

**BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG**



ISO 9001:2015

**ỨNG DỤNG ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI TRONG
ĐIỀU KHIỂN Lò SẤY**

**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN TỬ TRUYỀN THÔNG**

HẢI PHÒNG - 2020

**BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG**



ISO 9001:2015

**ỨNG DỤNG ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI TRONG
ĐIỀU KHIỂN LÒ SẤY**

**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN TỬ TRUYỀN THÔNG**

Sinh viên: Phạm Thành Đạt

Người hướng dẫn: Th.S Nguyễn Văn Dương

HẢI PHÒNG - 2020

Cộng hoà xã hội chủ nghĩa Việt Nam
Độc lập – Tự do – Hạnh phúc
-----o0o-----
BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Sinh viên : Phạm Thành Đạt – MSV: 1412103001.

Lớp : DT1801- Ngành Điện Tử Truyền Thông.

Tên đề tài : Ứng dụng điều khiển thích nghi trong điều khiển lò sấy.

CÁC CÁN BỘ HƯỚNG DẪN ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Người hướng dẫn thứ nhất:

Họ và tên : Nguyễn Văn Dương
Học hàm, học vị : Thạc Sĩ.
Trường Đại Học Dân Lập Hải Phòng
Cơ quan công tác :
Nội dung hướng dẫn : Toàn bộ đề tài

Người hướng dẫn thứ hai:

Họ và tên :
Học hàm, học vị :
Cơ quan công tác :
Nội dung hướng dẫn:

Đề tài tốt nghiệp được giao ngày tháng.... năm 2019.

Yêu cầu phải hoàn thành xong trước ngày tháng..... năm 2020

Đã nhận nhiệm vụ Đ.T.T.N
Sinh viên

Đã giao nhiệm vụ Đ.T.T.N
Cán bộ hướng dẫn Đ.T.T.N

Phạm Thành Đạt

Th.S Nguyễn Văn Dương

Hải Phòng, ngày.....tháng.....năm 2020

HIỆU TRƯỞNG

GS.TS.NGƯT TRẦN HỮU NGHỊ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM

Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIÁNG VIÊN HƯỚNG DẪN TỐT NGHIỆP

Họ và tên giảng viên:

Đơn vị công tác:

Họ và tên sinh viên: Chuyên ngành:

Nội dung hướng dẫn:

1. Tinh thần thái độ của sinh viên trong quá trình làm đề tài tốt nghiệp

.....
.....
.....

2. Đánh giá chất lượng của đề án/khóa luận (so với nội dung yêu cầu đã đề ra trong nhiệm vụ Đ.T. T.N trên các mặt lý luận, thực tiễn, tính toán số liệu...)

.....
.....
.....
.....

3. Ý kiến của giảng viên hướng dẫn tốt nghiệp

Được bảo vệ Không được bảo vệ Điểm hướng dẫn

Hải Phòng, ngày ... tháng ... năm

Giảng viên hướng dẫn

(Ký và ghi rõ họ tên)

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM

Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIÁO VIÊN CHẤM PHẢN BIỆN

Họ và tên giảng viên:

Đơn vị công tác:

Họ và tên sinh viên: Chuyên ngành:

Đề tài tốt nghiệp:

.....
.....

1. Phần nhận xét của giáo viên chấm phản biện

.....
.....
.....
.....
.....

2. Những mặt còn hạn chế

.....
.....
.....
.....

3. Ý kiến của giảng viên chấm phản biện

Được bảo vệ Không được bảo vệ Điểm hướng dẫn

Hải Phòng, ngày ... tháng ... năm

Giảng viên chấm phản biện

(Ký và ghi rõ họ tên)

MỤC LỤC

LỜI NÓI ĐẦU	1
CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ Lò SẤY	2
1.1. GIỚI THIỆU TỔNG QUAN	2
1.1.1. Phân loại các thế thống sấy (HTS)	2
1.1.2. Các dạng lò sấy.....	7
1.2. ĐIỀU KHIỂN QUÁ TRÌNH.....	18
1.2.1. Quá trình và các biến quá trình	18
1.2.2. Đặc điểm của điều khiển quá trình.....	20
1.2.3. Các thành phần cơ bản của một hệ thống.....	21
1.3. MÔ HÌNH HÓA ĐỐI TƯỢNG Lò SẤY	22
1.3.1. Phương trình trạng thái của hệ thống	22
1.3.2. Mô hình toán học của lò sấy.....	24
Chương 2. HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI	25
2.1. HỆ THÍCH NGHI MÔ HÌNH THAM CHIẾU – MRAS	25
2.1.1. Sơ đồ chức năng	25
2.1.2. Luật MIT	26
2.1.3. Nội dung, phương pháp thiết kế MRAS.....	28
2.1.4. Thiết kế MRAS dùng lý thuyết ổn định của Lyapunov	34
2.1.5. Kết luận	36
2.2. BỘ TỰ CHỈNH ĐỊNH - STR.....	37
2.2.1. Bộ tự chỉnh định gián tiếp	39
2.2.2. Bộ tự chỉnh định trực tiếp.....	42
2.2.3. Kết nối giữa MRAS và STR.....	50

2.2.4. Điều khiển dự báo thích nghi	51
2.2.5. Kết luận	60
2.3. CHỈNH ĐỊNH TỰ ĐỘNG VÀ LỊCH TRÌNH ĐỘ LỢI	61
2.3.1. Kỹ thuật chỉnh định	61
2.3.2. Lịch trình độ lợi	66
2.3.3. Xây dựng lịch trình.....	67
2.3.4. Ứng dụng	68
2.3.5. Kết luận	68
CHƯƠNG 3. TÍNH TOÁN THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PID THÍCH NGHI CHO Lò SẤY	69
3.1. XÂY DỰNG HÀM TRUYỀN ĐỐI TƯỢNG.....	69
3.2. XÂY DỰNG BỘ ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI.....	71

LỜI CẢM ƠN

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 và sản xuất thực tiễn sản xuất, em đã lựa chọn đề tài nghiên cứu “Ứng dụng hệ thống thích nghi trong điều khiển nhiệt lò sấy”.

Chương 1. Tổng quan về lò sấy.

Chương 2. Hệ thống điều khiển thích nghi .

Chương 3. Tính toán thiết kế bộ điều khiển PID thích nghi cho lò sấy.

Tuy nhiên do khả năng và trình độ có hạn nên còn nhiều thiếu sót, rất mong được sự chỉ bảo, giúp đỡ tận tình của các thầy cô cũng như sự góp ý của bạn bè để bản đồ án này được hoàn thiện hơn.

Em xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến các thầy cô, bạn bè trong khoa Điện – Điện tử trường Đại Học Dân Lập Hải Phòng, đặc biệt là thầy Nguyễn Văn Dương, là giảng viên trực tiếp hướng dẫn, đã rất nhiệt tình chỉ bảo để em hoàn thành đề tài tốt nghiệp này.

CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ LÒ SẤY

1.1. GIỚI THIỆU TỔNG QUAN

Sấy là một trong những khâu quan trọng trong dây chuyền công nghệ, được sử dụng ở nhiều ngành chế biến nông – lâm – hải sản là phương pháp bảo quản sản phẩm đơn giản, an toàn và dễ dàng. Sấy không đơn thuần là tách nước ra khỏi vật liệu ẩm mà là quá trình công nghệ phức tạp, đòi hỏi vật liệu sau khi sấy phải đảm bảo chất lượng theo chỉ tiêu nào đó với mức chi phí năng lượng (điện năng, nhiệt năng) tối thiểu.

Quá trình sấy là quá trình làm khô các vật thể, các vật liệu, các sản phẩm bằng phương pháp làm bay hơi nước ra khỏi VLS. Do vậy, quá trình sấy khô một vật thể diễn biến như sau: Vật thể được gia nhiệt để đưa nhiệt độ lên đến nhiệt độ bão hòa ứng với áp suất của hơi nước trên bề mặt vật thể, vật thể được cấp nhiệt để làm bay hơi ẩm.

1.1.1. Phân loại các thế thống sấy (HTS)

1.1.1.1. HTS tự nhiên

Quá trình phơi vật liệu ngoài trời, không có sử dụng thiết bị. VLS được sấy bằng cách phơi nắng lấy nguồn nhiệt trực tiếp từ mặt trời để làm khô vật liệu cần sấy. Do vậy, HTS này được sử dụng rộng rãi trong chế biến nông sản.

- Ưu điểm

Công nghệ đơn giản, chi phí đầu tư và vận hành thấp.

Không đòi hỏi cung cấp năng lượng lớn và nhân công lành nghề.

Có thể sấy lượng lớn vụ mùa với chi phí thấp.

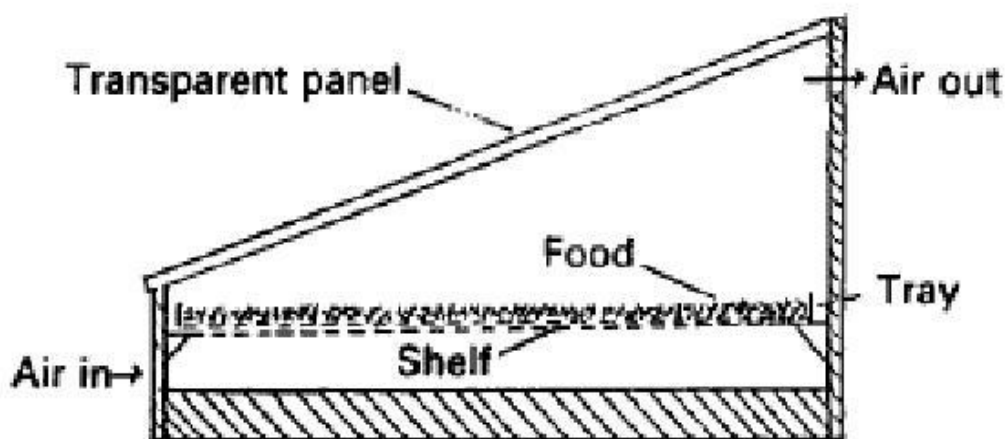
- Nhược điểm

Kiểm soát điều kiện sấy rất kém

Tốc độ sấy chậm hơn so với sấy bằng thiết bị, do đó chất lượng sản phẩm cũng kém và dao động hơn.

Quá trình sấy phụ thuộc vào thời tiết và thời gian trong ngày.

Đòi hỏi nhiều nhân công.



Hình 1.1: Mô hình sấy bằng năng lượng mặt trời

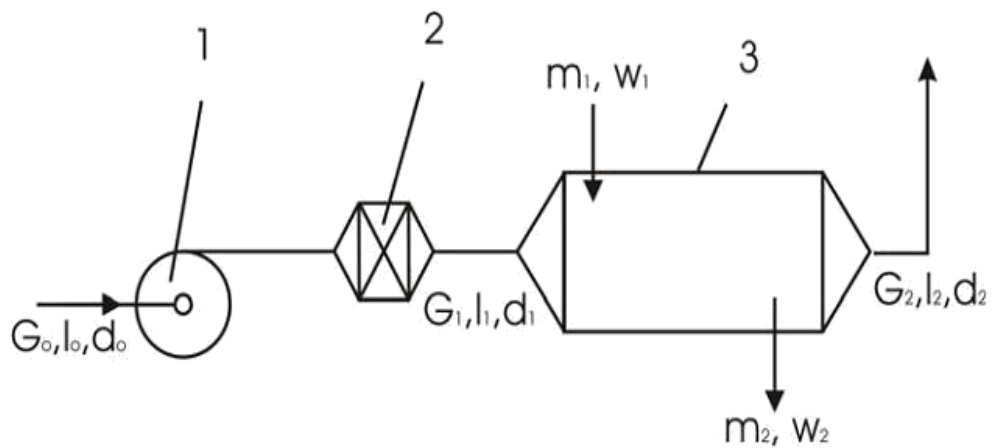
1.1.1.2. HTS nhân tạo

Được thực hiện trong các thiết bị sấy và căn cứ vào phương pháp cung cấp nhiệt, có thể chia ra các loại: Sấy đối lưu, sấy bức xạ, sấy tiếp xúc, sấy thăng hoa, sấy bằng điện trường dòng cao tần, sấy điện trở...

- Sấy đối lưu

Không khí nóng hoặc khói lò được dùng làm TNS có nhiệt độ, độ ẩm, tốc độ phù hợp, chuyển động chảy trườn lên vật sấy làm cho ẩm trong vật sấy bay hơi rồi đi theo TNS. Không khí có thể chuyển động cùng chiều, ngược chiều hoặc cắt ngang dòng chuyển động của sản phẩm.

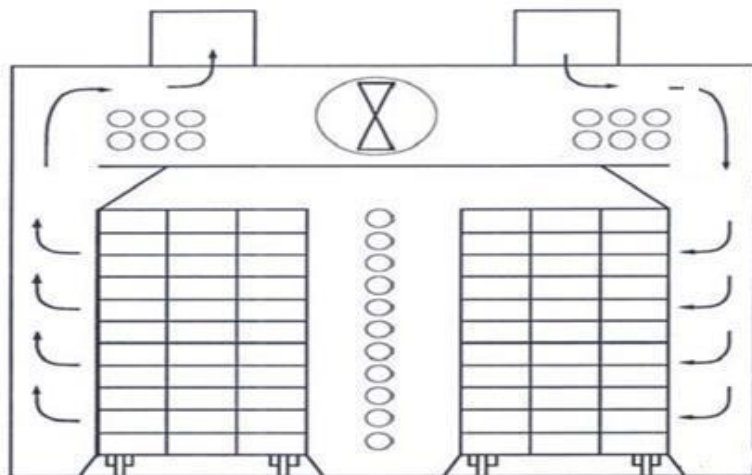
Sấy đối lưu có thể thực hiện theo mẻ (gián đoạn) hay liên tục. Trên hình vẽ dưới là sơ đồ nguyên lý sấy đối lưu bằng dòng không khí nóng.



Hình 1.2: Sơ đồ hệ HTS đôi lưu

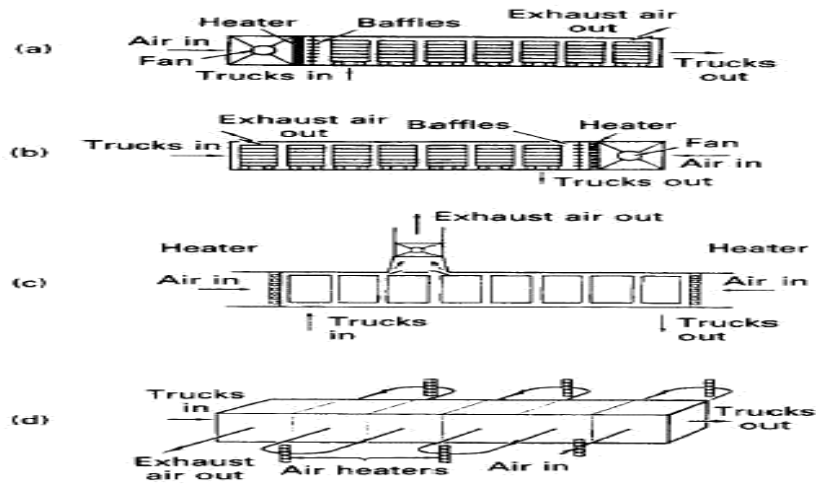
1: Quạt, 2: Calorifer, 3: Buồng sấy

Sấy buồng: cấu tạo chủ yếu của sấy buồng là buồng sấy. Trong buồng sấy bố trí các thiết bị đỡ vật liệu gọi chung là thiết bị truyền tải (TBTT). Nếu dung lượng buồng sấy bé và TBTT là các khay sấy thì được gọi là tủ sấy. Nếu dung lượng lò sấy lớn và TBTT là xe goòng với các thiết bị chứa vật liệu thì được gọi là HTSB kiểu xe goòng.



Hình 1.3: HTS buồng

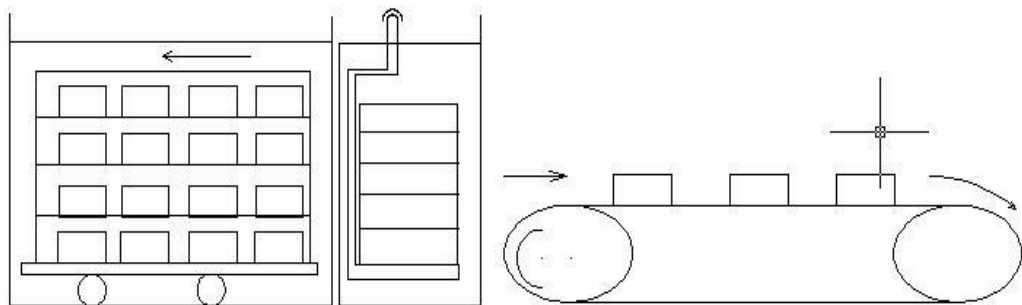
Sấy hầm: là HTS mà thiết bị sấy là một hầm dài, VLS vào đầu này và ra đầu kia của hầm. TBTT trong HTS thường là các xe goòng với các khay chứa VLS hoặc băng tải. Đặc điểm chủ yếu của sấy hầm là bán liên tục và liên tục.



Hình 1.4: Các hình thức chuyển động của TNS trong hầm sấy

- a. HTS cùng chiều
- b. HTS ngược chiều
- c. HTS kết hợp cùng – ngược chiều
- d. HTS cắt ngang-

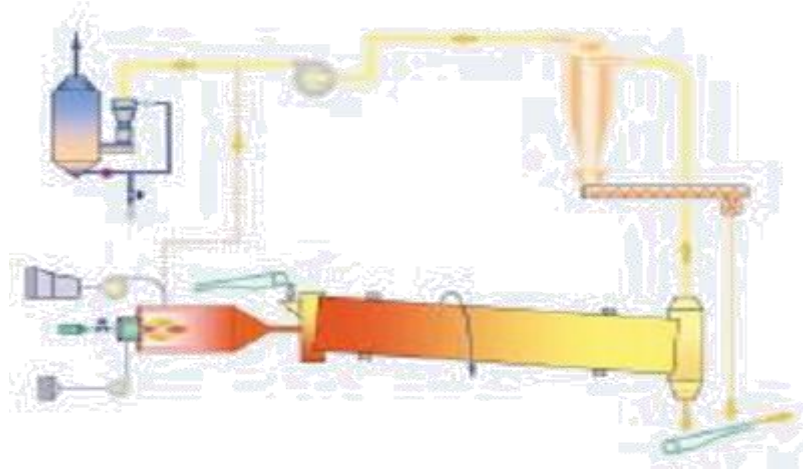
Sấy tháp: Đây là HTS chuyên dùng để sấy VLS dạng hạt như thóc, ngô, lúa mì.. HTS này có thể hoạt động liên tục hoặc bán liên tục. TBS trong HTS là một tháp sấy, trong đó người ta đặt một loạt các kênh dẫn xen kẽ với một loạt các kênh thái.VLS đi từ trên xuống và tác nhân sấy (TNS) từ kênh dẫn xuyên qua VLS thực hiện quá trình trao đổi nhiệt - ẩm với vật liệu rồi đi vào môi trường.



Hình 1.5: HTS kiểu xe goòng và kiểu băng tải

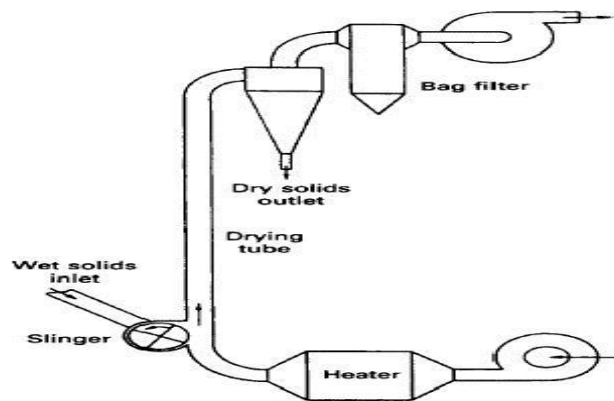
Sấy thùng quay: Là một HTS chuyên dụng để sấy các VLS dạng cục, hạt, thiết bị sấy ở đây là một hình trụ tròn đặt nghiêng một góc nào đó. Trong thùng

sấy có bố trí các cánh xáo trộn hoặc không. Khi thùng sấy quay, VLS dịch chuyển từ đầu này đến đầu kia vừa bị xáo trộn và thực hiện quá trình trao đổi nhiệt - ẩm với dòng TNS.



Hình 1.6: HTS thùng quay

Sấy khí động: Có nhiều dạng khí động thiết bị sấy trong HTS có thể là một ống tròn hoặc phễu, trong đó TNS có nhiệt độ thích hợp với tốc độ cao vừa làm nhiệm vụ trao đổi nhiệt - ẩm vừa làm nhiệm vụ đưa VLS từ đầu này đến đầu kia của thiết bị sấy.



Hình 1.7: HTS khí động kiểu đứng

Sấy tầng sôi: Là HTS chuyên dụng để sấy hạt, thiết bị sấy ở đây là một buồng sấy, trong đó vật liệu nằm trên ghi có đục lỗ, TNS có nhiệt độ cao và tốc độ thích hợp đi xuyên qua ghi và làm cho VLS chuyển động bập bùng trên mặt ghi như hình ảnh các bọt nước sôi để thực hiện quá trình trao đổi nhiệt - ẩm.



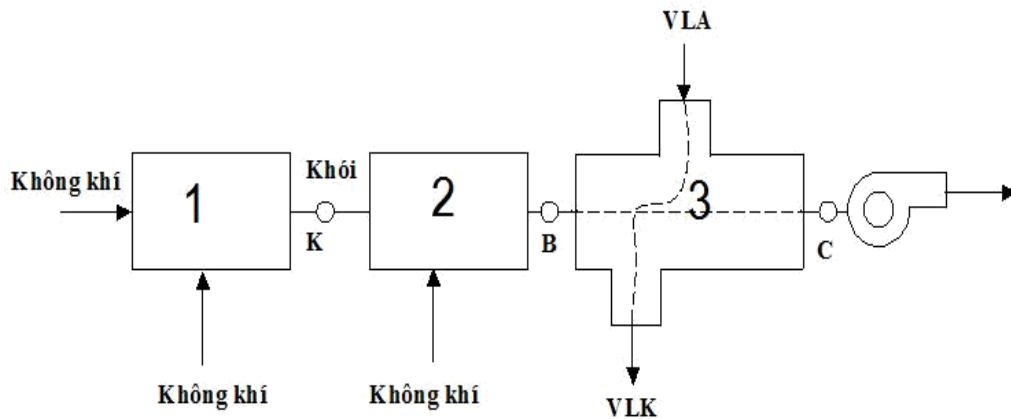
Hình 1.8: HTS tần sôi trong nhà máy đường

Sấy phun: Là HTS dùng để sấy các dung dịch huyền phù như trong công nghệ sản xuất sữa bột. Thiết bị sấy trong HTS phun là một hình chóp trụ, phần chóp quay xuống dưới. Dung dịch huyền phù được bơm cao áp đưa vào thiết bị tạo sương mù. TNS có nhiệt độ thích hợp đi vào thiết bị sấy thực hiện quá trình trao đổi nhiệt - ẩm với sương mù VLS và thải vào môi trường.

1.1.2. Các dạng lò sấy

1.1.2.1. Lò sấy gia nhiệt bằng khói lò

Trong các HTS, khói lò có thể được dùng hoặc với tư cách là TNS hoặc tư cách là nguồn cung cấp nhiệt lượng để đốt nóng không khí trong các calorifer khí – khói. Khói lò gồm khí khô và hơi nước vốn có trong nhiên liệu và do phản ứng cháy với hydro sinh ra. Hơn nữa khói lò bao giờ cũng chứa một lượng nhất định tro bay theo và những chất độc hại như lưu huỳnh vốn có trong nhiên liệu. Do đó, khói lò chỉ dùng làm TNS trong các trường hợp VLS không sợ bám bẩn như thức ăn gia súc hoặc vật liệu xây dựng.



Hình 1.9: Sơ đồ nguyên lý của HTS dùng khói lò làm TNS

1. Buồng đốt, 2. Buồng hoà trộn, 3. Thiết bị sấy

Ưu điểm sấy bằng khói lò:

- Có thể điều chỉnh nhiệt độ dung môi chất sấy trong một khoảng rất rộng, có thể sấy ở nhiệt độ rất cao $900-1000^{\circ}\text{C}$ và ở nhiệt độ thấp $70-90^{\circ}\text{C}$ hoặc thậm chí $40-50^{\circ}\text{C}$
- Cấu trúc hệ thống đơn giản, dễ chế tạo, lắp đặt.
- Đầu tư vốn ít vì không phải dùng calorife.
- Giảm tiêu hao điện năng, do giảm trở lực hệ thống.
- Nâng cao được hiệu quả sử dụng nhiệt của thiết bị.

1.1.2.2. Lò sấy gia nhiệt bằng hơi nước

Nước được đun nóng thành hơi thông qua lò hơi, hơi quá nhiệt được đưa vào thiết bị trao đổi nhiệt sau đó được quạt gió làm đối lưu không khí làm cho hệ thống trao đổi nhiệt thông qua tiếp xúc với vật liệu cần sấy.

Lò hơi: Là thiết bị sản xuất hơi nước có áp suất và nhiệt độ nhất định. Lò hơi dùng để cung cấp hơi quá nhiệt có áp suất và nhiệt độ cao, cung cấp nhiệt công nghiệp hay dân dụng thường là hơi bão hòa có áp suất thấp (<13 at). Trong

đề tài này phân cấp nguồn nhiệt cung cấp chính cho lò sấy chính là lò hơi với áp suất xác định.

Lò sấy đặt thiết bị trao đổi nhiệt là những ống nhiệt đường chạy gấp khúc được đặt trong lò. Ống nhiệt có cấu tạo gồm một đường ống được hàn kín hai đầu, bên trong chứa chất lỏng (hơi nước) thực hiện quá trình chuyển pha là sôi và ngưng. Ống nhiệt được chia thành ba phần.

Phần sôi: Phần này được đốt nóng bằng các nguồn nhiệt khác nhau, chất lỏng trong ống sẽ sôi và tạo thành hơi bão hòa.

Phần đoạn nhiệt: Hơi bão hòa sẽ chuyển động qua phần đoạn nhiệt lên phần ngang. Ở phần này không xảy ra quá trình trao đổi nhiệt.

Phần ngưng: Hơi bão hòa sẽ chuyển động qua phần ngưng trao đổi nhiệt với môi trường xung quanh và được ngăn lại. Chất lỏng ngưng sẽ quay trở lại phần sôi nhờ lực trọng trường.

1.1.2.3. Lò sấy gia nhiệt bằng nhiệt điện trở

Lò sấy sử dụng năng lượng điện – nhiệt để gia nhiệt của lò sấy. Dòng điện đi qua điện trở của dây dẫn đầu trong mạch điện phát nóng, sau đó được quạt gió đối lưu tới vật liệu cần sấy.

Do dễ thực hiện và có hiệu suất chuyển đổi khá cao, sấy bằng điện trở ngày càng được nghiên cứu ứng dụng phổ biến trong các ngành kinh tế quốc dân. Các đối tượng cần được sấy trong sản xuất nông nghiệp thường là nước, không khí, sản phẩm nông nghiệp, thực phẩm, thức ăn gia súc, gỗ...

Ưu điểm cơ bản của phương pháp đốt nóng bằng điện là:

- Thao tác và tác động nhanh, dễ điều khiển khống chế theo yêu cầu đặc biệt của các công nghệ khác nhau.
- Bỏ qua giai đoạn chuẩn bị (tích nhiệt), tiết kiệm thời gian và công sức.

- Để thực hiện tối ưu hoá các quá trình công nghệ nhiệt, nâng cao năng suất, hiệu quả và chất lượng sản phẩm trong trồng trọt, chăn nuôi và chế biến.

Dựa vào đặc điểm và mối quan hệ giữa vật cần đốt nóng và phần tử phát nhiệt, phân biệt làm hai kiểu đốt nóng trực tiếp (đối tượng cần đốt nóng cho dòng điện đi qua trực tiếp phát nhiệt) và đốt nóng gián tiếp (đối tượng phát nóng riêng biệt - dòng điện không đi qua vật cần đốt nóng).

Nhiệt lượng phát ra từ các phần tử điện trở phát nhiệt bằng điện được tính theo công thức:

$$Q = I^2 R t \quad (1.1)$$

trong đó:

Q - nhiệt lượng toả ra, J I - dòng điện chạy qua sợi đốt kiểu điện trở, A R - điện trở của phần tử phát nhiệt, Ω t - thời gian làm việc, s

Thiết bị chuyển đổi điện năng thành nhiệt năng bằng điện trở thông thường gồm có ba bộ phận chủ yếu như phần tử đốt nóng, vỏ cách điện và thiết bị điều khiển.

a) Phần tử phát nhiệt bằng kim loại

Phần tử phát nóng bằng kim loại có cấu trúc hở hoặc kín trong vỏ bọc bằng gốm, thạch anh hoặc kim loại. Vật liệu điện trở phải có nhiệt độ làm việc dài hạn cao, ổn định, có điện trở suất cao, hệ số thay đổi vì nhiệt thấp, tốc độ ôxy hoá bề mặt sợi đốt chậm, chống chịu hoá chất, cách điện và dầu mỡ. Vật liệu làm phần tử phát nhiệt không quá đắt, dễ chế tạo.

Nhóm vật liệu sau đây cho trong bảng 1.1 đáp ứng tốt các yêu cầu trên được sử dụng khá phổ biến.

Bảng 1.1 - Nhóm vật liệu chế tạo phần tử đốt nóng

STT	Ký mã hiệu	Điện trở suất ở nhiệt độ 20 ⁰ C, Ωmm ² /m	Nhiệt độ cho phép	
			Giới hạn	Tối ưu
1	X25H20 (Crôm - Sắt tăng cường)	1	900	800
2	X15H60 (Crôm ba)	1,1	1000	900
3	X20H80 (Crôm hai)	1,11	1100	1000
4	X20H80 (Crôm hai Titan)	1,27	1150	1000

Nhiệt độ nóng chảy của Crôm là 1390 - 1400⁰C, khối lượng riêng 8,2 ÷ 8,4g/cm³, hệ số nhiệt độ, 0,09x10⁻³ đến 0,35x10⁻³ (mác X25H20).

Nhóm vật liệu hai hợp kim Sắt - Crôm - Nhôm (Phekhral) với thành phần Fe: 70 - 75%, Cr: 12 - 15%, Al: 3,5 - 5,5% có nhiệt độ làm việc đến 700⁰C. Nhóm Kantal có thành phần Fe: 72%, Cr: 20%, Al: 5%, Co: 3% có nhiệt độ cho phép đến 1300⁰C.

Nhóm vật liệu thứ ba, hợp kim Constant chứa Đồng - Niken - Constant phù hợp cho dải nhiệt độ thấp dưới 100 ÷ 350⁰C.

Nhóm Molipden và nhóm Wolfram có nhiệt độ làm việc đến 2000⁰C và 3000⁰C.

Trong thiết kế thiết bị phát nhiệt thông thường sử dụng các công thức tính toán sau:

Nhiệt lượng của một sợi đốt q (W), tính theo biểu thức

$$q = \alpha.C.l.\theta \quad (1.2)$$

trong đó:

α - hệ số truyền nhiệt, W/m^2K ;

l, d, C - chiều dài, đường kính và chu vi sợi đốt (dây điện trở), m;

θ - nhiệt độ sợi đốt, K.

Công suất tiêu thụ P (W) được tính theo công thức

$$P = p.C.l \quad (1.3)$$

trong đó:

p - công suất riêng bề mặt sợi đốt, W/m^2

Đường kính dây điện trở sợi đốt, tính theo biểu thức

$$d_d = 0,74 \quad (1.4)$$

$$\sqrt{\left(\frac{P}{Q}\right)^2 \cdot \frac{\rho}{p}}$$

trong đó:

ρ - điện trở suất của dây điện trở sợi đốt, $\Omega.m$;

Thông thường đường kính ngoài của lò xo dây điện trở chọn trong khoảng $D_{ng} = (5 \div 8)d$, nhưng đường kính trung bình D_{tb} không nhỏ hơn 15mm; bước lò xo $h > d$, nhưng không nhỏ hơn 8mm; số vòng lò xo $w = l/h$, với l và l_w ký hiệu chiều dài của toàn bộ và chiều dài dây điện trở của một vòng lò xo. Chiều dài của lò xo $L = w.h$.

Có thể xác định số vòng lò xo theo công thức sau:

$$W = \frac{1000.l}{\sqrt{h^2 + (\pi D_{tb})^2}} \quad (1.5)$$

Ngoài các phần tử đốt để trần trong thực tiễn phổ biến các sợi đốt dạng ống dễ sử dụng và an toàn hơn, có tuổi thọ đến 10^4 h, đặc biệt là sợi đốt dạng ống trong bình nấu hơi nước, thiết bị Karapu, thiết bị bức xạ nhiệt...

b) Phần tử đốt nóng phi kim loại

Thường sử dụng các thanh đốt Silic (SiC) dạng que hay ống (gìon, dễ vỡ) có thể đốt nóng đến 1450°C . Đến 800°C hệ số nhiệt của phần tử đốt này âm, ở nhiệt độ trên 800°C hệ số nhiệt của nó dương. Để duy trì nhiệt độ xác định cần tăng điện áp cung cấp bằng biến áp điều chỉnh (vì công suất, tỉ lệ với bình phương điện áp: $P = U^2/R$). Phần tử Kantal - Super làm từ MoSi_2 làm việc trong chân không hầu như không bị ôxy hoá, gìon dễ vỡ, có thể làm việc đến $1600 \div 1700^{\circ}\text{C}$. Đặc tính ổn định, có hệ số nhiệt dương, tăng nhanh khi nhiệt độ tăng.

Các phần tử đốt nóng phi kim loại (gốm hoặc gốm kim loại) được chế tạo theo công nghệ đặc biệt. Trên nhãn có ghi công suất, điện áp, dòng điện làm việc và điện trở, kích thước. Khi tính công suất chỉ cần tổ hợp (nối tiếp hoặc song song). Số lượng phần tử đốt được xác định theo biểu thức:

$$n = \frac{l}{a} - 1 \quad (1.6)$$

Trong đó:

n - số phần tử phát nhiệt;

l - chiều dài làm việc của phần tử m;

a - khoảng cách bố trí, chọn $a = 4d$ (đường kính thanh/ống phát nhiệt).

Kiểm tra sức tải nhiệt bề mặt cho phép đối với thanh đốt Silic theo điều kiện:

$$P_s = P_0/\pi.d.l \quad (1.7)$$

Trong đó:

P_0 - Công suất của một thanh điện trở (phần tử phát nhiệt):

tại $1100 \div 1200^{\circ}\text{C}$: $P_s \leq 22\text{W}/\text{cm}^2$,

tại $1250 \div 1300^{\circ}\text{C}$: $P_s \leq 16\text{W}/\text{cm}^2$,

tại $1250 \div 1400^{\circ}\text{C}$: $P_s \leq 6\text{W}/\text{cm}^2$.

Từ đó xác định công suất toàn phần:

$$P_{tp} = N.P_0 \quad (1.8)$$

Trong các thiết bị gia nhiệt, nhiệt độ cao thường sử dụng chất cách nhiệt như azbest, Cliuđa, cát thạch anh, oxit magie, đáp ứng các yêu cầu trên, nhiệt độ làm việc đến 1000°C , sau oxit magie là oxit nhôm.

c) Tính chọn sợi đốt và quạt gió cho máy sấy

Theo mục đích và chất lượng nông - lâm sản mà xác định nhiệt độ sấy cho thích hợp. Thông thường, chọn nhiệt độ sấy cao hơn nhiệt độ môi trường không khí khoảng $3 \div 30^{\circ}\text{C}$ (trong một số trường hợp, nhiệt độ sấy cao hơn 80°C). Quạt gió được tính toán và chọn theo các thông số lưu lượng và cột áp không khí. Lượng không khí cần thiết để làm bay hơi nước trong nguyên VLS nông sản, tính theo công thức:

$$V = \frac{B_{bh}}{\delta} \quad B_{bh} = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{100 - \varphi_2} m_1 \quad (1.9)$$

trong đó:

V - lượng không khí, m^3 ;

B_{bh} - lượng hơi cần làm bay hơi, kg ;

m_1 - khối lượng nông sản đưa vào sấy, t ;

φ_1, φ_2 - ẩm độ tương đối của nguyên vật liệu trước và sau khi sấy, %;

δ - Khả năng chứa ẩm của không khí, g/m^3 (tra bảng xác định theo biểu đồ i-d, ứng với độ ẩm không khí tương ứng.

Năng suất quạt (lưu lượng không khí) L (m^3/h), tính theo biểu thức:

$$L = \frac{V}{t_c} \quad (1.10)$$

trong đó:

t_c - Thời gian sấy cần thiết

Cột áp của quạt H (m), xác định theo công thức:

$$H = H_v + H_1 + H_2 + H_{ll} \quad (1.11)$$

trong đó:

H_v - Cột áp vận tốc, $H_v = \frac{\gamma v^2 h_{lh}}{2g}$

γ - tỷ trọng không khí (tại nhiệt độ 95^0C : $\gamma_{95} = 0,95$), kg/m^3 ; h_{lh} - áp suất bão hoà không khí ở nhiệt độ xác định;

v - tốc độ luồng không khí (TNS), chọn bằng $3 \div 10m/s$; H_{vl} - tổn thất cột áp qua lớp VLS, m;

H_o - tổn thất cột áp trên thành ống ($H_o = 4\rho' \frac{L_T}{m} \cdot \frac{H}{d_T} v$),

ρ' - hệ số ma sát, đối với ống bằng kim loại và bằng gỗ: $\rho' = 0,0034$;

d_T, L_T - đường kính và chiều dài ống, m;

$H_2 = \mu H_v$ - tổn thất cột áp tại các cở cong (μ - hệ số thực nghiệm).

Công suất động cơ quạt P_1 (W) được xác định theo biểu thức:

$$P_1 = \frac{L.H.k_z}{102.3.6.10^3 \eta_{td} \eta} \quad (1.12)$$

Trong đó:

L - năng suất quạt, m^3/h ;

H - cột áp, m;

k_z - hệ số dự trữ ($k_z = 1,1 \div 1,5$);

η_{td} - hiệu suất..

η_q - hiệu suất quạt gió (chọn $\eta_q = 0,4 \div 0,6$).

Xác định nhiệt lượng tính toán

$$Q_{tt2} = m_1 \cdot p \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{100 - \varphi_2} \quad (1.13)$$

trong đó:

p - nhiệt lượng hoá hơi nước ($p = 2674 \text{kJ/kg}$);

Nhiệt lượng của thiết bị gia nhiệt được xác định theo công thức

$$Q_k = \frac{B_{bh} \cdot p}{\eta_m \eta_k} \quad (1.14)$$

trong đó:

η_m - hiệu suất của máy sấy ($\eta_m = 0,5 \div 0,7$);

η_k - hiệu suất của thiết bị phát nhiệt ($\eta_k = 0,9 \div 0,98$).

Công suất thiết bị điện cung cấp nhiệt (Kaloripher) P_2 , W được biểu thức

$$P_2 = \frac{Q_k}{3600 \eta_k} \quad (1.15)$$

Công suất của một phần tử phát nhiệt P_{pt} , tính theo công thức

$$P_{pt} = \frac{P_2}{3n} \quad (1.16)$$

trong đó: n - số phần tử nhiệt (điện trở) đấu song song.

Dòng làm việc qua mỗi sợi đốt (phần tử phát nhiệt), tính theo công thức

$$I_{pt} = \frac{P_{pt}}{U_{pt}} \quad (1.17)$$

Chọn đường kính sợi đốt bằng dây điện trở Crôm-niken, trên cơ sở dòng điện và nhiệt độ làm việc của dây điện trở theo thiết kế: từ 200°C đến 800°C (Bảng 1.2). Thông thường, chọn nhiệt độ làm việc 600°C , và nếu dòng điện làm

việc tính toán (theo thiết kế) là 5,4A, tra bảng chọn dây Crôm-niken đường kính 0,6 mm, tiết diện 0,283 mm².

Bảng 1.2 - Hướng dẫn chọn dây điện trở Crôm-niken theo dòng điện và nhiệt độ làm việc

Dòng điện và nhiệt độ làm việc của sợi dây điện trở, 0C				Tiết diện dây dẫn	Đường kính dây dẫn
200	400	600	800		
1,00	1,63	2,13	2,78	0,0707	0,3
1,50	2,35	3,10	4,05	0,1257	0,4
1,95	3,15	4,20	5,45	0,1963	0,5
2,48	4,00	5,40	7,05	0,2827	0,6
3,00	4,90	6,64	8,75	0,3848	0,7
3,55	5,80	7,95	10,50	0,5027	0,8
4,10	6,80	9,40	12,40	0,6362	0,9
4,70	7,80	10,90	14,40	0,7854	1,0
5,90	9,80	13,70	18,70	1,1310	1,2
7,30	12,00	17,00	23,20	1,5394	1,4
8,70	14,40	20,20	27,80	2,0106	1,6
10,20	17,00	23,80	32,70	2,5447	1,8
11,90	19,70	27,60	37,90	3,1416	2,0
15,40	25,40	35,70	48,70	4,5239	2,4
19,30	31,50	44,50	60,00	6,1575	2,8

Xác định chiều dài dây điện trở của một phần tử phát nhiệt, theo biểu thức

$$l_{pt} = \frac{3600P_{pt}}{\pi d \alpha [t_{pt} - 0.5(t_2 + t_1)]} \quad (1.18)$$

trong đó:

t_{pt} - nhiệt độ phần tử phát nhiệt, $^{\circ}\text{C}$;

t_1, t_2 - nhiệt độ lớn nhất và bé nhất của không khí trong dải làm việc, $^{\circ}\text{C}$.

α - hệ số truyền nhiệt đối lưu, $\text{kJ/h.m}^2.^{\circ}\text{C}$.

$$\alpha = 11,3 \sqrt{\frac{v}{d}} \quad v = \frac{V}{3600F}$$

(thông thường $v = 5:10 \text{ m/s}$)

trong đó:

V - lượng không khí đi qua các phần tử phát nhiệt, m^3/h ;

F_k - mặt cắt ngang cửa buồng phát nhiệt, m^2 .

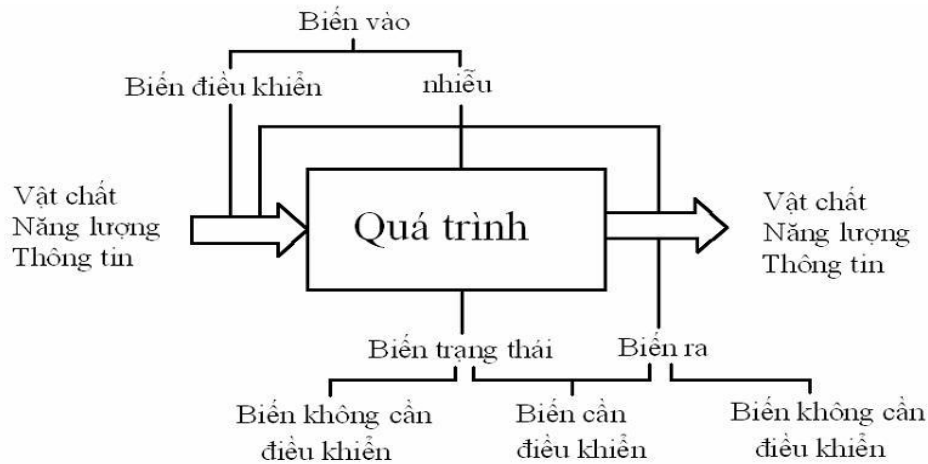
Số vòng của cuộn dây sợi đốt tính theo mục a.

1.2. ĐIỀU KHIỂN QUÁ TRÌNH

Điều khiển quá trình là ứng dụng kỹ thuật điều khiển tự động trong điều khiển, vận hành và giám sát các quá trình công nghệ, nhằm đảm bảo chất lượng sản phẩm, hiệu quả sản xuất và an toàn cho con người, máy móc và môi trường.

1.2.1. Quá trình và các biến quá trình

Quá trình là một trình tự các biểu diễn vật lý, hoá học hoặc sinh học, trong đó vật chất, năng lượng hoặc thông tin được biến đổi, vận chuyển hoặc lưu trữ. Quá trình công nghệ là những quá trình liên quan đến biến đổi, vận chuyển hoặc lưu trữ vật chất và năng lượng, nằm trong dây chuyền công nghệ hoặc một nhà máy sản xuất, năng lượng. Quá trình kỹ thuật là quá trình với các đại lượng kỹ thuật được đo hoặc được can thiệp



Hình 1.10: Quá trình và phân loại quá trình

Trạng thái hoạt động và diễn biến của một quá trình thể hiện qua các biến quá trình. Biến vào là một đại lượng hoặc một điều kiện phản ánh tác động từ bên ngoài vào quá trình. Biến ra là một đại lượng hoặc một điều kiện để thực hiện tác động của quá trình ra bên ngoài, một góc nhìn từ lý thuyết hệ thống thì biến ra thể hiện nguyên nhân, thì biến vào thể hiện kết quả. Bên cạnh biến ra và biến vào còn có biến trạng thái. Các biến trạng thái mang thông tin về trạng thái bên trong quá trình, ví dụ như nhiệt độ lò, áp suất hơi hoặc mức chất lỏng, hoặc cũng có thể là dẫn xuất từ các đại lượng đặc trưng khác như (tốc độ) biến thiên nhiệt độ, áp suất hoặc mức.

Nhiệm vụ của điều khiển quá trình là can thiệp các biến vào của quá trình một cách hợp lý để các biến ra của nó thoả mãn các chỉ tiêu cho trước, đồng thời giảm thiểu xấu của quá trình kỹ thuật đối với con người và môi trường xung quanh.

Biến cần điều khiển: (Controlled variable, VC) là một biến ra hoặc là một biến trạng thái của quá trình được điều khiển, điều chỉnh sao cho gần với một giá trị mong muốn hay giá trị đặt (Set point, SP) hoặc bám theo biến chủ đạo / tín hiệu mẫu (commman variable/ reference signal).

Biến điều khiển: (manipulated variable, MP) là một biến vào của quá trình có thể can thiệp trực tiếp từ bên ngoài, qua đó tác động tới biến ra theo ý muốn. Trong điều khiển quá trình thì lưu lượng là biến điều khiển tiêu biểu nhất.

Các biến còn lại không can thiệp trực tiếp hay gián tiếp trong phạm vi quá trình đang quan tâm được gọi là nhiễu. Nhiễu tác động gồm có nhiễu quá trình (disturbance) và nhiễu đo (noise). Nhiễu quá trình là những biến vào tác động lên quá trình kỹ thuật một cách cố hữu nhưng không can thiệp được, còn nhiễu đo hay nhiễu tạp là nhiễu tác động lên phép đo, gây ra sai số trong giá trị đo được.

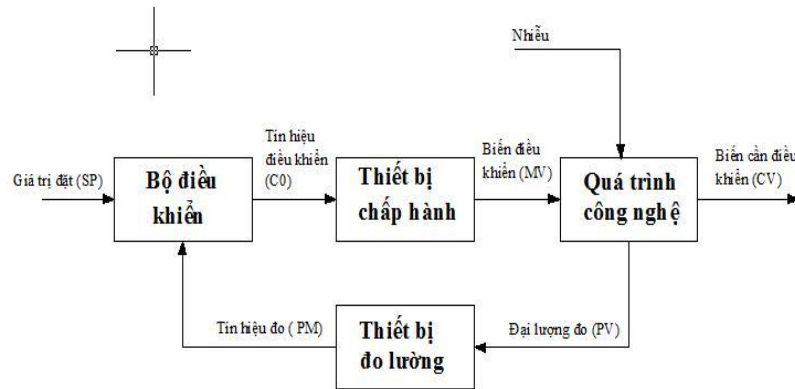
1.2.2. Đặc điểm của điều khiển quá trình

- Là khâu có quán tính lớn.
- Xảy ra liên tục không ngừng nghỉ, thời gian điều khiển lớn.
- Có thời gian trễ lớn: thời gian trễ là thời gian không mong muốn. Ở chỗ nào có thể, không nên đưa nhiều thời gian trễ nhiều vào vòng lặp. Nếu chúng ta chưa điều chỉnh cho quá trình nơi vẫn tồn tại thời gian trễ, chúng ta không thể bỏ qua nó. Đặt vòng điều khiển để tối thiểu hoá giá trị mà không cần thêm thời gian trễ cho quá trình.
- Có tồn tại khâu tích phân
- Có nhiều điều khiển xen kẽ: điều khiển đại lượng này nhưng lại gây ảnh hưởng đến đại lượng khác.
- Là hệ thống đa thông số, với hệ thống nhiều đầu vào ra (MIMO), nhiều mạch vòng điều chỉnh.
- Là hệ có thông số, các thông số biến thiên lớn. Đo tham số rất khó khăn và phức tạp nên phải có cách đo thích hợp.
- Phần lớn các đối tượng điều khiển là phi tuyến. Hệ có tính phi tuyến, đặc tính thay đổi như độ mở van của thiết bị vận hành.

1.2.3. Các thành phần cơ bản của một hệ thống

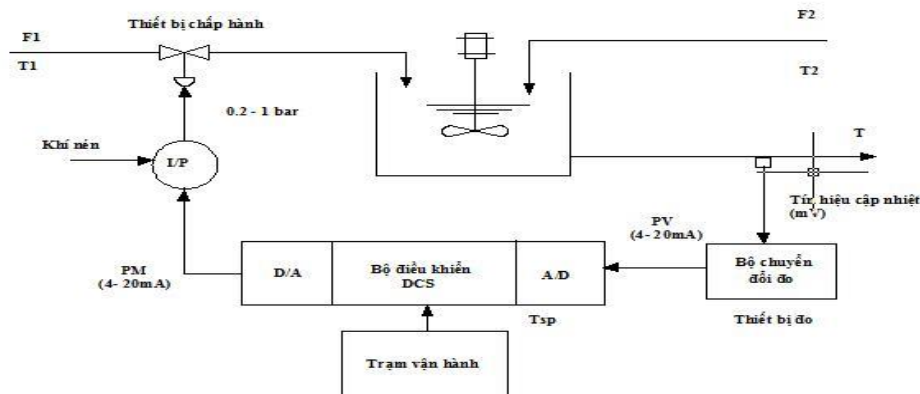
Tuỳ theo quy mô và mức độ tự động hoá, các hệ thống điều khiển quá trình công nghiệp có thể từ đơn giản đến phức tạp, nhưng chúng đều dựa vào ba thành phần cơ bản là thiết bị đo, thiết bị chấp hành và thiết bị điều khiển

Chức năng của mỗi thành phần hệ thống và quan hệ của chúng được thể hiện một cách trực quan với sơ đồ khối hình 1.11.



Hình 1.11: Các thành phần cơ bản của một hệ thống điều khiển quá trình

Giá trị đặt (Set point: SP), tín hiệu điều khiển (ontrol signal: CO), biến điều khiển (Manipulated: MV), biến cần điều khiển (Controlled variable: CV), đại lượng đo (Process valua: PV), tín hiệu đo (Prosess Measurement: PM).



Hình 1.12: Các thành phần trong điều khiển nhiệt độ

Nhiệt độ chất lỏng ra khỏi bình (T) được đo bằng cặp cảm biến cặp nhiệt, tín hiệu điện áp ra được một bộ chuyển đổi chuẩn (transmitter) chuyển sang tín

hiệu chuẩn dòng dòng 4 – 20 mA và đưa tới bộ điều khiển DCS (Distributed Control System). Tín hiệu đo tương tự 4- 20 mA phải được chuyển sang tín hiệu số (khâu biến đổi A/D) trước khi được xử lý tiếp trong máy tính số. Giá trị nhiệt độ mong muốn (T_{SP}) được người vận hành đặt tại trạm vận hành. Qua so sánh giữa giá trị đo và giá trị mong muốn, chương trình điều khiển tính toán giá trị biến thiên điều khiển theo một thuật toán đã được cài đặt. Ví dụ với thuật toán tỉ lệ, giá trị biến điều khiển sẽ tỉ lệ thuận với biến sai lệch. Giá trị này được khâu biến đổi số - tương tự (D/A) chuyển thành tín hiệu điều khiển theo chuẩn dòng điều khiển 4 – 20 mA để đưa xuống van điều khiển (thiết bị chấp hành). Cuối cùng, tín hiệu điều khiển được qua khâu I/P thành tín hiệu khí nén 0.2 – 1 bar để thay đổi độ mở van cấp dòng nóng. Lưu lượng dòng nóng F_1 được thay đổi và thông qua đó để điều chỉnh nhiệt độ ra T tới giá trị đặt T_{SP} .

1.3. MÔ HÌNH HÓA ĐỐI TƯỢNG Lò SẤY

1.3.1. Phương trình trạng thái của hệ thống

Từ phương trình không gian trạng thái của hệ m bậc tự do ở dạng vi phân:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \dot{x}(t) = \Phi[x(t), u(t)], \quad (1.19)$$

$$y(t) = \Psi[x(t)]$$

trong đó:

$u(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_p(t)]^T$ là p biến tín hiệu vào.

$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$ là n biến trạng thái.

$y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_m(t)]^T$ là m biến tín hiệu ra.

Với yêu cầu thỏa mãn điều kiện ổn định, điều khiển được, quan sát được.

Nếu $u(t)$, $x(t)$, $y(t)$ là các biến dạng rời rạc thì phương trình (1.19) có thể viết như sau:

$$x(k+1) = \Phi[x(k), u(k)], \quad (1.20)$$

$$y(k+1) = \Psi[x(k)].$$

Với hệ tuyến tính:

$$x(k+1) = A.x(k) + Bu(k), \quad (1.21)$$

$$y(k+1) = C.x(k+1)$$

trong đó : Φ ma trận phi tuyến bậc ($n \times n$), Ψ véc tơ phi tuyến bậc m , A , B , C các ma trận tuyến tính bậc ($n \times n$), ($n \times p$), ($m \times n$). Với các hệ tuyến tính, phương trình (1.21) với tín hiệu ra $y_p(k+1)$ là tổng hợp giá trị quá khứ của các tín hiệu vào $u(k-j)$ và tín hiệu ra $y_p(k-j)$ được viết dạng:

$$y_p(k+1) = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i y_p(k-i) + \sum_{j=0}^{m-1} \beta_j u(k-m-1-j) \quad (1.22)$$

Trong đó: α_i , β_j các hệ số chưa biết ($m \leq n$). Với các hệ phi tuyến phương trình (1.19) có thể viết dạng sau:

$$y(k+1) = f\left(\begin{matrix} y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1) \\ u(k+1), u(k), \dots, u(k-m+1) \end{matrix}\right) \quad (1.23)$$

Ở đây f là hàm phi tuyến của $y(k)$ và $u(k)$. Phương trình (2.23) có bốn dạng biểu diễn cụ thể hơn ($m \leq n$):

Dạng 1:

$$y_p(k+1) = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i y_p(k-i) + g[u(k), u(k-1), \dots, u(k-1+m)] \quad (1.24)$$

Dạng 2:

$$y_p(k+1) = f[y_p(k), y_p(k-1), \dots, y_p(k-n+1)] + \sum_{j=0}^{m-1} \beta_j y_p(k-i) \quad (1.25)$$

Dạng 3:

$$y_p(k+1) = f[y_p(k), y_p(k-1), \dots, y_p(k-n+1)] + g[u(k), u(k-1), \dots, u(k-m+1)], \quad (1.26)$$

Dạng 4:

$$y_p(k+1) = f[y_p(k), y_p(k-1), \dots, y_p(k-n+1), u(k), u(k-1), \dots, u(k-m+1)],$$

(1.27)

trong đó: $u(k)$, $y_p(k)$ là cặp tín hiệu vào ra của hệ thống tại thời điểm k .

1.3.2. Mô hình toán học của lò sấy

Dựa vào số mô hình toán học và số liệu thu thập từ lò sấy thực tế ta có mô hình toán học sau:

$$T(k) = T(k-1) + \Delta t \left(\frac{kv(k-5)}{V_{ls}} (T_0 - T(k-1)) + \frac{U}{\rho V_{ls} c_p} (T_1 - T(k-1)) + \frac{G}{\rho V_{ls} c_p} u^2(k-4) + \frac{Q}{\rho V_{ls} c_p} \right)$$

(1.28)

Ở đây ta đặt: $T(k) = y(k)$

- Δt : thời gian lấy mẫu (s)
- k : hệ số truyền nhiệt (1/s)
- T_0 : Nhiệt độ môi trường $^{\circ}\text{C}$
- T_1 : Nhiệt độ thiết bị đo $^{\circ}\text{C}$
- U : hệ số truyền nhiệt ($\text{J}^{\circ}\text{C s}$)
- ρ : Khối lượng riêng của không khí (kg/l)
- V_{ls} : Thể tích của lò (l)
- C_p : Nhiệt dung riêng của không khí (J/g C)
- G : Điện dẫn (Ω^{-1})
- Q : Nhiệt lượng (J)

Viết lại mô hình lò sấy như sau:

$$y(k+1) = y(k) + \Delta t \left(\frac{kv(k-4)}{v} (T_0 - T(k)) + \frac{U}{\rho V c_p} (T_1 - T(k)) + \frac{G}{\rho V c_p} u^2(k-3) + \frac{Q}{\rho V c_p} \right)$$

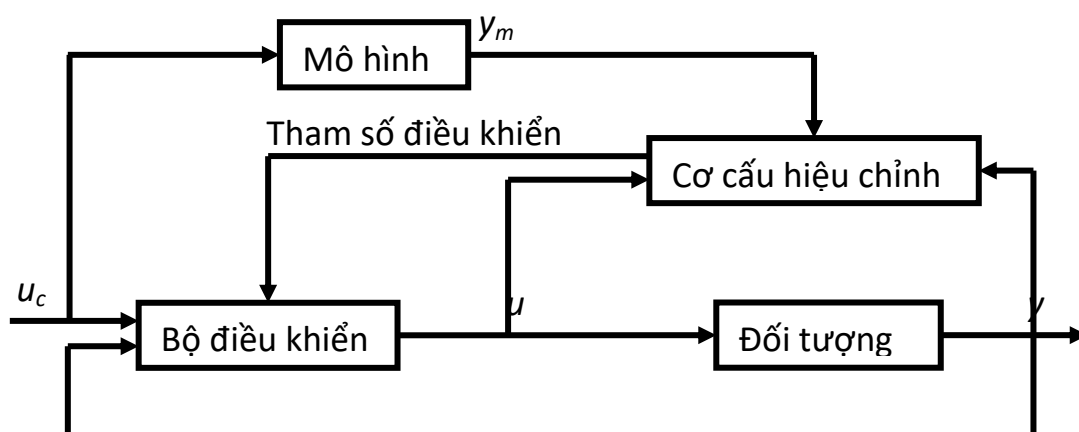
(1.29)

CHƯƠNG 2. HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI

2.1. HỆ THÍCH NGHI MÔ HÌNH THAM CHIỀU – 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.

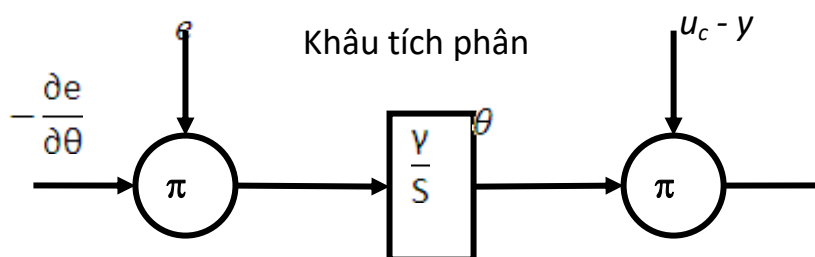


Hình 2.1. Sơ đồ khối của một hệ thống thích nghi mô hình tham chiếu

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 lí 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:

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

Hoặc

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

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 $\frac{\partial \theta}{\partial t}$ 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 nhạy 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 19 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:

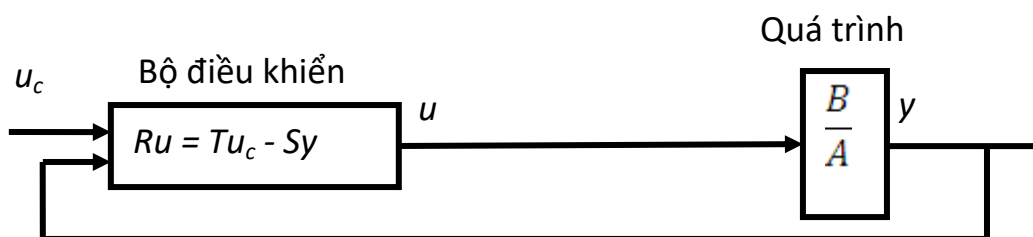
$$y(t) = \frac{B_m}{A_m} u(t) \quad (2.6)$$

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 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:

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

$$T = A_0 \cdot B'_m$$

Điều kiện để đảm bảo tồn tại lời giải là:

$$bậc(A_0) \geq bậc(A) - bậc(A_m) - bậc(B^+) - 1$$

$$bậc(A_m) - bậc(B_m) \geq bậc(A) - bậc(B)$$

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

$$A_0A_m = AR_1 + b_0S$$

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

$$\begin{aligned}A_0.A_m.y &= BR_1u + b_0Sy \\ &= b_0(Ru + Sy)\end{aligned}\tag{2.12}$$

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:

$$A_my_m = B_mu_c$$

Bộ điều khiển:

$$Ru = Tu_c - Sy\tag{**}$$

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:

$$e = \frac{BT}{QR+BS} u_c - \frac{B_m u_c}{A_m}$$

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

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

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

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

Vế 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:

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

Tương tự cho s_i và t_i

Tuy nhiên vế 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:

$$\frac{dr_i}{dt} = \gamma e \frac{p^{k-i}}{A_0 A_m} u \quad i=1, \dots, k = \text{bậc}(R)$$

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

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

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 nhạy. 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

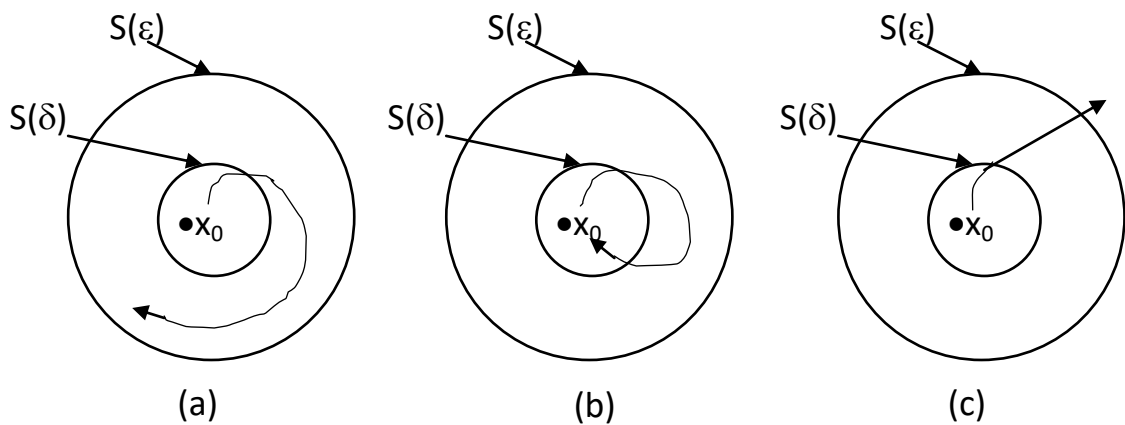
Với luật hiệu chỉnh tham số có được từ phương pháp Gradient được trình bày trong phần 2.1.3 lấy gần đúng để có được luật hiệu chỉnh tham số dựa vào kinh nghiệm. Một khả năng khác để có được vòng ngoài của hệ thống thích nghi sử dụng mô hình chuẩn là tìm ra luật hiệu chỉnh mà đảm bảo sai số tiến về 0. 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 $S(\varepsilon)$ tương ứng với trạng thái ban đầu của đối tượng. Trong hình 2.4 (c), đường cong rời vùng $S(\varepsilon)$ 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 $S(\varepsilon)$.

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:

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

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

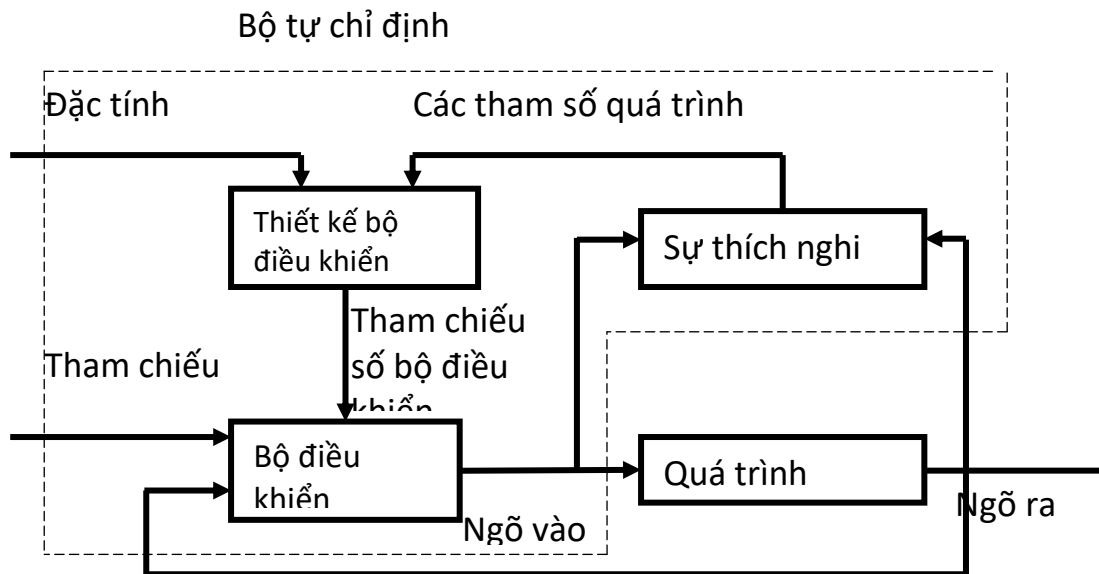
phương pháp gradient. Trong những trường hợp khác φ là vector lồi có được bằng cách lọc ngõ vào, ra và tín hiệu đặt. Số hạng ε là số gia sai số (sai số dự báo của vấn đề ước lượng). Thường dùng số gia sai số tuyến tính theo các thông số.

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 được chọn γ 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. Điển 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:

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

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

$$K(t) = P(t-1) \varphi(t-1) \varphi^T(t-1) P(t-1) \varphi(t-1)^{-1} \quad (2.18)$$

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

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

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

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

$$T = A_0 B'_m \quad (2.25)$$

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

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:

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

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:

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

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 tương 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 \bar{R} và \bar{S} .

Bước 3: Tính tín hiệu điều khiển từ phương trình (2.21) mà \bar{R} và \bar{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 ($B^- = b_0$)

$$A_0 A_m y(t) = b_0 [u(t) + S y(t)] + R_1 C e(t) \quad (2.29)$$

Đáp ứng mong muốn như sau:

$$A_0 A_m y(t) = b_0 T u_c(t)$$

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

$$\varepsilon(t) = \frac{b_0}{A_0 A_m} [u(t) + S y(t) + T u_c(t)] + \frac{R_1 C}{A_0 A_m} e(t) +$$

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 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:

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

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 tiêu 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^* :

$$R^* = R_1^* \cdot B^*$$

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

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

$$\begin{aligned} C^*y(t) &= A^*R_1^*y(t) + C^*y(t - d_0) \\ &= B^*R_1^*u(t - d_0) + S^*y(t - d_0) + R_1^*C^*e(t) \\ &= R^*u(t - d_0) + S^*y(t - d_0) + R_1^*C^*e(t) \end{aligned}$$

phương trình này có thể được viết lại: $y(t + d_0) = 1^* C$

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

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 strom (1970) chỉ ra rằng bộ chỉnh định sẽ cực tiêu 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 tiêu 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:

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

Phương trình (2.32) cho ta:

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

Trong đó:

$$R^* = R_I^*B^+$$

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):

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

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 ström (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:

$$R^*(q^{-1}) = r_0 + r_1q^{-1} + \dots + r_kq^{-k}$$

$$S^*(q^{-1}) = s_0 + s_1q^{-1} + \dots + s_lq^{-l}$$

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

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

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

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

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 kì 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 $A_0^* = I$ 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 nhiễu 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 (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 nhạy. 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:

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

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

$$\text{Bậc}(G_d^*) = d - d_0$$

$$\text{Bậc}(\overline{R}_d^*) = n - 2$$

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:

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

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

$R_d^*(q^{-1})u(t + d - d_0)$ phụ thuộc vào $u(t), \dots, u(t + d - d_0)$, $\overline{y}_d(t)$ là hàm của $u(t - 1), u(t - 2), \dots$ và $y(t), y(t - 1), \dots$. Biến $\overline{y}_d(t)$ 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:

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

*** 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):

$$[R_d^*(q^{-1})u(t+d-d_0) + \overline{R_d^*}(q^{-1})u(t-1) + G_d^*(q^{-1})y(t)] = y_m(t+d)$$

Luật điều khiển là:

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

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 tằm. Chú ý luật điều khiển là không đổi ngược với bộ điều khiển LQ cố định tằm.

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:

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

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

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

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

Vì vậy:

$$A(q)\overline{R_d}(q) + G_d(q)B(q) = B(q)q^{n+d-1} - A(q)q^{n-1}R_d(q)]$$

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:

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

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

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

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

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

.

.

.

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

$$y_m(t+d) - \overline{y_d}(t) = r_{d0}u(t+v) + \dots + r_{dv}u(t)$$

Các phương trình này cho ta:

$$u(t) = \frac{y_m(t+d) - \overline{y_d}(t)}{\mu}$$

trong đó:

$$\mu = \frac{\sum_{i=0}^y r_{di}^2}{r_{dy}}$$

Sử dụng định nghĩa $\overline{y_d}(t)$ cho ta:

$$\mu u(t) = y_m(t+d) - R_d^* u(t-1) - G_d^* y(t)$$

hoặc

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

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

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

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:

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

Trong đó $\rho = 1 - q^{-1}$ 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:

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

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

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

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

Từ phương trình (2.44) ta thấy các hệ số của R_{Δ}^* 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:

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

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 ($N_u < N$):

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

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

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_0 & 0 & \dots & 0 \\ r_1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ & & & \dots & r_0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ r_{N-1} & r_{N-2} & \dots & r_{N-N_0} \end{bmatrix}$$

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, Nu thường có giá trị nhỏ để ma trận nghịch đảo có bậc thấp.

Tín hiệu điều khiển $u(t)$ 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)

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} \overline{R_1^* \Delta u(t-1)} + G_1^* y(t) \\ \vdots \\ \overline{R_N^* \Delta u(t-1)} + G_N^* y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\overline{R_1^* A^* \Delta}}{B^*} q^{d_0-1} + G_1^* \\ \vdots \\ \frac{\overline{R_N^* A^* \Delta}}{B^*} q^{d_0-1} + G_N^* \end{bmatrix}$$

Hệ thống vòng kín có phương trình đặc tính:

$$A^* \Delta + [\alpha_1 \ \dots \ \alpha_N] \begin{bmatrix} \overline{R_1^* A^* \Delta} q^{d_0-1} + B^* G_1^* \\ \vdots \\ \overline{R_N^* A^* \Delta} q^{d_0-1} + B^* G_N^* \end{bmatrix}$$

Đồng nhất phương trình (2.40) cho ta:

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

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. Thành thạo 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

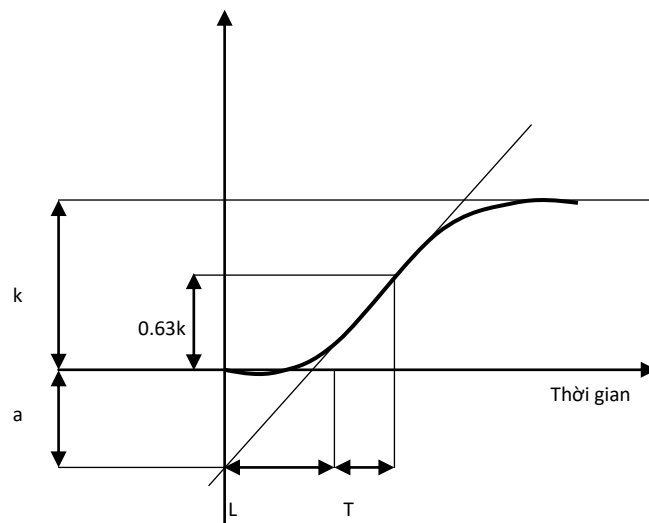
- Tắt quá chậm
- Hai thông số thì không đủ

*** Phương pháp đáp ứng quá độ**

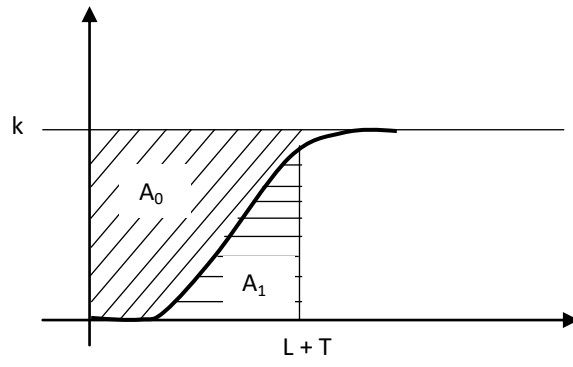
Mô hình 3 thông số:

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

*** Phương pháp đáp ứng nấc**



*** Phương pháp diện tích**



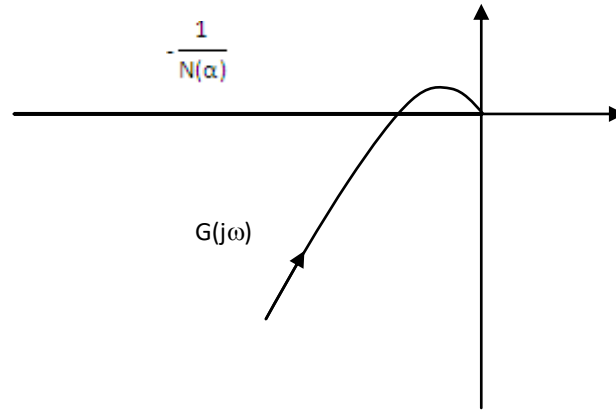
$$T + L = \frac{A_0}{k}$$

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

*** 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 ”.

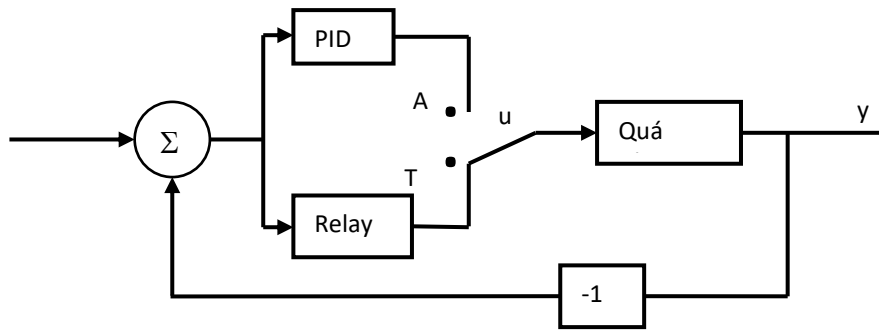
Lặp lại: Xác định đặc tính đáp ứng tần số.



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:



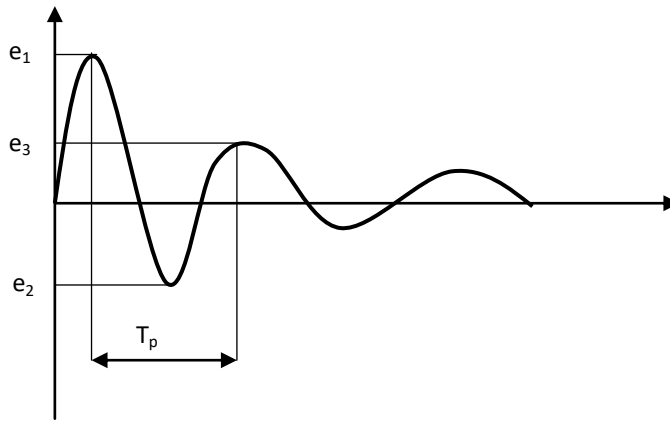
Kết quả thực tế

- 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
 - Trì 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

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

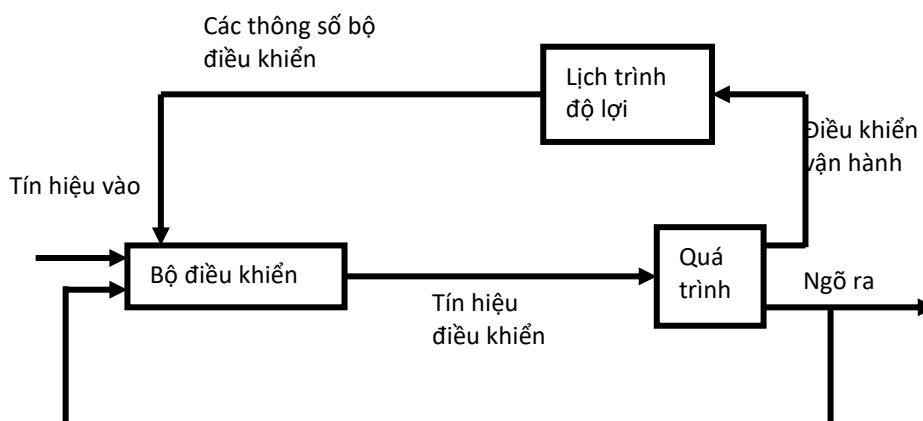
Bộ điều khiển hiệu chỉnh dựa trên luật thử và sai.

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.

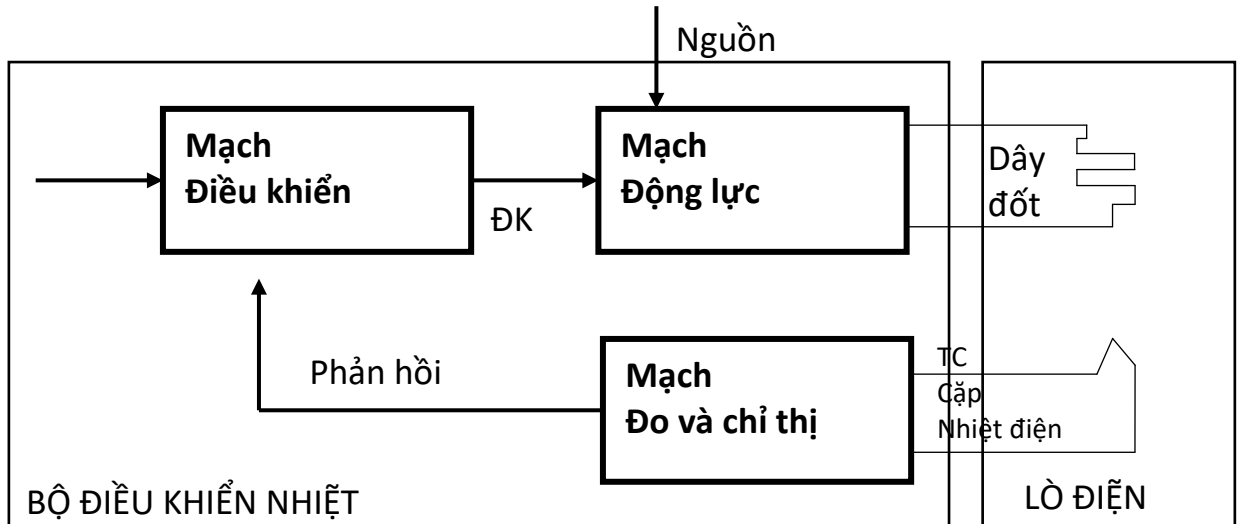
2.3.5. Kết luận

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. TÍNH TOÁN THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PID THÍCH NGHI CHO LÒ SẤY

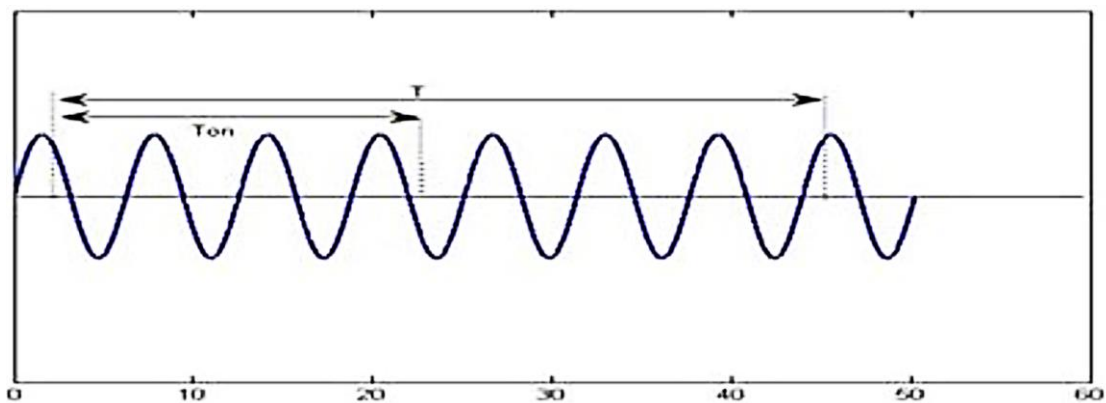
3.1. XÂY DỰNG HÀM TRUYỀN ĐỐI TƯỢNG

Hệ thống điều khiển nhiệt độ gồm có bộ điều khiển và Lò Sấy có sơ đồ sau:



Hình 3.1 - Sơ đồ hệ thống điều khiển nhiệt độ

Với quán tính lò nhiệt thường khá lớn, người ta thường đóng cắt nguồn để thay đổi công suất đặt vào lò thay vì điều khiển điện áp. Do đó từ mạch điều khiển sẽ xuất ra xung có độ rộng thay đổi trong khoảng thời gian T nhất định để thay đổi công suất cấp cho lò:

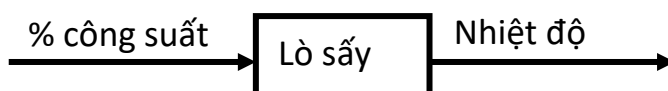


Hình 3.2 - Nguyên lý điều khiển công suất vào

Như vậy trong thời gian Ton Lò Sấy được cấp nguồn, thời gian (T-Ton) cắt nguồn. Ứng với sự thay đổi của Ton từ 0-T thì công suất cung cấp cho lò thay đổi từ 0-Pmax:

$$P_{cc}=(T_{on}/T).P_{max}$$

Ta sử dụng mô hình Lò Sấy với đầu vào là phần trăm công suất, đầu ra là giá trị nhiệt độ như hình sau:



Hình 3.3 - Mô hình hóa lò sấy

Bảng 3.1 Các thông số theo từng phần trăm công suất đầu vào được tham khảo

Phần trăm công suất (%)	K	T	L	Nhiệt độ xác lập (°C)
5	8.8	1400	120	44
10	8.6	1350	110	86
20	8.5	1320	100	170
25	8.4	1300	100	210
30	8.37	1250	90	251
40	8.3	1200	90	332

Nhận xét:

- Các thông số này được đo khi không tải (Lò Sấy chưa có sản phẩm).
- Các thông số K, L, T của đối tượng mà ta biết được là không chính xác, có thể bị thay đổi và giả sử nằm trong một phạm vi:

$$K = K_0 + \Delta K$$

$$L = L_0 + \Delta L$$

$$T = T_0 + \Delta T$$

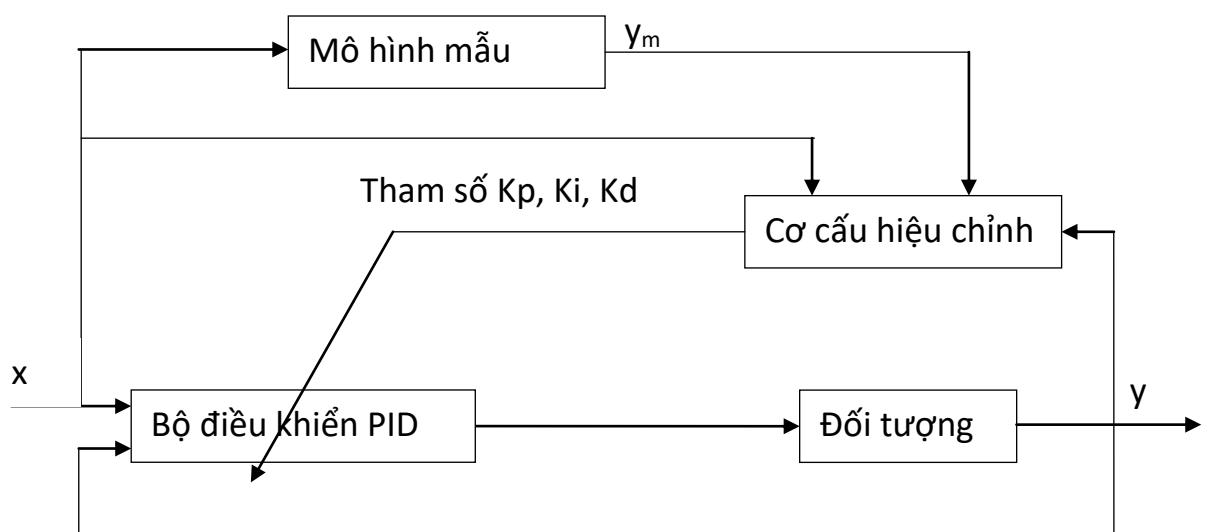
- Ở dải nhiệt độ làm việc xác lập của Lò Sấy (từ 80- 200°C), phần trăm công suất cấp vào khi hệ kín xác lập nằm trong khoảng 10-25%. Để thuận lợi trong việc tính toán thiết kế bộ điều khiển, ta chọn các tham số của hàm truyền đạt đối tượng ứng với khoảng trên.

Chọn K, T, L theo thông số ở 25% công suất, ta có hàm truyền đạt lò sấy:

$$P(s) = \frac{8.4.e^{-100s}}{1300s+3} \quad (3.11)$$

3.2. XÂY DỰNG BỘ ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI

Sơ đồ nguyên lý điều khiển thích nghi PID cho đối tượng Lò Sấy như sau:



Hình 3.4 Sơ đồ nguyên lý điều khiển thích nghi PID áp dụng cho đối tượng

Trong đó:

- x: giá trị nhiệt độ đặt
- y: giá trị nhiệt độ Lò Sấy
- y_m : giá trị nhiệt độ mong muốn ở đầu ra.

- $e = y - y_m$: sai số cần điều khiển

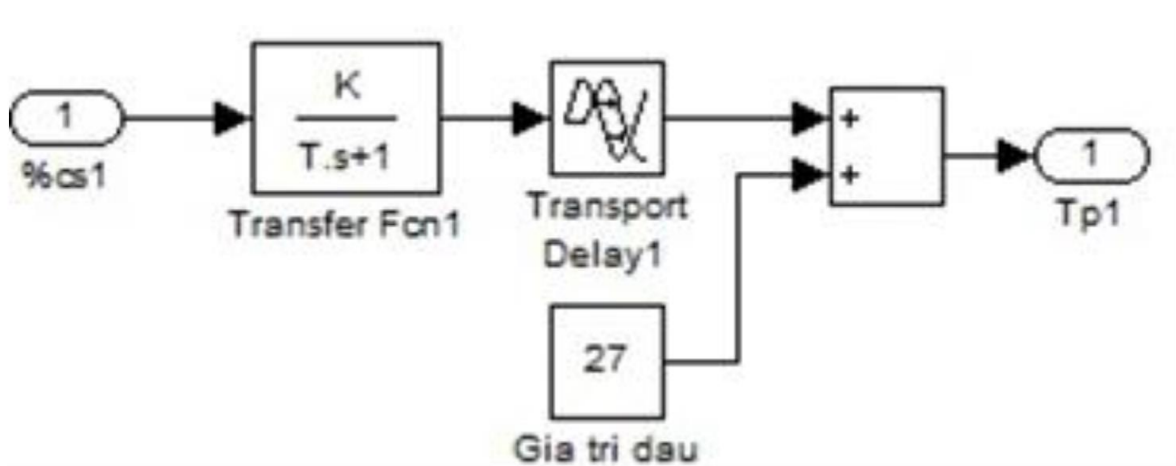
Khối mô hình mẫu: tạo giá trị nhiệt độ ra mong muốn là y_m tương ứng với giá trị đặt x

Bộ điều khiển PID: có các tham số K_p , K_i , K_d được cập nhật bởi cơ cấu hiệu chỉnh.

Cơ cấu hiệu chỉnh: đây là thành phần quan trọng nhất của bộ điều khiển thích nghi, khối này sẽ tự động cập nhật các tham số K_p , K_i , K_d cho bộ điều khiển PID.

Đối tượng: đối tượng cần điều khiển chính là Lò Sấy, với đầu ra là y : giá trị nhiệt độ

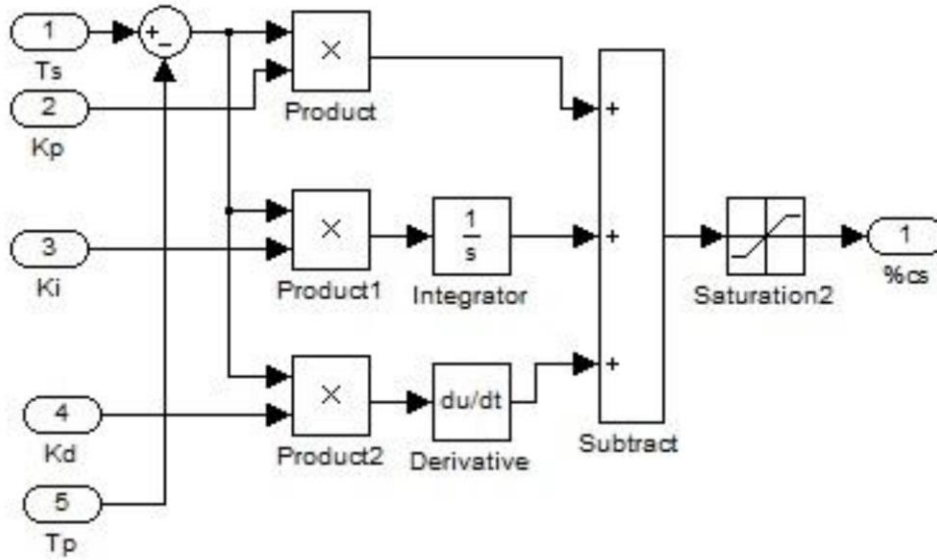
Mô hình đối tượng:



Hình 3.5 Mô hình đối tượng

Hàm truyền đạt bộ điều khiển PID:

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d \cdot s \quad (3.13)$$

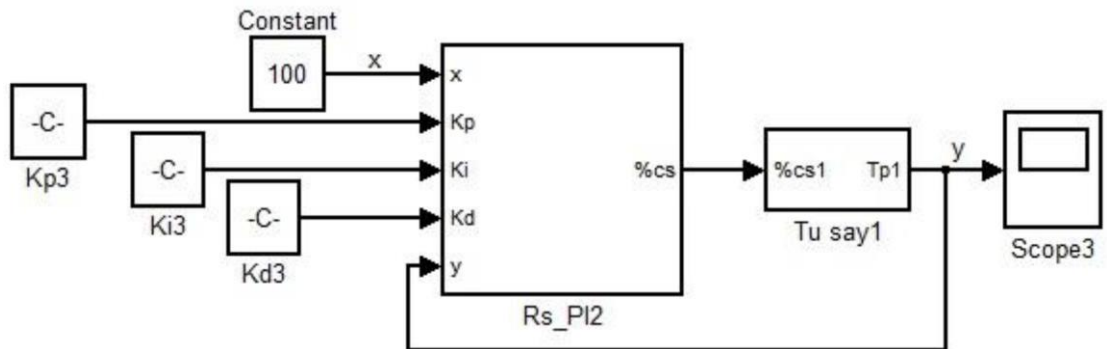


Hình 3.6 Sơ đồ khối bộ điều khiển PID

Hàm truyền đạt vòng kín gồm $C(s)$ và $P(s)$:

$$G_k(s) = \frac{C(s).P(s)}{1+C(s).P(s)} \quad (3.14)$$

Mô hình vòng kín:



Hình 3.7 Hệ kín với bộ điều khiển PID.

Mô hình mẫu của hệ thích nghi phải có bậc đa thức tử và mẫu cùng bậc với hệ kín, do đó ta chọn:

$$G_m(s) = \frac{C_m(s).P_m(s)}{1+C_m(s).P_m(s)} \quad (3.15)$$

Áp dụng luật hiệu chỉnh MIT bổ sung, ta có luật cập nhật các tham số K_p , K_i , K_d của bộ điều khiển PID:

$$\frac{dK_p}{dt} = -\vartheta_p \cdot e \cdot \frac{\delta_e}{\delta_{K_p}} \cdot \frac{1}{\alpha + \left(\frac{\delta_e}{\delta_{K_p}}\right)^2} \quad (3.16)$$

$$\frac{dK_i}{dt} = -\vartheta_i \cdot e \cdot \frac{\delta_e}{\delta_{K_i}} \cdot \frac{1}{\alpha + \left(\frac{\delta_e}{\delta_{K_i}}\right)^2} \quad (3.17)$$

$$\frac{dK_d}{dt} = -\vartheta_d \cdot e \cdot \frac{\delta_e}{\delta_{K_d}} \cdot \frac{1}{\alpha + \left(\frac{\delta_e}{\delta_{K_d}}\right)^2} \quad (3.18)$$

Đặt:

$$\theta = \begin{bmatrix} K_p \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} \text{ và } \varphi = -\frac{\delta_e}{\delta\theta}$$

Kết quả:

$$\frac{d\theta}{dt} = \begin{bmatrix} \vartheta_p \\ \vartheta_i \\ \vartheta_d \end{bmatrix} \cdot e \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ s \end{bmatrix} \cdot \frac{G_m(s)}{C_m(s)} \cdot (y-x) \cdot \frac{1}{\alpha + \varphi^2} \quad (3.43)$$

Tìm hàm truyền đạt mô hình mẫu $G_m(s)$:

$$G_m(s) = \frac{C_m(s) \cdot P_m(s)}{1 + C_m(s) \cdot P_m(s)} \quad (3.44)$$

- Chọn:

$C_m(s)$: là bộ PID được tính theo phương pháp C-H-R tối ưu theo nhiều không có độ quá điều chỉnh.

$P_m(s)$: đối tượng được xấp xỉ:

$$P_m(s) = \frac{K_m}{T_m \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{L_m \cdot s + 1} \quad (3.45)$$

Trong Matlab Editot soạn code:

$$Kp_PIDm=19*Tm/(20*Lm*Km)$$

$$Ti_PIDm=2.4*Tm;$$

$$Td_PIDm=0.42*Lm;$$

$$Ki_PIDm=Kp_PIDm/Ti_PIDm$$

$$Kd_PIDm=Kp_PIDm*Td_PIDm$$

Đề tính cụ thể hàm truyền $Gm(s)$ và $Gm(s)/Cm(s)$, trong Matlab Editor soạn:

```
syms s; %khai bao bien s
```

```
Pm=Km*exp(-Lm*s)/(Tm*s+1); %ham truyen doi tuong
```

```
Cm=Kp_PIDm+Ki_PIDm/s+Kd_PIDm*s; % bo dk PID
```

```
Gm=Pm*Cm/(1+(Pm*Cm)); %ham truyen mo hinh mau
```

```
GmdivCm=Gm/Cm; Gmf=factor(Gm) %day la ham truyen Gm
```

```
GmdivCmf=factor(GmdivCm) % ham truyen Gm/Cm
```

KẾT LUẬN

Điều khiển quá trình nhiệt lò sấy là đối tượng khá phức tạp và nhiều khâu cần điều khiển, mục tiêu cuối cùng là đảm bảo chất lượng tín hiệu điều khiển. Với mô hình đối tượng phi tuyến, trễ bậc ba của lò sấy thì sử dụng bộ điều khiển thích nghi với các thông số thiết lập, luật điều khiển cho ta kết quả mô phỏng của nhiệt độ bám khá tốt, chất lượng điều khiển được đảm bảo các thông số về chất lượng điều chỉnh như sai lệch tĩnh, quá độ điều chỉnh, thời gian quá độ, số lần dao động của bộ điều khiển thích nghi tốt hơn so với các bộ điều khiển kinh điển. Và 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. Trong đề án này em đã đề cập một cách tổng quan về hệ điều khiển thích nghi và quá trình điều khiển nhiệt lò sấy.

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 đề 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?ftopic=8&fcaticid=43>