tưởng cơ bản để thiết kế luật hiệu chỉnh dựa vào lý thuyết ổn định được trình bày trong mục này và được thể hiện theo lịch sử phát triển.

2.1.4.1. Phương pháp thứ hai của Lyapunov

Minh họa bằng đồ thị phương pháp Lyapunov hình 2.4 (a), (b) và (c) biểu diễn các trạng thái cân bằng và những đường cong tiêu biểu tương ứng đối với hệ thống ổn định, ổn định tiệm cận và không ổn định. Trong hình 2.4

(a), (b) hoặc (c), vùng $S(\delta)$ giới hạn cho trạng thái ban đầu x_0 , và vùng $S(\epsilon)$ tương ứng với giới hạn cho quỹ đạo xuất phát tại x_0 . Chú ý rằng những định nghĩa đã được đề cập trước đây không chỉ ra chính xác vùng của điều kiện cho phép ban đầu. Vì vậy các định nghĩa áp dụng cho vùng lân cận của trạng thái cân bằng (là trạng thái tại đó mọi đạo hàm đều triệt tiêu), trừ khi $S(\epsilon)$ tương ứng với trạng thái ban đầu của đối tượng. Trong hình 2.4 (c), đường cong rời vùng $S(\epsilon)$ và dẫn đến trạng thái cân bằng không ổn định. Tuy nhiên, chúng ta không thể nói rằng đường cong sẽ đi đến vô tận bởi vì nó có thể đến gần một vòng tròn giới hạn phía ngoài vùng $S(\epsilon)$.

Sự hiểu biết về các định nghĩa đã nói ở trên là yêu cầu tối thiểu để hiểu việc phân tích ổn định của các hệ thống tuyến tính và phi tuyến có mặt trong phần này. Chú ý rằng những định nghĩa này không chỉ hạn chế ở các khái niệm về sự ổn định của một trạng thái cân bằng. Thực ra, những cách định nghĩa khác cũng được sử dụng. Chẳng hạn, trong các lý thuyết điều khiển thông thường hoặc kinh điển, chỉ có các hệ thống ổn định tiệm cận mới được gọi là hệ thống ổn định, còn các hệ thống khác ổn định theo Lyapunov, nhưng không ổn định tiệm cận, được gọi là không ổn định.



Hình 2.4 (a) Trạng thái cân bằng ổn định

(b) Trạng thái cân bằng tiệm cận

(c) Trạng thái cân bằng không ổn định

2.1.4.2. Hệ thống MRAS rời rạc

Hệ MRAS đã được thực hiện cho hệ liên tục không có nhiễu, nhưng có thể thực hiện được MRAS cho hệ rời rạc. Thuật giải ở trên có thể được dùng cho trường hợp hệ rời rạc. Bộ ước lượng có thể dựa vào chuẩn bình phương tối thiểu.

2.1.4.3. MRAS cho hệ thống chỉ biết được từng phần

Trong phần trước ta đã giả sử tất cả mô hình của đối tượng là chưa biết. Trong một số trường hợp đặc tính động học của hệ thống được biết một phần, còn lại là không biết. Sự biết trước này có thể được kết hợp vào hệ MRAS. Điều này có thể thực hiện tùy thuộc chủ yếu vào tham số và cấu trúc của mô hình đối tượng.

2.1.5. Kết luận

Các ý tưởng cơ bản dựa trên MRAS đã được trình bày trong phần này bao gồm :

- Phương pháp gradient
- Thiết kế theo Lyapunov và siêu ổn định
- Số gia sai số

Trong mọi trường hợp luật cập nhật tham số cho dưới dạng :

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \varphi \varepsilon \quad (2.13)$$

hay dưới dạng chuẩn hoá :

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \frac{\varphi \varepsilon}{\alpha + \varphi^T \varphi} \quad (2.14)$$

Trong phương pháp gradient, vector φ là giá trị âm của gradient sai số theo các tham số. Ước lượng thông số hay xấp xỉ có thể được dùng trong phương pháp gradient. Trong những trường hợp khác φ là vector lùi có được bằng cách lọc ngõ vào, ra và tín hiệu đặt. Số hạng ε là số gia sai số (sai số dự

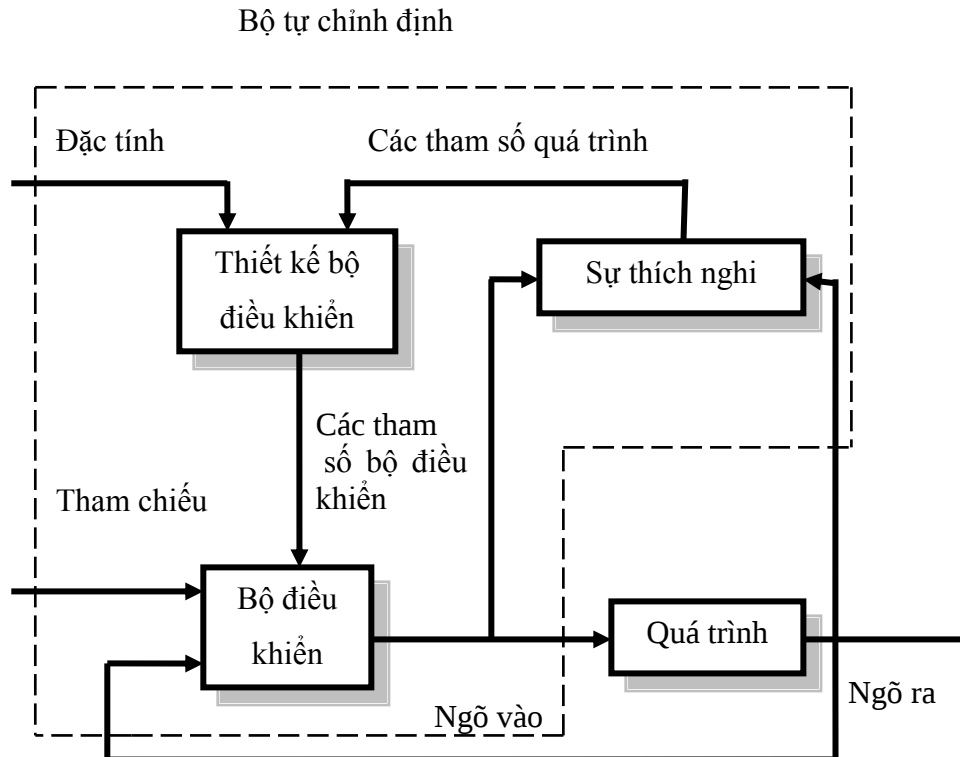
báo của vấn đề ước lượng). Thường dùng số gia sai số tuyến tính theo các thông số.

Phương pháp gradient linh hoạt và đơn giản để áp dụng vào mọi cấu trúc hệ thống. Cách tính toán đòi hỏi phải xác định được hàm độ nhạy bởi vì luật hiệu chỉnh dựa vào việc tính gradient, có thể khẳng định là phương pháp sẽ hội tụ, được cho bởi độ lợi thích nghi γ được chọn là đủ nhỏ. Hơn nữa, giá trị ban đầu của tham số phải chọn để hệ thống vòng kín là ổn định. Phương pháp này sẽ gây không ổn định nếu hệ số độ lợi thích nghi lớn. Vấn đề là khó tìm được giới hạn ổn định trước.

Hệ MRAS tổng quát được đưa ra dựa vào việc thiết kế mô hình kèm theo. Thuật giải này bao gồm những trường hợp đặc biệt của việc thiết kế MRAS đã được trình bày trong các phần trên. Việc ước lượng tham số có thể được thực hiện với nhiều cách khác so với phương trình (2.13) và (2.14).

2.2. BỘ TỰ CHỈNH ĐỊNH - STR

Bộ tự chỉnh định (STR) dựa trên quan điểm phân tích, đánh giá các thông số chưa biết. Ý tưởng cơ bản được minh họa trong hình 2.5. Các thông số chưa biết được đánh giá trực tuyến (on-line) bằng cách dùng phương pháp ước lượng đệ qui. Các thông số ước lượng được xem như là thông số thực, độ không tin cậy của các ước lượng là bỏ qua. Đây gọi là qui tắc tương đồng nhất định (certainty equivalence principle).



Hình 2.5 Mô hình tự chỉnh định

Nhiều phương pháp ước lượng khác nhau có thể được vận dụng như xấp xỉ ước đoán, bình phương tối thiểu ... Khối “thiết kế” trong hình 2.5 tượng trưng cho bài giải trực tuyến các bài toán thiết kế hệ thống với các thông số chưa biết trước. Đây là bài toán thiết kế cơ bản. Biểu hình cho phương pháp này là phương pháp khác biệt cực tiểu, bình phương tuyến tính, đặt cực, *model – following*. Phương pháp thiết kế được lựa chọn phụ thuộc vào đặc tính của hệ thống vòng kín. Mục tiêu của mục này là đưa ra quan điểm cơ bản và tính chất của các bộ tự chỉnh định. Bộ tự chỉnh định ban đầu chỉ áp dụng cho các hệ thống lấy mẫu dữ liệu, nhưng các thuật toán liên tục và hỗn hợp (hybrid) cũng được phát triển.

Ở đây, giả sử hệ thống là SISO:

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + C(q)e(t) \quad (2.15)$$

y : đầu ra

u : đầu vào

$\{e(t)\}$: chuỗi phân bố Gausse

A, B, C : các đa thức theo q (toán tử sai phân tới).

Giả thiết $\text{bậc } A = \text{bậc } B = n$ và $\text{bậc } A - \text{bậc } C = d_0$. Quá trình điều khiển thường được mô tả ở dạng toán tử q^{-1} . Đa thức đặc tính có dạng:

$$A^*(z) = z^n A(z^{-1})$$

$n = \text{bậc } A$. Khi đó mô hình (2.15) được mô tả như sau:

$$A^*(q^{-1})y(t) = B^*(q^{-1})u(t-d_0) + C^*(q^{-1})e(t)$$

Bộ tự chỉnh định dựa trên quan điểm ước lượng các thông số của quá trình. Phương pháp dễ hiểu là ước lượng các thông số của hàm truyền của quá trình và nhiễu (thuật toán thích nghi gián tiếp). Các thông số của bộ chỉnh định sẽ không được cập nhật trực tiếp mà là gián tiếp thông qua ước lượng mô hình của hệ thống. Bộ điều khiển thích nghi loại này dựa trên phương pháp bình phương tối thiểu và điều khiển bám theo (Kalman). Phương pháp này không dựa vào đặc tính vòng kín của hệ thống.

Các thông số của bộ chỉnh định cũng có thể ước lượng trực tiếp gọi là thuật toán thích nghi trực tiếp. Cả 2 phương pháp trực tiếp và gián tiếp đều gọi là điều khiển tự chỉnh định.

2.2.1. Bộ tự chỉnh định gián tiếp

Trong phần này, giả sử mô hình của hệ thống có phương trình (2.15). Cách dễ dàng nhất là tạo bộ tự chỉnh định theo như phần trên để ước lượng các thông số của đa thức A, B, C .

Xét trường hợp xác định ($e(t) = 0$). Nhiều phương pháp đệ qui đã đề cập có thể được sử dụng để ước lượng các thông số của A, B .

$$\theta^T = [b_0 \ b_1 \dots b_m \ a_1 \dots a_n]$$

$$\varphi^T(t-1) = [u(t-d_0) \dots u(t-d_0-m) - y(t-1) \dots - y(t-n)]$$

trong đó $n - m = d_0$. Khi đó bộ ước lượng bình phương cực tiểu được cho bởi:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)\varepsilon(t) \quad (2.16)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - \varphi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1) \quad (2.17)$$

$$K(t) = P(t-1)\varphi(t-1) \left[\varphi^T(t-1)P(t-1)\varphi(t-1) + \lambda \right]^{-1} \quad (2.18)$$

$$P(t) = \left[I - K(t)\varphi^T(t-1) \right] P(t-1) / \lambda \quad (2.19)$$

Trong trường hợp nhiễu là ngẫu nhiên, phương pháp bình phương tối thiểu cho ra các ước lượng sai lệch nếu $C(q) \neq q^n$. Lúc này, chúng ta phải dùng các phương pháp như cực đại đệ quy, bình phương cực tiểu tổng quát.

*** Tính hội tụ**

Nếu tín hiệu đầu vào được kích thích đầy đủ và cấu trúc của mô hình cần ước lượng thích hợp thì các ước lượng sẽ hội tụ đến một giá trị thực nếu hệ thống vòng kín ổn định. Điều kiện hội tụ cho các phương pháp khác nhau là khác nhau.

Trong cả 2 trường hợp nhiễu xác định ($e(t) = 0$) và nhiễu ngẫu nhiên ($e(t) \neq 0$) thì điều kiện hội tụ phụ thuộc tín hiệu đầu vào, quá trình và nhiễu của hệ thống. Tín hiệu điều khiển $u(t)$ được phát đi qua khâu hồi tiếp. Điều này làm phức tạp việc phân tích nhưng nó cần thiết để yêu cầu hệ thống vòng kín phải ổn định.

*** Bài toán thiết kế nền tảng cho những hệ thống biết trước**

Nhiều phương pháp thiết kế được sử dụng trong các bộ tự chỉnh định phụ thuộc vào đặc tính của hệ thống vòng kín. Phương pháp thiết kế thường sử dụng là đặt cực (pole placement).

Xét mô hình của hệ thống có phương trình 2.1 và đáp ứng của hệ thống vòng kín mong muốn là :

$$A_m(q).y(t) = B_m(q).u_c(t) \quad (2.20)$$

Bộ điều khiển là:

$$R(q)u(t) = T(q)u_c(t) - S(q)y(t) \quad (2.21)$$

R_1 và S là giải pháp cho phương trình Diophantine

$$AR_1 + B^-S = A_0A_m \quad (2.22)$$

trong đó

$$B = B^+B^- \quad (2.23)$$

$$B_m = B^-B' \quad (2.24)$$

$$T = A_0B'_m \quad (2.25)$$

$$R = B^+R_1 \quad (2.26)$$

Một vài điều kiện phải thoả mãn để chắc rằng bộ điều khiển là nhân quả. Các phương trình ở trên là cơ bản cho nhiều bài toán thiết kế khác nhau.

*** Một dạng điển hình cho bộ tự chỉnh định gián tiếp**

Bộ tự chỉnh định gián tiếp dựa trên thiết kế đặt cực có thể biểu diễn trong thuật toán sau:

Thuật toán 2.1 - Bộ tự chỉnh định gián tiếp

Dữ liệu: Hàm truyền đáp ứng xung vòng kín mong muốn B_m/A_m và đa thức quan sát mong muốn A_0 được cho trước.

Bước 1: Ước lượng các hệ số của đa thức A, B, C trong phương trình (2.15)

dùng phương pháp bình phương tối thiểu từ các phương trình (2.16) – (2.19)

Bước 2: Thay A, B, C bằng các ước lượng đạt được ở bước 1 và giải phương trình (2.22) để tìm R_1, S . Tính R bằng phương trình (2.26) và T bằng phương trình (2.25).

Bước 3 : Tính tín hiệu điều khiển từ phương trình (2.21)

Lặp lại bước 1, 2, 3 ở mỗi chu kỳ lấy mẫu.

Một số vấn đề cần chú ý với thuật toán này:

+ Bậc của các đa thức ở phương trình (2.15) hoặc giới hạn bậc cao nhất phải biết trước.

+ Thừa số chung của các ước lượng A, B có khả năng giải được phương trình (2.22)

+ Phải đảm bảo hệ thống vòng kín là ổn định.

+ Các tín hiệu nên kích thích liên tục để đảm bảo sự hội tụ của các thông số.

Nhận xét

Thuật toán tự chỉnh định gián tiếp là những ứng dụng đơn giản của ý tưởng tự chỉnh định. Chúng có thể được áp dụng tới nhiều phương pháp thiết kế bộ điều khiển và ước lượng thông số. Có 3 khó khăn chính với phương pháp này. Phân tích tính ổn định là phức tạp bởi vì các thông số chỉnh định phụ thuộc vào các thông số đã ước lượng. Thường thì cần phải giải các phương trình tuyến tính trong các thông số bộ điều khiển. Tiến trình từ các thông số quá trình đến các thông số tự chỉnh có thể có các điểm khác biệt. Điều này xảy ra trong các phương pháp thiết kế dựa vào phương pháp đặt cực, chẳng hạn, nếu mô hình đã ước lượng có chung điểm cực và điểm không. Các cực và điểm không chung cần phải loại bỏ trước khi tiến hành phương pháp đặt cực. Do đó việc phân tích tính ổn định chỉ thực hiện trong một số ít trường hợp. Để đảm bảo các thông số hội tụ đến các giá trị chính xác thì cấu trúc của mô hình phải chính xác và tín hiệu đầu vào phải kích thích liên tục.

2.2.2. Bộ tự chỉnh định trực tiếp

Khối lượng tính toán cho các thuật toán ở phần trước tốn nhiều thời gian và tính ổn định rất khó để phân tích. Nhiều thuật toán khác được đề xuất để việc tính toán thiết kế đơn giản hơn. Ý tưởng là dùng các đặc tính, các cực và zero mong muốn để viết lại mô hình hệ thống sao cho các bước thiết kế là không đáng kể. Điều này dẫn tới việc thông số hoá lại mô hình.

Nhân phương trình Diophantine (2.22) với $y(t)$ và dùng mô hình có phương trình (2.15) thì :

$$\begin{aligned} A_0 A_m y(t) &= R_1 A y(t) + B^- S y(t) \\ &= R_1 B u(t) + B^- S y(t) + R_1 C e(t) \\ &= B^- \bar{R} u(t) + \bar{S} y(t) + R_1 C e(t) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Chú ý rằng phương trình (2.36) có thể được xem như là một mô hình của hệ thống được thông số hoá trong B^- , R và S . Việc ước lượng các thông số này tạo ra các đa thức R và S của bộ chỉnh định một cách trực tiếp. Kết hợp phương trình (2.11), tín hiệu điều khiển được tính từ phương trình (2.7). Lưu ý mô hình ở phương trình (2.13) là phi tuyến trừ khi B^- là hằng số. Cách khác để thông số hoá là viết mô hình ở phương trình (2.36) như:

$$A_0 A_m y = \bar{R} u + \bar{S} y + R_1 C e \quad (2.28)$$

trong đó:

$$\bar{R} = B^- R \quad \text{và} \quad \bar{S} = B^- S$$

Chú ý đa thức R ở phương trình (2.27) là monic (đa thức có hệ số ở bậc cao nhất bằng 1) nhưng $\bar{R}$ ở phương trình (2.28) thì không phải monic. Các đa thức $\bar{R}$ và $\bar{S}$ có một thừa số chung tượng trưng cho các điểm không. Thừa số chung này nên khử bỏ trước khi tính toán luật điều khiển.

Thuật toán 2.2 - Bộ tự chỉnh định trực tiếp:

Bước 1: Ước lượng các hệ số của đa thức $\bar{R}$ và $\bar{S}$ ở mô hình phương trình (2.28).

Bước 2: Khử các thừa số chung trong $\bar{R}$ và $\bar{S}$ để đạt được R và S .

Bước 3: Tính tín hiệu điều khiển từ phương trình (2.21) mà R và S có được ở bước 2.

Lặp lại bước 1, 2, 3 ở mỗi chu kì lấy mẫu.

Thuật toán này tránh việc ước lượng phi tuyến nhưng cần phải ước lượng nhiều thông số hơn khi dùng phương trình (2.27) vì các thông số của đa thức B^- được ước lượng 2 lần. Bước 2 do đó rất khó thực hiện. Vì việc ước lượng các thông số ở phương trình (2.27) tương đối khó nên ta xét trường hợp đặc biệt B^- là hằng số. Giả sử tất cả các zero có thể bị khử ($B^- = b_0$)

$$A_0 A_m y(t) = b_0 [Ru(t) + Sy(t)] + R_1 Ce(t) \quad (2.29)$$

Đáp ứng mong muốn như sau:

$$A_m y_m(t) = b_0 T u_c(t)$$

Trong đó: $\text{bậc}(A) = n$ và A_0 chia hết cho T . Sai số $\varepsilon(t) = y(t) - y_m$ được cho bởi:

$$\varepsilon(t) = \frac{b_0}{A_0 A_m} [Ru(t) + Sy(t) - Tu_c(t)] + \frac{R_1 C}{A_0 A_m} e(t)$$

Bây giờ ta xem xét các trường hợp khác nhau. Đầu tiên giả sử $e = 0$. Đa thức quan sát có thể được chọn tự do, khi dùng mô hình liên tục theo thời gian thì điều cần thiết phải giả sử $b_0/(A_0 A_m)$ là SPR để đạt được một MRAS ổn định. Ta cũng cần lưu ý rằng hàm truyền có các hệ số là số thực dương thỏa điều kiện cần để ổn định được gọi là PR (Positive Real). Hàm là SPR (Strictly Positive Real) nếu nó ổn định với độ dự trữ ε dương nhỏ tùy ý. Một điều kiện tương tự cũng là cần thiết cho các mô hình rời rạc theo thời gian. Viết lại mô hình như sau:

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= b_0 \left[R \frac{u(t)}{A_0 A_m} + S \frac{y(t)}{A_0 A_m} - T \frac{u_c(t)}{A_0 A_m} \right] \\ &= b_0 [R^* u_f(t-d_0) + S^* y_f(t-d_0) - T^* u_{cf}(t-d_0)] \end{aligned}$$

trong đó:

$$u_f(t) = \frac{1}{A_0^*(q^{-1})A_m^*(q^{-1})}u(t)$$

$$y_f(t) = \frac{1}{A_0^*(q^{-1})A_m^*(q^{-1})}y(t)$$

$$u_{cf}(t) = \frac{1}{A_0^*(q^{-1})A_m^*(q^{-1})}u_c(t)$$

Điều này tương ứng với trường hợp $P = Q = A_0A_m$ ở phần 2.1. Tính hội tụ bây giờ sẽ phụ thuộc vào dấu của b_0 . Điều này chỉ ra mối liên hệ giữa MRAS và STR.

Thuật toán 2.3 - Bộ tự chỉnh trực tiếp với nhiễu xác định

Dữ liệu: Cho trước giới hạn thấp nhất của thời gian trễ d_0 và dấu của b_0 , đáp ứng xung hàm truyền vòng kín mong muốn b_0/A_m^* và đa thức quan sát mong muốn A_0 .

Bước 1: Ước lượng các hệ số của đa thức R^* , S^* , và T^* ở phương trình (2.29) dùng phương pháp ước lượng đệ qui.

Bước 2: Tính tín hiệu điều khiển từ:

$$R^*u(t) = -S^*y(t) + T^*u_c(t)$$

Lặp lại các bước 1, 2 ở mỗi chu kì lấy mẫu.

Thuật toán này tương ứng với bộ điều khiển thích nghi dùng mô hình chuẩn ở phần 2.1. Chú ý thuật toán yêu cầu b_0 phải biết trước. Nếu không biết trước b_0 thì cũng có thể ước lượng được bằng cách thay phương trình (2.29) bằng:

$$A_0A_my(t) = Ru(t) + Sy(t) + R_1C.e(t)$$

mà R bây giờ không phải là monic.

*** Các bộ điều khiển thay đổi cực tiểu và mức trung bình di chuyển**

Các thuật toán điều khiển trong trường hợp nhiễu ngẫu nhiên cho hệ thống được mô tả bởi phương trình (2.15) sẽ được xem xét. Đầu tiên giả sử mô hình biết trước, e là một nhiễu ngẫu nhiên và $u_c = 0$. Đa thức của bộ quan sát tối ưu cho mô hình ở phương trình (2.15) là $A_0 = C$. Tiêu chuẩn thiết kế là

thay đổi cực tiểu hoặc trung bình di chuyển. Nếu quá trình là cực tiểu pha, bộ chỉnh định thay đổi cực tiểu được cho bởi:

$$R^*(q^{-1})u(t) = -S^*(q^{-1})y(t) \quad (2.30)$$

Trong đó R^* và S^* là nghiệm có bậc cực tiểu của phương trình Diophantine

$$A^*(q^{-1})R^*(q^{-1}) + q^{-d_0}B^*(q^{-1})S^*(q^{-1}) = B^*(q^{-1})C^*(q^{-1}) \quad (2.31)$$

với $d_0 = \text{Bậc}(A) - \text{Bậc}(B)$. Bộ điều khiển thay đổi cực tiểu tương ứng với mô hình mong muốn với một khoảng trễ d_0 bước, $A_m^* = 1$. Từ phương trình (2.31) thì R^* phải chia hết cho B^* :

$$R^* = R_1^*.B^*$$

Trong đó: $\text{Bậc}(R_1) = d_0 - 1$. Phương trình (2.31) được viết lại:

$$A^*R_1^* + q^{-d_0}S^* = C^*$$

$$C^*y(t) = A^*R_1^*y(t) + S^*y(t - d_0)$$

$$= B^*R_1^*u(t - d_0) + S^*y(t - d_0) + R_1^*C^*e(t)$$

$$= R^*u(t - d_0) + S^*y(t - d_0) + R_1^*C^*e(t)$$

phương trình này có thể được viết lại:

$$y(t + d_0) = \frac{1}{C^*}[R^*u(t) + S^*y(t)] + R_1^*e(t + d_0) \quad (2.32)$$

với bộ điều khiển ở phương trình (2.30) thì đầu ra của hệ thống vòng kín trở thành:

$$y(t) = R_1^*(q^{-1}).e(t)$$

Ngõ ra vì vậy là một trung bình di chuyển với bậc $(d_0 - 1)$. Trong Xstrom (1970) chỉ ra rằng bộ chỉnh định sẽ cực tiểu sự thay đổi ngõ ra. Một đặc điểm quan trọng là ngõ ra trở thành một trung bình di chuyển bậc $(d_0 - 1)$. Chú ý số tự nhiên d_0 được diễn tả như là số mẫu trôi qua để đầu ra thay đổi khi đầu vào thay đổi.

Bộ điều khiển thay đổi cực tiểu có hạn chế là tất cả các điểm không của quá trình đều bị khử. Điều này có nghĩa sẽ là khó khăn nếu B có các điểm không bên ngoài vòng tròn đơn vị. Các khó khăn này sẽ tránh được ở bộ điều khiển trung bình di chuyển. Bộ điều khiển này làm cho ngõ ra có bậc lớn hơn $(d_0 - 1)$. Bộ điều khiển được đề xuất như sau: thừa số B^+ và B^- trong B với B^+ có các điểm không tắt nhanh (*zero well – damped*). Xác định R^* và S^* từ:

$$A^* R^* + q^{-d_0} B^* S^* = B^+ C^*$$

Phương trình (2.32) cho ta:

$$y(t + d) = \frac{1}{C^*} [R^* u(t) + S^* y(t)] + R_1^* e(t + d) \quad (2.33)$$

Trong đó:

$$R^* = R_1^* B^+$$

Vì ngõ ra được điều khiển là một quá trình trung bình di chuyển với bậc $(d - 1)$ nên chúng ta gọi là điều khiển trung bình di chuyển. Chú ý không có điểm không nào bị khử nếu $B^{+*} = 1$, có nghĩa $d = \text{bậc}(A) = n$.

Cả 2 luật điều khiển thay đổi cực tiểu và trung bình di chuyển dẫn đến mô hình tương đương của phương trình (2.32) và (2.33). Sự khác nhau duy nhất là ở giá trị của d mà sẽ điều khiển số điểm không của quá trình bị khử. Với $d = d_0 = \text{Bậc}(A) - \text{Bậc}(B)$: tất cả zero bị khử. Với $d = \text{Bậc}(A)$: không có zero nào bị khử.

Lọc với A_0^* trong phương trình (2.29) cũng có thể tạo ra mô hình của phương trình (2.33):

$$y(t + d) = \frac{A_0^*}{C^*} [R^* u(t) + S^* y(t)] + R_1^* e(t + d) \quad (2.34)$$

Nếu B^+ chứa tất cả các điểm không ổn định của hệ thống thì nó sẽ tương ứng như bộ điều khiển thay đổi cực tiểu cận tối ưu trong Xström (1970).

*** Bộ tự chỉnh định thay đổi cực tiểu và trung bình di chuyển**

Thuật toán 2.4 - Thuật toán tự chỉnh định trực tiếp cơ bản

Dữ liệu: Cho trước khoảng dự báo d . Gọi k và l tương ứng là số thông số trong R^* và S^* .

Bước 1: Ước lượng các hệ số của đa thức R^* và S^*

$$y(t+d) = R^*(q^{-1})u_f(t) + S^*(q^{-1})y_f(t) + \varepsilon(t+d) \quad (2.35)$$

trong đó:

$$R^*(q^{-1}) = r_0 + r_1 q^{-1} + \dots + r_k q^{-k}$$

$$S^*(q^{-1}) = s_0 + s_1 q^{-1} + \dots + s_l q^{-l}$$

Và:

$$u_f(t) = \frac{1}{A_0^*(q^{-1})} u(t)$$

$$y_f(t) = \frac{1}{A_0^*(q^{-1})} y(t)$$

sử dụng các phương trình (2.16) – (2.19) với

$$\varepsilon(t) = y(t) - R^* u_f(t-d) - S^* y_f(t-d) = y(t) - \varphi^T(t-d) \hat{\theta}(t-1)$$

$$\varphi^T = \frac{1}{A_0^*(q^{-1})} [u(t) \dots u(t-k) \quad y(t) \dots y(t-l)]$$

$$\theta^T = [r_0 \dots r_k \quad s_0 \dots s_l]$$

Bước 2: Tính luật điều khiển

$$R^*(q^{-1})u(t) = -S^*(q^{-1})y(t) \quad (2.36)$$

Với R^* và S^* được thay bằng các ước lượng tương ứng trong bước 1.

Lặp lại các bước 1 và 2 ở mỗi chu kỳ lấy mẫu.

Chú ý: Thông số r_0 có thể ước lượng hoặc giả sử biết trước. Ở các trường hợp sau để thuận lợi ta viết R^* như sau:

$$R^*(q^{-1}) = r_0 (1 + r_1' q^{-1} + \dots + r_k' q^{-k})$$

Và sử dụng

$$\varepsilon(t) = y(t) - R^* u_f(t-d) - S^* y_f(t-d) = y(t) - \varphi^T(t-d) \hat{\theta}(t-1)$$

$$\varphi^T = \frac{1}{A_0^*(q^{-1})} [u(t) \dots u(t-k) \ y(t) \dots y(t-l)]$$

$$\theta^T = [r_0 \dots r_k \ s_0 \dots s_l]$$

* *Tính chất tiệm cận*

Mô hình ở phương trình (2.32) và (2.33) được diễn tả như là việc thông số hóa lại mô hình ở phương trình (2.15). Chúng tương đồng với mô hình ở phương trình (2.35) trong thuật toán 2.4 nếu A_0 được chọn bằng C. Vector hồi qui không tương quan với sai số và phương pháp ước lượng bình phương tối thiểu sẽ hội tụ tới thông số thật. Một kết quả đáng kinh ngạc là cũng tự chỉnh định chính xác khi $A_0 \neq C$. Kết quả sau chỉ ra các thông số tự chỉnh định chính xác có giá trị tương đồng với thuật toán 2.4 khi $A_0 \neq C$.

- *Tính chất tiệm cận 1*

Xét thuật toán 2.4 với $A_0^* = 1$ dùng phương pháp ước lượng bình phương cực tiểu. Thông số $b_0 = r_0$ có thể cố định hoặc được ước lượng. Giả sử vector hồi qui có giới hạn, và các ước lượng là hội tụ. Hệ thống vòng kín đạt được trong điều kiện giới hạn có đặc điểm

$$\begin{aligned} \overline{y(t+\tau)y(t)} &= 0 & \tau = d, d+1, \dots, d+l \\ \overline{y(t+\tau)u(t)} &= 0 & \tau = d, d+1, \dots, d+k \end{aligned} \quad (2.37)$$

trong đó dấu gạch chỉ giá trị trung bình theo thời gian; k, l là số các thông số ước lượng trong R^* và S^* .

- *Tính chất tiệm cận 2*

Giả sử thuật toán 2.4 với phương pháp ước lượng bình phương cực tiểu được áp dụng cho phương trình (2.1) và:

$$\min(k, l) \geq n - 1 \quad (2.38)$$

Có nghĩa tín hiệu ra là quá trình có mức trung bình di chuyển bậc (d -1).

Nếu các ước lượng tiệm cận của R và S liên quan với nhau, nghiệm trạng thái cân bằng là:

$$\overline{y(t+\tau)y(t)} = 0 \quad \tau = d, d+1, \dots \quad (2.39)$$

2.2.3. Kết nối giữa MRAS và STR

Các hệ thống thích nghi dùng mô hình chuẩn trực tiếp đã được đề cập trong phần 2.1. Bây giờ chúng ta sẽ chứng tỏ bộ chỉnh định trực tiếp dùng phương pháp đặt cực ở thuật toán 2.2 là tương đương với một MRAS. Trong trường hợp nhiều xác định, khi B⁻ là hằng số, mô hình của quá trình được viết lại như sau:

$$y(t) = \varphi_f^T(t-d_0)\theta$$

Trong thuật toán gián tiếp, các thông số được ước lượng bằng các thông số của bộ chỉnh định. Phương pháp bình phương cực tiểu được sử dụng cho việc ước lượng và $\varepsilon(t)$ được viết lại:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) = y(t) - \varphi_f^T(t-d_0)\hat{\theta} \quad (2.40)$$

Thông số cập nhật có thể được viết lại:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi_f^T(t-d_0)\varepsilon(t) \quad (2.41)$$

Chú ý rằng theo phương trình (2.40) thì

$$\varphi_f^T(t-d_0) = -\text{grad}_{\theta}\varepsilon(t)$$

Vector $\varphi_f^T(t-d_0)$ diễn tả như là đạo hàm của độ nhảy. Việc cập nhật thông số ở phương trình (2.41) là một phiên bản rời rạc theo thời gian của luật MIT. Sự khác biệt chính là sai số mô hình $e(t) = y(t) - y_m(t)$ được thay bằng giá trị thặng dư $\varepsilon(t)$ và độ lợi γ ở MRAS được thay bằng ma trận P(t) cho ở phương trình (2.19). P làm thay đổi hướng của gradient và tạo ra một chiều dài bước thích hợp. Ngược lại, luật MIT cũng có thể xem như là một thuật toán gradient để cực tiểu e^2 , phương trình (2.41) được xem như là một phương

pháp Newton để cực tiểu $\varepsilon^2(t)$. Giá trị thặng dư ε được xem như số gia sai số. Chú ý rằng trong các kĩ thuật nhận dạng như các bộ tự chỉnh định chúng ta thường cố gắng đạt được một kiểu mẫu tương tự với: $y(t) = \varphi_f^T \theta$

Với phương pháp mô hình chuẩn thì thường xuyên chỉ có thể đạt một mô hình kiểu $y(t) = G(p)(\varphi_f^T \theta)$

trong đó $G(p)$ là SPR.

2.2.4. Điều khiển dự báo thích nghi

Thuật toán 2.4 là cách để thực hiện một bộ điều khiển với tầm dự báo thay đổi. Bài toán điều khiển cơ bản là bộ điều khiển trung bình di chuyển. Bộ điều khiển trung bình di chuyển cũng có thể áp dụng được cho các hệ thống không cực tiểu pha như được minh họa ở phần “Bộ chỉnh định trực tiếp”. Nhiều cách khác để có điều khiển dự báo sẽ được đề cập trong tài liệu, một vài trong số này sẽ được thảo luận và phân tích. Cũng như đối với các thuật toán trước, xác định bài toán điều khiển cơ bản là rất quan trọng để hiểu rõ các tính chất tiệm cận của thuật toán. Thuật toán điều khiển dự báo dựa trên một mô hình của quá trình giả thuyết và các tín hiệu điều khiển ở tương lai. Điều này tạo ra một chuỗi các tín hiệu điều khiển. Chỉ có một tín hiệu đầu tiên là được áp dụng cho quá trình và một chuỗi các tín hiệu điều khiển mới được tính toán khi thực hiện phép đo đặc mới.

*** Dự báo ngõ ra**

Ý tưởng cơ bản trong các thuật toán điều khiển dự báo là viết lại mô hình quá trình để có được một biểu thức rõ ràng cho ngõ ra ở một thời điểm tương lai. Xét mô hình:

$$A^*(q^{-1})y(t) = B^*(q^{-1})u(t - d_0) \quad (2.42)$$

$$1 = A^*(q^{-1})F^*(q^{-1}) + q^{-d}G_d^*(q^{-1}) \quad (2.43)$$

trong đó:

$$\text{bậc}(F_d^*) = d - 1$$

$$\text{bậc}(G_d^*) = n - 1$$

Chỉ số d là tầm dự báo với d bước. Giả sử $d \geq d_0$. Việc đồng nhất đa thức ở phương trình (2.42) được sử dụng để dự báo ngõ ra ở d bước phía trước. Vì vậy:

$$y(t + d) = A^* F_d^* y(t + d) + G_d^* y(t) = B^* F_d^* u(t + d - d_0) + G_d^* y(t)$$

$$B^* (q^{-1}) F_d^* (q^{-1}) = R_d^* (q^{-1}) + q^{-(d-d_0+1)} \bar{R}_d^* (q^{-1})$$

$$\text{Bậc}(R_d^*) = d - d_0$$

$$\text{Bậc}(\bar{R}_d^*) = n - 2$$

Các hệ số của R_d^* là những giới hạn $d - d_0 + 1$ đầu tiên của đáp ứng xung của hệ thống vòng hở. Điều này có thể thấy như sau:

$$\begin{aligned} q^{-d_0} B^* / A^* &= q^{-d_0} B^* (F_d^* + q^{-d} \frac{G_d^*}{A^*}) \\ &= q^{-d_0} R_d^* (q^{-1}) + q^{-(d+1)} \bar{R}_d^* (q^{-1}) + \frac{B^* (q^{-1}) G_d^* (q^{-1})}{A^* (q^{-1})} q^{-(d+d_0)} \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} y(t + d) &= R_d^* (q^{-1}) u(t + d - d_0) + \bar{R}_d^* (q^{-1}) u(t - 1) + G_d^* (q^{-1}) y(t) \\ &= R_d^* (q^{-1}) u(t + d - d_0) + \bar{y}_d(t) \end{aligned} \quad (2.45)$$

$R_d^* (q^{-1}) u(t + d - d_0)$ phụ thuộc vào $u(t), \dots, u(t + d - d_0)$, $\bar{y}_d(t)$ là hàm của $u(t - 1), u(t - 2), \dots$ và $y(t), y(t - 1) \dots$. Biến $\bar{y}_d(t)$ được hiểu như là điều kiện dự báo của $y(t + d)$ với giả sử $u(t)$ và các tín hiệu điều khiển tương lai là điểm không. Ngõ ra ở thời điểm $(t + d)$ vì vậy phụ thuộc vào các tín hiệu điều khiển tương lai (nếu $d > d_0$), tín hiệu điều khiển, các ngõ vào và ngõ ra ở thời điểm trước. Cũng có thể giả sử tín hiệu điều khiển duy trì hằng số:

$$u(t) = u(t + d) = \dots = u(t + d - d_0) \quad (2.46)$$

Cách khác để xác định luật điều khiển là mang $y(t + d)$ đến một giá trị mong muốn trong khi cực tiểu mục tiêu điều khiển theo tầm dự báo:

$$\sum_{k=t}^{t+d} u(k)^2 \quad (2.47)$$

*** Điều khiển không thay đổi theo thời gian:**

Chọn ngõ ra được dự báo bằng với ngõ ra mong muốn y_m và giả sử vẫn giữ phương trình (2.46):

$$[R_d^*(1) + q^{-1} \bar{R}_d^*(q^{-1})]u(t) + G_d^*(q^{-1})y(t) = y_m(t + d)$$

Luật điều khiển là:

$$u(t) = \frac{y_m(t + d) - G_d^*(q^{-1})y(t)}{R_d^*(1) + R_d^*(q^{-1})q^{-1}} \quad (2.48)$$

Tín hiệu điều khiển này sẽ được sử dụng cho quá trình. Ở lần lấy mẫu kế tiếp, một phép đo mới đạt được và luật điều khiển ở (2.48) được sử dụng tiếp. Chú ý giá trị của tín hiệu điều khiển thay đổi theo thời gian chứ không phải cố định. Ở đây ta sử dụng qui tắc điều khiển lùi tầm. Chú ý luật điều khiển là không đổi ngược với bộ điều khiển LQ cố định tầm.

Bây giờ chúng ta sẽ phân tích hệ thống vòng kín khi sử dụng phương trình (2.48) để điều khiển quá trình (2.42). Việc thực hiện các phép tính ở toán tử sai phân tới là cần thiết để có thể quan sát các cực ban đầu. Phương trình (2.30) được viết lại theo toán tử sai phân tới như sau:

$$q^{n+d-1} = A(q)F_d(q) + G_d(q) \quad (2.49)$$

Đa thức đặc tính của hệ thống vòng kín là:

$$P(q) = A(q) [q^{n-1}R_d(1) + \bar{R}_d(q)] + G_d(q) B(q)$$

$$\text{Bậc}(P) = \text{Bậc}(A) + n - 1 = 2n - 1$$

Phương trình thiết kế (2.49) có thể được sử dụng để viết lại hàm P(q):

$$\begin{aligned} B(q)q^{n+d-1} &= A(q) B(q)F_d(q) + G_d(q) B(q) \\ &= A(q)[q^{n-1}R_d(q) + \bar{R}_d(q)] + G_d(q) B(q) \end{aligned}$$

Vì vậy:

$$A(q) \bar{R}_d(q) + G_d(q) B(q) = B(q) q^{n+d-1} - A(q) q^{n-1} R_d(q)$$

Cho ta:

$$P(q) = q^{n-1} A(q) R_d(1) + q^{n-1} [q^d B(q) - A(q) R_d(q)]$$

Nếu hệ thống ổn định thì các số hạng phía sau của (2.54) sẽ biến mất khi $d \rightarrow \infty$. Do đó:

$$\lim_{d \rightarrow \infty} P(q) = q^{n-1} A(q) R_d(1) \text{ nếu } A(z) \text{ là một đa thức ổn định.}$$

* Điều khiển cực tiểu

Thuật toán điều khiển là sẽ điều chỉnh $y(t+d)$ tới $y_m(t+d)$ trong khi cực tiểu phương trình (2.47). Phương trình (2.45) được viết lại:

$$\begin{aligned} y(t+d) &= R_d^*(q^{-1})u(t+d-d_0) + \bar{y}_d(t) \\ &= r_{d0} u(t+v) + \dots + r_{dv} u(t) + \bar{y}_d(t) \end{aligned}$$

$v = d - d_0$. Giới thiệu hàm Lagrange:

$$2J = u(t)^2 + \dots + u(t+v)^2 + 2\lambda[y_m(t+d) - \bar{y}_d(t) - R_d^*(q^{-1})u(t+v)]$$

Cho đạo hàm riêng đối với các biến $u(t), \dots, u(t+v)$ và λ bằng 0 ta được:

$$u(t) = \lambda r_{dv}$$

.

.

.

$$u(t+v) = \lambda r_{d0}$$

$$y_m(t+d) - \bar{y}_d(t) = r_{d0} u(t+v) + \dots + r_{dv} u(t)$$

Các phương trình này cho ta:

$$u(t) = \frac{y_m(t+d) - \bar{y}_d(t)}{\mu}$$

trong đó:

$$\mu = \frac{\sum_{i=0}^{\nu} r_{di}^2}{r_{d\nu}}$$

Sử dụng định nghĩa $\bar{y}_d(t)$ cho ta:

$$\mu u(t) = y_m(t+d) - \bar{R}_d^* u(t-1) - G_d^* y(t)$$

hoặc

$$u(t) = \frac{y_m(t+d) - G_d^* y(t)}{\mu + q^{-1} \bar{R}_d^*} = \frac{y_m(t+d+n-1) - G_d(q) y(t)}{\mu q^{n-1} + \bar{R}_d(q)} \quad (2.50)$$

Sử dụng phương trình (2.50) và mô hình của phương trình (2.42) cho đa thức đặc tính vòng kín:

$$P(q) = A(q) [q^{n-1} \mu + \bar{R}_d(q)] + G_d(q) B(q)$$

Phương trình này có dạng như (2.35) với $R_d(1)$ được thay bằng μ . Điều này có nghĩa các cực vòng kín tiến gần tới zero của $q^{n-1} A(q)$ khi $A(q)$ là ổn định và khi $d \rightarrow \infty$.

* **Điều khiển dự báo tổng quát:**

Các bộ điều khiển dự báo đề cập từ trước chỉ xem xét giá trị ngõ ra chỉ ở một thời điểm ở tương lai. Nhiều tổng quát hoá khác nhau của điều khiển dự báo được đề xuất mà trong đó hàm tổn hao là cực tiểu:

$$J(N_1, N_2, N_u) = E \left\{ \sum_{k=N_1}^{N_2} [y(t+k) - y_m(t+k)]^2 + \sum_{k=1}^{N_u} \rho \Delta u(t+k-1)^2 \right\} \quad (2.51)$$

Trong đó $\Delta = 1 - q^{-1}$ là toán tử vi phân. Sự lựa chọn các giá trị khác nhau của N_1, N_2, N_u sẽ đưa ra các phương pháp khác nhau.

Phương pháp điều khiển dự báo tổng quát được minh hoạ bằng cách dùng hàm tổn hao (2.37) và mô hình quá trình:

$$A^*(q) y(t) = B^*(q^{-1}) u(t-d_0) + e(t) / \Delta \quad (2.52)$$

Mô hình này được gọi là CARIMA (Controlled AutoRegressive Intergrating Moving Average). Nó có thuận lợi là bộ điều khiển bản thân sẽ chứa một khâu tích phân. Giống như phương trình (2.30) ta có đồng nhất:

$$1 = A^*(q) F_d^*(q^{-1})(1 - q^{-1}) + q^{-d} G_d^*(q^{-1}) \quad (2.53)$$

Công thức này được sử dụng để xác định ngõ ra ở d bước kế tiếp:

$$y(t + d) = F_d^* B^* \Delta u(t + d - d_0) + G_d^* y(t) + F_d^* e(t + d)$$

F_d^* có bậc d -1. Bộ dự báo với sai số quân phương tối ưu với ngõ ra được đo đặc đến thời điểm t và chuỗi ngõ vào bất kì là:

$$\hat{y}(t + d) = F_d^* B^* \Delta u(t + d - d_0) + G_d^* y(t) \quad (2.54)$$

Giả sử đầu ra mong muốn $y_m(t + k)$, $k = 1, 2, \dots$ là có sẵn. Hàm tổn hao ở (2.51) sẽ được cực tiểu để cho ra một chuỗi các tín hiệu điều khiển ở tương lai. Chú ý giá trị mong đợi ở (2.51) sẽ có được tương ứng với dữ liệu có được tới thời điểm t với giả sử các đo đặc ở tương lai không có sẵn. Điều này có nghĩa chỉ có thừa số đầu tiên của chuỗi điều khiển là được sử dụng. Các phép toán sẽ lặp lại khi có được một đo đặc mới. Bộ điều khiển với kết quả như thế gọi là điều khiển hồi tiếp tối ưu vòng hở. Như tên của nó, giả sử sử dụng hồi tiếp nhưng nó chỉ được tính toán chỉ dựa vào thông tin có sẵn ở thời điểm hiện tại. Dùng phương trình (2.45):

$$y(t + 1) = R_1^*(q^{-1}) \Delta u(t + 1 - d_0) + \bar{y}_1(t) + F_1^* e(t + 1)$$

$$y(t + 2) = R_2^*(q^{-1}) \Delta u(t + 2 - d_0) + \bar{y}_2(t) + F_2^* e(t + 2)$$

.

.

.

$$y(t + N) = R_N^*(q^{-1}) \Delta u(t + N - d_0) + \bar{y}_N(t) + F_N^* e(t + N)$$

Mỗi giá trị ngõ ra bao gồm các tín hiệu điều khiển ở tương lai (nếu $d > d_0$), ngõ vào đo được và tín hiệu nhiễu ở tương lai. Các phương trình ở trên có thể được viết lại:

$$y = R\Delta u + \bar{y} + e$$

trong đó:

$$y = [y(t+1) \dots y(t+N)]^T$$

$$\Delta u = [\Delta u(t+1-d_0) \dots \Delta u(t+N-d_0)]^T$$

$$\bar{y} = [\bar{y}_1(t) \dots \bar{y}_N(t)]^T$$

$$e = [F_1^* e(t+1) \dots F_N^* e(t+N)]^T$$

Từ phương trình (2.44) ta thấy các hệ số của R_d^* chính là $(d-d_0+1)$ số hạng đầu của đáp ứng xung $q^{-d_0} B^* / (A^* \Delta)$ và cũng giống như $(d-d_0+1)$ số hạng đầu của đáp ứng bước $q^{-d_0} B^* / A^*$. Do đó ma trận R là ma trận tam giác dưới:

$$R = \begin{bmatrix} r_0 & 0 & \dots & 0 \\ r_1 & r_0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ r_{N-1} & r_{N-2} & \dots & r_0 \end{bmatrix}$$

Nếu hệ thống có thời gian trễ ($d_0 > 1$) thì $(d_0 - 1)$ hàng đầu của R sẽ là zero.

Gọi:

$$y_m = [y_m(t+1) \dots y_m(t+N)]^T$$

Giá trị mong đợi của hàm tổn hao được viết lại:

$$\begin{aligned} J(1, N, N) &= E\{(y - y_m)^T (y - y_m) + \rho \Delta u^T \Delta u\} \\ &= (R\Delta u + \bar{y} - y_m)^T (R\Delta u + \bar{y} - y_m) + \rho \Delta u^T \Delta u \end{aligned}$$

Cực tiểu hoá biểu thức này theo Δu ta được:

$$\Delta u = (R^T R + \rho I)^{-1} R^T (y_m - \bar{y}) \quad (2.55)$$

Thành phần đầu trong Δu là $\Delta u(t)$ là tín hiệu điều khiển ứng dụng cho hệ thống. Chú ý bộ điều khiển tự động có một khâu tích phân. Điều này là cần thiết để bù cho số hạng nhiễu sai lệch ở phương trình (2.52). Việc tính toán phương trình (2.55) liên quan tới ma trận nghịch đảo $N \times N$, mà N là tầm dự báo của hàm tổn hao. Để giảm khối lượng tính toán thì ta có thể giới hạn các tín hiệu điều khiển ở tương lai. Chẳng hạn, ta giả sử việc tăng tín hiệu điều khiển là bằng zero sau N_u bước ($N_u < N$):

$$\Delta u(t + k - 1) = 0 \text{ với } k > N_u$$

Điều này có nghĩa tín hiệu điều khiển sau N_u bước sẽ là hằng số. So sánh với điều kiện không chế ở phương trình (2.47). Luật điều khiển (phương trình (2.55)) sẽ thay đổi:

$$\Delta u = (R_1^T R_1 + \rho I)^{-1} R_1^T (y_m - \bar{y}) \quad (2.56)$$

R_1 là ma trận $N \times N_u$

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_0 & 0 & \cdots & 0 \\ r_1 & r_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ & & \cdots & r_0 \\ \vdots & & & \vdots \\ r_{N-1} & r_{N-2} & \cdots & r_{N-N_u} \end{bmatrix}$$

Ma trận lấy nghịch đảo bây giờ có bậc $N_u \times N_u$. Ngõ ra và các tầm điều khiển được chọn như sau:

N_1 : Nếu thời gian trễ biết trước thì $N_1 = d_0$, ngược lại chọn $N_1 = 1$.

N_2 : Tầm ngõ ra cực đại N_2 được chọn sao cho $N_2 h$ có giá trị bằng với thời gian lên của hệ thống, trong đó h là thời gian lấy mẫu của bộ điều khiển.

N_u : Thường $N_u = 1$ sẽ có được kết quả tốt đối với những hệ thống đơn giản. Đối với các hệ thống phức tạp, N_u ít nhất phải bằng với số cực không ổn định hoặc số cực gây dao động tắt yếu.

Để bộ điều khiển dự báo tổng quát có khả năng thích nghi thì điều cần thiết là phải ước lượng A^* và B^* ở mỗi bước thời gian. Các giá trị dự báo ứng với các tầm dự báo khác nhau sẽ được tính toán và tính tín hiệu điều khiển ở phương trình (2.56). Bộ điều khiển dự báo thích nghi vì vậy sẽ là một thuật toán điều khiển gián tiếp. Phương trình (2.54) được tính bằng cách đệ quy để đơn giản khối lượng tính toán. Cuối cùng, N_u thường có giá trị nhỏ để ma trận nghịch đảo có bậc thấp.

Tín hiệu điều khiển $\Delta u(t)$ từ phương trình (2.56) là:

$$\begin{aligned}\Delta u &= [1 \ 0 \dots 0] [R_1^T R_1 + \rho I]^{-1} R_1^T [y_m - \bar{y}] \\ &= [\alpha_1 \dots \alpha_N] [y_m - \bar{y}]\end{aligned}$$

Hơn nữa, từ phương trình (2.52), sử dụng phương trình (2.44)

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} \bar{R}_1^* \Delta u(t-1) + G_1^* y(t) \\ \vdots \\ \bar{R}_N^* \Delta u(t-1) + G_N^* y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\bar{R}_1^* A^* \Delta}{B^*} q^{d_0-1} + G_1^* \\ \vdots \\ \frac{\bar{R}_N^* A^* \Delta}{B^*} q^{d_0-1} + G_N^* \end{bmatrix} y(t)$$

Hệ thống vòng kín có phương trình đặc tính:

$$A^* \Delta + [\alpha_1 \dots \alpha_N] \begin{bmatrix} \bar{R}_1^* A^* \Delta q^{d_0-1} + B^* G_1^* \\ \vdots \\ \bar{R}_N^* A^* \Delta q^{d_0-1} + B^* G_N^* \end{bmatrix}$$

Đồng nhất phương trình (2.40) cho ta:

$$\begin{aligned}B^* &= A^* \Delta B^* F_d^* + q^{-d} G_d^* B^* \\ &= A^* \Delta [R_d^* + q^{-(d-d_0+1)} \bar{R}_d^*] + q^{-d} G_d^* B^*\end{aligned}$$

Điều này cho ta phương trình đặc tính:

$$A^* \Delta + [\alpha_1 \dots \alpha_N] \begin{bmatrix} (B^* - A^* \Delta R_1^*) q \\ \vdots \\ (B^* - A^* \Delta R_N^*) q^N \end{bmatrix}$$

$$= A^* \Delta + \sum_{i=1}^N \alpha_i q^i (B^* - A^* \Delta R_i^*) \quad (2.57)$$

Phương trình (2.57) cho ra một biểu thức của phương trình đặc tính vòng kín nhưng vẫn còn khó khăn để đưa ra một kết luận tổng quát về tính chất của hệ thống vòng kín ngay cả khi quá trình đã biết trước.

Nếu $N_u = 1$ thì:

$$\alpha_i = \frac{r_i}{\rho + \sum_{j=1}^N r_j^2}$$

Nếu ρ đủ lớn, hệ thống vòng kín sẽ không ổn định khi hệ thống vòng hở không ổn định. Tuy nhiên nếu cả 2 tầm điều khiển và tầm dự báo đều tăng thì bài toán sẽ tương tự như bài toán điều khiển LQ với tầm cố định và do đó nó sẽ có đặc tính ổn định tốt hơn.

2.2.5. Kết luận

Trong phần này chúng ta đã xem xét nhiều bộ tự chỉnh định khác nhau. Ý tưởng cơ bản là ước lượng các thông số chưa biết của hệ thống và thiết kế bộ điều khiển. Các thông số ước lượng giả sử bằng với thông số thực khi thiết kế bộ điều khiển. Thỉnh thoảng cũng bao gồm các ước lượng chưa chắc chắn vào trong thiết kế. Bằng cách kết hợp các phương pháp ước lượng khác nhau và các phương pháp thiết kế khác nhau ta sẽ có được các bộ tự chỉnh với các tính chất khác nhau. Trong phần này ta chỉ đề cập ý tưởng cơ bản và các tính chất tiệm cận.

Khía cạnh quan trọng nhất của các bộ tự chỉnh định là đưa ra các thông số hoá. Một thông số hoá lại có thể đạt được bằng cách sử dụng mô hình hệ thống và đáp ứng vòng kín mong muốn. Mục tiêu của việc thông số hoá lại là để thực hiện ước lượng trực tiếp các thông số của bộ điều khiển sao cho mô hình mới tuyến tính với các thông số.

Chỉ có vài thuật toán tự chỉnh định được đề cập và giải quyết trong phần này. Việc kết hợp các phương pháp ước lượng khác nhau và vấn đề thiết kế cơ bản sẽ tạo ra các thuật toán với các tính chất khác nhau. Mục tiêu của phần này là đưa ra một cảm nhận cách phát triển và phân tích các thuật toán. Khi thực hiện một bộ tự chỉnh thì việc lựa chọn bài toán thiết kế cơ bản là rất quan trọng. Một phương pháp thiết kế mà không phù hợp cho hệ thống biết trước thì cũng sẽ không tốt hơn khi hệ thống chưa biết trước.

2.3. CHỈNH ĐỊNH TỰ ĐỘNG VÀ LỊCH TRÌNH ĐỘ LỢI

Một loại đặc biệt của thích nghi vòng hở hay sự thay đổi các tham số bộ điều chỉnh được đề cập trong phần này. Trong nhiều trường hợp, có thể biết được sự thay đổi động học của quá trình theo các điều kiện vận hành. Nguồn gốc của sự thay đổi động học có thể là tính phi tuyến. Có thể thay đổi tham số của bộ điều khiển bằng cách giám sát các điều kiện vận hành của quá trình. Khái niệm này gọi là lịch trình độ lợi, vì mô hình đầu tiên được sử dụng chỉ để điều chỉnh độ lợi của quá trình.

2.3.1. Kỹ thuật chỉnh định

* *Phương pháp Zeigler – Nichols*

Luật điều khiển PID:

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(s) ds + T_d \frac{de}{dt} \right]$$

Thông số phương pháp Zeigler – Nichols:

Bộ điều khiển	aK_c	T_i / L	T_d / L	T_p / L
P	1			4
PI	0.9	3		5.7
PID	1.2	2	0.5	3.4

Những khó khăn đối với phương pháp Zeigler – Nichols:

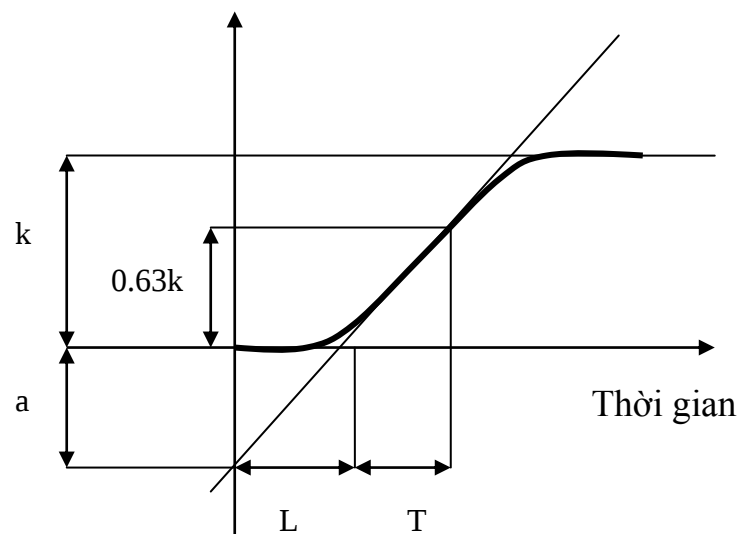
- Khó xác định các thông số
- Tắt quá chậm
- Hai thông số thì không đủ

*** Phương pháp đáp ứng quá độ**

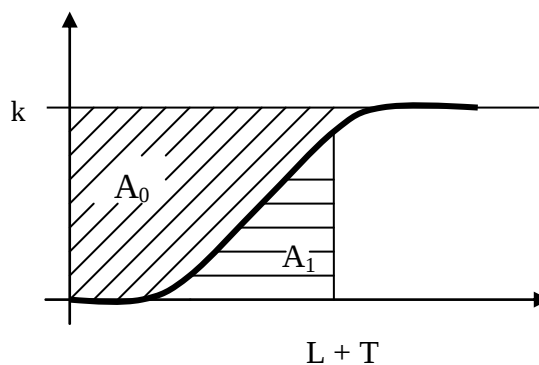
Mô hình 3 thông số:

$$G(s) = \frac{k}{1 + sT} e^{-sL}$$

*** Phương pháp đáp ứng nấc**



*** Phương pháp diện tích**



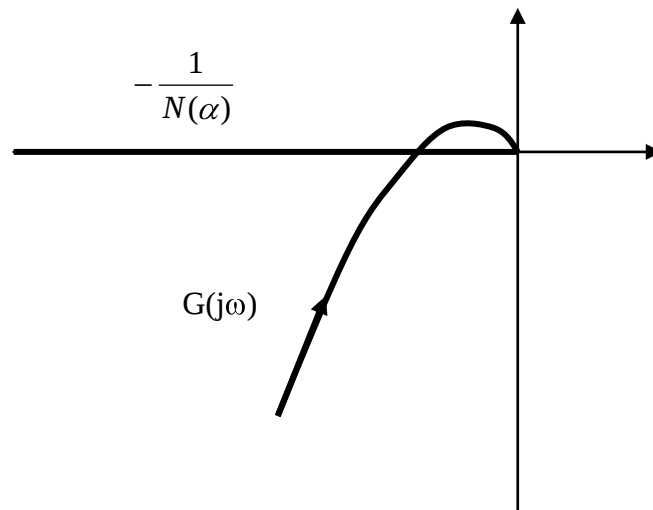
$$T + L = \frac{A_0}{k}$$

$$T = \frac{eA_1}{k}$$

* Phương pháp đáp ứng tần số

Ý tưởng: Cho chạy bộ điều khiển tỉ lệ, tăng độ lợi cho đến khi hệ thống bắt đầu dao động. Quan sát “Độ lợi K_u giới hạn” và “Chu kỳ giới hạn T_u ”.

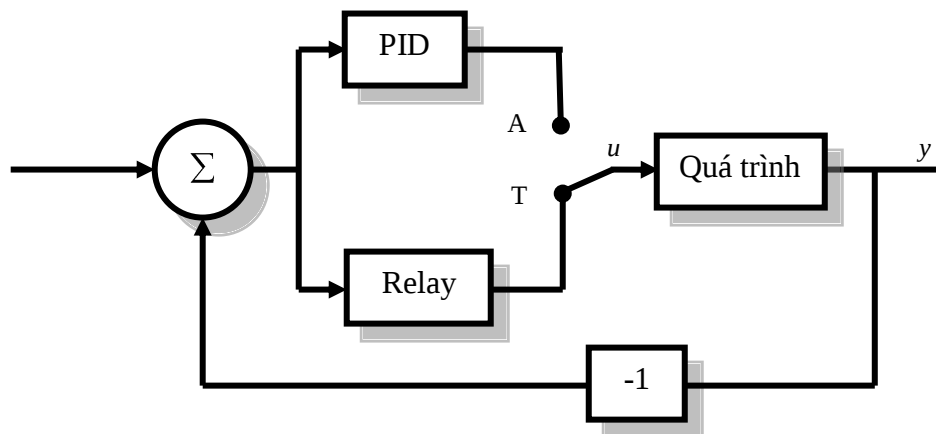
Lặp lại: Xác định đặc tính đáp ứng tần số.



Các thông số bộ điều khiển:

Bộ điều khiển	K_c / K_u	T_i / T_u	T_d / T_u	T_p / T_u
P	0.5			1
PI	0.4	0.8		1.4
PID	0.6	0.5	0.12	0.85

Thực nghiệm:



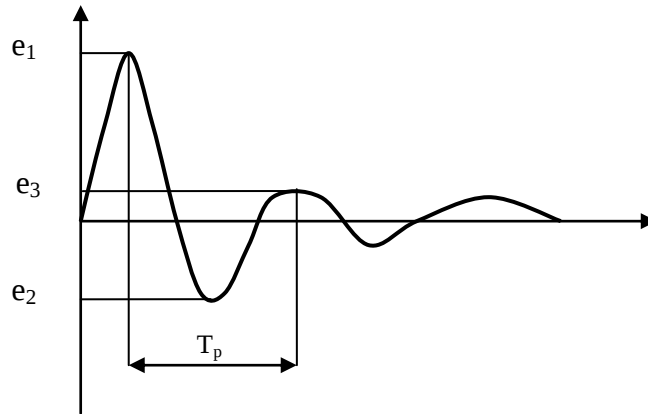
Kết quả thực tế

- Thông tin biết trước?
- Bắt đầu thực nghiệm như thế nào?
- Hồi tiếp đến biên độ giới hạn của dao động.
- Hiệu chỉnh luật Zeigler – Nichols:
 - Thay đổi các giá trị trong bảng.
 - Sử dụng 3 thông số: K_u , T_u và K_p .
- Làm sao để đương đầu với nhiễu được
 - Nhiễu tải
 - Nhiễu đo
 - Từ trễ

Sự lặp lại trực tuyến

Ý tưởng: Tìm các nét đặc trưng của đáp ứng trực tuyến đối với điểm đặt hoặc các nhiễu tải.

Hiệu chỉnh bộ điều khiển dựa trên các đặc tính quan sát được.



Đặc tính: hệ số tắt d và độ vọt lố σ

$$d = \frac{e_3 - e_2}{e_1 - e_2} \qquad \sigma = -\frac{e_2}{e_1}$$

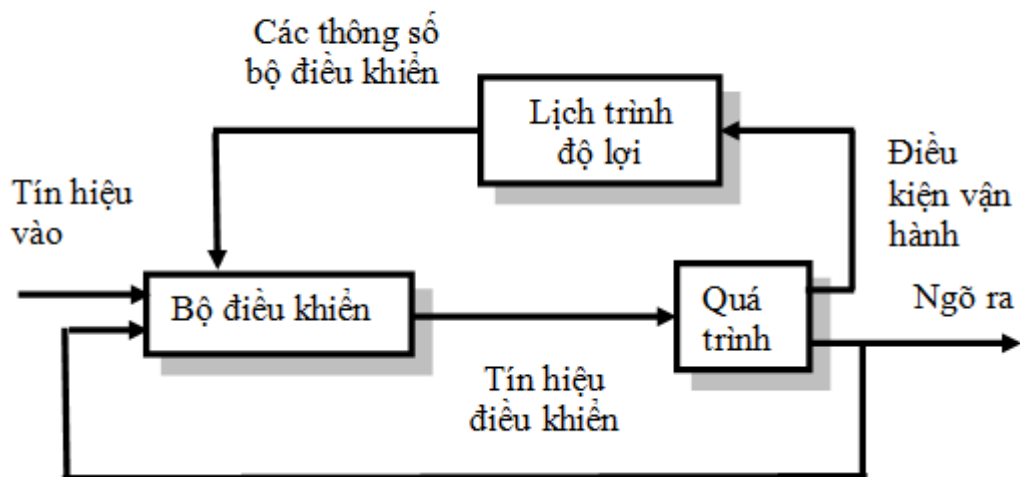
Bộ điều khiển hiệu chỉnh dựa trên luật thử và sai.

Dễ dàng đối với PI và khó khăn hơn đối với PID.

- Thông tin biết trước
- Tiền chỉnh định

2.3.2. Lịch trình độ lợi

Thỉnh thoảng có thể tìm thấy những biến đổi phụ có tương quan tốt với những thay đổi của quá trình động học. Vì thế có thể làm giảm ảnh hưởng của tham số biến động chỉ đơn giản bằng việc thay đổi tham số của bộ điều chỉnh như các hàm của các biến phụ



Hình 2.6. Mô hình lịch trình độ lợi

Lịch trình độ lợi có thể được xem như hệ thống điều khiển hồi tiếp mà độ lợi hồi tiếp được chỉnh bởi bộ bù được cung cấp trước.

➤ ***Ưu, khuyết điểm của lịch trình độ lợi***

Mặt hạn chế của lịch trình độ lợi là bù vòng hở. Không có hồi tiếp để bù cho sai số lịch trình. Hạn chế khác của lịch trình độ lợi là việc thiết kế tốn nhiều thời gian. Tham số bộ điều chỉnh phải được chọn cho nhiều điều kiện vận hành và đặc tính kỹ thuật phải được kiểm tra bằng nhiều quá trình mô phỏng. Những khó khăn này tránh được nếu lịch trình dựa vào các phép chuyển đổi phi tuyến.

Lịch trình độ lợi có ưu điểm là các tham số bộ điều chỉnh có thể đáp ứng rất nhanh với sự thay đổi của quá trình. Khi không có ước lượng tham số, nhân tố giới hạn phụ thuộc vào tốc độ đáp ứng các phép đo phụ với sự thay đổi của quá trình.

2.3.3. Xây dựng lịch trình

- Lựa chọn các biến lịch trình
- Hoàn thiện việc thiết kế điều khiển cho những điều kiện vận hành

khác nhau.

- Sử dụng việc chỉnh định tự động.
- Sự biến đổi.

Thật khó để tìm luật chung cho việc thiết kế bộ điều chỉnh theo lịch trình độ lợi. Vấn đề chính là việc quyết định các biến sử dụng làm biến lịch trình. Rõ ràng các tín hiệu phụ phải phản ánh điều kiện vận hành của đối tượng. Sẽ có những trình bày lí tưởng đơn giản cho các tham số bộ điều chỉnh liên quan đến các biến lịch trình. Vì thế cần có kiến thức tốt về hệ động học của quá trình nếu lịch trình độ lợi được sử dụng. Các khái niệm tổng quát sau có thể phục vụ cho mục đích này.

- Tuyến tính hoá cơ cấu dẫn động phi tuyến.
- Lập trình độ lợi dựa vào đo đạc các biến phụ
- Vận hành dựa vào hiệu suất
- Các phép biến đổi phi tuyến.

2.3.4. Ứng dụng

Lịch trình độ lợi là phương pháp rất hữu dụng. Nó yêu cầu phải có kiến thức tốt về quá trình và các biến phụ có thể được đo đạc. Một thuận lợi lớn của phương pháp này là bộ điều chỉnh thích nghi (đáp ứng) nhanh khi các điều kiện thay đổi. Một số ứng dụng như: định hướng cho tàu, kiểm soát nồng độ pH, kiểm soát khí đốt, điều khiển động cơ và điều khiển bay.

2.3.5. Kết luận

Lịch trình độ lợi là cách tốt để bù cho đặc tính phi tuyến biết trước. Bộ điều chỉnh có thể phản ứng nhanh với sự thay đổi của các điều kiện. Mặt hạn chế của kĩ thuật này là thiết kế tốn nhiều thời gian nếu không dùng phép chuyển đổi phi tuyến và tự động chỉnh định. Mặt hạn chế khác là các tham số

điều khiển được thay đổi trong vòng hở, không có hồi tiếp từ đặc tính làm việc của hệ thống. Phương pháp này không thể dùng được nếu đặc tính động học của quá trình hoặc nhiễu không được biết trước đầy đủ, chính xác.

Chương 3

THIẾT KẾ VÀ MÔ PHỎNG

3.1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Cho hệ thống:

$$G(s) = \frac{1}{s(s+a)} = \frac{B}{A} \quad \text{Với } a \text{ là thông số chưa biết} \quad (3.1)$$

Xác định bộ điều khiển có thể cho hệ thống vòng kín sau:

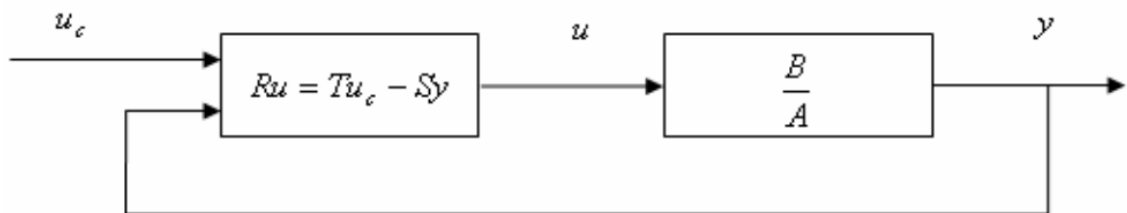
$$G_m(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} = \frac{B_m}{A_m} \quad (3.2)$$

Xác định các bộ điều khiển thích nghi mô hình mẫu dựa trên phương pháp gradient và lý thuyết ổn định.

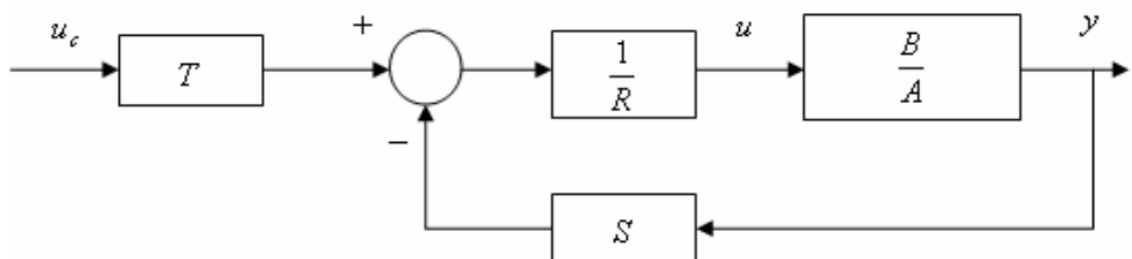
3.2. GIẢI THUẬT

Luật điều khiển tuyến tính có dạng:

$$Ru = Tu_c - Sy \quad (3.3)$$



Với R,S,T là các đa thức. Ta có thể vẽ lại như sau:



Ta có : $y = u \frac{B}{A}$

$\Rightarrow u = y \frac{A}{B}$ Thay vào (3.3) ta được:

$$(AR + BS)y = BTu_c \quad (3.4)$$

Ta có : $B = B^+ B^- = 1 \quad \Rightarrow B^+ = B^- = 1$

Để có hệ thống như mong muốn thì $(AR + BS)$ phải chia hết cho A_m , đa thức này phải chứa $A_m B^+$ và có bậc lớn hơn bằng bậc của $A_m B^+$.

Phương trình Diophantine:

$$AR + BS = B^+ A_0 A_m \quad (3.5)$$

Với $R = B^+ R_1$. Khử B^+ trong (3.5) ta được:

$$AR_1 + B^- S = A_0 A_m \quad (3.6)$$

$$\Rightarrow s(s+a)R_1 + S = A_0(s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2)$$

Ta chọn:

$$\begin{cases} R_1 = 1 \Rightarrow R = B^+ R_1 = 1 \\ A_0 = 1 \\ S = s_0 s + \omega^2 \end{cases}$$

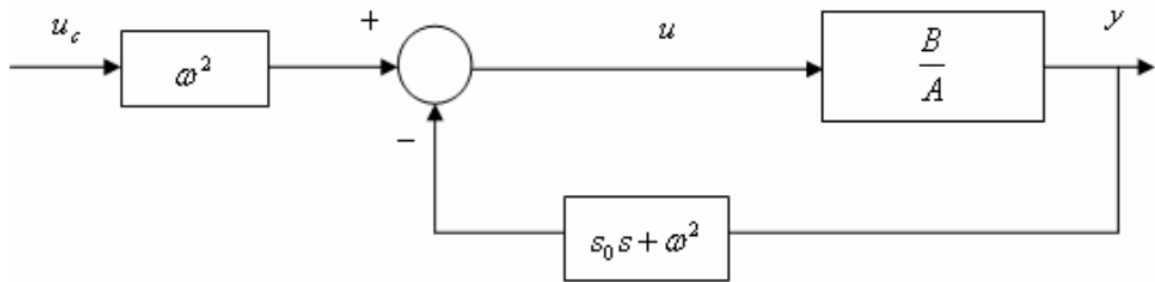
$$\Rightarrow s^2 + as + s_0 s + \omega^2 = s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2 \Rightarrow a + s_0 = 2\zeta\omega$$

Để (3.4) có dạng (3.2) thì:

$$\begin{cases} B_m = B^- B'_m = \omega^2 \\ T = A_0 B'_m \end{cases}$$

Với $B^- = 1 \quad \Rightarrow B'_m = \omega^2$ và $T = A_0 B'_m = \omega^2$

Như vậy, ta có bộ điều khiển tuyến tính sau:



Luật điều khiển có dạng:

$$u = \omega^2 u_c - (s_0 s + \omega^2) y$$

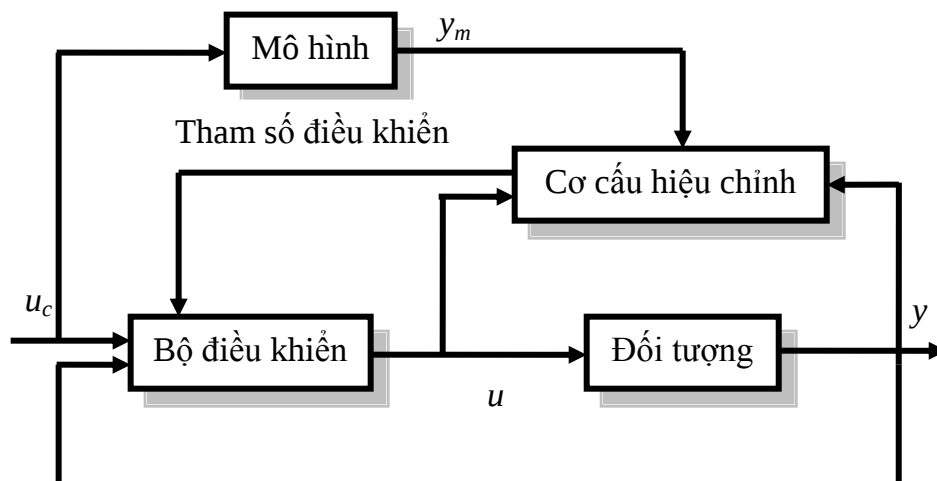
Phương trình của hệ kín:

$$(AR + BS)y = BTu_c$$

$$\Rightarrow (s^2 + as + s_0 s + \omega^2)y = \omega^2 u_c$$

$$\Rightarrow y = \frac{\omega^2}{s^2 + (a + s_0)s + \omega^2} u_c$$

3.3. THIẾT KẾ



Hệ thống thích nghi mô hình tham chiếu

Trong hệ thống cơ cấu hiệu chỉnh sẽ thay đổi các thông số của bộ điều khiển sao cho ngõ ra y của đối tượng giống với ngõ ra y_m của mô hình. Ta sử dụng phương pháp Gradient để xây dựng luật cập nhật thông số cho cơ cấu hiệu chỉnh.

Định nghĩa sai số:

$$e = y - y_m$$

Ta phải thay đổi thông số của bộ điều khiển sao cho sai số e này về 0.

Xét chuẩn:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2$$

Để làm cho J nhỏ thì chiều thay đổi của thông số là chiều âm giá số của J , như sau:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta}$$

Với hệ đã cho ta có:

$$\frac{\partial e}{\partial s_0} = \frac{-\omega^2 s}{s^2 + (a + s_0)s + \omega^2} u_c = \frac{-s}{s^2 + (a + s_0)s + \omega^2} y$$

Khi hàm truyền đạt của hệ thống đạt tới hàm truyền đạt mong muốn thì:

$$s^2 + (a + s_0)s + \omega^2 \approx s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2$$

$$\text{hay } a + s_0 \approx 2\zeta\omega \Rightarrow s_0 \approx 2\zeta\omega - a$$

Do đó:

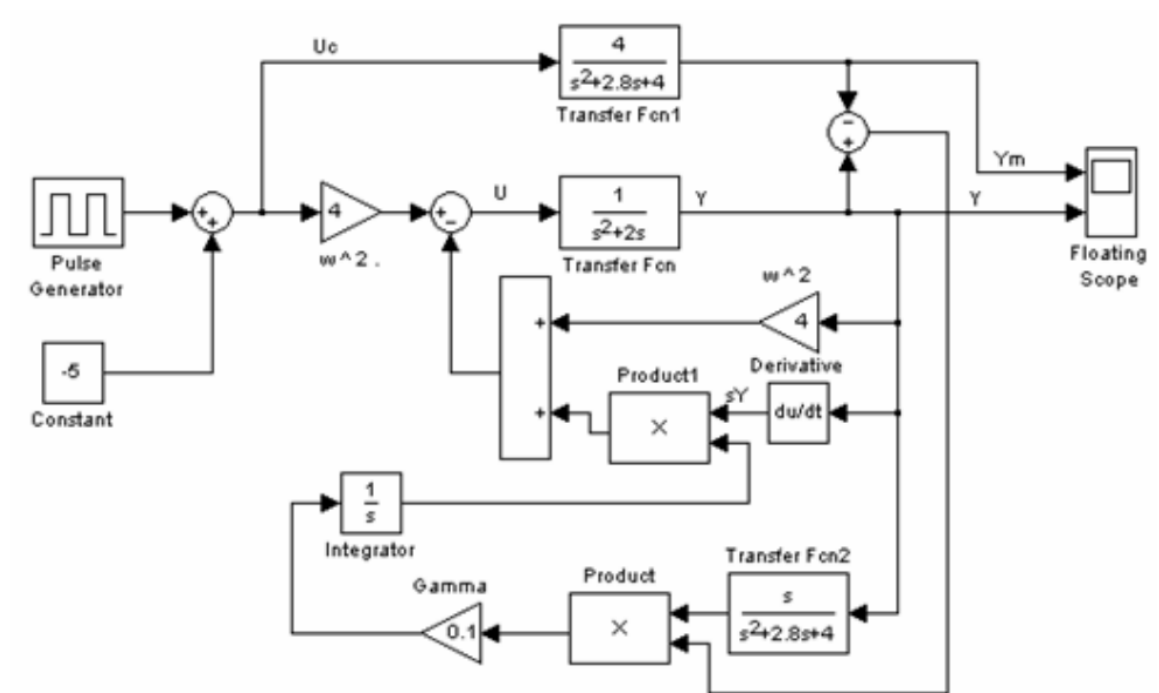
$$\frac{\partial e}{\partial s_0} = \frac{-s}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} y$$

Suy ra:

$$\frac{ds_0}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial s_0} = \gamma e \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} y$$

Tính ổn định hay không của hệ thống phụ thuộc nhiều vào thông số a của quá trình. Việc lựa chọn thông số γ của bộ điều khiển thích nghi phải căn cứ vào tầm thay đổi của thông số a khi hệ thống hoạt động.

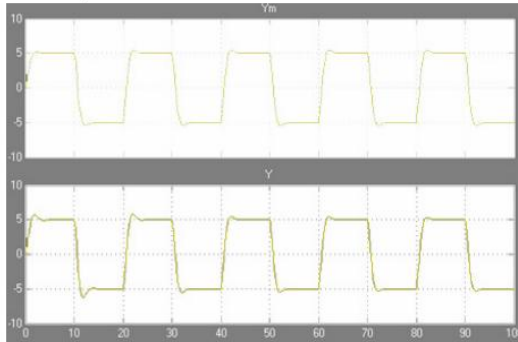
3.4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG



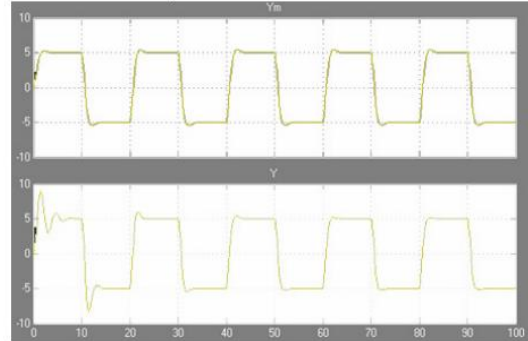
Thiết kế theo mô hình thích nghi

Kết quả mô phỏng thu được

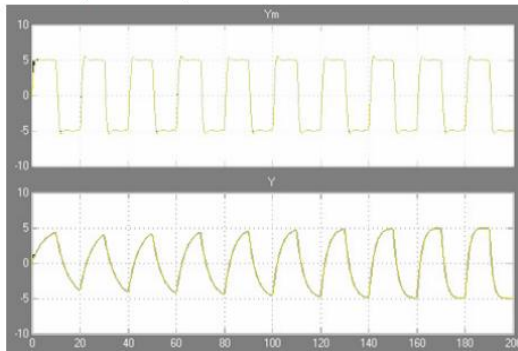
Với $\gamma = 0.1, a = 2$:



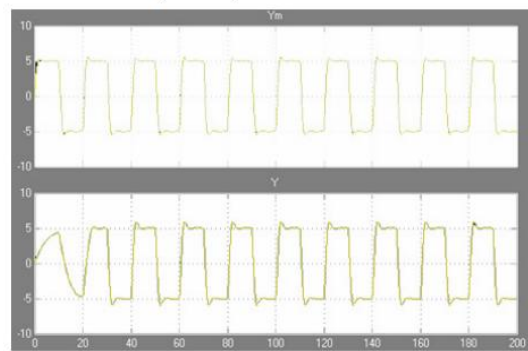
Với $\gamma = 0.1, a = 0.2$:



Với $\gamma = 0.1, a = 20$:



Với $\gamma = 1, a = 20$:



3.5. KẾT LUẬN

Bộ điều khiển thích nghi mô hình tham chiếu (MRAS). Với phương pháp tiếp cận Gradient và lý thuyết ổn định có thể giải quyết tốt vấn đề điều khiển hệ thống khi thông số của hệ thống thay đổi. Tuy bộ điều khiển là thích nghi nhưng tính thích nghi chỉ có thể thỏa mãn trong một điều kiện làm việc giới hạn, phải chấp nhận đánh đổi giữa tính ổn định của hệ thống với tốc độ hội tụ về giá trị đúng của thông số cần điều khiển.

KẾT LUẬN

Thích nghi là quá trình thay đổi thông số, cấu trúc của bộ điều khiển hay tác động điều khiển trên cơ sở lượng thông tin có được trong quá trình làm việc với mục đích đạt được một trạng thái nhất định, thường là tối ưu khi thiếu lượng thông tin ban đầu cũng như khi điều kiện làm việc thay đổi.

Điều khiển thích nghi là tổng hợp các kỹ thuật nhằm tự động chỉnh định các bộ điều chỉnh trong mạch điều khiển nhằm hiện thực hay duy trì ở một mức độ nhất định chất lượng của hệ khi thông số của quá trình không biết trước hay thay đổi theo thời gian. Lý thuyết điều khiển thích nghi đã được hình thành như một môn khoa học, từ tư duy đã trở thành hiện thực nghiêm túc, từ cách giải quyết những vấn đề cơ bản trở thành bài toán tổng quát, từ những vấn đề về sự tồn tại và khả năng có thể giải quyết đến những ứng dụng có tính bền vững và chất lượng.

Trong đồ án này em đã đề cập một cách tổng quan về hệ điều khiển thích nghi, trọng tâm gồm các phần:

- ❖ Tìm hiểu về hệ thích nghi mô hình tham chiếu MRAS, nắm bắt được nội dung và phương pháp thiết kế MRAS
- ❖ Bộ tự chỉnh định STR bao gồm bộ tự chỉnh định trực tiếp và bộ tự chỉnh định gián tiếp. Tìm hiểu về các thuật toán của bộ tự chỉnh định
- ❖ Chỉnh định tự động và lịch trình độ lợi

Một lần nữa em xin chân thành cảm ơn sự giúp đỡ, hướng dẫn hết sức tận tình của thầy Th.S Nguyễn Văn Dương, đã giúp đỡ em trong suốt quá trình hoàn thành đồ án này. Em xin chân thành cảm ơn các Thầy Cô trong ngành Điện tử - Viễn thông Trường Đại Học Dân Lập Hải Phòng đã giúp đỡ em trong thời gian qua.

Em xin chân thành cảm ơn!

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Nguyễn Thương Ngô (2005), *Lý thuyết điều khiển tự động thông thường và hiện đại, quyển 4*, Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật.
- [2]. Phạm Công Ngô (2006), *Lý thuyết điều khiển tự động*, Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật.
- [3]. Nguyễn Phương, Nguyễn Thị Phương Giang (2005), *Cơ sở tự động hoá sử dụng trong ngành cơ khí*, Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật.
- [4]. Amerongen, J. van (2004); *Intelligent Control (part 1)-MRAS, Lecture notes*; University of Twente, The Netherlands, March.
- [5]. Amerongen, J.van (2006); *A MRAS-based learning feed-forward controller*; University of Twente, The Netherlands.
- [6]. <http://www.20sim.com>
- [7]. <http://dieukhien.net/vn/discuss.php?ftopid=8&fcetid=43>

MỤC LỤC

LỜI MỞ ĐẦU	1
Chương 1. TỔNG QUAN VỀ ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG	2
1.1. KHÁI NIỆM CƠ BẢN.....	2
1.2. CÁC NGUYÊN TẮC ĐKTD.....	2
1.2.1. Nguyên tắc giữ ổn định	2
1.2.2. Nguyên tắc điều khiển theo chương trình	3
1.2.3. Nguyên tắc tự định chỉnh	4
1.3. PHÂN LOẠI HỆ THỐNG ĐKTD.....	4
1.4. CÁC VẤN ĐỀ TRONG NGHIÊN CỨU ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG	5
1.5. MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN	6
1.5.1. Các khâu cơ bản	6
1.5.2. Mô hình toán học trong miền tần số	8
1.5.3. Mô hình toán học trong miền thời gian.....	10
1.5.4. Sự ổn định của hệ thống.....	13
Chương 2. HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI.....	15
2.1. HỆ THÍCH NGHI MÔ HÌNH THAM CHIẾU – MRAS	15
2.1.1. Sơ đồ chức năng.....	15
2.1.2. Luật MIT	16
2.1.3. Nội dung, phương pháp thiết kế MRAS	18
2.1.4. Thiết kế MRAS dùng lý thuyết ổn định của Lyapunov	24
2.1.4.1. Phương pháp thứ hai của Lyapunov	24
2.1.4.2. Hệ thống MRAS rời rạc	26
2.1.4.3. MRAS cho hệ thống chỉ biết được từng phần.....	26
2.1.5. Kết luận	26
2.2. BỘ TỰ CHỈNH ĐỊNH - STR	27
2.2.1. Bộ tự chỉnh định gián tiếp.....	29
2.2.2. Bộ tự chỉnh định trực tiếp	32
2.2.3. Kết nối giữa MRAS và STR	40
2.2.4. Điều khiển dự báo thích nghi	41

2.2.5. Kết luận	50
2.3. CHỈNH ĐỊNH TỰ ĐỘNG VÀ LỊCH TRÌNH ĐỘ LỢI	51
2.3.1. Kỹ thuật chỉnh định.....	51
2.3.2. Lịch trình độ lợi.....	55
2.3.3. Xây dựng lịch trình	56
2.3.4. Ứng dụng.....	57
2.3.5. Kết luận	57
Chương 3. THIẾT KẾ VÀ MÔ PHỎNG	59
3.1. ĐẶT VẤN ĐỀ.....	59
3.2. GIẢI THUẬT	59
3.3. THIẾT KẾ.....	61
3.4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG	63
3.5. KẾT LUẬN	64
KẾT LUẬN	65
TÀI LIỆU THAM KHẢO	66