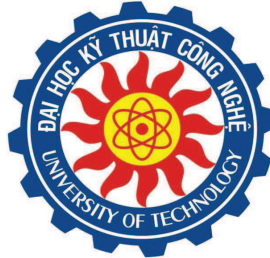


BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KỸ THUẬT CÔNG NGHỆ TP. HCM



ĐÀO THÁI SƠN

**ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ
THEO PHƯƠNG PHÁP FIELD ORIENTED
CONTROL (FOC) SỬ DỤNG BỘ ĐIỀU KHIỂN
MỜ**

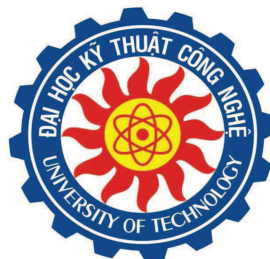
LUẬN VĂN THẠC SĨ

Chuyên ngành : Thiết bị, mạng và nhà máy điện

Mã số ngành : 605250

TP. HỒ CHÍ MINH, tháng 12 năm 2012

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KỸ THUẬT CÔNG NGHỆ TP. HCM



ĐÀO THÁI SƠN

**ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ
THEO PHƯƠNG PHÁP FIELD ORIENTED
CONTROL (FOC) SỬ DỤNG BỘ ĐIỀU
KHIỂN MỜ**

LUẬN VĂN THẠC SĨ

Chuyên ngành : Kỹ thuật điện

Mã số ngành : 60520202

HƯỚNG DẪN KHOA HỌC: TS. ĐỒNG VĂN HƯỚNG

**CÔNG TRÌNH ĐƯỢC HOÀN THÀNH TẠI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KỸ THUẬT CÔNG NGHỆ TP. HCM**

Cán bộ hướng dẫn khoa học : TS.Đồng Văn Hương

Luận văn Thạc sĩ được bảo vệ tại Trường Đại học Kỹ thuật Công nghệ TP. HCM ngày 02 tháng 02 năm 2013

Thành phần Hội đồng đánh giá Luận văn Thạc sĩ gồm:

TT	Họ và Tên	Chức danh hội đồng	Cơ quan công tác
1	TS. Nguyễn Thanh Phương	Chủ tịch	ĐH Kỹ Thuật Công nghệ Tp.HCM
2	TS. Nguyễn Viễn Quốc.	Phản biện 1	ĐH Công nghiệp Tp.HCM
3	TS. Võ Hoàng Duy.	Phản biện 2	ĐH Tôn Đức Thắng
4	PGS.TS.Trần Thu Hà.	Ủy viên	ĐH Sư phạm Kỹ Thuật Tp.HCM
5	TS. Đinh Hoàng Bách	Ủy viên, thư ký	ĐH Tôn Đức Thắng

Xác nhận của Chủ tịch Hội đồng đánh giá Luận sau khi Luận văn đã được sửa chữa (nếu có).

Chủ tịch Hội đồng đánh giá LV

TP. HCM, ngày..... tháng..... năm 20.....

NHIỆM VỤ LUẬN VĂN THẠC SĨ

Họ tên học viên: Đào Thái Sơn

Giới tính:Nam

Ngày, tháng, năm sinh: 22-11-1970

Nơi sinh:Phan Thiết-Bình Thuận

Chuyên ngành : Kỹ thuật điện

MSHV: 1181031048

I- TÊN ĐỀ TÀI:

Điều khiển động cơ không đồng bộ theo phương pháp FIELD ORIENTED CONTROL (FOC) sử dụng bộ điều khiển mờ

II- NHIỆM VỤ VÀ NỘI DUNG:

- Xây dựng mô hình toán học động cơ không đồng bộ ba pha.
- Nghiên cứu, xây dựng giải thuật điều khiển tuyến tính hóa dựa trên mô hình toán học của động cơ và mô phỏng phương pháp điều khiển tuyến tính hóa và mô phỏng trên Matlab.
- Nghiên cứu điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha dựa trên phương pháp FOC và bộ điều khiển mờ FOC và mô phỏng trên Matlab.

III- NGÀY GIAO NHIỆM VỤ: 15-06-2012

IV- NGÀY HOÀN THÀNH NHIỆM VỤ: 20-12-2012

V- CÁN BỘ HƯỚNG DẪN: TS. Đồng Văn Hướng

CÁN BỘ HƯỚNG DẪN

KHOA QUẢN LÝ CHUYÊN NGÀNH

TS.Đồng Văn Hướng

LỜI CAM ĐOAN

Tôi là Đào Thái Sơn, học viên lớp cao học Thiết bị, mạng và nhà máy điện niên khoá 2011-2013 sau hai năm học tập và nghiên cứu, được sự giúp đỡ của các thầy cô giáo và đặc biệt là TS. Đồng Văn Hương, thầy giáo hướng dẫn tốt nghiệp của tôi, tôi đã đi đến cuối chặng đường để kết thúc khoá học thạc sĩ.

Tôi đã quyết định chọn đề tài tốt nghiệp là: "Điều khiển động cơ không đồng bộ theo phương pháp FIELD ORIENTED CONTROL (FOC) sử dụng bộ điều khiển mờ". Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi. Các số liệu, kết quả trong luận văn là hoàn toàn trung thực và chưa từng được ai công bố trong bất kỳ công trình nào khác. Nếu có tôi xin cam đoan rằng mọi sự giúp đỡ cho việc thực hiện Luận văn này đã được cảm ơn và các thông tin trích dẫn trong Luận văn đã được chỉ rõ nguồn gốc xuất xứ.

Học viên thực hiện luận văn

Đào Thái Sơn

LỜI CẢM ƠN

Trong quá trình thực hiện đề tài luận văn, tôi đã gặp rất nhiều khó khăn, và đã phải cố gắng nỗ lực rất nhiều để hoàn thành được luận văn Thạc sĩ này. Tuy nhiên, tôi đã không thể hoàn thành được luận văn này nếu không có sự quan tâm, giúp đỡ của gia đình, thầy cô, bạn bè đồng nghiệp.

Đạt được kết quả như ngày hôm nay, tôi xin được gửi lời cảm ơn chân thành đến Thầy TS. Đồng Văn Hương đã hướng dẫn tôi thực hiện đề tài luận văn này; Quý Thầy cô Khoa Điện các trường Đại học (trường Đại học Kỹ Thuật Công Nghệ TP.Hồ Chí Minh, trường Đại học Bách khoa TP.Hồ Chí Minh, trường Đại học Công Nghiệp TP.Hồ Chí Minh , trường Đại học Sư phạm Kỹ Thuật TP.Hồ Chí Minh , trường Đại học Tôn Đức Thắng) ,mọi người trong gia đình, bạn bè, đồng nghiệp đã giúp đỡ tôi trong quá trình làm Luận văn.

Đào Thái Sơn

TÓM TẮT

Việc điều khiển động cơ không đồng bộ là một vấn đề khó khăn và phức tạp, nhất là đối với hệ truyền động cần thay đổi tốc độ vì động cơ không đồng bộ là một hệ phi tuyến.

Trong luận văn, tác giả đã xây dựng mô hình toán của động cơ không đồng bộ ba pha trên hệ trục tọa độ (α, β) và hệ trục tọa độ (d, q) . Động cơ không đồng bộ ba pha có thể được tiến hành điều khiển bằng các phương pháp khác nhau từ điều khiển cấp thấp đến điều khiển cấp cao, từ điều khiển dựa vào mô hình toán đến điều khiển mà không cần mô hình toán. Kết hợp tính ưu việt của các phương pháp điều khiển khác nhau, luận văn này trình bày kỹ thuật **“Điều khiển động cơ không đồng bộ theo phương pháp FIELD ORIENTED CONTROL (FOC) sử dụng bộ điều khiển mờ”** (áp dụng cách tiếp cận mô hình toán của động cơ) kết hợp huấn luyện mạng nơron để thực thi khâu ước lượng từ thông rotor của động cơ.

Do rằng đối tượng là hệ phi tuyến nặng, nên trước hết tác giả đã áp dụng phương pháp điều khiển tuyến tính hóa, tạo một cơ sở để so sánh với phương pháp FOC. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển tuyến tính hóa vào ra cho chất lượng khá tốt.

Phương pháp FOC là phương pháp điều khiển chủ đạo của luận văn. Luận văn đã trình bày cấu trúc cơ bản của phương pháp FOC, trình bày phương pháp xây dựng cấu trúc bộ điều khiển theo phương pháp FOC. Có nhiều bộ điều khiển khác nhau có thể áp dụng vào mô hình FOC. Hai bộ điều khiển là PID và mờ PID đã được xây dựng vào mô hình FOC. Kết quả mô phỏng đạt được cho thấy cả hai bộ điều khiển đều đáp ứng được mục tiêu đề ra.

Trong các sơ đồ điều khiển động cơ không đồng bộ, ta cần phải đo từ thông của rotor (ψ). Để thực hiện điều đó, cần phải có các cảm biến phức tạp đặc biệt là cảm biến đo từ thông. Để thay thế cho cảm biến nói trên, bộ ước lượng từ thông được sử dụng. Thường các khâu ước lượng này sử dụng các giá trị dòng và áp stator để ước đoán các giá trị cần đo.

Trong chương 6, từ thông của động cơ không đồng bộ sẽ được ước lượng dùng mạng nơron. Ưu điểm của mạng nơron là có thể xấp xỉ các quan hệ phi tuyến mà không cần biết cấu trúc của quan hệ đó. Các bộ ước lượng từ thông sẽ được sử dụng vào sơ đồ điều khiển định hướng trường động cơ không đồng bộ.

Chương cuối tác giả đã tiến hành điều khiển tốc độ của động cơ không đồng bộ ba pha bằng bộ điều khiển PID và mờ PID. Kết quả thu được đáp ứng về thời gian xác lập, sai số xác lập.

ABSTRACT

Asynchronous motor control is a difficult and complex issue, especially with the need to change speed transmission as asynchronous motor is a nonlinear system.

In the thesis, the author has developed the mathematical model of three-phase asynchronous motors in the coordinate system (α, β) and coordinate system (d, q) . Three-phase asynchronous motor control can be carried out by methods ranging from low-level control to high-level control, control based on mathematical models to control without mathematical models. Combines the advantages of the different control methods, this thesis presents techniques "**Asynchronous motor control method FIELD Oriented Control (FOC) using fuzzy controller**" (applied to access to mathematical models of the engine) combined neural network trained to perform the stage of the motor rotor flux estimation.

Nonlinear system so that the object is heavy, so first of all, the author has applied linear control methods, provide a basis for comparison with the FOC method. The simulation results show that the linear control input and output of pretty good quality.

The FOC approach is key control method of the thesis. This thesis presents the basic structure of the FOC method, the present method of control structures by the method of FOC. There are many different controllers can be applied to the FOC model. Two PID and fuzzy PID controller has been built into the model FOC. Achieved simulation results show that both controllers to meet the objectives.

In the diagram asynchronous motor control, we need to measure the magnetic flux of the rotor (ψ). To do so, we requires complex sensors especially magnetic flux sensors. To replace the sensors mentioned above, magnetic flux estimates are used. Often this stage estimated using the stator current and voltage values to estimate the value to be measured.

In chapter 6, the asynchronous motor flux is estimated using neural networks. The advantage of the neural network is able to approximate the nonlinear relationship without knowing the structure of the relationship. The flux estimates will be used to control the orientation diagram asynchronous motors.

In the last chapter, the author has conducted speed control of three-phase asynchronous motors with PID and fuzzy PID controllers. Results obtained to meet the established time, the error is established.

MỤC LỤC

Trang phụ bìa	
Lời cam đoan.....	i
Lời cảm ơn	ii
Tóm tắt	iii
Abstract	v
Mục lục.....	vi
Danh mục các chữ viết tắt, ký hiệu.....	viii
Danh mục các bảng	ix
Danh mục các hình vẽ.....	x
Chương 1 – Tổng quan về đề tài	1
1.1 Đặt vấn đề.....	1
1.2 Mục tiêu đề tài	3
1.3 Phạm vi nghiên cứu	4
1.4 Nội dung thực hiện	4
Chương 2 – Mô hình động cơ không đồng bộ 3 pha và các phương pháp điều khiển	5
2.1 Giới thiệu khái quát về động cơ xoay chiều không đồng bộ 3 pha	5
2.2 Vector không gian của các đại lượng 3 pha	10
2.3 Mô hình toán học động cơ xoay chiều không đồng bộ 3 pha.....	14
2.4 Các phương pháp điều khiển động cơ xoay chiều không đồng bộ 3 pha.....	25
Chương 3 – Phương pháp điều khiển định hướng từ thông	33
3.1 Đại cương về phương pháp FOC.....	33
3.2 Đại cương về phương pháp FOC.....	35
Chương 4 – Điều khiển tuyến tính hóa động cơ không đồng bộ	39
4.1 Đặt vấn đề	39
4.2 Nội dung của phương pháp tuyến tính hóa vào ra.....	39
4.3 Áp dụng điều khiển tuyến tính hóa động cơ	42
4.4 Xây dựng các khối mô phỏng điều khiển tuyến tính hóa động cơ không đồng bộ trong SIMULINK/MATLAB	53
Chương 5 - Điều khiển động cơ không đồng bộ 3 pha theo phương pháp FOC bằng bộ điều khiển mờ	62
5.1 Giới thiệu về logic mờ.....	62

5.2 Ứng dụng logic mờ trong điều khiển tự động	79
5.3 Kết luận về điều khiển mờ.....	88
5.4 Điều khiển động cơ không đồng bộ 3 pha theo phương pháp FOC bằng bộ điều khiển PID	89
5.5 Điều khiển động cơ không đồng bộ 3 pha theo phương pháp FOC bằng bộ điều khiển mờ PID.....	92
Chương 6 Sử dụng mạng nơron ước lượng từ thông rotor	99
6.1 Mạng truyền thẳng nhiều lớp.....	99
6.2 Giải thuật lan truyền ngược	100
6.3 Ứng dụng mạng nơron vào điều khiển động cơ	107
6.4 Sử dụng mạng nơron ước lượng từ thông rotor	108
Chương 7 Mô phỏng tổng hợp điều khiển ĐCKĐB 3 pha bằng Matlab (kết hợp 3 bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID và mờ PID trên cùng 1 trục toa độ)	116
7.1 Mô hình kết hợp 3 bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID trên Matlab	116
7.2 Ưu và nhược điểm của các bộ điều khiển.....	120
7.2 Hướng phát triển đề tài	120
TÀI LIỆU THAM KHẢO	122

DANH MỤC CÁC CHỮ VIẾT TẮT, KÝ HIỆU

ĐCKĐB	Động cơ không đồng bộ
FOC	Field Oriented Control: điều khiển tựa trường
FLC	Feedback Linearization Control: điều khiển hồi tiếp tuyến tính hóa
SMC	Sliding Mode Control: điều khiển trượt
DTC	Direct Torque Control: điều khiển trực tiếp moment
PWM	Pulse Width Modulation
PID	Proportional, Integral, Derivative
ANN	Artificial Neural Networks
L_m	Hỗ cảm giữa rotor và stator
$L_{\sigma s}$	Điện cảm tiêu tán phía cuộn dây stator
$L_{\sigma r}$	Điện cảm tiêu tán phía cuộn dây rotor (đã quy đổi về stator)
L_s	$= L_m + L_{\sigma s}$: điện cảm stator
L_r	$= L_m + L_{\sigma r}$: điện cảm rotor
T_s	$= \frac{L_s}{R_s}$: hằng số thời gian stator
T_r	$= \frac{L_r}{R_r}$: hằng số thời gian rotor
σ	$= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: hệ số tiêu tán tổng
P	(Power) công suất của động cơ
P_c	(Pole couple): số đôi cực
R_s	Điện trở stator
R_r	Điện trở rotor
J	Momen quán tính
T_L	Moment tải (Load Torque)
Ψ	Từ thông
ω, n	Tốc độ
T_e	Moment điện từ (Torque electromagnetic)
I, V, f	Dòng điện, điện áp, tần số

DANH MỤC CÁC BẢNG

Bảng 2.1 Thông số mô hình động cơ không đồng bộ 3 pha	17
Bảng 4.1 Thông số của động cơ không đồng bộ.....	55
Bảng 5.1 Mệnh đề hợp thành	68
Bảng 5.2 Thông số của động cơ không đồng bộ_mô phỏng.....	90
Bảng 5.3 Luật chỉnh định K_P _mô phỏng	96
Bảng 5.4 Luật chỉnh định K_I _mô phỏng	96

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Hình 1.1 Các phương pháp điều khiển thay đổi tần số	2
Hình 2.1 Lõi thép stator	5
Hình 2.2 Rãnh ở mặt trong stator	5
Hình 2.3 Dây quấn stator	6
Hình 2.4 Vỏ máy và các phụ kiện	6
Hình 2.5 Lõi thép rotor.....	7
Hình 2.6 Rotor lồng sóc	7
Hình 2.7 Rotor dây quấn và điều khiển động cơ rotor dây quấn bằng biến trở	8
Hình 2.8 Mô hình vật lí của động cơ không đồng bộ 3 pha rotor lồng sóc	8
Hình 2.9 Từ trường quay stator và sự hình thành các cực từ	9
Hình 2.10 Nguyên lý làm việc của động cơ không đồng bộ 3 pha	10
Hình 2.11 Sơ đồ cuộn dây và dòng stator của động cơ không đồng bộ 3 pha	11
Hình 2.12 Vector định stator \bar{i}_s và hình chiếu	11
Hình 2.13 Biểu diễn vector \bar{i}_s trong cả hai hệ trục tọa độ (α, β) và (d, q)	13
Hình 2.14 Mô hình của động cơ không đồng bộ 3 pha rotor lồng sóc	14
Hình 2.15 Sơ đồ khối của động cơ và khối chuyển tọa độ từ $(\alpha, \beta) \rightarrow (u, v, w)$	23
Hình 2.16 Mô phỏng động cơ không đồng bộ ba pha trong hệ trục tọa độ tĩnh (α, β) bằng Matlab	24
Hình 2.17 Mô phỏng động cơ không đồng bộ ba pha trong hệ trục tọa độ (d, q) bằng Matlab	24
Hình 2.18 Quan hệ giữa moment và điện áp theo tần số.	28
Hình 2.19 Sơ đồ khối phương pháp V/f vòng hở	28
Hình 2.20 Sơ đồ khối phương pháp V/f vòng kín	29
Hình 2.21 Sơ đồ nguyên lý điều khiển trực tiếp moment DTC	29
Hình 2.22 Sơ đồ hệ thống điều khiển theo phương pháp từ thông rotor.	31
Hình 3.1 Sơ đồ nguyên lý điều khiển FOC trực tiếp	34
Hình 3.2 Sơ đồ nguyên lý điều khiển FOC gián tiếp	35
Hình 3.3 Cấu trúc cơ bản của phương pháp FOC	36
Hình 3.4 Vector dòng điện, điện áp, và từ thông rotor trên hệ trục tọa độ (d, q)	37
Hình 4.1 Sơ đồ khối điều khiển tuyến tính hóa	42
Hình 4.2 Sơ đồ điều khiển tuyến tính hóa động cơ	53

Hình 4.3 Tốc độ đặt cho quá trình mô phỏng	56
Hình 4.4 Tốc độ đặt cho quá trình mô phỏng đảo chiều động cơ	56
Hình 4.5 Moment đặt cho quá trình mô phỏng	57
Hình 4.6 Từ thông của động cơ.....	57
Hình 4.7 Tốc độ động cơ.....	58
Hình 4.8 Moment của động cơ.....	58
Hình 4.9 Dòng điện ba pha của động cơ	58
Hình 4.10 Từ thông của động cơ (khi đảo chiều động cơ)	59
Hình 4.11 Tốc độ động cơ (khi đảo chiều động cơ)	59
Hình 4.12 Moment của động cơ (khi đảo chiều động cơ).....	59
Hình 4.13 Dòng điện ba pha của động cơ (khi đảo chiều động cơ).....	60
Hình 5.1 Hàm liên thuộc $\mu F(x)$ có mức chuyển đổi tuyến tính.	62
Hình 5.2 Miền xác định và miền tin cậy của một tập mờ.	63
Hình 5.3 Hàm liên thuộc của hợp hai tập mờ có cùng cơ sở.	64
Hình 5.4 Hàm liên thuộc của hai tập mờ A,B.....	64
Hình 5.5 Đưa hai tập mờ về chung một cơ sở $M \times N$	64
Hình 5.6 Hợp hai tập mờ trên cơ sở $M \times N$	65
Hình 5.7 Giao hai tập mờ cùng cơ sở.....	65
Hình 5.8 Phép giao hai tập mờ không cùng cơ sở.	67
Hình 5.9 Hàm liên thuộc của tập mờ A và tập bù A^C của tập A.....	67
Hình 5.10 Giải mờ bằng phương pháp cực đại	75
Hình 5.11 Giải mờ bằng phương pháp cực đại (theo nguyên lý trung bình)	76
Hình 5.12 Giải mờ bằng phương pháp cực đại (theo nguyên lý cận trái).....	76
Hình 5.13 Giải mờ bằng phương pháp cực đại (theo nguyên lý cận phải)	77
Hình 5.14 Phương pháp điểm trọng tâm.....	77
Hình 5.15 Bộ điều khiển mờ cơ bản	79
Hình 5.16 Bộ điều khiển mờ động	80
Hình 5.17 Cấu trúc bên trong của một bộ điều khiển mờ.	83
Hình 5.18 Bộ điều khiển mờ với 4 đầu vào và 3 đầu ra.....	84
Hình 5.19 Sơ đồ khối điều khiển ĐCKĐB bằng phương pháp FOC.....	89
Hình 5.20 Moment động cơ_PID.....	90
Hình 5.21 Tốc độ động cơ_PID	91
Hình 5.22 Dòng điện 3 pha động cơ_PID.....	91

Hình 5.23 Từ thông động cơ_PID.....	91
Hình 5.24 Sơ đồ khối điều khiển động cơ KĐB bằng phương pháp FOC	93
Hình 5.25 Luật chỉnh định PID	93
Hình 5.26 Cấu trúc bộ chỉnh định mờ cho động cơ.	94
Hình 5.27 Biến ngõ vào ET.....	95
Hình 5.28 Biến ngõ ra K_p	95
Hình 5.29 Biến ngõ ra K_i	96
Hình 5.30 Moment động cơ _mờ PID.....	97
Hình 5.31 Tốc độ động cơ _mờ PID	97
Hình 5.32 Dòng điện 3 pha động cơ _mờ PID.....	97
Hình 5.33 Từ thông động cơ_mờ PID	98
Hình 6.1 Cấu trúc mạng neural truyền thẳng một lớp ẩn.....	99
Hình 6.2 Cấu trúc của một neural	100
Hình 6.3 Cấu trúc của mạng neural một lớp ẩn	100
Hình 6.4 Sai số cực tiểu Mean-squared error.....	101
Hình 6.5 Mạng một lớp ẩn	102
Hình 6.6 Mạng truyền thẳng hai lớp ẩn	104
Hình 6.7 Ví dụ về mạng truyền thẳng nhiều lớp 8-8-1 có 1 lớp ẩn	108
Hình 6.8 Thành phần điện áp trục α ($U_{s\alpha}$).....	110
Hình 6.9 Thành phần điện áp trục β ($U_{s\beta}$)	110
Hình 6.10 Thành phần dòng điện trục α ($I_{s\alpha}$)	110
Hình 6.11 Thành phần dòng điện trục β ($I_{s\beta}$)	111
Hình 6.12 Từ thông thật của động cơ.....	111
Hình 6.13 Sơ đồ khối huấn luyện mạng neuron ước lượng từ thông.....	112
Hình 6.14 Quá trình huấn luyện.....	113
Hình 6.15 Từ thông thật của động cơ.....	114
Hình 6.16 Từ thông của động cơ được ước lượng bằng ANN	114
Hình 6.17 Từ thông thật của động cơ (khi đảo chiều động cơ)	114
Hình 6.18 Từ thông được ước lượng bằng ANN (khi đảo chiều quay).....	115
Hình 7.1 Mô hình kết hợp 3 bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID	116
Hình 7.2 Đồ thị moment động cơ với bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID	116
Hình 7.3 Đồ thị tốc độ động cơ với bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID	117
Hình 7.4 Đồ thị từ thông động cơ với bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID	117

Hình 7.5 Đồ thị dòng điện 3 pha động cơ với bộ điều khiển PID	118
Hình 7.6 Đồ thị dòng điện 3 pha động cơ với bộ điều khiển mờ PID	118
Hình 7.7 Đồ thị dòng điện 3 pha động cơ với bộ điều khiển tuyến tính hóa	119

CHƯƠNG 1

TỔNG QUAN VỀ ĐỀ TÀI

1.1 Đặt vấn đề

Động cơ không đồng bộ xoay chiều (AC asynchronous motor) hay động cơ cảm ứng (induction motor) là thiết bị sử dụng nguồn điện ba pha nhằm chuyển đổi điện năng thành cơ năng, được sử dụng nhiều trong công nghiệp, đặc biệt là động cơ rotor lồng sóc, vì các ưu điểm như: cấu tạo đơn giản, chắc chắn, vận hành tin cậy, ít bảo trì, sửa chữa, giá thành hạ...

Tuy nhiên, việc điều khiển động cơ không đồng bộ là một vấn đề khó khăn và phức tạp, nhất là đối với hệ truyền động cần thay đổi tốc độ vì động cơ không đồng bộ là một hệ phi tuyến.

Trước đây, động cơ một chiều được sử dụng phổ biến trong các hệ thống truyền động vì các ưu điểm như: dễ điều chỉnh tốc độ, mô-men khởi động lớn. Tuy nhiên động cơ một chiều cũng có một số khuyết điểm: cấu tạo phức tạp, phát sinh tia lửa điện tại chổi than và cổ góp, khó khăn trong việc bảo trì, sửa chữa...

Ngày nay cùng với sự phát triển của các thiết bị điện tử công suất và các bộ vi xử lý thì việc điều khiển động cơ không đồng bộ trở nên dễ dàng hơn. Vì vậy các hệ truyền động hiện nay chủ yếu sử dụng động cơ không đồng bộ làm cơ cấu chấp hành.

Tùy theo các ứng dụng cụ thể, việc điều khiển động cơ không đồng bộ có thể được chia thành hai cấp

1.1.1 Điều khiển cấp thấp: không cần độ chính xác cao, gồm một số phương pháp như thay đổi cách đấu bộ dây quấn động cơ (để thay đổi số cực từ) hoặc thêm bớt một vài phần tử nào đó (như điện trở, điện kháng) vào mạch rotor để thay đổi đường đặc tính cơ của động cơ hoặc thay đổi nguồn cung cấp (thay đổi áp) ở mức độ đơn giản.

1.1.2 Điều khiển cấp cao: đáp ứng các truyền động cần độ chính xác cao. Trong việc điều khiển động cơ cần độ chính xác cao, ta có ba cách tiếp cận:

1.1.2.1 Điều khiển động cơ bằng cách thay đổi tần số nguồn cấp

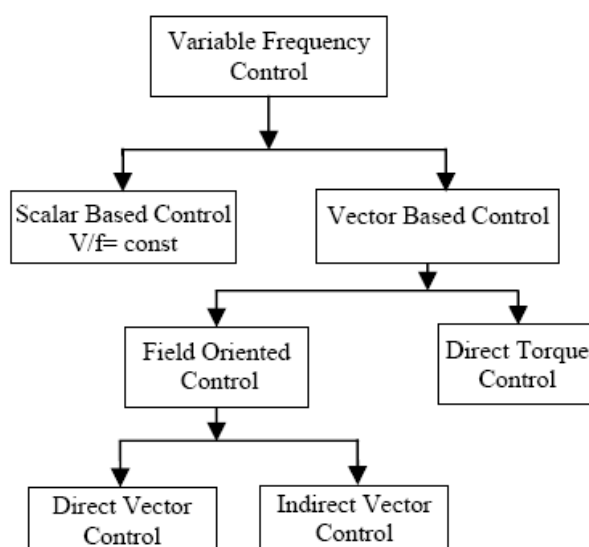
Người thiết kế, chế tạo sử dụng các phương pháp điều khiển từ cổ điển (phương pháp điều khiển vô hướng $V/f = \text{const}$) đến hiện đại (phương pháp điều khiển vector không gian - space vector control) để thay đổi tần số nguồn cấp nhằm đạt mục đích điều khiển mong muốn.

Kỹ thuật điều khiển vector không gian được sử dụng để điều khiển động cơ, có hai phương pháp chính:

- + Điều khiển định hướng trường (Field Oriented Control) bao gồm: phương pháp điều khiển vector trực tiếp (Direct Vector Control) và phương pháp điều khiển vector gián tiếp (Indirect Vector Control).

- + Điều khiển trực tiếp mô-men động cơ: DSC (Direct Self Control) và DTC (Direct Torque Control).

Các phương pháp điều khiển động cơ bằng cách thay đổi tần số nguồn cấp được tóm tắt trong hình 1.1.



Hình 1.1 Các phương pháp điều khiển thay đổi tần số

1.1.2.2 Điều khiển bằng cách tác động lên mô hình toán học của động cơ

Ngày nay, cùng với sự phát triển mạnh mẽ của lý thuyết điều khiển tự động, kỹ thuật điều khiển động cơ không đồng bộ cũng thay đổi nhanh chóng. Trong lý thuyết điều khiển hiện đại, động cơ không đồng bộ ba pha được xem là một đối

tượng phi tuyến (vì mô hình toán học của động cơ không đồng bộ được mô tả bằng các phương trình vi phân bậc cao). Để điều khiển động cơ một cách chính xác, ta phải áp dụng các phương pháp điều khiển phi tuyến như: điều khiển hồi tiếp tuyến tính hóa (feedback linearization control), điều khiển trượt (sliding mode control-SMC), điều khiển thụ động (passive control), điều khiển thích nghi (adaptive control)...để tác động lên mô hình toán học của động cơ.

1.1.2.3 Cách tiếp cận không sử dụng mô hình toán học của động cơ

Đây là cách tiếp cận dựa trên các phương pháp của trí tuệ nhân tạo (artificial intelligence) như mạng nơron (neuron network) hoặc logic mờ (fuzzy logic) để thực hiện một hoặc vài khâu nào đó trong quá trình điều khiển động cơ (được gọi là điều khiển thông minh). Cách tiếp cận này không sử dụng mô hình toán học của động cơ vì người thiết kế sẽ sử dụng kiến thức và kinh nghiệm có sẵn (của chuyên gia) để huấn luyện các khâu điều khiển.

Ưu điểm của phương pháp này là không sử dụng mô hình toán học của động cơ mà chỉ cần tri thức và kinh nghiệm của chuyên gia để huấn luyện luật điều khiển mà không cần biết cấu trúc bên trong của khâu điều khiển, chỉ cần biết tín hiệu vào-ra (I/O) nên phương pháp này phù hợp với các khâu điều khiển phức tạp, không thể phân tích cấu trúc điều khiển (qui tắc “hộp đen”).

Kết hợp tính ưu việt của các phương pháp điều khiển khác nhau, luận văn này trình bày kỹ thuật “**Điều khiển động cơ không đồng bộ theo phương pháp FIELD ORIENTED CONTROL (FOC) sử dụng bộ điều khiển mờ**” (áp dụng cách tiếp cận mô hình toán của động cơ) kết hợp huấn luyện mạng nơron để thực thi khâu ước lượng từ thông rotor của động cơ.

1.2 Mục tiêu đề tài

- Xây dựng và mô phỏng bộ điều khiển hồi tiếp tuyến tính hóa cho đối tượng điều khiển là động cơ không đồng bộ ba pha.
 - Xây dựng và mô phỏng bộ điều khiển mờ điều khiển động cơ không đồng bộ 3 pha theo phương pháp FOC.
-

- Sử dụng mạng nơron ước lượng từ thông rotor

1.3 Phạm vi nghiên cứu

Do giới hạn về thời gian và điều kiện nghiên cứu nên đề tài chỉ giới hạn trong các vấn đề sau:

- Xây dựng mô hình toán học động cơ không đồng bộ ba pha.
- Nghiên cứu, xây dựng giải thuật điều khiển tuyến tính hóa dựa trên mô hình toán học của động cơ và mô phỏng phương pháp điều khiển tuyến tính hóa và mô phỏng trên Matlab.
- Nghiên cứu điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha dựa trên phương pháp FOC và bộ điều khiển mờ FOC và mô phỏng trên Matlab.

1.4 Nội dung thực hiện

Chương 1: Tổng quan về đề tài

Chương 2: Mô hình toán học động cơ không đồng bộ 3 pha và các phương pháp điều khiển

Chương 3: Phương pháp điều khiển định hướng từ thông (Field Oriented Control - FOC)

Chương 4 : Điều khiển tuyến tính hóa động cơ không đồng bộ 3 pha

Chương 5: Sử dụng bộ điều khiển mờ điều khiển động cơ không đồng bộ 3 pha theo phương pháp FOC

Chương 6: Sử dụng mạng nơron ước lượng từ thông rotor

Chương 7: Mô phỏng tổng hợp các bộ điều khiển tuyến tính hóa , PID, mờ PID và so sánh kết quả của các bộ điều khiển trên cùng 1 trục tọa độ (từ đó đưa ra kết luận và hướng phát triển cho đề tài).

CHƯƠNG 2

MÔ HÌNH ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 3 PHA VÀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN

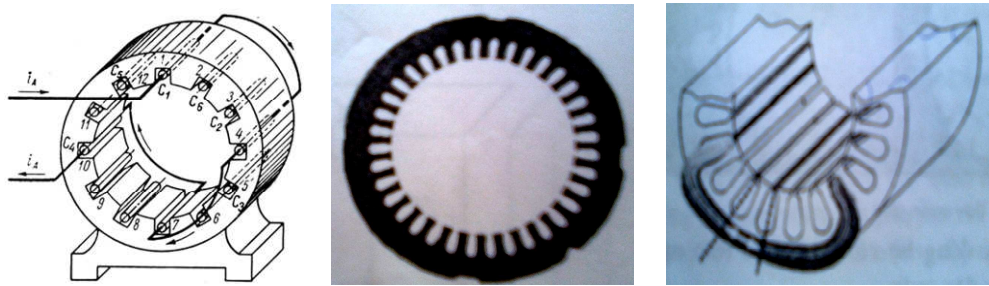
2.1. Giới thiệu khái quát về động cơ xoay chiều không đồng bộ 3 pha

2.1.1. Cấu tạo

Động cơ không đồng bộ ba pha có cấu tạo gồm hai phần: phần tĩnh (stator) và phần quay (rotor).

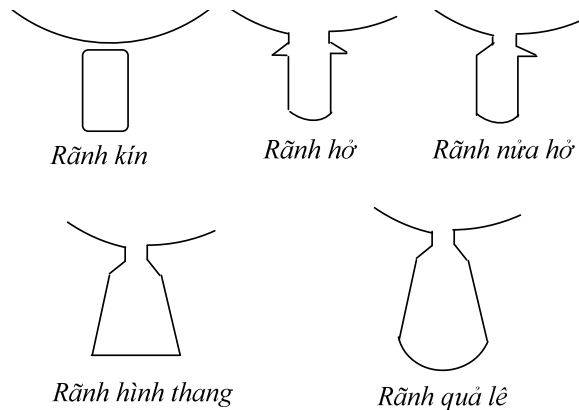
2.1.1.1. Stator gồm các bộ phận: lõi thép, dây quấn và vỏ máy.

Lõi thép stator có dạng hình vành khăn, được ghép bằng các lá thép kỹ thuật điện có hình dạng như hình 2.1, mặt trong của lõi thép có các rãnh để đặt dây quấn



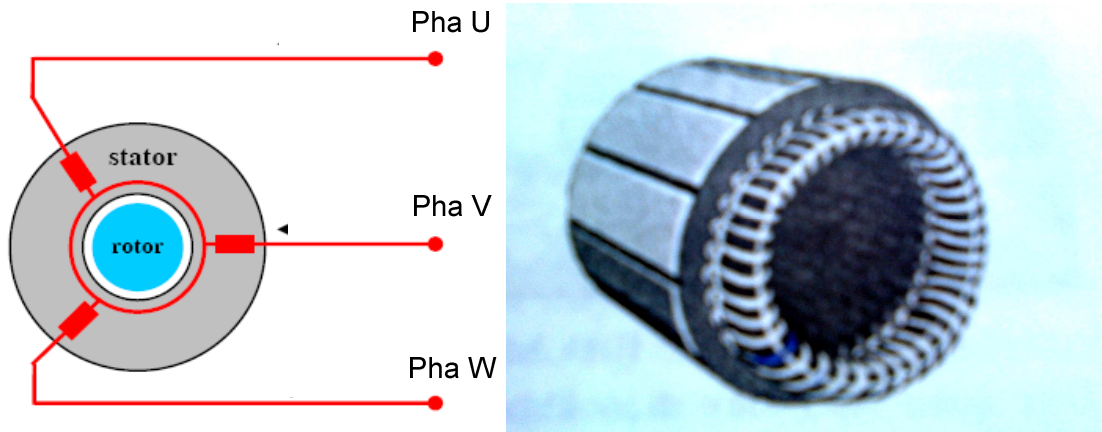
Hình 2.1 Lõi thép stator

Rãnh có các dạng : rãnh kín, là rãnh không có miệng ; rãnh hở, là rãnh có miệng và đáy bằng nhau; rãnh nửa hở, là rãnh có miệng bằng $\frac{1}{2}$ đáy; rãnh nửa kín, là rãnh có miệng nhỏ hơn đáy. Có 2 dạng rãnh nửa kín phổ biến là rãnh hình thang và rãnh quả lê (hình 2.2).



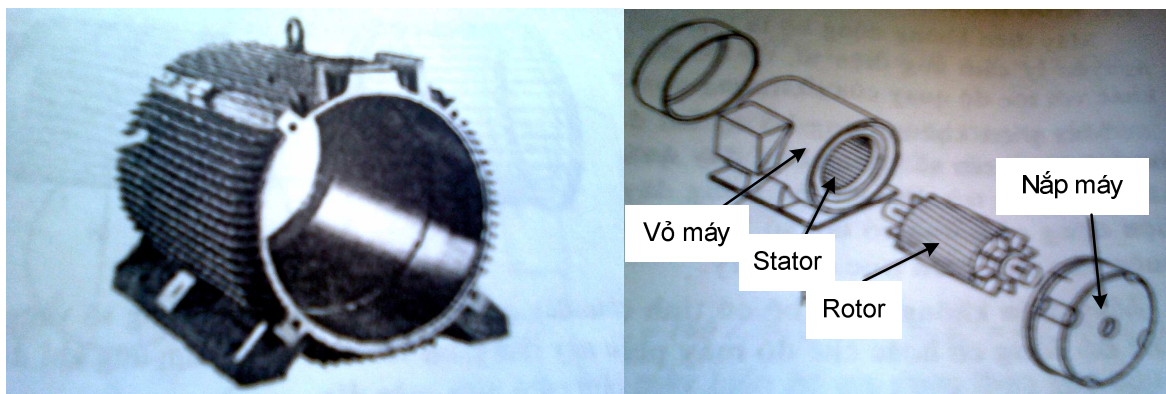
Hình 2.2 Rãnh ở mặt trong stator

Dây quấn stator thường là dây đồng có tiết diện tròn hoặc chữ nhật và được bọc cách điện. Dây quấn được đặt trong các rãnh của lõi thép stator. Dây quấn stator của động cơ không đồng bộ 3 pha gồm ba cuộn dây giống nhau, có vị trí lệch nhau góc không gian 120° điện như hình 2.3.



Hình 2.3 Dây quấn stator

Vỏ máy có chức năng bảo vệ máy và làm giá lắp các bộ phận khác của máy. Vỏ máy có thể làm bằng thép đúc, hoặc nhôm (hình 2.4). Vỏ gồm thân và hai nắp. Thân vỏ để chứa lõi thép. Mặt ngoài thân có các gờ tản nhiệt, có các lỗ để lắp vòng treo, bảng đấu dây và đế máy. Hai nắp của thân dùng để che phần đầu nối của dây quấn và là giá chứa hai ổ trục của rotor.

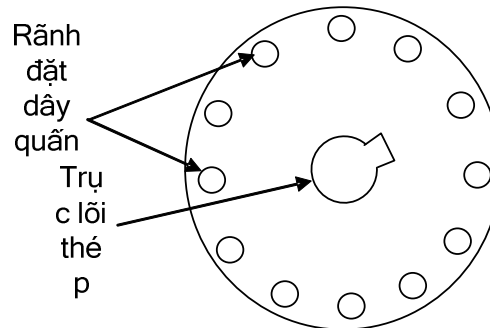


Hình 2.4 Vỏ máy và các phụ kiện

2.1.1.2. Rotor

Gồm có các bộ phận: lõi thép, trục và dây quấn.

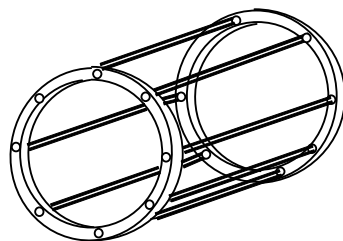
Lõi thép rotor được ghép bằng các lá thép kỹ thuật điện có dạng như hình 2.5. Mặt ngoài có các rãnh để đặt dây quấn rotor; ở giữa có lỗ để lắp trục rotor.



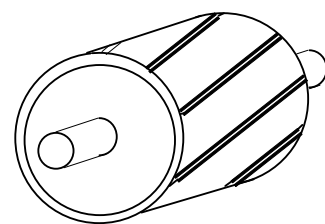
Hình 2.5 Lõi thép rotor

Trục rotor làm bằng thép, trục thường được cố định với lõi thép theo kiểu then hoa. Dây quấn của động cơ không đồng bộ có 2 kiểu: kiểu rotor lồng sóc và kiểu rotor quấn dây.

Rotor lồng sóc (rotor ngắn mạch): trong mỗi rãnh của lõi thép rotor đặt một thanh dẫn bằng đồng hoặc nhôm, đầu các thanh dẫn nối vào hai vành bằng đồng hoặc nhôm gọi là hai vành ngắn mạch. Hệ thống các thanh dẫn và hai vành ngắn mạch như hình 2.6. Các thanh dẫn rotor lồng sóc thường được bố trí nghiêng một bước rãnh nhằm giảm ảnh hưởng của moment phụ (hiện diện ở tốc độ dưới tốc độ đồng bộ) cũng như giảm thiểu tiếng ồn và rung động khi động cơ làm việc.



Hệ thống thanh dẫn-vành ngắn mạch

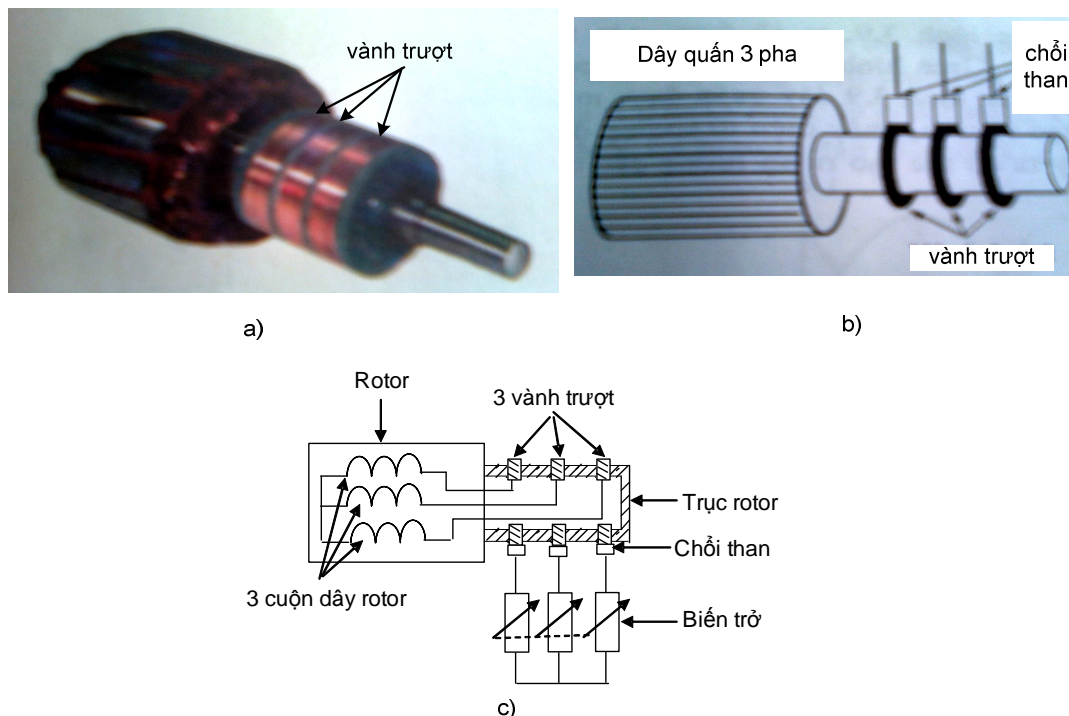


Rotor lồng sóc

Hình 2.6 Rotor lồng sóc

Rotor quấn dây: trong các rãnh của lõi thép rotor đặt dây quấn ba pha giống như dây quấn stator. Dây quấn này thường nối sao, ba đầu dây ra của dây quấn nối với ba vành bằng đồng (gọi là vành trượt) gắn cố định trên trục rotor (hình 2.7a). Các vành trượt được cách điện với trục rotor. Trên ba vành trượt là ba chổi than

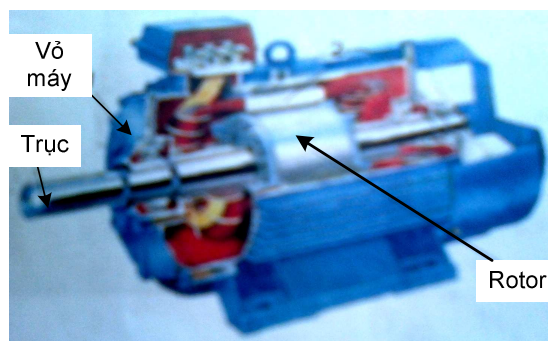
gắn cố định trên giá như hình 2.7b. Ba chổi than nối với ba biến trở dùng để mở máy và điều chỉnh tốc độ động cơ (hình 2.7c).



Hình 2.7 Rotor dây quấn và điều khiển động cơ rotor dây quấn bằng biến trở

2.1.1.3. Khe hở không khí

Là khoảng hở giữa rotor và stator. Ở động cơ không đồng bộ, khe hở này rất nhỏ (từ 0,2 đến 1mm) trong máy cỡ nhỏ và vừa. Mô hình hoàn chỉnh của động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc như hình 2.8.



Hình 2.8 Mô hình vật lý của động cơ không đồng bộ 3 pha rotor lồng sóc

- So sánh động cơ không đồng bộ 3 pha rotor lồng sóc và rotor dây quấn:

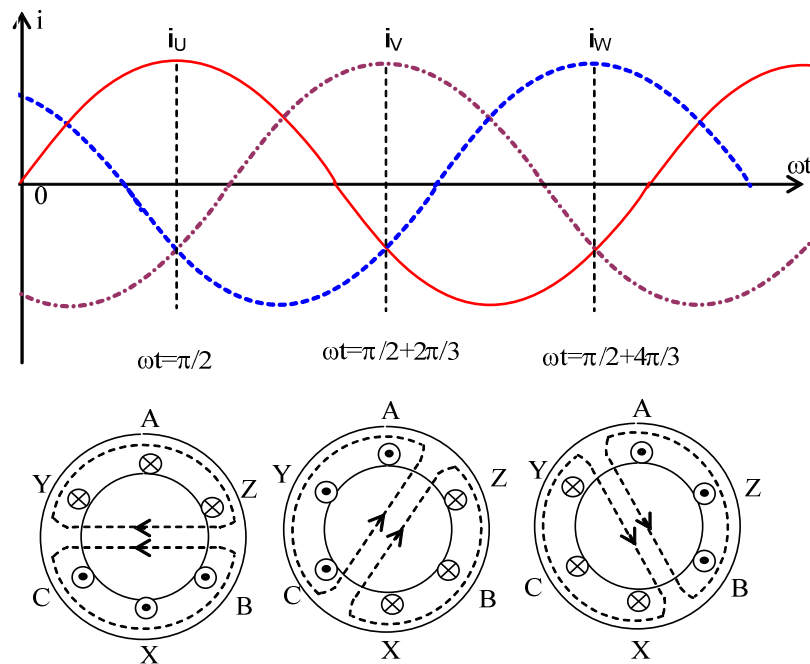
- Động cơ rotor lồng sóc có cấu tạo bền chắc, nên rất phổ biến.
- Động cơ rotor quấn dây có ưu điểm về mở máy và điều chỉnh tốc độ nhưng cấu tạo phức tạp, dễ có sự cố, nên chỉ được dùng trong những ứng dụng mà rotor lồng sóc không đáp ứng được.

2.1.2. Nguyên lý hoạt động của động cơ không đồng bộ 3 pha

Xét stator động cơ không đồng bộ ba pha đơn giản có 6 rãnh, trên stator được bố trí ba cuộn dây AX, BY và CZ.

Khi nối dây quấn stator vào nguồn điện 3 pha tần số f , trong dây quấn stator sẽ có hệ thống dòng điện 3 pha (i_{su} , i_{sv} , i_{sw}), dây quấn stator sẽ sinh ra từ trường quay (như hình 2.9) với tốc độ:

$$n_1 = \frac{60.f}{p} \text{ (vòng/phút)}$$



Hình 2.9 Từ trường quay stator và sự hình thành các cực từ

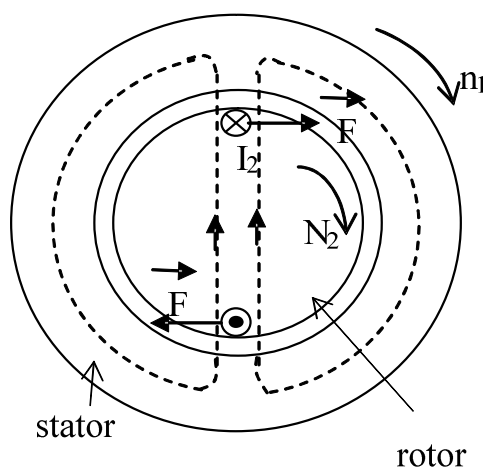
Từ trường quay quét qua dây quấn rotor cảm ứng trong dây quấn rotor sức điện động cảm ứng e_2 . Do dây quấn rotor nối ngắn mạch, nên e_2 tạo ra dòng điện i_2 chảy trong các thanh dẫn rotor (chiều của i_2 xác định theo qui tắc bàn tay phải như hình 2.10). Dòng điện i_2 cũng tạo ra từ trường quay với tốc độ n_1 cùng chiều với từ

trường stator. Từ trường trong khe hở không khí của máy là tổng từ trường do dòng điện stator và dòng điện rotor tạo ra và cũng là từ trường quay với tốc độ n_1 . Từ trường khe hở không khí sẽ tác dụng lên dòng điện i_2 lực F (chiều của F xác định theo qui tắc bàn tay trái như hình 2.10). Do tác dụng của F , rotor sẽ quay cùng chiều từ trường với tốc độ n nhỏ hơn tốc độ n_1 . Hiệu số giữa tốc độ từ trường và tốc độ rotor gọi là tốc độ trượt (n_2):

$$n_2 = n_1 - n \quad (2.1)$$

Tỷ số:
$$s = \frac{n_2}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (2.2)$$

là hệ số trượt của động cơ.



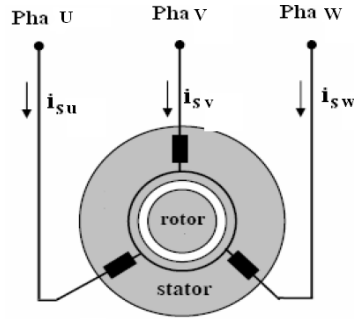
Hình 2.10 Nguyên lý làm việc của động cơ không đồng bộ ba pha

2.2. Vector không gian của các đại lượng 3 pha

Có nhiều loại mô hình động cơ không đồng bộ. Loại mô hình được sử dụng để thiết bị điều khiển vector có thể đạt được bằng cách vận dụng lý thuyết vector không gian. Các thông số của động cơ 3 pha (như điện áp, dòng điện, từ thông...) được biểu diễn dưới dạng các vector không gian phức. Một mô hình động cơ đúng dành cho bất kỳ sự biến thiên tức thời nào của dòng điện và điện áp đồng thời thỏa mãn việc mô tả động cơ ở cả hai trạng thái tĩnh và quá độ. Vector không gian phức có thể được mô tả bằng cách sử dụng hệ trục tọa độ trực giao. Động cơ 3 pha có thể được xem là máy điện hai pha. Việc sử dụng mô hình động cơ hai pha giúp giảm bớt số lượng các biểu thức toán học và đơn giản hóa kỹ thuật điều khiển.

Động cơ không đồng bộ 3 pha đều có ba cuộn dây stator với dòng điện ba pha bố trí không gian tổng quát như hình 2.11.

Trong hình trên không quan tâm đến động cơ đầu hình sao hay tam giác. Ba dòng điện i_{su} , i_{sv} , i_{sw} là ba dòng chảy từ lưới qua đầu nối vào động cơ. Khi động cơ chạy bằng biến tần thì đó là ba dòng ở đầu ra của biến tần.



Hình 2.11 Sơ đồ cuộn dây và dòng stator của động cơ không đồng bộ 3 pha
Giả thuyết các dòng i_{su} , i_{sv} , i_{sw} ở ba pha dây quấn stator là cân bằng, ta có:

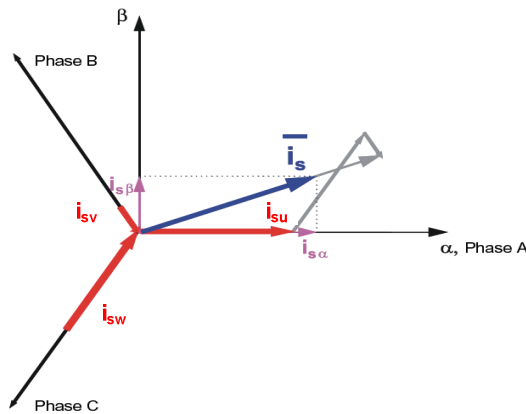
$$i_{su} + i_{sv} + i_{sw} = 0 \quad (2.3)$$

Vectơ không gian dòng stator được định nghĩa như sau:

$$\underline{i}_s = k(i_{su} + ai_{sv} + a^2 i_{sw}) \quad (2.4)$$

Trong đó: a và a^2 là các toán tử không gian, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$

k : hằng số biến đổi, với phép biến đổi bảo toàn biên độ: $k = \frac{2}{3}$



Hình 2.12 Vector dòng stator \underline{i}_s và hình chiếu

Hình 2.12 cho biết hình chiếu vectơ không gian dòng stator

Vectơ không gian của các đại lượng như điện áp, dòng điện, từ thông... của động cơ có thể được định nghĩa tương tự như vectơ không gian dòng stator.

2.2.1. Hệ trục tọa độ tĩnh (α, β)

Vectơ không gian được định nghĩa như biểu thức 2.4 có thể được biểu diễn bằng cách sử dụng lý thuyết hai trục tọa độ. Phần thực của vectơ không gian bằng giá trị tức thời của thành phần dòng stator ngang trục (direct axis- $i_{s\alpha}$) và phần ảo bằng thành phần dòng stator dọc trục (quadrature axis- $i_{s\beta}$). Vì vậy, vectơ không gian dòng stator trong hệ qui chiếu tĩnh gắn với stator có thể được biểu diễn:

$$\underline{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$$

Trong đó: \underline{i}_s : vectơ không gian dòng stator

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: hình chiếu của \underline{i}_s trên trục (α, β)

2.2.1.1. Đổi tọa độ từ (u, v, w) \rightarrow (α, β) (Phép biến đổi Clark-thuận)

Trong máy điện 3 pha đối xứng, dòng điện stator dọc trục và ngang trục là các thành phần dòng ảo (2 pha dọc trục), có liên hệ với dòng điện stator 3 pha thực như sau:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = k(i_{su} - \frac{1}{2}i_{sv} - \frac{1}{2}i_{sw}) \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} i_{s\beta} = k \frac{\sqrt{3}}{2}(i_{sv} - i_{sw}) \end{cases} \quad (2.6)$$

với $k = \frac{2}{3}$ là hằng số biến đổi (đối với phép biến đổi bảo toàn biên độ).

Trong trường hợp này: $i_{su} = i_{s\alpha}$

Nếu giả thuyết $i_{su} + i_{sv} + i_{sw} = 0$, thành phần pha ngang trục có thể được biểu diễn bằng cách sử dụng hai pha của hệ ba pha (biến đổi Clark-thuận):

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{su} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_{su} + \frac{2}{\sqrt{3}}i_{sv} \end{cases} \quad (2.8)$$

Với i_{su}, i_{sv}, i_{sw} : dòng thực pha u, v, w của động cơ

2.2.1.2. Đổi tọa độ từ (α, β) \rightarrow (u, v, w) (Phép biến đổi Clark ngược)

Phép biến đổi Clark ngược được sử dụng để chuyển tọa độ từ (u,v,w) sang (α,β), như sau:

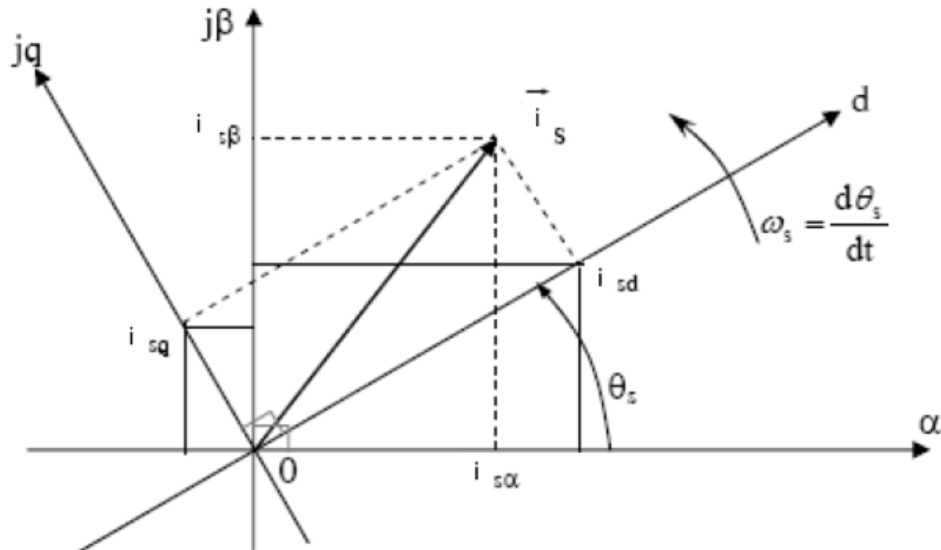
$$\begin{cases} i_{su} = i_{s\alpha} \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} i_{sv} = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} i_{sw} = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}i_{s\alpha} \end{cases} \quad (2.11)$$

2.2.2. Hệ trục tọa độ quay (d,q)

Ta xây dựng một hệ tọa độ mới (d,q) có chung điểm gốc với hệ tọa độ (α,β), nằm lệch đi một góc θ_s và quay với tốc độ ω_s . Khi đó sẽ tồn tại hai tọa độ cho một vector không gian tương ứng với hai hệ tọa độ này. Mỗi liên hệ được thể hiện ở hình 2.13.



Hình 2.13 Biểu diễn vector \vec{i}_s trong cả hai hệ trục tọa độ (α,β) và (d,q)

2.2.2.1. Đổi tọa độ từ (α,β) \rightarrow (d,q) (phép biến đổi Park thuận)

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos \theta_s + i_{s\beta} \cdot \sin \theta_s \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases} i_{sq} = -i_{s\alpha} \cdot \sin \theta_s + i_{s\beta} \cdot \cos \theta_s \end{cases} \quad (2.13)$$

2.2.2.2. Đổi tọa độ từ (d,q) \rightarrow (α,β) (Phép biến đổi Park ngược)

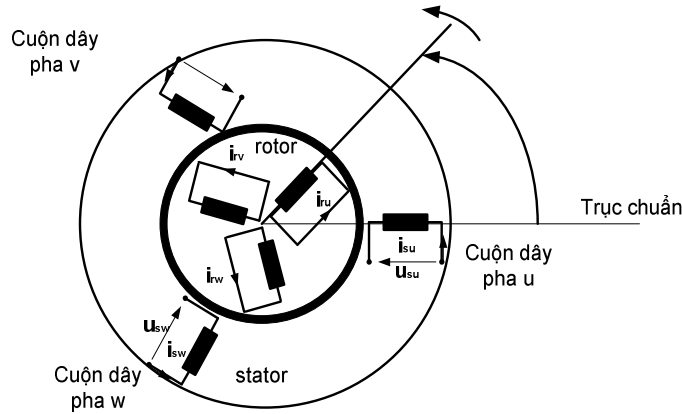
$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{sd} \cdot \cos \theta_s + i_{sq} \cdot \sin \theta_s \\ i_{s\beta} = i_{sd} \cdot \sin \theta_s + i_{sq} \cdot \cos \theta_s \end{cases} \quad (2.14)$$

$$(2.15)$$

2.3. Mô hình toán học động cơ xoay chiều không đồng bộ 3 pha

2.3.1. Lý do xây dựng mô hình

Để xây dựng, thiết kế bộ điều khiển động cơ, ta cần phải có mô hình toán học mô tả đối tượng điều khiển. Xuất phát điểm để xây dựng mô hình toán học cho động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc là mô hình vật lý của động cơ trong hình 2.14.



Hình 2.14 Mô hình của động cơ không đồng bộ 3 pha rotor lồng sóc

Mô hình toán học thu được cần phải thể hiện rõ đặc tính thời gian của đối tượng điều khiển, phục vụ cho việc xây dựng các thuật toán điều chỉnh. Điều đó dẫn đến các điều kiện được giả thiết trong khi lập mô hình. Các điều kiện đó một mặt đơn giản hóa mô hình có lợi cho việc thiết kế, mặt khác chúng gây nên sai lệch nhất định, sai lệch trong phạm vi cho phép giữa đối tượng và mô hình.

Về phương diện mô hình động học (dynamic model), động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc được mô tả bởi hệ phương trình vi phân bậc cao. Vì cấu trúc của các cuộn dây phức tạp về mặt không gian và các mạch từ móc vòng nên một số điều kiện được chấp nhận khi mô hình hóa động cơ:

- Các cuộn dây stator được bố trí một cách đối xứng về mặt không gian.
- Các tổn hao sắt từ và sự bão hòa từ có thể bỏ qua.
- Dòng từ hóa và từ trường phân bố hình Sin trên bề mặt khe từ.

- Các giá trị điện trở và điện cảm được coi là không đổi.

Trục chuẩn của mọi quan sát được quy ước là trục đi qua tâm cuộn dây pha u. Ta sẽ sử dụng các mô hình trong không gian trạng thái để mô tả động cơ.

2.3.2. Hệ phương trình cơ bản của động cơ

Hệ phương trình điện áp cho 3 cuộn dây stator:

$$u_{su}(t) = R_s i_{su}(t) + \frac{d\psi_{su}(t)}{dt} \quad (2.16)$$

$$u_{sv}(t) = R_s i_{sv}(t) + \frac{d\psi_{sv}(t)}{dt} \quad (2.17)$$

$$u_{sw}(t) = R_s i_{sw}(t) + \frac{d\psi_{sw}(t)}{dt} \quad (2.18)$$

Với:

R_s : điện trở cuộn dây pha stator

$\psi_{su} \psi_{sv} \psi_{sw}$: từ thông stator của cuộn dây pha u, v, w

Áp dụng biểu thức (2.4), ta thu được biểu thức điện áp:

$$\underline{u}_s = k(u_{su} + a u_{sv} + a^2 u_{sw}) \quad (2.19)$$

Trong đó: $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$, $k = \frac{2}{3}$

$$\text{Ta được: } \underline{u}_s(t) = \frac{2}{3} \left[u_{su}(t) + u_{sv}(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{sw}(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.20)$$

Thay 3 phương trình (2.16, 2.17, 2.18) vào phương trình (2.20), ta được:

$$\begin{aligned} \underline{u}_s(t) &= \frac{2}{3} \left[R_s i_{su}(t) + \frac{d\psi_{su}(t)}{dt} + R_s i_{sv}(t) + \frac{d\psi_{sv}(t)}{dt} + R_s i_{sw}(t) + \frac{d\psi_{sw}(t)}{dt} \right] \\ &= \frac{2}{3} R_s [i_{su}(t) + i_{sv}(t) + i_{sw}(t)] + \frac{2}{3} \left[\frac{d\psi_{su}(t)}{dt} + \frac{d\psi_{sv}(t)}{dt} + \frac{d\psi_{sw}(t)}{dt} \right] \end{aligned}$$

$$\text{Mà: } \begin{cases} \underline{i}_s(t) = \frac{2}{3} \left[i_{su}(t) + i_{sv}(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sw}(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \\ \underline{\psi}_s(t) = \frac{2}{3} \left[\psi_{su}(t) + \psi_{sv}(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + \psi_{sw}(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \end{cases}$$

Ta thu được phương trình điện áp stator dưới dạng vector như sau:

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} \quad (2.21)$$

Trong đó:

R_s : điện trở cuộn dây pha stator

$\underline{\psi}_s$: vector từ thông stator

Phương trình trên thu được do các quan sát từ hệ thống 3 cuộn dây stator, vì vậy cũng thu được trên hệ tọa độ (α, β) :

$$\underline{u}_s^s = R_s \underline{i}_s^s + \frac{d\underline{\psi}_s^s}{dt} \quad (2.22)$$

Tương tự, phương trình điện áp của cuộn dây rotor lồng sóc (rotor ngắn mạch)

$$\underline{u}_r^r = R_r \underline{i}_r^r + \frac{d\underline{\psi}_r^r}{dt} \quad (2.23)$$

Trong đó $\underline{\psi}_r^r$: vector từ thông rotor trên hệ tọa độ rotor

R_r : điện trở rotor đã quy đổi về phía stator.

Để dễ dàng tính toán trên các loại tọa độ, ta có phương trình tổng quát cho điện áp stator:

$$\underline{u}_s^k = R_s \underline{i}_s^k + \frac{d\underline{\psi}_s^k}{dt} + j\omega_k \underline{\psi}_s^k \quad (2.24)$$

Phương trình tổng quát trên có thể áp dụng cho mọi hệ tọa độ vuông góc.

Trong đó:

$$\omega_k = \frac{d\theta_k}{dt}, \text{ với } \theta_k \text{ là góc giữa trục thực với hệ tọa độ bất kỳ } k.$$

Đối với hệ tọa độ cố định stator (α, β) thì $\omega_k = 0$ cho ta công thức (2.24).

Thay “k” = “s”

Đối với hệ tọa độ từ thông rotor (d,q) thì $\omega_k = \omega_s \frac{d\theta_s}{dt}$ với θ_s là góc lệch giữa trục d với trục thực. Thay “k” =”f”

Tương tự, ta có phương trình tổng quát điện áp rotor:

$$0 = R_r \underline{i}_r^k + \frac{d\underline{\psi}_r^k}{dt} + j\omega_k \underline{\psi}_r^k$$

Với $\underline{\psi}_r^k$: vector từ thông ở hệ tọa độ “k” bất kỳ so với rotor

2.3.3. Các tham số của động cơ

Bảng 2.1 Thông số mô hình động cơ không đồng bộ 3 pha

Kí hiệu	Giải thích
L_m	Hỗ cảm giữa rotor và stator
$L_{\sigma s}$	Điện cảm tiêu tán phía cuộn dây stator
$L_{\sigma r}$	Điện cảm tiêu tán phía cuộn dây rotor (đã quy đổi về stator)
$L_s = L_m + L_{\sigma s}$	Điện cảm stator
$L_r = L_m + L_{\sigma r}$	Điện cảm rotor
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Hằng số thời gian stator
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Hằng số thời gian rotor
$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$	Hệ số tiêu tán tổng

Phương trình từ thông stator và từ thông rotor:

$$\underline{\psi}_s = \underline{i}_s L_s + \underline{i}_r L_m \quad (2.25)$$

$$\underline{\psi}_r = \underline{i}_s L_m + \underline{i}_r L_r \quad (2.26)$$

Mô men điện từ:

$$T_e = \frac{3}{2} p_c (\underline{\psi}_s \cdot \underline{i}_s) = -\frac{3}{2} p_c (\underline{\psi}_r \cdot \underline{i}_r) \quad (2.27)$$

Phương trình chuyển động:

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_c} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.28)$$

$$\Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{p_c}{J} (T_e - T_L)$$

Với p_c là số đôi cực từ của động cơ, ta chọn $p_c = 1$

$$\text{Ta có: } \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L) = \frac{1}{J} T_e - \frac{T_L}{J}$$

Với: T_L là mômen tải, J là mômen quán tính, ω là tốc độ góc của rotor

2.3.4. Mô hình trạng thái của động cơ trên hệ tọa độ stator (α, β)

Phương trình mô tả trạng thái của động cơ như sau:

$$\begin{cases} \underline{u}_s^s = R_s \underline{i}_s^s + \frac{d\underline{\psi}_s^s}{dt} \end{cases} \quad (2.29)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \underline{i}_r^s + \frac{d\underline{\psi}_r^s}{dt} - j\omega \underline{\psi}_r^s \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\begin{cases} \underline{\psi}_s^s = \underline{i}_s^s L_s + \underline{i}_r^s L_m \end{cases} \quad (2.31)$$

$$\begin{cases} \underline{\psi}_r^s = \underline{i}_s^s L_m + \underline{i}_r^s L_r \end{cases} \quad (2.32)$$

Với: L_m : hồ cảm giữa stator và rotor

L_s : điện cảm stator

L_r : điện cảm rotor

Có thể triệt tiêu 2 đại lượng vector dòng điện rotor và vector từ thông stator bằng cách rút vector \underline{i}_r^s từ phương trình (2.32), ta được:

$$\underline{i}_r^s = \frac{1}{L_r} (\underline{\psi}_r^s - \underline{i}_s^s L_m) \quad (2.33)$$

Thế \underline{i}_r^s ở phương trình (2.33) vào phương trình (2.31), ta được:

$$\underline{\psi}_s^s = \dot{i}_s^s L_s + \frac{L_m}{L_s} (\underline{\psi}_r^s - \dot{i}_s^s L_m) \quad (2.34)$$

Thay \dot{i}_r^s và $\underline{\psi}_s^s$ vào (2.29, 2.30) đồng thời sử dụng các tham số σ , T_s , T_r

$$\begin{cases} \underline{u}_s^s = R_s \dot{i}_s^s + \sigma L_s \frac{d\dot{i}_s^s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\underline{\psi}_r^s}{dt} \\ 0 = -\dot{i}_s^s \frac{L_m}{T_r} + \underline{\psi}_r^s \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) + \frac{d\underline{\psi}_r^s}{dt} \end{cases} \quad (2.35)$$

Ta chuẩn hóa $\psi_{r\alpha}$ và $\psi_{r\beta}$ như sau:

$$\begin{aligned} \psi'_{r\alpha} &= \frac{\psi_{r\alpha}}{L_m} \\ \psi'_{r\beta} &= \frac{\psi_{r\beta}}{L_m} \end{aligned} \quad \text{là các phần tử của vector dòng từ hóa } \frac{\psi_r^s}{L_m} \text{ của động cơ.}$$

Thay các vector dòng từ hóa vào hệ phương trình (2.35) đồng thời chuyển sang viết dưới dạng các phần tử của vector, ta thu được hệ phương trình mới mô tả đầy đủ động cơ không đồng bộ trong hệ trục tọa độ (α, β) như sau:

$$\frac{d\dot{i}_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \dot{i}_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (2.36)$$

$$\frac{d\dot{i}_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \dot{i}_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \quad (2.37)$$

$$\frac{d\psi'_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} \dot{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi'_{r\alpha} - \omega \psi'_{r\beta} \quad (2.38)$$

$$\frac{d\psi'_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} \dot{i}_{s\beta} + \omega \psi'_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi'_{r\beta} \quad (2.39)$$

Trong đó: $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: hệ số tiêu tán tổng.

Ta có phương trình moment điện từ:

$$T_e = \frac{3}{2} p_c (\underline{\psi}_s \cdot \underline{\dot{i}}_s) = -\frac{3}{2} p_c (\underline{\psi}_r \cdot \underline{\dot{i}}_r) \quad (2.40)$$

Từ phương trình: $\underline{\psi}_r^s = \underline{i}_s^s L_m + \underline{i}_r^s L_r$ ta rút \underline{i}_r^s rồi thay vào phương trình mômen:

$$T_e = -\frac{3}{2} p_c (\underline{\psi}_r^s \cdot \underline{i}_r^s) = -\frac{3}{2} p_c (\underline{\psi}_r^s \cdot (\underline{\psi}_r^s - \underline{i}_s^s L_m) \frac{1}{L_r}) = \frac{3}{2} p_c \frac{L_m}{L_r} (\underline{\psi}_r^s \cdot \underline{i}_s^s) \quad (2.41)$$

Thay các vector bằng các phần tử tương ứng, ta được:

$$T_e = \frac{3}{2} p_c \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha}^s i_{s\beta}^s - \psi_{r\beta}^s i_{s\alpha}^s) \quad (2.42)$$

$$\text{Từ (2.28)} \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} T_e - \frac{T_L}{J} = \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_c \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha}^s i_{s\beta}^s - \psi_{r\beta}^s i_{s\alpha}^s) - \frac{T_L}{J}$$

2.3.5. Mô hình trạng thái của động cơ trên hệ tọa độ rotor

$$\begin{cases} \underline{u}_s^f = R_s \underline{i}_s^f + \frac{d\underline{\psi}_s^f}{dt} + j\omega_s \underline{\psi}_s^f \end{cases} \quad (2.43)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \underline{i}_r^f + \frac{d\underline{\psi}_r^f}{dt} + j\omega_r \underline{\psi}_r^f \end{cases} \quad (2.44)$$

$$\underline{\psi}_s^f = \underline{i}_s^f L_s + \underline{i}_r^f L_m \quad (2.45)$$

$$\underline{\psi}_r^f = \underline{i}_s^f L_m + \underline{i}_r^f L_r \quad (2.46)$$

Có thể triệt tiêu 2 đại lượng vector dòng điện rotor và vector từ thông stator.

$$\text{Ta có: } \underline{i}_r^f = \frac{1}{L_r} (\underline{\psi}_r^f - \underline{i}_s^f L_m) \quad (2.47)$$

$$\underline{\psi}_s^f = \underline{i}_s^f L_s + \frac{L_m}{L_r} (\underline{\psi}_r^f - \underline{i}_s^f L_m) \quad (2.48)$$

Thay phương trình (2.47), (2.48) vào (2.43, 2.44) trên và biến đổi:

$$\underline{\psi}_{rd}' = \frac{\underline{\psi}_{rd}}{L_m} (A) \quad (2.49)$$

$$\underline{\psi}_{rq}' = \frac{\underline{\psi}_{rq}}{L_m} (A) \quad (2.50)$$

Vì trong trường hợp định hướng chính xác từ thông rotor ta có $\underline{\psi}_{rq}' = 0$.

Đặt $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: hệ số tiêu tán tổng.

=> Hệ phương trình mô tả động cơ không đồng bộ trong hệ trục tọa độ (d,q)

$$\text{Phương trình moment điện từ: } T_e = \frac{3}{2} p_c \frac{L_m^2}{L_r} \psi'_{rd} i_{sq} \quad (2.51)$$

$$\text{Phương trình từ thông rotor: } \psi_{rd} = \frac{L_m}{1 + p T_r} i_{sd} \quad (2.52)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} + (\omega_s - \omega) \psi'_{rq} \\ \frac{d\psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \psi'_{rd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rq} \end{cases} \quad (2.53)$$

2.3.6. Ưu điểm của việc mô tả động cơ không đồng bộ 3 pha trên hệ tọa độ từ thông rotor

Trong hệ tọa độ từ thông rotor (hệ tọa độ d,q), các vector dòng stator \underline{i}_s^f và vector từ thông rotor $\underline{\psi}_r^f$, cùng với hệ tọa độ (d,q) quay đồng bộ với nhau với tốc độ ω_s quanh điểm gốc, do đó các phần tử của vector \underline{i}_s^f (i_{sd} và i_{sq}) là các đại lượng một chiều. Trong chế độ xác lập, các giá trị này gần như không đổi, trong quá trình quá độ, các giá trị này có thể biến đổi theo một thuật toán điều khiển đã được định trước. Hơn nữa, trong hệ tọa độ (d,q), $\psi_{rq} = 0$ nên $|\psi_r^f| = \psi_{rd}$.

2.3.7. Mô hình động cơ không đồng bộ 3 pha trên hệ tọa độ stator (α, β) trên Matlab

2.3.7.1. Các giá trị cần thu thập của động cơ không đồng bộ 3 pha

Hệ phương trình biểu diễn đầy đủ trạng thái của động cơ không đồng bộ 3 pha trong hệ tọa độ stator (α, β):

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right)i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\psi'_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\omega\psi'_{r\beta} + \frac{1}{\sigma.L_s}u_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right)i_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\psi'_{r\beta} + \frac{1}{\sigma.L_s}u_{s\beta} \\ \frac{d\psi'_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\psi'_{r\alpha} - \omega\psi'_{r\beta} \\ \frac{d\psi'_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{s\beta} + \omega\psi'_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\psi'_{r\beta} \end{cases}$$

Phương trình moment điện từ của động cơ:

$$T_e = \frac{3}{2} p_c \frac{L_m^2}{L_r} (\psi'_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi'_{r\beta} i_{s\alpha})$$

Phương trình tốc độ của động cơ:

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_c} \frac{d\omega}{dt} \Rightarrow \omega = \int \frac{p_c}{J} (T_e - T_L) dt$$

Trong đó : T_e : moment điện từ

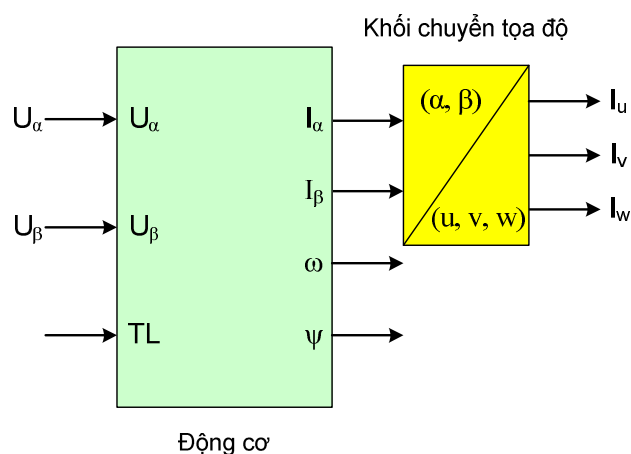
T_L : moment tải

p_c : số đôi cực

Mô đun dòng từ hóa $\left| \frac{\psi_r^s}{L_m} \right|$ từ các thành phần $\psi'_{r\alpha}$, $\psi'_{r\beta}$ thông qua công thức:

$$\left| \frac{\psi_r^s}{L_m} \right| = \sqrt{\psi_{r\alpha}'^2 + \psi_{r\beta}'^2}$$

Đối với mô hình này, thông số đầu vào của động cơ là áp ($u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$) và moment tải (T_L). Đầu ra là dòng điện ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$), tốc độ (ω) và từ thông (ψ). Khối chuyển tọa độ từ (α, β) sang (u, v, w) xác định các dòng điện I_u , I_v , I_w như hình 2.17. Ta thu được giá trị dòng điện 3 pha i_{su} , i_{sv} , i_{sw} từ $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ thông qua biến đổi tọa độ từ (α, β) \rightarrow (u, v, w).



Hình 2.15 Sơ đồ khối của động cơ và khối chuyển tọa độ từ $(\alpha, \beta) \rightarrow (u, v, w)$.

2.3.7.2. Mô hình động cơ trong Simulink/Matlab

Các hằng số trong hệ phương trình (2.36, 2.37, 2.38, 2.39) mô tả trạng thái của động cơ (trong Simulink) như: L_r , L_s , R_r , R_s , T_r , T_s , L_m được nạp từ chương trình m_file của Matlab.

Các giá trị liên quan:

$$T_r = L_r / R_r$$

$$T_s = L_s / R_s$$

$$SS = 1 - L_m * L_m / (L_s * L_r)$$

$$a1 = 1 / (SS * T_s) + (1 - SS) / (SS * T_r)$$

$$a2 = (1 - SS) / (SS * T_r)$$

$$a3 = (1 - SS) / SS$$

$$a4 = 1 / (SS * L_s)$$

$$a5 = 1 / T_r$$

$$a6 = 3 * P * L_m * L_m / (2 * L_r * J)$$

$$a7 = 1 / J$$

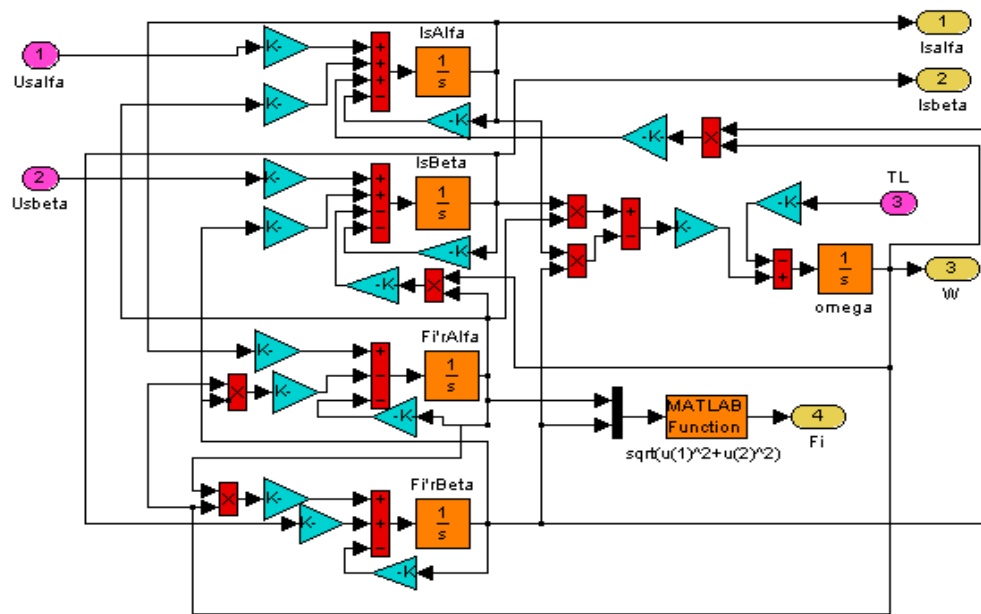
Trong đó $SS = \sigma$: là hệ số tiêu tán tổng

T_r : hằng số thời gian rotor

T_s : hằng số thời gian stator

L_r, L_s : điện cảm rotor, stator

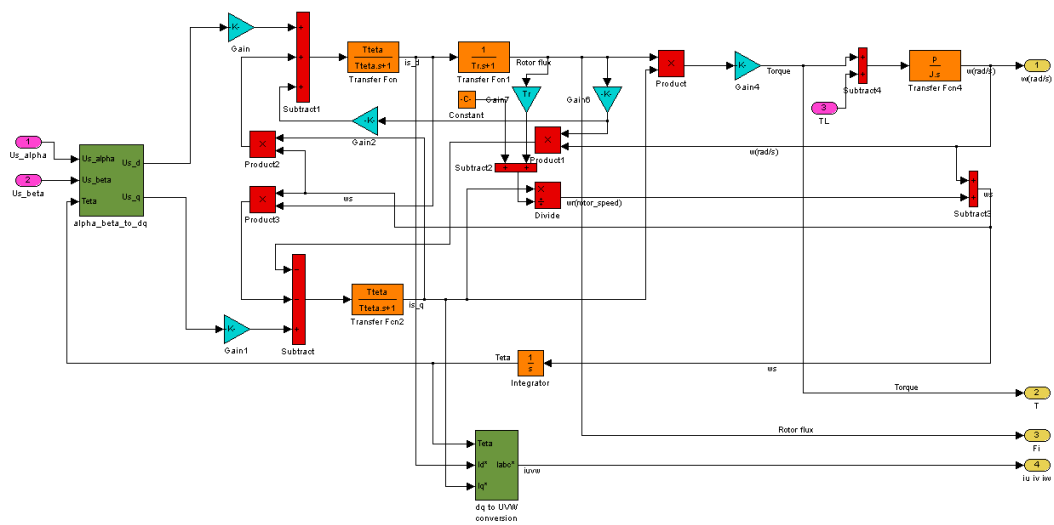
R_r, R_s : điện trở rotor, stator



Hình 2.16 Mô phỏng động cơ không đồng bộ 3 pha trong hệ trục tọa độ tĩnh (α, β) bằng Matlab

2.3.8. Mô hình động cơ không đồng bộ 3 pha trên hệ tọa độ rotor (d, q) trên Matlab

Để xây dựng mô hình động cơ không đồng bộ trong hệ trục tọa độ (d, q), ta sử dụng khối chuyển tọa độ từ $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$ để chuyển đổi điện áp đầu vào. Sau đó, ta thực hiện chuyển $(d, q) \rightarrow (u, v, w)$ để chuyển đổi dòng điện đầu ra.



Hình 2.17 Mô phỏng động cơ không đồng bộ 3 pha trong hệ trục tọa độ (d,q) bằng Matlab

2.4. Các phương pháp điều khiển động cơ xoay chiều không đồng bộ 3 pha

Như chúng ta đã biết, có nhiều phương pháp điều khiển động cơ không đồng bộ từ đơn giản đến phức tạp (đã được trình bày trong phần tổng quan về đề tài). Trong chương này, tác giả tập trung tìm hiểu các phương pháp điều khiển động cơ đang được sử dụng phổ biến hiện nay là:

- Điều khiển động cơ không đồng bộ bằng cách thay đổi tần số nguồn áp ($V/f=\text{const}$)
- Điều khiển trực tiếp moment động cơ không đồng bộ DTC (Direct Torque Control)
- Điều khiển định hướng từ thông rotor động cơ RFOC (Rotor Field Orientated Control)

Trong đó, phương pháp điều khiển định hướng từ thông rotor động cơ RFOC được tìm hiểu sâu trong luận văn này, vì đây là phương pháp đang ngự trị lĩnh vực truyền động điện xoay chiều 3 pha.

2.4.1. Điều khiển động cơ bằng cách thay đổi tần số nguồn áp (v/f)

Tốc độ đồng bộ của ĐCKDB tỉ lệ trực tiếp với tần số nguồn cung cấp. Do đó khi ta thay đổi tần số nguồn cung cấp cho động cơ sẽ làm thay đổi tốc độ đồng bộ, tương ứng là tốc độ động cơ thay đổi.

Sức điện động cảm ứng trong stator E tỉ lệ với tích của tần số nguồn cung cấp và từ thông trong khe hở không khí. Nếu bỏ qua các điện áp rơi trên điện trở stator, có thể xem sức điện động E gần bằng điện áp nguồn cung cấp. Nếu giảm tần số nguồn nhưng vẫn giữ nguyên điện áp sẽ dẫn đến việc gia tăng từ thông trong khe hở không khí. Động cơ thường được thiết kế làm việc tại “điểm cách chỗ” của đặc tuyến từ hóa, nên sự gia tăng từ thông sẽ dẫn đến bão hòa mạch từ. Điều này khiến cho dòng từ hóa tăng, méo dạng dòng điện và điện áp nguồn cung cấp, gia tăng tổn hao lõi và tổn hao đồng stator và gây ra ồn động cơ ở tần số cao. Ngược lại, từ thông khe hở

không khí giảm dưới định mức sẽ làm giảm khả năng tải của động cơ. Vì vậy, việc giảm tần số động cơ xuống dưới tần số định mức thường đi đôi với việc giảm điện áp pha sao cho từ thông trong khe hở không khí được giữ không đổi.

Nguyên lý điều khiển từ thông không đổi

Nếu bỏ qua sụt áp không đáng kể trên stator, điện áp stator ở chế độ xác lập tỉ lệ thuận với từ thông và tốc độ đồng bộ theo biểu thức sau:

$$\bar{V} \approx \bar{E} = j \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_s \quad (2.54)$$

Do đó, nếu điều khiển vận tốc động cơ dưới giá trị định mức bằng cách thay đổi tần số nguồn và giữ nguyên độ lớn điện áp stator, từ thông động cơ sẽ tăng đến giá trị bão hòa. Để tránh hiện tượng bão hòa và giảm tổn hao, điện áp stator cần được thay đổi cùng với tần số f sao cho duy trì tác dụng của từ thông bằng định mức.

$$\left| \bar{\psi}_s \right| \approx \left| \frac{\bar{V}}{j \cdot \omega_s} \right| = \left| \frac{\bar{V}_{dm}}{j \cdot \omega_{dm}} \right| = const \approx \left| \bar{\psi}_{dm} \right| \quad (2.55)$$

Khi đó nguyên lý điều khiển từ thông không đổi trở thành nguyên lý điều khiển $V/f = const$

$$\frac{V}{f} = \frac{V_{dm}}{f_{dm}} = K_1 \quad (2.56)$$

Với K_1 là hằng số hàm điều khiển V/f , f là tần số nguồn cung cấp cho stator.

Ta có công thức moment định mức ứng với sơ đồ đơn giản của động cơ:

$$M = \frac{3}{\omega_{db}} \cdot \left[\frac{V_{dm}^2 \cdot \frac{R_2'}{s}}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \right] \quad (2.57)$$

Khi thay các giá trị định mức bằng giá trị đó nhân với tỉ số a ($a\omega_{dm}$, aV_{dm} , aX),
Và moment cực đại ở chế độ định mức:

$$M_{\max} = \frac{3}{2 \cdot \omega_{db}} \cdot \left[\frac{V_{dm}^2}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}} \right] \quad (2.58)$$

Ta có được công thức moment của động cơ ở tần số f khác định mức:

$$M = \frac{3}{\omega_{db}} \cdot \left[\frac{V_{dm}^2 \cdot \frac{R_2'}{a \cdot s}}{\left(\frac{R_1}{a} + \frac{R_2'}{as} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]; (a < 1) \quad (2.59)$$

Và moment cực đại ở tần số f khác định mức:

$$M_{\max} = \frac{3}{2 \cdot \omega_{db}} \cdot \left[\frac{V_{dm}^2}{\frac{R_1}{a} \pm \sqrt{\left(\frac{R_1}{a} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \right], a < 1 \quad (2.60)$$

Dựa theo công thức trên ta thấy, các giá trị X_1 và X_2' phụ thuộc vào tần số, trong khi R_1 lại là hằng số. Như vậy, khi hoạt động ở tần số cao, giá trị $(X_1 + X_2') \gg R_1/a$, sụt áp trên R_1 rất nhỏ nên giá trị E suy giảm rất ít dẫn đến từ thông được giữ gần như không đổi. Moment cực đại của động cơ gần như không đổi.

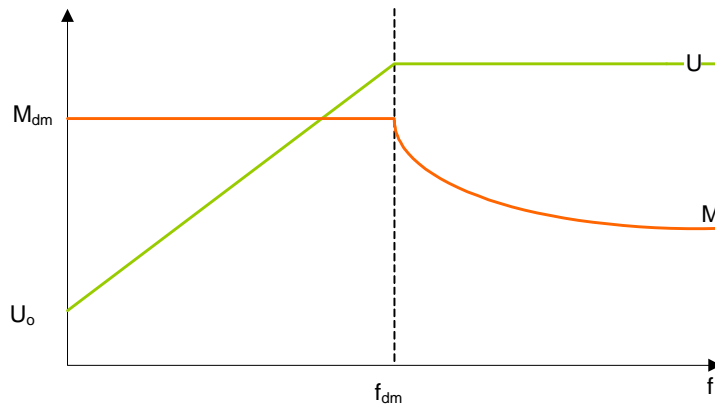
Tuy nhiên, khi hoạt động ở tần số thấp thì giá trị điện trở R_1/a sẽ tương đối lớn so với giá trị của $(X_1 + X_2')$, dẫn đến sụt áp nhiều ở điện trở stator khi moment tải lớn. Điều này làm cho E bị giảm và dẫn đến suy giảm từ thông và moment cực đại. Để bù lại sự suy giảm từ thông ở tần số thấp. Ta sẽ cung cấp thêm cho động cơ một điện áp U_0 để cung cấp cho động cơ từ thông định mức khi $f = 0$. Từ đó ta có quan hệ như sau:

$$U = U_0 + K \cdot f$$

Với K là một hằng số được chọn sao cho giá trị U cấp cho động cơ bằng U_{dm} tại $f = f_{dm}$.

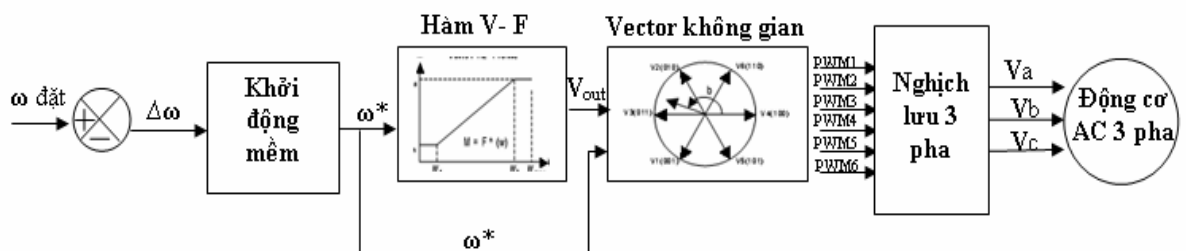
Khi $a > 1$ ($f > f_{dm}$), Điện áp được giữ không đổi và bằng định mức. Khi đó động cơ hoạt động ở chế độ suy giảm từ thông.

Sau đây là đồ thị biểu diễn mối quan hệ giữa moment và điện áp theo tần số trong phương pháp điều khiển $V/f = const$.



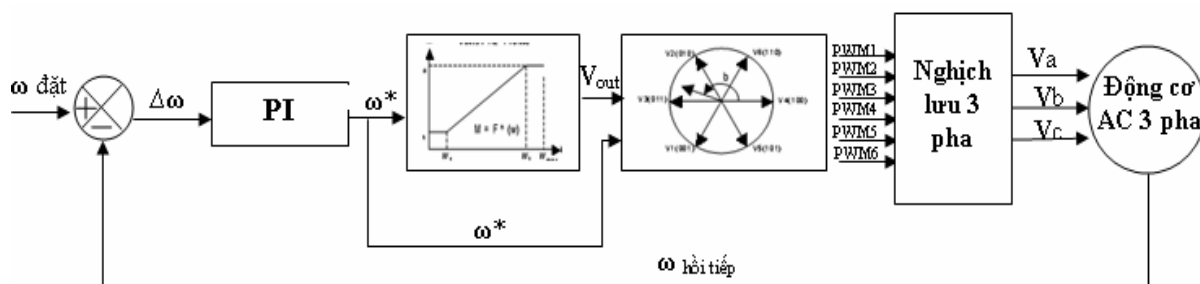
Hình 2.18 Quan hệ giữa moment và điện áp theo tần số.

Hình 2.19 là sơ đồ điều khiển tốc độ vòng hở (không có hồi tiếp tốc độ) theo nguyên lý $V/f = const$, $\omega_{đặt}$ được đưa vào bộ khởi động mềm và khối V/f , khối này có chức năng thiết lập độ lớn điện áp stator theo hàm điều khiển điện áp $V - f$ để đảm bảo từ thông động cơ được sử dụng hiệu quả. Ngõ ra của điều khiển từ thông là đại lượng điện áp yêu cầu. Giá trị điện áp này được đưa vào khối vector không gian để tạo xung kích đóng cắt các khóa bán dẫn của bộ nghịch lưu áp.



Hình 2.19 Sơ đồ khối phương pháp V/f vòng hở.

Hình 2.20 là sơ đồ điều khiển tốc độ vòng kín theo nguyên lý $V/f = const$, ở sơ đồ này chỉ khác với sơ đồ vòng hở là có thêm khâu hồi tiếp tốc độ từ động cơ giúp sai số điều khiển bị triệt tiêu.

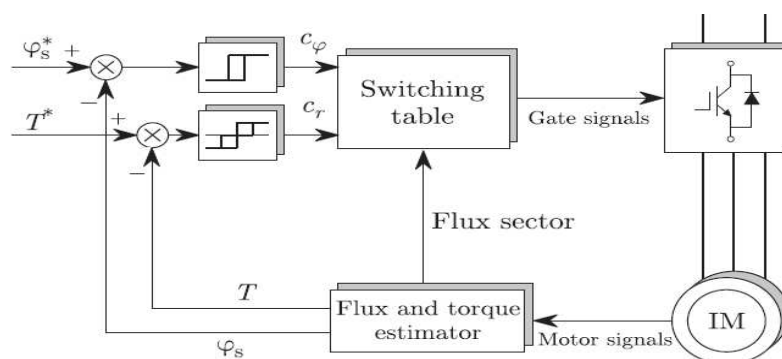


Hình 2.20 Sơ đồ khối phương pháp V/f vòng kín.

2.4.2. Phương pháp điều khiển trực tiếp moment động cơ (DTC–Direct Torque Control)

Phương pháp điều khiển DTC bắt đầu được phát triển vào giữa những năm 80 của thế kỷ trước bởi Takahashi I, và nó nhanh chóng được ứng dụng trong công nghiệp nhờ những tính năng rất tốt. Phương pháp điều khiển dựa trên mô hình của động cơ không đồng bộ với các vector không gian. Đây là một kỹ thuật điều khiển moment động cơ KDB với một bộ nghịch lưu áp.

Kỹ thuật mới này ưu thế là đơn giản vì không cần gắn cảm biến vào trục động cơ, giá thành và độ tin cậy, điều khiển hiệu quả và tính ổn định nội cao. Do đó DTC thuộc loại kỹ thuật điều khiển không dùng cảm biến.



Hình 2.21 Sơ đồ nguyên lý điều khiển trực tiếp moment DTC

Nội dung của phương pháp này là dựa trên sai biệt giữa giá trị đặt và giá trị ước lượng từ các khâu tính toán hồi tiếp về của moment và từ thông. Mặt khác ta có thể điều khiển trực tiếp trạng thái của bộ nghịch lưu PWM thông qua các tín hiệu điều khiển đóng cắt các khóa công suất nhằm mục đích giảm sai số moment và từ thông trong phạm vi cho phép được xác định trước.

Sai số giữa moment T và moment đặt T^* được đưa vào khâu so sánh trễ bậc 3, trong khi sai số giữa biên độ từ thông stator ước tính và từ thông đặt được đưa vào khâu so sánh trễ bậc 2.

2.4.3. Phương pháp điều khiển định hướng từ thông (FOC - Field Oriented Control)

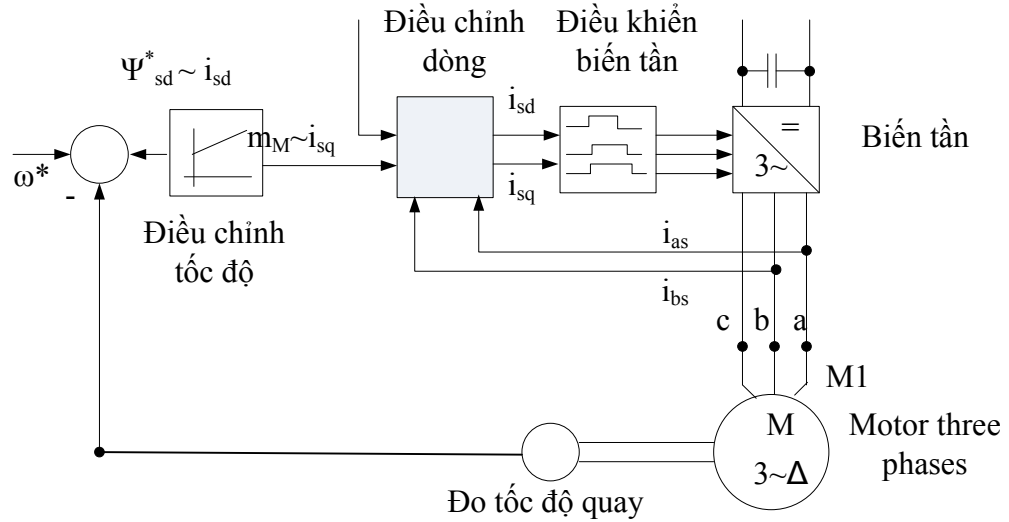
Sau khi xây dựng hệ vector không gian cho các đại lượng dòng, áp, từ thông, moment động cơ trên hệ tọa độ stator tĩnh (α, β) và chuyển các đại lượng đó sang hệ tọa độ từ thông rotor quay (d, q) ta thu được một quan hệ đơn giản giữa moment quay, từ thông rotor và các phần tử của vector dòng stator sau đây:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \frac{L_m}{1 + pT_r} i_{sd} \\ m_M = \frac{3L_m}{2L_r} p_c \psi_{rd} i_{sq} \end{cases} \quad (2.61)$$

Từ hệ phương trình trên ta thấy từ thông rotor có thể được tăng giảm gián tiếp thông qua việc tăng giảm i_{sd} . Điều đáng lưu ý ở đây là mối quan hệ giữa từ thông rotor và hằng số thời gian rotor T_r . Nếu thành công trong việc áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sd} ta có thể coi i_{sd} là đại lượng điều khiển của từ thông rotor.

Đồng thời nếu áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sq} , ta có thể coi i_{sq} là đại lượng điều khiển của moment quay. Do đó i_{sq} được gọi là dòng tạo moment quay và giữ vai trò tương tự như i_M . i_{sd} giữ vai trò tương tự như i_k trong động cơ điện một chiều.

Từ các đặc tính trên ta xây dựng được cấu trúc điều khiển hệ thống động cơ không đồng bộ xoay chiều 3 pha tựa theo từ thông rotor



Hình 2.22 Sơ đồ hệ thống điều khiển theo phương pháp từ thông rotor

CHƯƠNG 3

PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN ĐỊNH HƯỚNG TỪ THÔNG (FOC - FIELD ORIENTED CONTROL)

3.1. Đại cương về phương pháp FOC

Phương pháp điều khiển vector được nghiên cứu lần đầu tiên vào đầu những năm 70 của thế kỷ trước và nó nhanh chóng trở thành một phương pháp điều khiển được chuẩn hóa nhờ những ưu điểm của nó so với phương pháp điều khiển vô hướng (điều khiển $U/f = \text{const}$).

Phương pháp điều khiển vector FOC dựa trên mô hình hai pha của động cơ không đồng bộ. Trong hệ trục tọa độ quay rotor (d,q), vector dòng điện stator có thể được phân tích thành hai thành phần: thành phần tạo từ thông i_{sd} và thành phần tạo moment i_{sq} . Hai thành phần này của dòng điện có thể tách rời và được điều khiển một cách độc lập giống như trong máy điện một chiều.

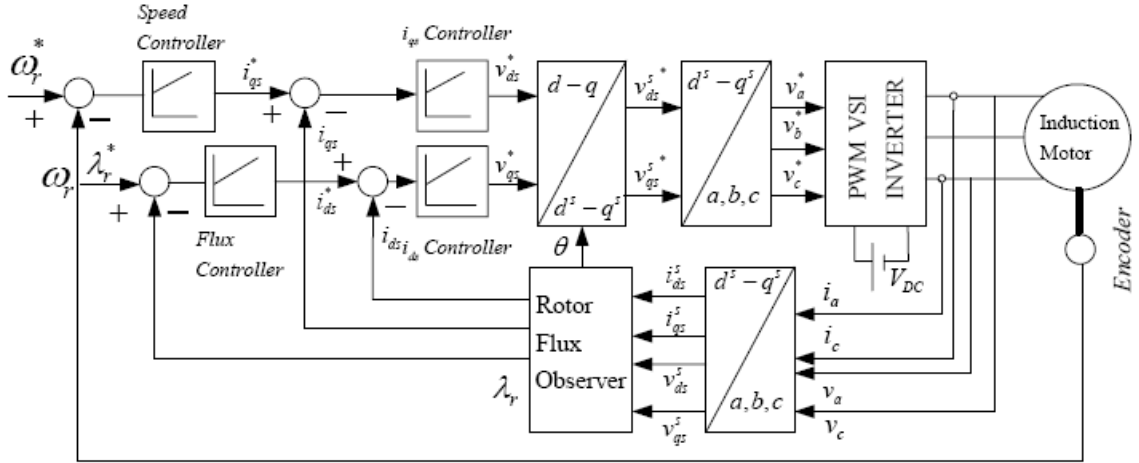
Phương pháp điều khiển định hướng trường FOC sử dụng hai thành phần của dòng điện gắn với hệ trục tọa độ rotor nên còn được gọi là phương pháp điều khiển tựa theo từ thông rotor . (RFOC-Rotor Field Oriented Control)

Có 2 phương pháp trong việc điều khiển định hướng tựa theo vector từ thông thường được sử dụng là:

- + Phương pháp điều khiển trực tiếp.

Trong sơ đồ điều khiển vector trực tiếp, biên độ và vị trí góc (pha) của vector từ thông được đo hoặc được ước lượng từ các giá trị điện áp hoặc dòng điện stator thông qua các cảm biến. Cảm biến Hall có thể được sử dụng để đo từ trường bằng cách đặt các cảm biến này vào trong khe hở không khí của động cơ. Tuy nhiên, yêu cầu đặt cảm biến vào trong khe hở không khí sẽ làm tăng giá thành và làm giảm độ tin cậy của hệ truyền động.

Sơ đồ nguyên lý hệ thống điều khiển định hướng trường trực tiếp được trình bày trong hình 3.1.

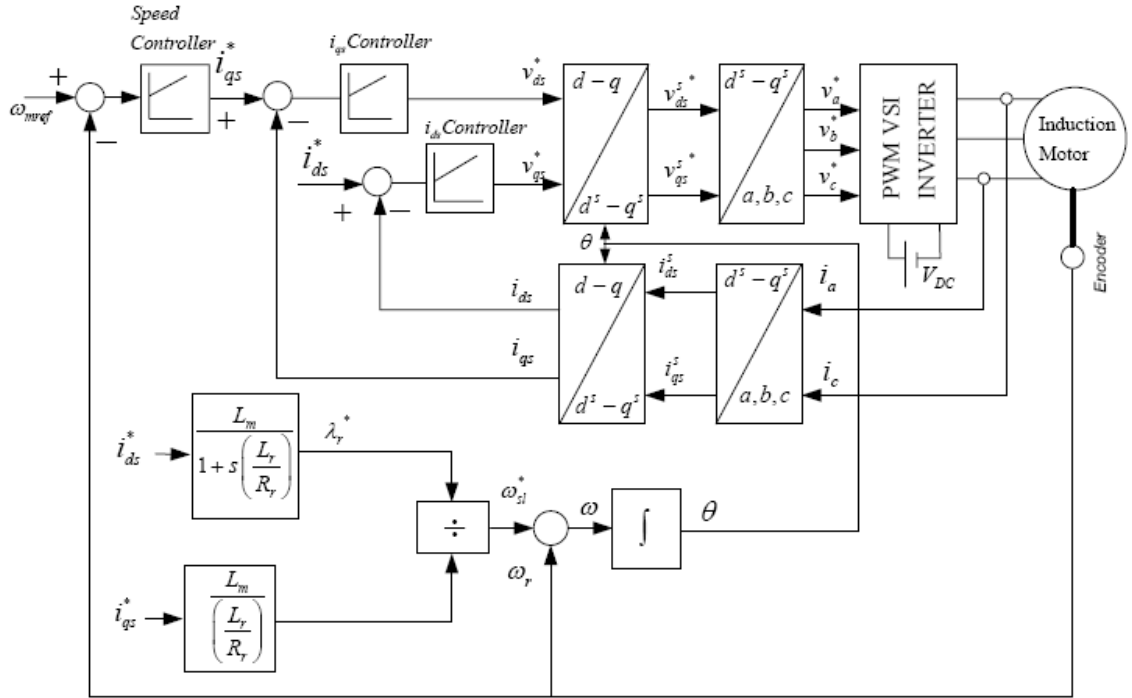


Hình 3.1 Sơ đồ nguyên lý điều khiển FOC trực tiếp

+ Phương pháp điều khiển gián tiếp

Trong phương pháp điều khiển gián tiếp thì góc θ được tính toán dựa trên tốc độ trượt ω_{sl}^* và thông tin về tốc độ động cơ ω . Theo sơ đồ ta thấy đặc tính của hệ thống phụ thuộc rất nhiều vào việc xác định chính xác các thông số động cơ. Phương pháp này nhìn chung đơn giản hơn phương pháp trực tiếp, tuy nhiên cũng có một số nhược điểm nên đặc tính của sơ đồ sẽ kém nếu không sử dụng các giải pháp đặc biệt khác.

Sơ đồ nguyên lý hệ thống điều khiển định hướng trường gián tiếp được trình bày trong hình 3.2.



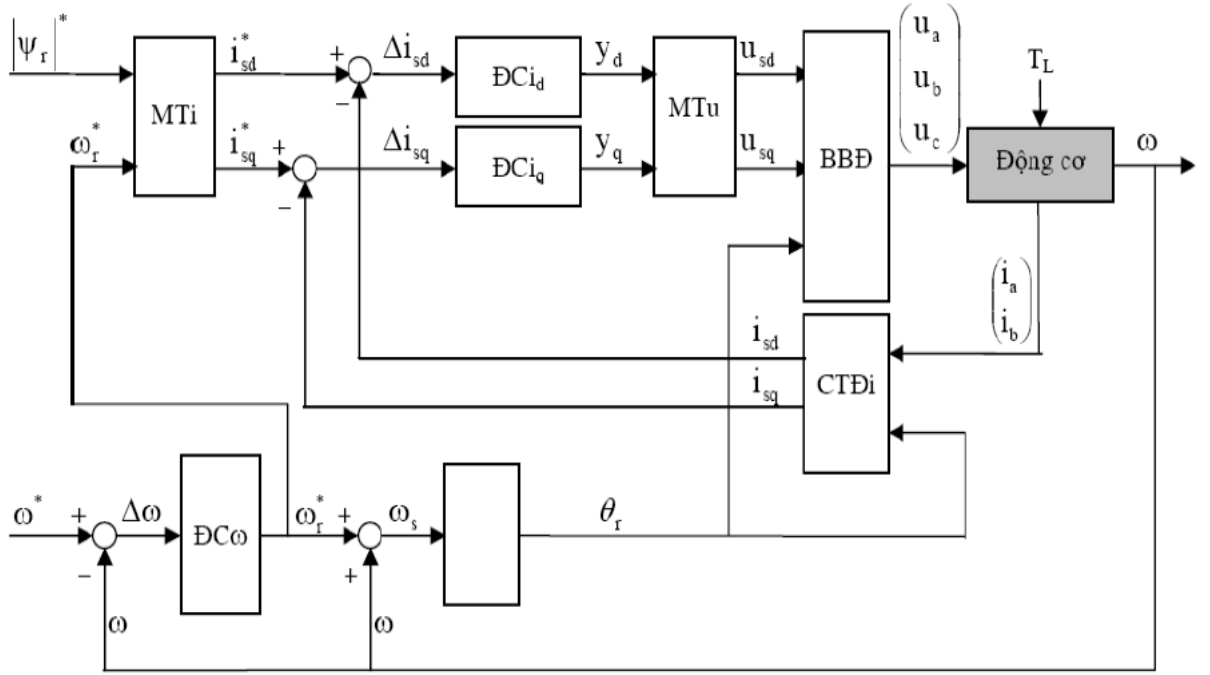
Hình 3.2 Sơ đồ nguyên lý điều khiển FOC gián tiếp

3.2. Nội dung phương pháp FOC

3.2.1. Giới thiệu cấu trúc cơ bản của FOC

Cấu trúc của hệ thống điều khiển định hướng từ thông rotor trong điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha được trình bày như hình 3.3. Bằng việc mô tả các thành phần của động cơ không đồng bộ 3 pha trên hệ tọa độ từ thông rotor (d,q), vector dòng stator \vec{i}_s sẽ chia thành hai thành phần i_{sd} và i_{sq} , thành phần i_{sd} điều khiển từ thông rotor còn thành phần i_{sq} điều khiển moment quay. Trong hình 3.3, động cơ được nuôi bởi biến tần nguồn áp, đại lượng điều khiển là điện áp và được đặt lên stator của động cơ.

Nguyên tắc điều khiển của FOC dựa trên việc điều khiển động cơ một chiều kích từ độc lập: từ thông rotor được giữ ổn định bởi dòng i_{sd} và sau đó thì moment và tốc độ động cơ được điều khiển bởi dòng tạo moment i_{sq} .



Hình 3.3 Cấu trúc cơ bản của phương pháp FOC

3.2.2. Xây dựng thuật toán điều khiển

Các đại lượng đầu ra của bộ ΔCi_d và bộ ΔCi_q được gọi là y_d và y_q . Các đại lượng này có kích cỡ và đơn vị như đại lượng dòng điện. Để ghép nối các tín hiệu này với u_{sd} và u_{sq} , ta phải dùng một mạng tính áp (MTu). Ngoài ra, ta phải dùng thêm một mạng tính dòng (MTi) để tính i_{sd}^* và i_{sq}^* từ các đại lượng từ thông rotor ψ_r^* và tốc độ vượt trước ω_r^* của từ thông rotor so với trục rotor.

Mạng tính dòng (MTi):

$$i_{sd}^* = (1 + sT_r) \frac{\psi_r^*}{L_m} \quad (3.1)$$

$$i_{sq}^* = \frac{T_r \psi_r^*}{L_m} \omega_r^* \quad (3.2)$$

Mạng tính áp (MTu):

$$u_{sd} = R_s y_d - \frac{\omega_s L_s}{1 + sT_\sigma} y_q \quad (3.3)$$

$$u_{sq} = R_s y_q + \frac{\omega_s L_\sigma}{1 + sT_\sigma} y_d + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \quad (3.4)$$

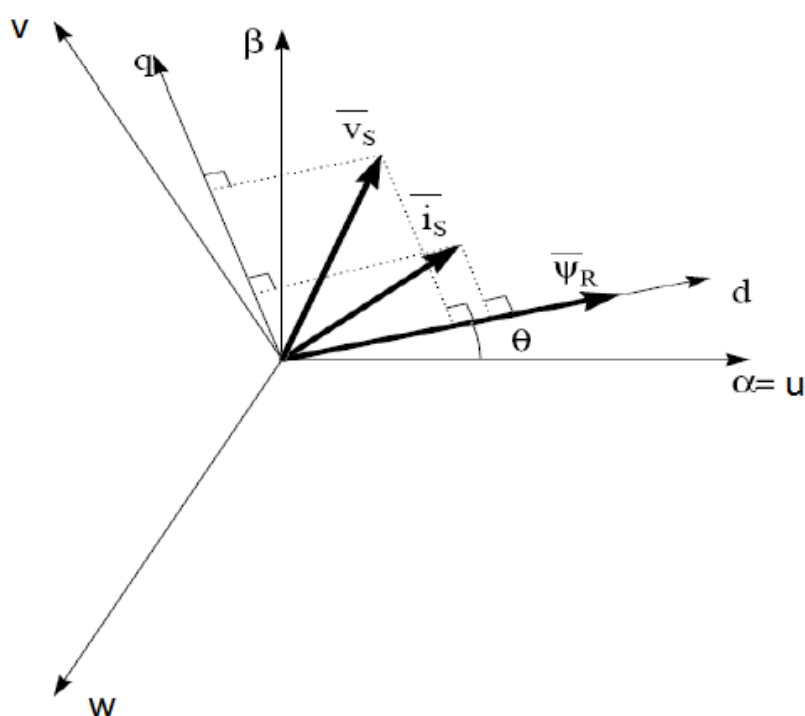
$$y_d = (1 + sT_{os})i_{sd} \quad (3.5)$$

Ta nhận thấy rằng y_d, y_q đồng nhất với các dòng i_{sd}, i_{sq} sau thời gian trễ T_{os} . Các đại lượng y_d và y_q là đầu vào của mạng tính áp (MTu).

Với:

$$T_{\sigma s} = \frac{L_{\sigma s}}{R_s} = \frac{L_s - L_m}{R_s} : \text{hằng số thời gian từ thông tiêu tán phía stator.}$$

$L_{\sigma s} = \sigma.L_s$: điện cảm tiêu tán phía stator.



Hình 3.4 Vector dòng điện, điện áp, và từ thông rotor trên hệ trục tọa độ (d,q)

Tính góc θ_r ta dùng khâu tích phân $\left(\frac{1}{s}\right)$:

$$\theta = \frac{\omega_s}{s} \quad (3.6)$$

Chuyển đổi hệ tọa độ dòng điện (CĐTĐ):

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{su} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{su} + 2i_{sv}) \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta_s + i_{s\beta} \sin \theta_s \\ i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta_s + i_{s\beta} \cos \theta_s \end{cases} \quad (3.8)$$

Chuyển đổi hệ tọa độ điện áp:

$$\begin{cases} u_{su} = u_{s\alpha} \\ u_{sv} = -\frac{1}{2}u_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{s\beta} \end{cases} \quad (3.9)$$

Khâu điều chế tốc độ quay (ĐC ω) là khâu PI:

$$\omega_r^* = \left(K_{P\omega} + \frac{K_{I\omega}}{s} \right) (\omega^* - \omega) \quad (3.10)$$

Các khâu điều chế dòng ĐCi_d và ĐCi_q :

$$y_d = \left(K_{Pd} + \frac{K_{Id}}{s} \right) \Delta i_{sd} \quad (3.11)$$

$$y_q = \left(K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{s} \right) \Delta i_{sq} \quad (3.12)$$

3.2.3. Cấu trúc hiện đại của FOC

Khi quan sát đối tượng điều chỉnh là dòng stator với hai thành phần i_{sd} và i_{sq} ta nhận thấy: nếu hai thành phần dòng điện trên hoàn toàn độc lập với nhau, thì việc sử dụng cấu trúc cơ bản như trên là hợp lý. Tuy nhiên trong thực tế, cấu trúc cơ bản chỉ làm việc tốt ở chế độ xác lập. Còn trong chế độ động (quá độ), do hai thành phần i_{sd} và i_{sq} phụ thuộc lẫn nhau nên cấu trúc cơ bản đã bộc lộ nhiều nhược điểm. Vì thế, người ta xây dựng một cấu trúc FOC kiểu gián tiếp khác và gọi là cấu trúc hiện đại.

Trong cấu trúc hiện đại của phương pháp FOC, xuất hiện các khối mới là khối mô hình từ thông (MHTT), khối ổn định từ thông (Fi_stability), khâu giới hạn dòng điện (saturate) và khâu điều chỉnh từ thông (khâu PI). Bên cạnh đó, người ta bỏ đi các khâu tính áp và tính dòng (MTu) và (MTi).

Trên hệ tọa độ (d,q) dòng i_{sd} được coi là đại lượng điều khiển cho từ thông rotor, tuy nhiên giữa hai đại lượng tồn tại khâu trễ bậc nhất với hằng số thời gian T_r .

$$\psi_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd} \quad (3.13)$$

Vì vậy cần phải sử dụng khâu điều chỉnh từ thông (khâu PI) để cải thiện đặc tính truyền đạt đó. Khâu điều chỉnh từ thông có nhiệm vụ gia tốc các quá trình từ hóa trong động cơ thông qua việc làm giảm tác dụng trễ của T_r . Mặc khác, để điều chỉnh, ta cần có giá trị thực của từ thông, mà giá trị này lại rất khó đo được chính xác. Phương pháp FOC kiểu gián tiếp dùng mô hình từ thông để ước lượng từ thông trên cơ sở các đại lượng đo được i_{sd} , i_{sq} và ω . Từ các đại lượng này ta còn tính được góc θ .

$$\begin{aligned}\omega_r &= \frac{i_{sq}}{T_r \cdot \psi_{rd}} \\ \omega_s &= \omega + \omega_r \\ \theta &= \frac{\omega_s}{s}\end{aligned}\tag{3.14}$$

Ngoài ra, khối ổn định từ thông có tác dụng ổn định giá trị từ thông đặt và khâu giới hạn dòng làm cho dòng điện không vượt quá giá trị đặt.

CHƯƠNG 4

ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

4.1. Đặt vấn đề

Một trong những nguyên nhân làm cho việc điều khiển động cơ không đồng bộ rất khó khăn là do mô hình động học phi tuyến của động cơ (mô hình của động cơ được biểu diễn dưới dạng các phương trình vi phân bậc cao).

Một phương pháp để giải quyết bài toán phi tuyến là chuyển bài toán đó về dạng tuyến tính (phương pháp tuyến tính hóa bằng hồi tiếp - feedback linearization). Kỹ thuật hồi tiếp tuyến tính hóa được chia làm hai loại: tuyến tính hóa vào-ra (Input-Output Linearization) và tuyến tính hóa vào-trạng thái (Input-State Linearization).

Nội dung của kỹ thuật điều khiển tuyến tính hóa vào-ra là: ta tìm cách đổi biến điều khiển sao cho các ngõ ra của hệ thống tuyến tính với các biến điều khiển mới.

4.2. Nội dung của phương pháp tuyến tính hóa vào ra

$$\text{Cho hệ phi tuyến: } \begin{cases} \dot{x}(t) = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.1)$$

Trong đó:

x : vectơ biến trạng thái; $[1, n]$

u : vectơ biến điều khiển

y : vectơ tín hiệu ra

4.2.1. Đạo hàm Lie

Đạo hàm Lie của hàm $h(x)$ theo phương f được định nghĩa:

$$\text{Đạo hàm bậc 0: } L_f^0 h(x) = h(x) \quad (4.2)$$

$$\text{Đạo hàm bậc 1: } L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) \quad (4.3)$$

Một cách đệ qui, ta có:

Đạo hàm bậc n của hàm h(x) theo phương f:

$$L_f^{(n)} h(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f^{(n-1)} h(x)) \quad (4.4)$$

Đạo hàm bậc 2 của hàm h(x) theo phương f và g:

$$\begin{cases} L_g L_f h(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f h(x)) \cdot g(x) \\ L_f L_g h(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_g h(x)) \cdot f(x) \end{cases} \quad (4.5)$$

Đạo hàm Lie của hàm h(x) theo phương khác (ví dụ phương g) được định nghĩa tương tự

4.2.2. Áp dụng đạo hàm Lie tính đạo hàm các ngõ ra

Mục đích của việc tính các đạo hàm này là tìm xem mối quan hệ giữa ngõ ra với ngõ vào (biến điều khiển). Từ đó ta tìm cách đổi biến điều khiển để được hệ thống mới có quan hệ tuyến tính.

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= \frac{dy}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \\ &= \frac{dy}{dx} \cdot \dot{x} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \cdot [f(x) + g(x) \cdot u] \\ &= \frac{\partial h(x)}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h(x)}{\partial x} \cdot g(x) \cdot u \\ &= L_f h(x) + L_g h(x) \cdot u \end{aligned} \quad (4.6)$$

Nếu $L_g h(x) = 0$ thì $\frac{dy}{dt} = L_f h(x)$ (nghĩa là đạo hàm bậc nhất không chứa biến điều khiển u). Ta tính đạo hàm cấp 2 của y.

$$\begin{aligned} \frac{d^2 y}{dt^2} &= \frac{d}{dt} \left[\frac{dy}{dt} \right] = \frac{d}{dt} (L_f h(x)) = \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial h}{\partial x} f(x) \right] = \frac{\partial}{\partial x} (L_f h(x) \cdot [f(x) + g(x) \cdot u]) \\ \frac{d^2 y}{dt^2} &= \frac{d}{dt} (L_f h(x)) = L_f (L_f h(x)) + L_g L_f h(x) \cdot u \end{aligned} \quad (4.7)$$

Ta tiếp tục tính đạo hàm của y cho đến khi xuất hiện biến u trong biểu thức đạo hàm, việc tính đạo hàm kết thúc.

$$\text{Khi đó ta có: } \frac{d^{(m)}y}{dt} = y^{(m)} = L_f^{(m)} \cdot h(x) + L_g \cdot L_f^{(m-1)} \cdot h(x) \cdot u \quad (4.8)$$

Giá trị m được gọi là bậc tương đối của hệ thống.

$$\text{Từ (4.8)} \Rightarrow u = \frac{y^{(m)} - L_f^{(m)} \cdot h(x)}{L_g \cdot L_f^{(m-1)} \cdot h(x)}$$

4.2.3. Luật điều khiển tuyến tính hóa

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(m-1)} h(x)} [v - L_f^{(m)} h(x)] \quad (4.9)$$

Với v là biến điều khiển mới

Thay u vào hệ phi tuyến ban đầu, ta sẽ có hệ tuyến tính với biến điều khiển mới là v .

$$\text{Ta được } y^{(m)} = v \quad (4.10)$$

* Điều khiển tuyến tính:

Với luật điều khiển hồi tiếp tuyến tính hóa, ta được hệ tuyến tính. Để $y(t)$ bám theo tín hiệu đặt $r(t)$, luật điều khiển tuyến tính hóa v được định nghĩa như sau:

+ Đặt tín hiệu sai lệch: $e(t) = y(t) - r(t)$

+ Tín hiệu điều khiển v được xác định bởi:

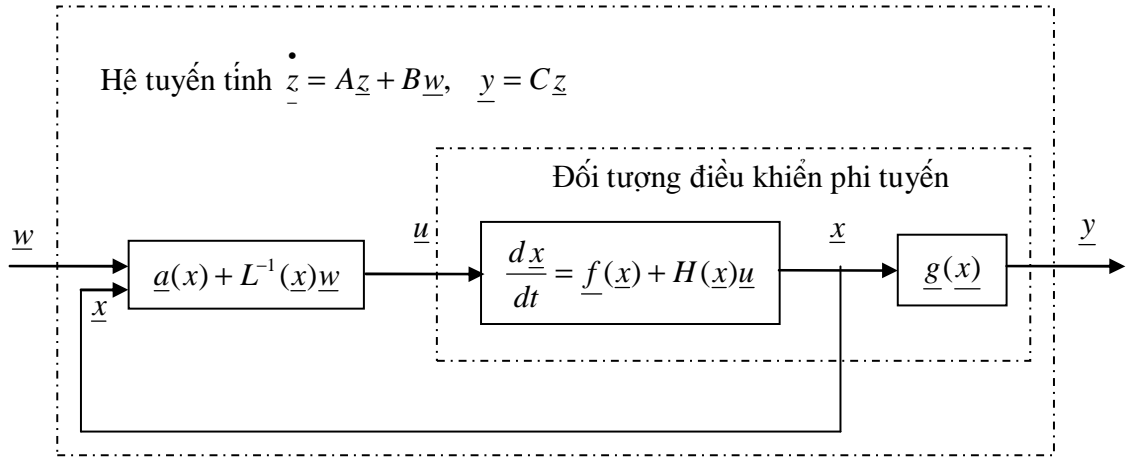
$$v = r^{(m)} - a_{m-1}e^{(m-1)} - a_{m-2}e^{(m-2)} - \dots - a_1e^{(1)} - a_0 \quad (4.11)$$

Để $y(t)$ bám theo $r(t)$, nghĩa là $e(t) \rightarrow 0$ khi $t \rightarrow \infty$, ta chọn các hệ số: a_i sao cho phương trình đặc trưng:

$$p^{(m)} + a_{m-1} \cdot p^{(m-1)} + a_{m-2} \cdot p^{(m-2)} + \dots + a_1 \cdot p + a_0 = 0 \quad (4.12)$$

có tất cả các nghiệm với phần thực âm

4.2.4. Sơ đồ nguyên lý hệ điều khiển tuyến tính hóa



Hình 4.1 Sơ đồ khối điều khiển tuyến tính hóa

4.3. Áp dụng điều khiển tuyến tính hóa động cơ

4.3.1. Tính toán các đại lượng

Từ chương 2, ta có mô hình toán học của động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc trong hệ trục tọa độ tĩnh (α, β) là:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\beta} \\ \frac{d\psi'_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\psi'_{r\alpha} - \omega\psi'_{r\beta} \\ \frac{d\psi'_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{s\beta} + \omega\psi'_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\psi'_{r\beta} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\frac{3}{2}p_c\frac{L_m}{L_r}(\psi'_{r\alpha}i_{s\beta} - \psi'_{r\beta}i_{s\alpha}) - \frac{T_L}{J} \end{cases}$$

Ta cũng có thể viết mô hình toán học của động cơ không đồng bộ dưới dạng ma trận biến trạng thái:

$$\dot{\mathbf{x}}^{(1)} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}.\mathbf{u} \quad (4.13)$$

$$\text{Với: } \mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi'_{r\alpha} \quad \psi'_{r\beta} \quad \omega]^T$$

$$\mathbf{u} = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T$$

Vậy, ta được:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right).x_1 + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}.x_3 + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega.x_4 \\ -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right).x_2 + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}.x_4 - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega.x_3 \\ \frac{1}{T_r}.x_1 - \frac{1}{T_r}.x_3 - \omega.x_4 \\ \frac{1}{T_r}.x_2 - \frac{1}{T_r}.x_4 + \omega.x_3 \\ \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_c \frac{L_m}{L_r} (x_2.x_3 - x_1.x_4) - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow g_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, g_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Đặt: } \begin{cases} k = \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \\ \mu = \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_c \frac{L_m}{L_r} \end{cases} \Rightarrow f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma.x_1 + \frac{K}{T_r}.x_3 + p.K.\omega.x_4 \\ -\gamma.x_2 + \frac{K}{T_r}.x_4 - p.K.\omega.x_3 \\ \frac{L_m}{T_r}.x_1 - \frac{1}{T_r}.x_3 - p.x_4.\omega \\ \frac{L_m}{T_r}.x_2 - \frac{1}{T_r}.x_4 + p.x_3.\omega \\ \mu(x_2.x_3 - x_1.x_4) - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix}$$

Ngõ ra điều khiển là moment điện từ

$$T_e = p \frac{3.L_m}{2L_r} (i_{s\beta}\psi'_{r\alpha} - i_{s\alpha}\psi'_{r\beta}) = p \frac{3.L_m}{2L_r} (x_2.x_3 - x_1.x_4)$$

và bình phương module từ thông : $\psi = \psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2$.

Viết dưới dạng ma trận, ta có:

$$Y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \cdot \frac{3.L_m}{2.L_r} (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) \\ x_3^2 + x_4^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T \\ \psi \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Công thức tính đạo hàm Lie:

Đạo hàm Lie của hàm $h(x)$ trong miền ánh xạ $R^n \rightarrow R$ dọc theo trường vector $f(x) = [f_1(x) \dots f_n(x)]$ được định nghĩa:

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$$

Áp dụng biểu thức trên, ta tính đạo hàm các ngõ ra.

4.3.1.1. Đối với ngõ ra thứ nhất $h_1(x)$ (ngõ ra moment T)

$$\begin{aligned} \frac{dh_1(x)}{dt} &= \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} [f(x) + g(x).u] \\ &= L_f h_1(x) + L_g h_1(x).u \\ &= L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x).u_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x).u_{s\beta} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Tính toán từng thành phần:

➤ Thành phần $L_f h_1(x)$

$$\begin{aligned} L_f h_1(x) &= \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \cdot f(x) = p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} -x_4 & x_3 & x_2 & -x_1 & 0 \end{bmatrix} f(x) \\ &= p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} -x_4 & x_3 & x_2 & -x_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\gamma.x_1 + \frac{K}{Tr}.x_3 + p.K.\omega.x_4 \\ -\gamma.x_2 + \frac{K}{Tr}.x_4 - p.K.\omega.x_3 \\ \frac{Lm}{Tr}.x_1 - \frac{1}{Tr}.x_3 - p.x_4.\omega \\ \frac{Lm}{Tr}.x_2 - \frac{1}{Tr}.x_4 + p.x_3.\omega \\ \mu(x_2.x_3 - x_1.x_4) - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \left[\gamma \cdot x_1 \cdot x_4 + \frac{K}{T_r} \cdot x_3 \cdot x_4 + p \cdot K \cdot \omega \cdot x_4^2 \right. \\
&\quad \left. - \gamma \cdot x_2 \cdot x_3 + \frac{K}{T_r} \cdot x_3 \cdot x_4 - p \cdot K \cdot \omega \cdot x_4^2 \right. \\
&\quad \left. + \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_2 \cdot x_3 - p \cdot x_2 \cdot x_4 \cdot \omega \right. \\
&\quad \left. - \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 \cdot x_2 + \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \cdot x_1 - p \cdot x_1 \cdot x_3 \cdot \omega \right] \\
L_f h_1(x) &= p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \left[\left(\frac{1}{T_r} + \gamma \right) \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) + p \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + p \cdot K \cdot \omega \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right]
\end{aligned} \tag{4.16}$$

➤ Thành phần $L_{g1}h_1(x)$

$$\begin{aligned}
L_{g1}h_1(x) &= \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \cdot g_1(x) = p \frac{L_m}{L_r} \cdot [-x_4 \quad x_3 \quad x_2 \quad -x_1 \quad 0] g_1(x) \\
&= p \frac{L_m}{L_r} \cdot [-x_4 \quad x_3 \quad x_2 \quad -x_1 \quad 0] \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma \cdot L_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.17}$$

$$L_{g1}h_1(x) = -p \frac{3 \cdot L_m}{2 \cdot L_r} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot x_4 = -p \cdot \frac{3}{2} \cdot K \cdot x_4$$

➤ Thành phần $L_{g2}h_1(x)$

$$\begin{aligned}
L_{g2}h_1(x) &= \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \cdot g_2(x) = p \frac{L_m}{2L_r} \cdot [-x_4 \quad x_3 \quad x_2 \quad -x_1 \quad 0] g_2(x) \\
&= p \frac{L_m}{2L_r} \cdot [-x_4 \quad x_3 \quad x_2 \quad -x_1 \quad 0] \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \sigma \cdot L_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.18}$$

$$L_{g2}h_1(x) = p \frac{3 \cdot L_m}{2 \cdot L_r} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot x_3 = p \frac{3}{2} \cdot K \cdot x_3$$

Thay (4.16), (4.17), (4.18) vào (4.15), ta được:

$$\begin{aligned}
\frac{dh_1}{dt} &= L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x) u_{s\beta} \\
&= p \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \left[\left(\frac{1}{T_r} + \gamma \right) (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) + p \cdot \omega (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + p \cdot K \cdot \omega (x_3^2 + x_4^2) \right] \\
&\quad - p \cdot K \cdot x_4 \cdot u_{s\alpha} + p \cdot K \cdot x_3 \cdot u_{s\beta}
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Ta thấy, đạo hàm cấp 1 của ngõ ra thứ nhất đã xuất hiện u nên ta dừng lại. Bậc tương đối của ngõ ra thứ nhất là 1.

4.3.1.2. Đối với ngõ ra thứ hai $h_2(x)$ (ngõ ra từ thông ψ)

$$\begin{aligned}
\frac{dh_2(x)}{dt} &= \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} [f(x) + g(x)u] \\
&= L_f h_2(x) + L_g h_2(x)u
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Tính toán từng thành phần:

$$\begin{aligned}
L_f h_2(x) &= \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \cdot f(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 \cdot x_3 & 2 \cdot x_4 & 0 \end{bmatrix} f(x) \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 \cdot x_3 & 2 \cdot x_4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\gamma \cdot x_1 + \frac{K}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot K \cdot \omega \cdot x_4 \\ -\gamma \cdot x_2 + \frac{K}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot K \cdot \omega \cdot x_3 \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot \omega \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot \omega \\ \mu(x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix} \\
&= 2 \left[\frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3^2 - p \cdot x_4 \cdot \omega \cdot x_3 + \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 \cdot x_4 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4^2 + p \cdot x_3 \cdot \omega \cdot x_4 \right] \\
&= \frac{2}{T_r} \cdot [L_m \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - (x_3^2 + x_4^2)]
\end{aligned} \tag{4.21}$$

$$\begin{aligned}
L_g h_2(x) &= \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \cdot g(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2.x_3 & 2.x_4 & 0 \end{bmatrix} g(x) \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2.x_3 & 2.x_4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.Ls} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.Ls} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.22}$$

$$L_g h_2(x) = 0$$

Thay (4.21) và (4.22) vào (4.20), ta được:

$$\begin{aligned}
\frac{dh_2(x)}{dt} &= L_f h_2(x) + L_g h_2(x).u \\
&= \frac{2}{T_r} \cdot [L_m \cdot (x_1.x_3 + x_2.x_4) - (x_3^2 + x_4^2)]
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Ta thấy đạo hàm cấp một của $h_2(x)$ chưa xuất hiện u nên ta tiếp tục tính đạo hàm cấp 2.

$$\begin{aligned}
\frac{dh_2^2(x)}{dt^2} &= \frac{d}{dt} \left(\frac{dh_2(x)}{dt} \right) \\
&= \frac{d}{dt} (L_f h_2(x) + L_g h_2(x).u) \\
&= L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x).u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x).u_{s\beta}
\end{aligned}$$

Ta tính toán từng thành phần:

➤ Thành phần $L_f^2 h_2(x)$

$$L_f^2 h_2(x) = \frac{\partial L_f h_2(x)}{\partial x} \cdot f(x) = \frac{\partial \left[\frac{2}{T_r} \cdot [L_m \cdot (x_1.x_3 + x_2.x_4) - (x_3^2 + x_4^2)] \right]}{\partial x} \cdot f(x)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{2}{T_r} \cdot \begin{bmatrix} L_m \cdot x_3 & L_m \cdot x_4 & L_m \cdot x_1 - 2 \cdot x_3 & L_m \cdot x_2 - 2 \cdot x_4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\gamma \cdot x_1 + \frac{K}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot K \cdot \omega \cdot x_4 \\ -\gamma \cdot x_2 + \frac{K}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot K \cdot \omega \cdot x_3 \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot \omega \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot \omega \\ \mu(x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix} \\
&= \frac{2}{T_r} \cdot \left[-\gamma \cdot L_m \cdot x_1 \cdot x_3 + \frac{K}{T_r} \cdot L_m \cdot x_3^2 + p \cdot K \cdot \omega \cdot L_m \cdot x_3 \cdot x_4 \right. \\
&\quad \left. - \gamma \cdot L_m \cdot x_2 \cdot x_4 + \frac{K}{T_r} \cdot L_m \cdot x_4^2 - p \cdot K \cdot \omega \cdot L_m \cdot x_3 \cdot x_4 \right. \\
&\quad \left. + \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 \cdot (L_m \cdot x_1 - 2 \cdot x_3) - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 \cdot (L_m \cdot x_1 - 2 \cdot x_3) - p \cdot x_4 \cdot \omega \cdot (L_m \cdot x_1 - 2 \cdot x_3) \right. \\
&\quad \left. + \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 \cdot (L_m \cdot x_2 - 2 \cdot x_4) - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \cdot (L_m \cdot x_2 - 2 \cdot x_4) + p \cdot x_3 \cdot \omega \cdot (L_m \cdot x_2 - 2 \cdot x_4) \right] \\
&= \frac{2}{T_r} \cdot \left[-\gamma \cdot L_m \cdot x_1 \cdot x_3 + \frac{K}{T_r} \cdot L_m \cdot x_3^2 + p \cdot K \cdot \omega \cdot L_m \cdot x_3 \cdot x_4 \right. \\
&\quad \left. - \gamma \cdot L_m \cdot x_2 \cdot x_4 + \frac{K}{T_r} \cdot L_m \cdot x_4^2 - p \cdot K \cdot \omega \cdot L_m \cdot x_3 \cdot x_4 \right. \\
&\quad \left. + \frac{L_m^2}{T_r} \cdot x_1^2 - 2 \cdot \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_1 \cdot x_3 \cdot L_m - 2 \cdot \frac{1}{T_r} \cdot x_3^2 - p \cdot \omega \cdot L_m \cdot x_1 \cdot x_4 - 2 \cdot p \cdot \omega \cdot x_3 \cdot x_4 \right) \\
&\quad \left. + \frac{L_m^2}{T_r} \cdot x_2^2 - 2 \cdot \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 \cdot x_4 - \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 \cdot x_4 - \frac{2}{T_r} \cdot x_4^2 + p \cdot \omega \cdot L_m \cdot x_2 \cdot x_3 - 2 \cdot p \cdot \omega \cdot x_3 \cdot x_4 \right] \\
&= \frac{2}{T_r} \left[- \left(\gamma \cdot L_m + \frac{3 \cdot L_m}{T_r} \right) \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + \left(\frac{K \cdot L_m}{T_r} + \frac{2}{T_r} \right) \cdot (x_3^2 + x_4^2) + \frac{L_m^2}{T_r} \cdot (x_1^2 + x_2^2) + p \cdot L_m \cdot \omega \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) \right] \\
&= \left(\frac{6}{T_r} \cdot \frac{2 \cdot K \cdot L_m}{T_r^2} \right) \cdot (x_3^2 + x_4^2) - \left(\frac{6 \cdot L_m}{T_r} + \frac{2 \cdot \gamma \cdot L_m}{T_r} \right) \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + \frac{2 \cdot p \cdot L_m \cdot \omega}{T_r} \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) + \frac{2 \cdot L_m^2}{T_r^2} \cdot (x_1^2 + x_2^2)
\end{aligned}$$

Vậy:

$$\begin{aligned}
L_f^{(2)}h_2(x) &= \left(\frac{6}{T_r} \cdot \frac{2.K.L_m}{T_r^2} \right) (x_3^2 + x_4^2) - \left(\frac{6.L_m}{T_r} + \frac{2.\gamma.L_m}{T_r} \right) (x_1x_3 + x_2x_4) + \frac{2.p.L_m.\omega}{T_r} (x_2.x_3 - x_1.x_4) \\
&\quad + \frac{2.L_m^2}{T_r^2} (x_1^2 + x_2^2)
\end{aligned} \tag{4.24}$$

➤ Thành phần $L_{g1}L_fh_2(x)$

$$\begin{aligned}
L_{g1}L_fh_2(x) &= \frac{\partial L_fh_2(x)}{\partial x} \cdot g_1 \\
&= \frac{2}{T_r} [L_m.x_3 \quad L_m.x_4 \quad L_m.x_1 - 2.x_3 \quad L_m.x_2 - 2.x_4 \quad 0] g_1 \\
&= \frac{2}{T_r} \cdot L_m.x_3 \cdot \frac{1}{\sigma.L_s} = 2.R_r.K.x_3
\end{aligned} \tag{4.25}$$

➤ Thành phần $L_{g2}L_fh_2(x)$

$$\begin{aligned}
L_{g2}L_fh_2(x) &= \frac{\partial L_fh_2(x)}{\partial x} \cdot g_2 \\
&= \frac{2}{T_r} [L_m.x_3 \quad L_m.x_4 \quad L_m.x_1 - 2.x_3 \quad L_m.x_2 - 2.x_4 \quad 0] g_2 \\
&= \frac{2}{T_r} \cdot L_m.x_4 \cdot \frac{1}{\sigma.L_s} = 2.R_r.K.x_4
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Thay (4.24), (4.25), (4.26) vào (4.23), ta được:

$$\begin{aligned}
\frac{dh_2^{(2)}(x)}{dt} &= L_f^2h_2(x) + L_{g1}L_fh_2(x).u_{s\alpha} + L_{g2}L_fh_2(x).u_{s\beta} \\
&= \left(\frac{6}{T_r} \cdot \frac{2.K.L_m}{T_r^2} \right) (x_3^2 + x_4^2) - \left(\frac{6.L_m}{T_r} + \frac{2.\gamma.L_m}{T_r} \right) (x_1x_3 + x_2x_4) + \frac{2.p.L_m.\omega}{T_r} (x_2.x_3 - x_1.x_4) \\
&\quad + \frac{2.L_m^2}{T_r^2} (x_1^2 + x_2^2) + 2.R_r.K.x_3.u_{s\alpha} + 2.R_r.K.x_4.u_{s\beta}
\end{aligned} \tag{4.27}$$

Trong biểu thức trên đã xuất hiện u, ta dừng. Bậc tương đối của ngõ ra thứ hai là 2. Bậc tương đối của toàn bộ hệ thống là 3.

Kết hợp (4.19) và (4.27), cuối cùng ta có:

$$\begin{bmatrix} h_1^{(1)}(x) \\ h_2^{(2)}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_fh_1(x) \\ L_f^2h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{4.28}$$

$$\text{Với } D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1}h_1(x) & L_{g2}h_1(x) \\ L_{g1}L_f h_2(x) & L_{g2}L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$

Các thành phần $L_f h_1(x)$, $L_f^{(2)} h_2(x)$, $L_{g1}h_1(x)$, $L_{g2}h_1(x)$, $L_{g1}L_f h_2(x)$, $L_{g2}L_f h_2(x)$ được tính toán ở trên.

Để thuận tiện cho việc tính toán và mô phỏng, ta đặt:

$$A_{11} = L_{g1}h_1(x), A_{12} = L_{g2}h_1(x), A_{21} = L_{g1}L_f h_2(x), A_{22} = L_{g2}L_f h_2(x)$$

$D(x)$ được viết lại như sau:

$$D(x) = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

4.3.2. Áp dụng điều khiển tuyến tính hóa

Từ $u = \frac{1}{L_g L_f^{(m-1)} h(x)} [v - L_f^{(m)} h(x)]$, ta có luật điều khiển tuyến tính hóa như

sau:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} &= D^{-1}(x) \cdot \begin{bmatrix} -L_f h_1(x) + v_1 \\ -L_f^2 h_2(x) + v_2 \end{bmatrix} \\ &= D^{-1}(x) \cdot \begin{bmatrix} -B_1 + v_1 \\ -B_2 + v_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Với: $B_1 = L_f h_1(x)$, $B_2 = L_f^2 h_2(x)$

$$\text{Ta có: } D^{-1}(x) = \frac{1}{\det(D)} \cdot \begin{bmatrix} A_{22} & -A_{12} \\ -A_{21} & A_{11} \end{bmatrix}$$

$$\text{Với: } \frac{1}{\det D} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}}$$

Vậy ta được:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} &= \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot \begin{bmatrix} A_{22} & -A_{12} \\ -A_{21} & A_{11} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -B_1 + v_1 \\ -B_2 + v_2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \begin{bmatrix} A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{12} \cdot (-B_2 + v_2) \\ -A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) + A_{11} \cdot (-B_2 + v_2) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Nhận xét: $A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21} \neq 0 \Rightarrow$ các tín hiệu điều khiển $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ là các tín hiệu thực.

Đạo hàm ngõ ra thứ nhất:

Từ biểu thức (4.15):

$$\frac{dh_1(x)}{dt} = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) \cdot u_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) \cdot u_{s\beta}$$

Với:

$$u_{s\alpha} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} [A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{12} \cdot (-B_2 + v_2)] \quad (4.29)$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} [-A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) + A_{11} \cdot (-B_2 + v_2)] \quad (4.30)$$

Thay $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$, $L_f h_1(x)$, $L_{g1} h_1(x)$, $L_{g2} h_1(x)$ vào biểu thức (4.15), ta được:

$$\begin{aligned} \frac{dh_1(x)}{dt} &= B_1 + A_{11} \cdot \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{12} \cdot (-B_2 + v_2)] \\ &\quad + A_{12} \cdot \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} [-A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) + A_{11} \cdot (-B_2 + v_2)] \\ &= B_1 + \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [A_{11} \cdot A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{11} \cdot A_{12} \cdot (-B_2 + v_2)] \\ &\quad + A_{12} \cdot \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [-A_{12} \cdot A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) + A_{12} \cdot A_{11} \cdot (-B_2 + v_2)] \\ &= B_1 + \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [A_{11} \cdot A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{11} \cdot A_{12} \cdot (-B_2 + v_2)] \\ &\quad - A_{12} \cdot A_{21} \cdot (-B_1 + v_1) + A_{12} \cdot A_{11} \cdot (-B_2 + v_2)] \\ &= B_1 + \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [(A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}) \cdot (-B_1 + v_1)] = v_1 \end{aligned}$$

Vậy: $\frac{dh_1(x)}{dt} = v_1$

Đạo hàm ngõ ra thứ hai:

Từ (4.20), ta có: $\frac{dh_2(x)}{dt} = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) \cdot u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) \cdot u_{s\beta}$

Với:

$$u_{s\alpha} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} [A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{12} (-B_2 + v_2)]$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} [-A_{21} (-B_1 + v_1) + A_{11} (-B_2 + v_2)]$$

Thay $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$, $L_f^2 h_2(x)$, $L_{g1} L_f h_2(x)$, $L_{g2} L_f h_2(x)$ vào biểu thức (4.20), ta được:

$$\begin{aligned} \frac{dh_2(x)}{dt} &= B_2 + A_{21} \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{12} (-B_2 + v_2)] \\ &\quad + A_{22} \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} [-A_{21} (-B_1 + v_1) + A_{11} (-B_2 + v_2)] \\ &= B_2 + \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [A_{21} \cdot A_{22} \cdot (-B_1 + v_1) - A_{21} \cdot A_{12} (-B_2 + v_2) \\ &\quad - A_{22} A_{21} (-B_1 + v_1) + A_{22} \cdot A_{11} (-B_2 + v_2)] \\ &= B_2 + \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [-A_{21} \cdot A_{12} (-B_2 + v_2) + A_{22} \cdot A_{11} (-B_2 + v_2)] \\ &= B_2 + \frac{1}{A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21}} \cdot [(A_{22} \cdot A_{11} - A_{21} \cdot A_{12}) (-B_2 + v_2)] \\ &= v_2 \end{aligned}$$

Vậy: $\frac{dh_2(x)}{dt} = v_2$

$$\text{Cuối cùng ta có: } \begin{cases} h_1^{(1)} = T^{(1)} = v_1 & (4.31) \\ h_2^{(2)} = \psi^{(2)} = v_2 & (4.32) \end{cases}$$

Tóm lại: Quan hệ giữa các ngõ vào mới (v_1 , v_2) với các ngõ ra lúc này là tuyến tính với một khâu tích phân (biểu thức 4.31) và hai khâu tích phân (biểu thức 4.32).

Để điều khiển moment (T) và từ thông ψ bám theo tín hiệu đặt T_{ref} và ψ_{ref} , ta có luật điều khiển tuyến tính hóa như sau:

$$\begin{cases} v_1 = -k_a(T - T_{ref}) + T_{ref}^{(1)} \\ v_2 = -k_{b1}(\psi - \psi_{ref}) - k_{b2}(\psi^{(1)} - \psi_{ref}^{(1)}) + \psi_{ref}^{(2)} \end{cases} \quad (4.33)$$

$$(4.34)$$

Các hệ số k được chọn sao cho phương trình đặc trưng có tất cả các nghiệm với phần thực âm để các sai số:

$$\begin{cases} e_T = (T - T_{ref}) \rightarrow 0 \\ \psi = (\psi - \psi_{ref}) \rightarrow 0 \end{cases} \text{ khi } t \rightarrow \infty$$

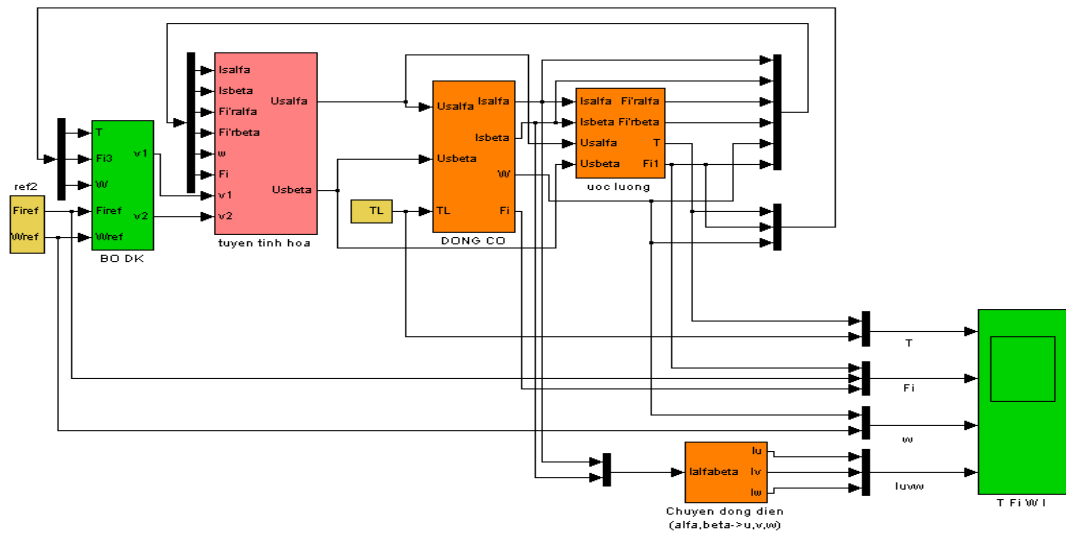
Moment đặt (T_{ref}) được tính từ tốc độ đặt và tốc độ hồi tiếp thông qua khâu PI (khâu tích phân-tỷ lệ) như sau:

$$T_{ref} = -k_p \cdot \omega + k_i \int_0^t (\omega_{ref} - \omega(\tau)) d\tau \quad (4.35)$$

4.4. Xây dựng các khối mô phỏng điều khiển tuyến tính hóa động cơ không đồng bộ trong SIMULINK/MATLAB

4.4.1. Xây dựng sơ đồ khối điều khiển động cơ bằng phương pháp tuyến tính hóa

Về cơ bản, để điều khiển động cơ không đồng bộ bằng phương pháp tuyến tính hóa, ta có sơ đồ khối điều khiển như sau:



Hình 4.2 Sơ đồ điều khiển tuyến tính hóa động cơ

4.4.1.1. Tổng quan về sơ đồ

Tín hiệu đầu vào của hệ thống điều khiển là các giá trị đặt của tốc độ và từ thông ($\omega_{\text{ref}}, \psi_{\text{ref}}$). Tín hiệu đầu ra của hệ thống là tốc độ (ω) (được xác định từ mô hình toán), moment (T) và từ thông (ψ) (được ước lượng). Quan hệ giữa các tín hiệu đầu vào và đầu ra là tuyến tính (được thực hiện bằng chức năng của các khối “Điều khiển tuyến tính hóa” và khối “Tuyến tính hóa”).

4.4.1.2. Khối “Điều khiển tuyến tính hóa”

- Khối điều khiển tuyến tính hóa nhận các giá trị đặt của từ thông và tốc độ ($\psi_{\text{ref}}, \omega_{\text{ref}}$), các tín hiệu hồi tiếp (moment T , từ thông ψ , tốc độ ω). Trong đó, tốc độ của động cơ được xác định từ mô hình toán học của động cơ. Các đại lượng từ thông và moment nhận được từ “Khối ước lượng”. Đây là các biến trong mô hình toán học của động cơ.
- Nhiệm vụ của khối này là tính toán các biến điều khiển mới (v_1 và v_2) từ các giá trị đầu vào. Thuật toán xác định v_1 và v_2 đã được trình bày ở phần 4.3. Các tín hiệu điều khiển mới này sẽ tuyến tính với ngõ ra và được đưa vào khối tuyến tính hóa.

4.4.1.3. Khối “Tuyến tính hóa”

- Đây là khối có chức năng rất quan trọng của phương pháp tuyến tính hóa. Khối này nhận tín hiệu là các biến điều khiển mới (v_1, v_2), các tín hiệu hồi tiếp từ động cơ và “Bộ ước lượng” là (dòng điện (I), tốc độ và từ thông). Vì vậy, phương pháp điều khiển này được gọi là “Tuyến tính hóa bằng hồi tiếp” (hay Hồi tiếp tuyến tính hóa).
- Từ các tín hiệu đầu vào, khối này có chức năng tính toán điện áp thích hợp đặt vào động cơ (thông qua các tín hiệu hồi tiếp và biến điều khiển mới).

4.4.1.4. Khối “Động cơ không đồng bộ”

- Động cơ không đồng bộ được điều khiển bằng điện áp ngõ ra của khối tuyến tính hóa. Để đơn giản trong điều khiển, điện áp này đã được chuyển sang hệ trục tọa độ tĩnh (α, β), như vậy điện áp điều khiển động cơ là ($U_{s\alpha}, U_{s\beta}$). Vì vậy, mô hình của động cơ được xây dựng trong hệ trục tọa độ (α, β). Ngoài ra,
-

ngõ vào của động cơ được kết nối với moment tải T_L (Torque Load). Giá trị đặt của T_L và thời gian đưa T_L vào động cơ được xây dựng bằng Simulink của Matlab.

- Ngõ ra của động cơ là dòng điện stator ($I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$), tốc độ (ω) và từ thông (ψ). Trong đó, từ thông ψ được tính toán gián tiếp thông qua các từ thông thành phần ($\psi'_{r\alpha}$, $\psi'_{r\beta}$).

4.5. Kết quả mô phỏng điều khiển tuyến tính hóa động cơ không đồng bộ trong SIMULINK/MATLAB

4.5.1. Tham số mô phỏng

Bảng 4.1 Thông số của động cơ không đồng bộ

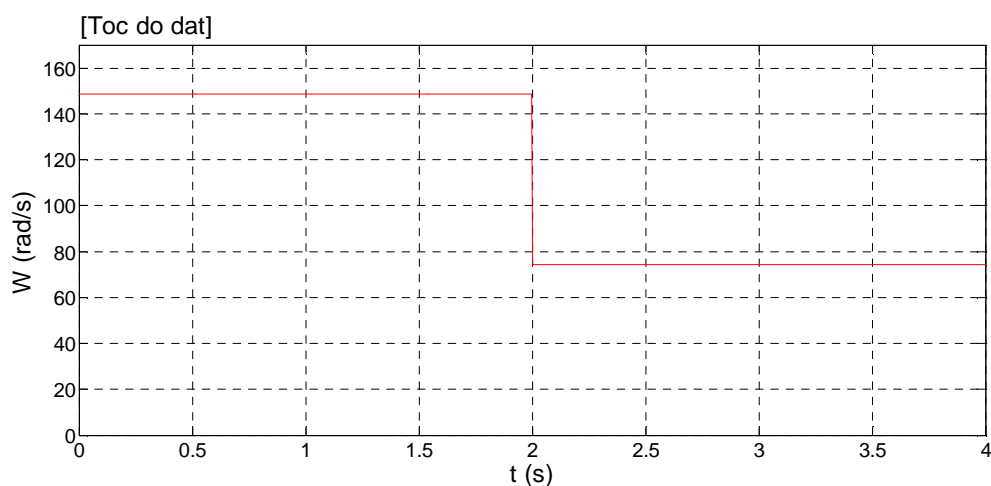
Thông số của động cơ không đồng bộ	
Thông số	Giá trị
Công suất của động cơ	$P = 10\text{Hp}$
Số đôi cực	$P = 2$
Điện trở stator	$R_s = 1.177\Omega$
Điện trở rotor	$R_r = 1.382\Omega$
Điện cảm stator	$L_s = 0.118\text{ H}$
Điện cảm rotor	$L_r = 0.113\text{ H}$
Momen quán tính	$J = 0.00126\text{ (kg.m}^2\text{)}$
Hỗ cảm	$L_m = 0.113\text{ (H)}$
Các giá trị đặt	
Tốc độ đặt	$W_{\text{ref}} = 1420\text{ (vòng/phút)} = 148,7\text{ (rad/s)}$
Từ thông đặt	$F_{i_{\text{ref}}} = 1\text{ (Weber)}$
Moment tải đặt	$T_L = 3.5\text{ (N.m)}$

4.5.2. Trình tự mô phỏng

Thời gian của quá trình mô phỏng là 4 giây ($T_{\text{sim}} = 4$).

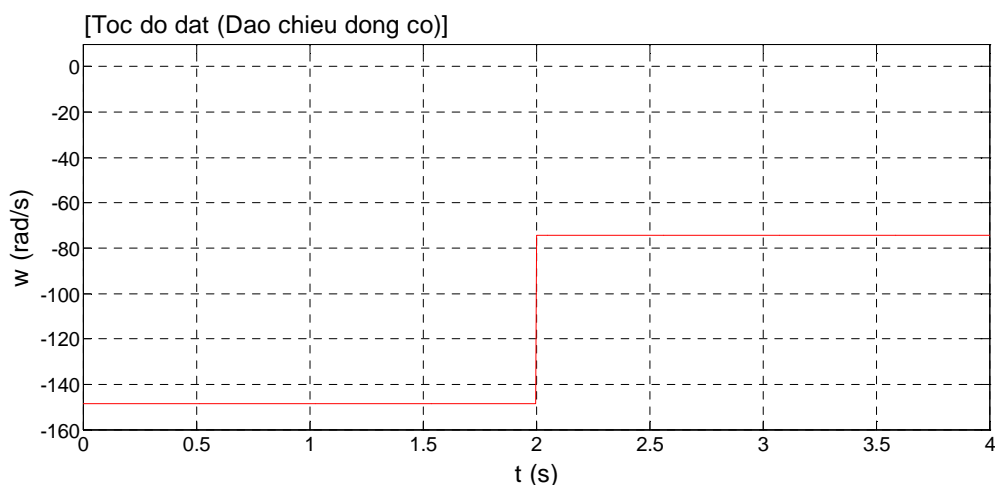
Giá trị của từ thông đặt là 1 Wb trong suốt quá trình mô phỏng

Tốc độ đặt của động cơ: trong 2 giây đầu của quá trình mô phỏng, $W_{\text{ref}} = 148,7 \text{ rad/s}$; tại thời điểm 2 giây, tốc độ của động cơ giảm một nửa so với tốc độ đặt ($74,35 \text{ rad/s}$) và duy trì đến hết thời gian mô phỏng theo dạng sau:



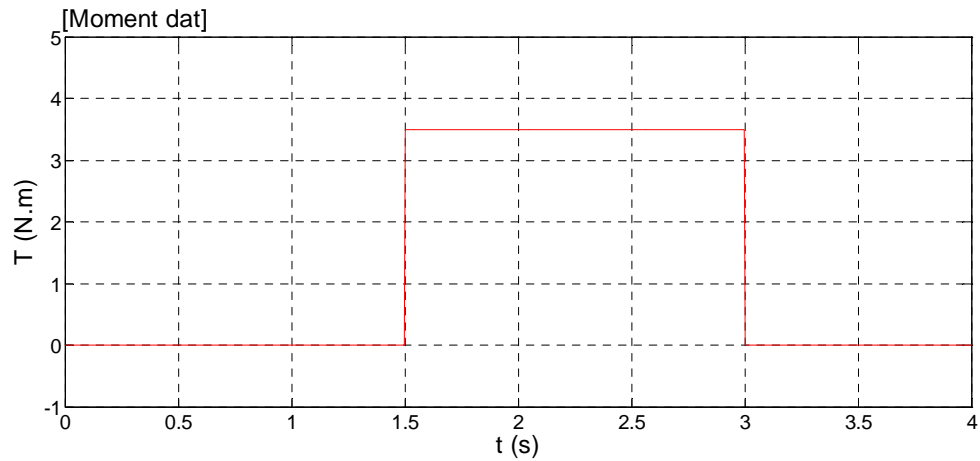
Hình 4.3 Tốc độ đặt cho quá trình mô phỏng

+ Khi mô phỏng đảo chiều quay động cơ, tốc độ đặt như sau:



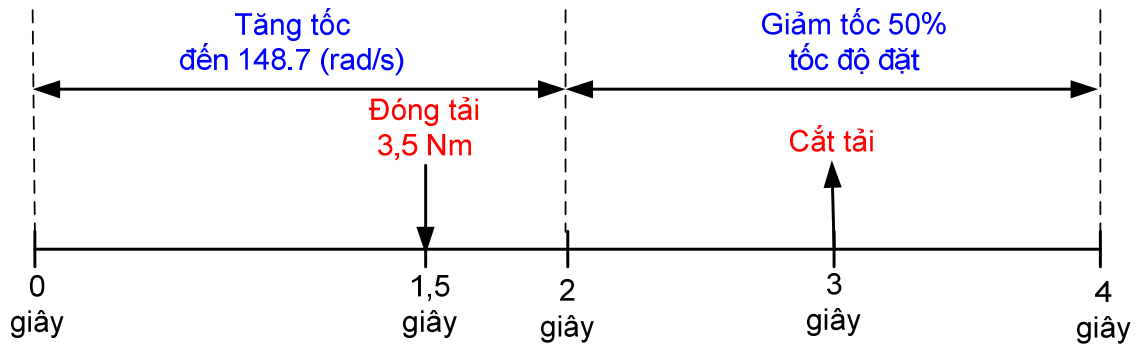
Hình 4.4 Tốc độ đặt cho quá trình mô phỏng đảo chiều động cơ

Moment tải đặt của động cơ : khi động cơ khởi động được 1,5 giây thì đóng tải với giá trị moment tải đặt là $T_L = 3,5 \text{ (N.m)}$, đến 3 giây thì cắt tải. Như vậy, thời gian động cơ hoạt động có tải trong quá trình mô phỏng là 2 giây (từ giây 1,5 đến giây thứ 3) theo dạng sau :



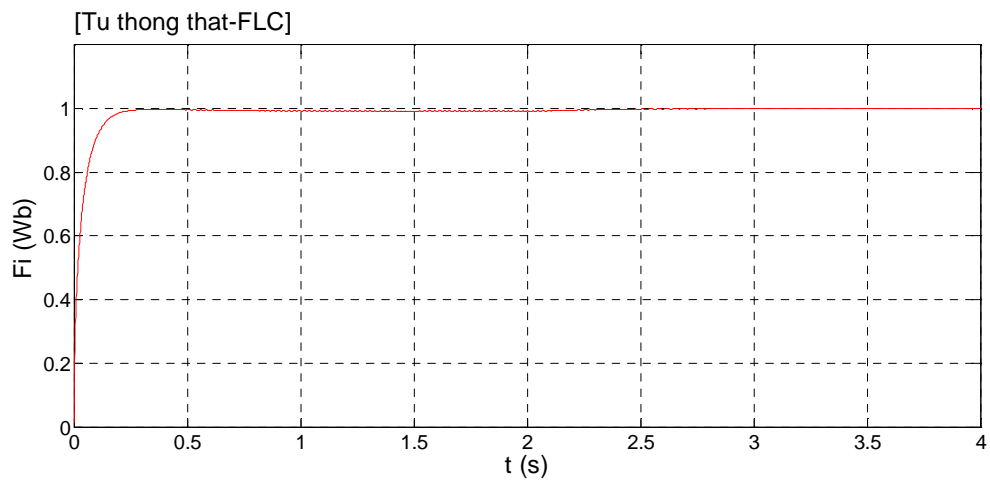
Hình 4.5 Moment đặt cho quá trình mô phỏng

Tóm lại: diễn tiến quá trình mô phỏng như sau:

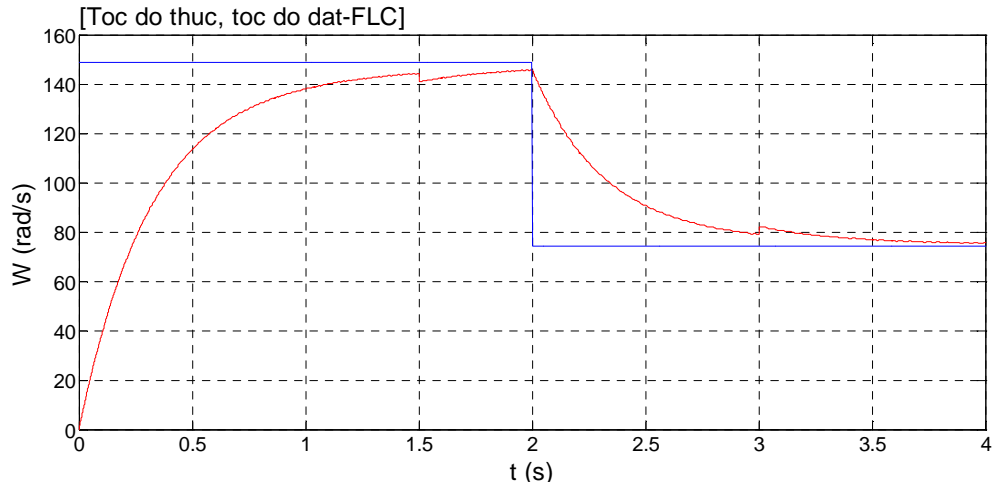


Tín hiệu quan sát là từ thông (Φ_i), tốc độ (ω) moment (T) và dòng điện ba pha (I_{uvw}) của động cơ trong quá trình mô phỏng.

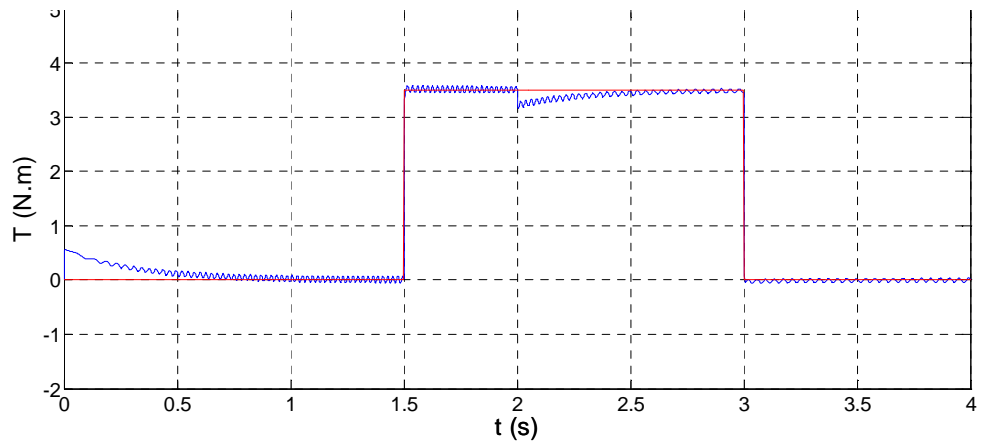
4.5.3. Kết quả mô phỏng điều khiển FOC trong Simulink/Matlab



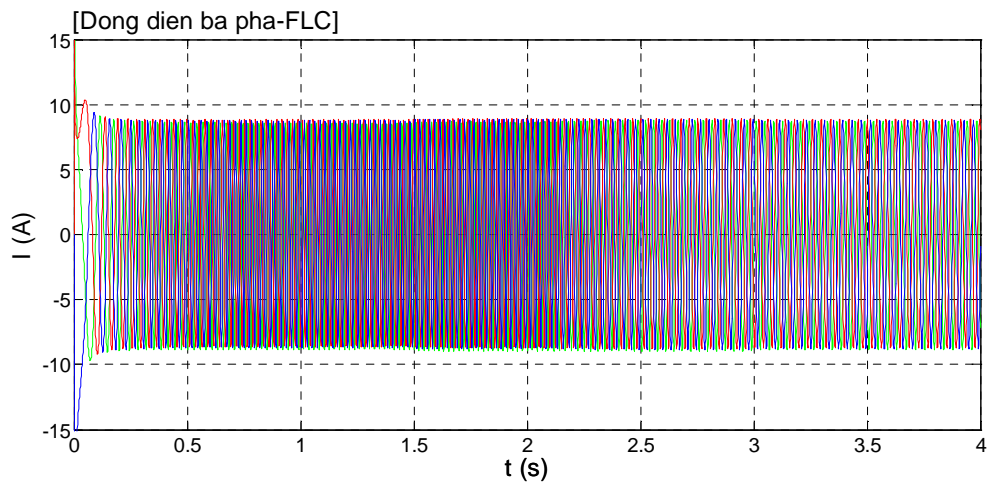
Hình 4.6 Từ thông của động cơ



Hình 4.7 Tốc độ động cơ

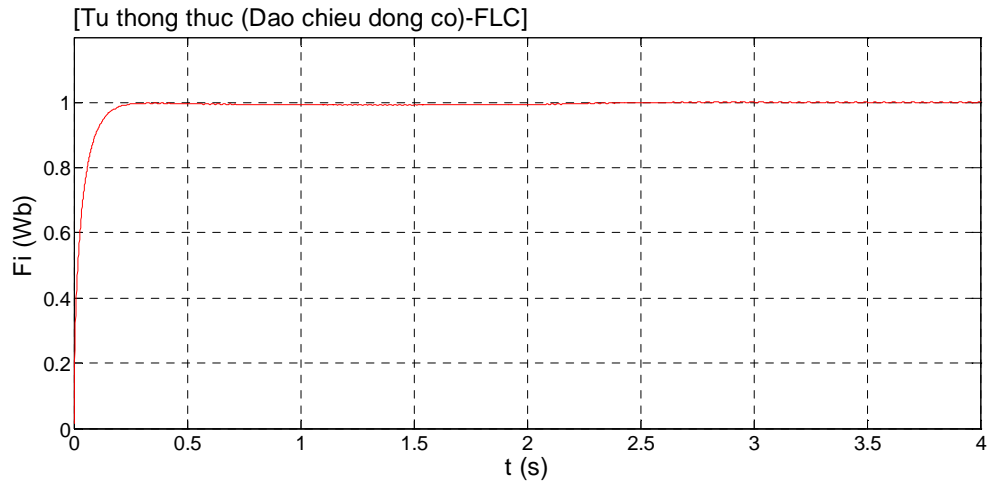


Hình 4.8 Moment của động cơ

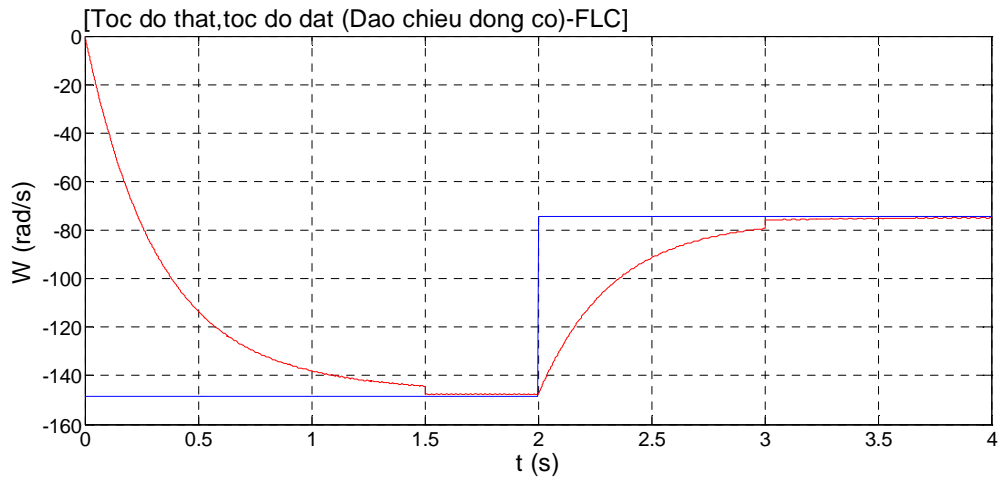


Hình 4.9 Dòng điện 3 pha của động cơ

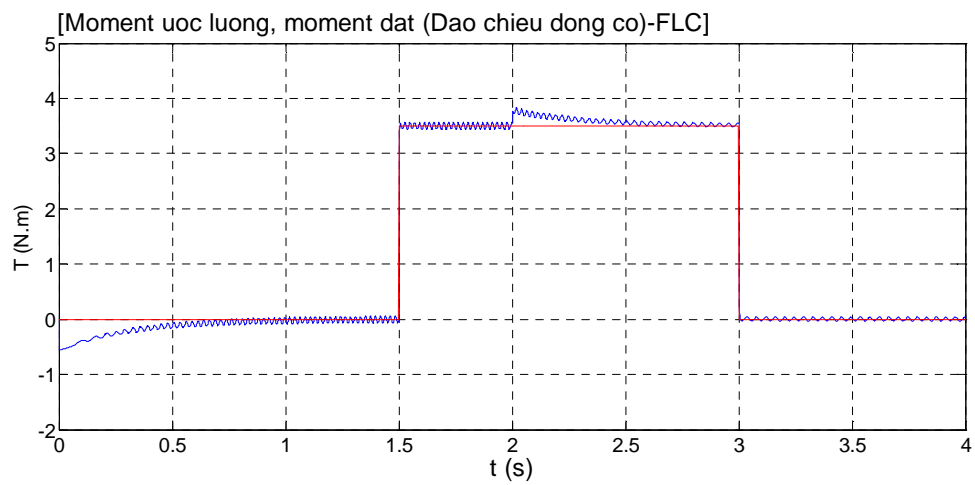
Khi đảo chiều quay động cơ



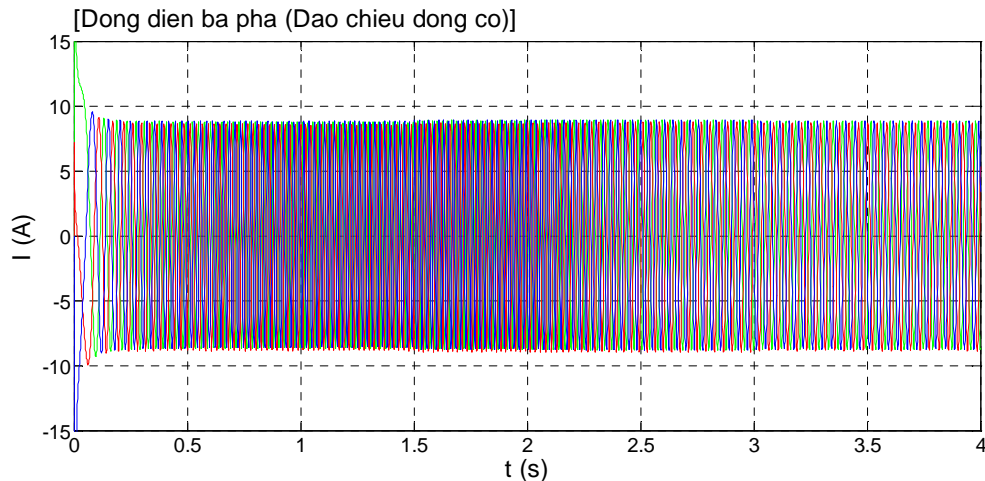
Hình 4.10 Từ thông của động cơ (khi đảo chiều động cơ)



Hình 4.11 Tốc độ động cơ (khi đảo chiều động cơ)



Hình 4.12 Moment của động cơ (khi đảo chiều động cơ)



Hình 4.13 Dòng điện 3 pha của động cơ (khi đảo chiều động cơ)

3.5.4. Nhận xét kết quả mô phỏng điều khiển tuyến tính hóa động cơ

Trong giai đoạn khởi động động cơ (2 giây đầu của quá trình mô phỏng):

- + Từ thông của động cơ bám khá sát giá trị đặt (1 Wb), thời gian gia tốc của từ thông rất nhanh (khoảng 0,25 giây) như vậy đáp ứng từ thông đạt yêu cầu, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

- + Tốc độ của động cơ bám rất sát giá trị đặt (148,7 rad/s), thời gian gia tốc của tốc độ khá nhanh (khoảng 2 giây) như vậy đáp ứng tốc độ đạt yêu cầu, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

- + Moment động cơ bám khá sát giá trị đặt. Khi đóng tải vào động cơ, moment của động cơ tăng theo moment tải đến giá trị đặt (3,5 N.m). Như vậy, đáp ứng của moment là khá tốt.

- + Dòng điện ba pha của động cơ tăng đến 16A trong quá trình khởi động trong khoảng thời gian 0,2 giây. Sau đó, dòng điện xác lập tại giá trị 8A. Như vậy dòng khởi động bằng 2 lần dòng xác lập.

- + Tại thời điểm đóng tải vào động cơ (1,5 giây), từ thông và dòng điện ba pha của động cơ không bị ảnh hưởng, tốc độ bị ảnh hưởng không đáng kể.

Trong giai đoạn hãm động cơ (2 giây sau của quá trình mô phỏng)

- + Từ thông của động cơ không bị ảnh hưởng và bám rất sát giá trị đặt (1 Wb) cho đến hết thời gian mô phỏng.

+ Tốc độ của động cơ giảm 50% (từ 148,7 (rad/s) xuống 74,35 rad/s) trong (2 giây) và xác lập giá trị. Như vậy đáp ứng tốc độ khá tốt.

+ Tại thời điểm bắt đầu hãm động cơ (2 giây), moment của động cơ giảm không đáng kể và bám sát giá trị đặt. Khi cắt tải, moment động cơ giảm về 0 (tại thời điểm 3 giây) và bám sát giá trị đặt.

+ Giá trị xác lập của dòng điện ba pha động cơ được duy trì cho đến hết thời gian mô phỏng. Tuy nhiên, trong giai đoạn hãm động cơ, chu kỳ của dạng sóng tín hiệu dòng điện tăng.

+ Tại thời điểm cắt tải (3 giây), từ thông, dòng điện ba pha của động cơ không bị ảnh hưởng, tốc độ bị ảnh hưởng không đáng kể.

Đảo chiều quay động cơ

+ Đáp ứng của từ thông, dòng điện các pha của động cơ không đổi so với chế độ quay thuận.

+ Moment của động cơ thay đổi không đáng kể.

CHƯƠNG 5

ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 3 PHA THEO PHƯƠNG PHÁP FOC BẰNG BỘ ĐIỀU KHIỂN MỜ

5.1. Giới thiệu về logic mờ

5.1.1. Khái niệm về tập mờ

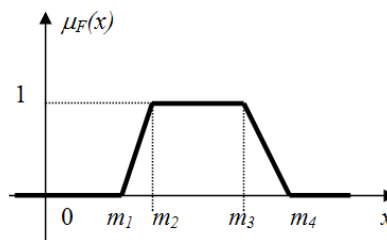
Tập mờ F xác định trên tập kinh điển M là một tập mà mỗi phần tử của nó là một cặp các giá trị $(x, \mu_F(x))$ trong đó $x \in M$ và μ_F là ánh xạ. $\mu_F: M \rightarrow [0, 1]$

Ánh xạ μ_F được gọi là hàm liên thuộc (hoặc hàm phụ thuộc) của tập mờ F . Tập kinh điển M được gọi là cơ sở của tập mờ F .

Sử dụng các hàm liên thuộc để tính độ phụ thuộc của một phần tử x nào đó có hai cách: tính trực tiếp (nếu $\mu_F(x)$ ở dạng công thức tường minh) hoặc tra bảng (nếu $\mu_F(x)$ ở dạng bảng).

Các hàm liên thuộc $\mu_F(x)$ có dạng “tròn” được gọi là hàm liên thuộc kiểu S. Đối với hàm liên thuộc kiểu S, do các công thức biểu diễn $\mu_F(x)$ có độ phức tạp lớn nên thời gian tính độ phụ thuộc cho một phần tử lâu. Trong kỹ thuật điều khiển mờ thông thường, các hàm liên thuộc kiểu S thường được thay gần đúng bằng một hàm tuyến tính từng đoạn.

Một hàm liên thuộc có dạng tuyến tính từng đoạn được gọi là hàm liên thuộc có mức chuyển đổi tuyến tính.



Hình 5.1 Hàm liên thuộc $\mu_F(x)$ có mức chuyển đổi tuyến tính.

Hàm liên thuộc $\mu_F(x)$ như trên với $m_1 = m_2$ và $m_3 = m_4$ chính là hàm phụ thuộc của một tập kinh điển.

Độ cao, miền xác định và miền tin cậy của tập mờ

Độ cao của một tập mờ F (trên cơ sở M) là giá trị:

$$H = \sup_{x \in M} \mu_F(x)$$

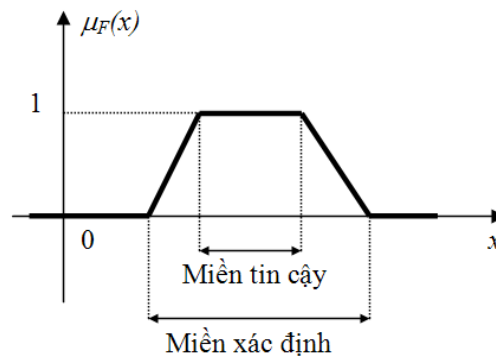
Một tập mờ với ít nhất một phần tử có độ phụ thuộc bằng 1 được gọi là tập mờ chính tắc tức là $H = 1$, ngược lại một tập mờ F với $H < 1$ được gọi là tập mờ không chính tắc.

Miền xác định của tập mờ F (trên cơ sở M), được ký hiệu bởi S là tập con của M thỏa mãn:

$$S = \{ x \in M \mid \mu_F(x) > 0 \}$$

Miền tin cậy của tập mờ F (trên cơ sở M), được ký hiệu bởi T là tập con của M thỏa mãn:

$$T = \{ x \in M \mid \mu_F(x) = 1 \}$$



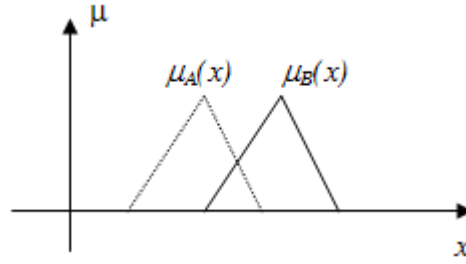
Hình 5.2 Miền xác định và miền tin cậy của một tập mờ.

5.1.2. Các phép toán trên tập mờ

5.1.2.1. Phép hợp

Hợp của hai tập mờ A và B có cùng cơ sở M là một tập mờ cũng xác định trên cơ sở M với hàm liên thuộc:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \text{MAX}\{\mu_A(x), \mu_B(x)\},$$



Hình 5.3 Hàm liên thuộc của hợp hai tập mờ có cùng cơ sở.

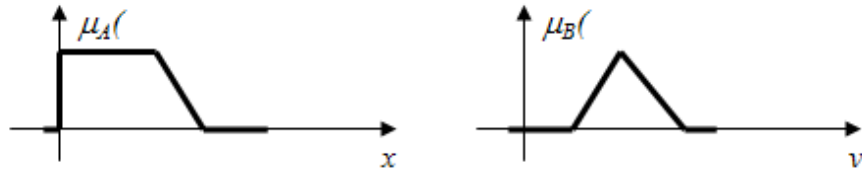
Có nhiều công thức khác nhau được dùng để tính hàm liên thuộc $\mu_{A \cup B}(x)$ của hợp hai tập mờ như:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \begin{cases} \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} & \text{khi } \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} = 0 \\ 1 & \text{khi } \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \neq 0 \end{cases}, \quad (5.1)$$

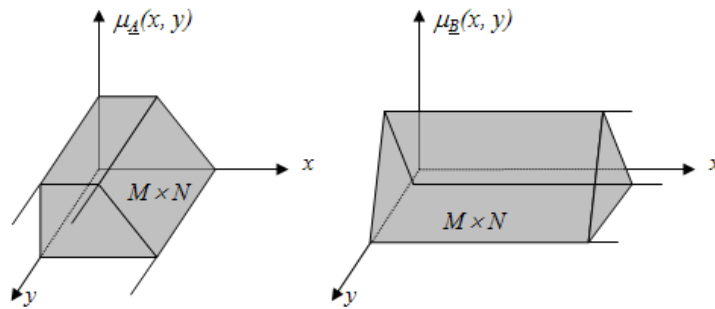
$$\mu_{A \cup B}(x) = \min\{1, \mu_A(x) + \mu_B(x)\} \quad (\text{Phép hợp Lukasiewicz}), \quad (5.2)$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \frac{\mu_A(x) + \mu_B(x)}{1 + \mu_A(x) + \mu_B(x)} \quad (\text{Tổng Einstein}), \quad (5.3)$$

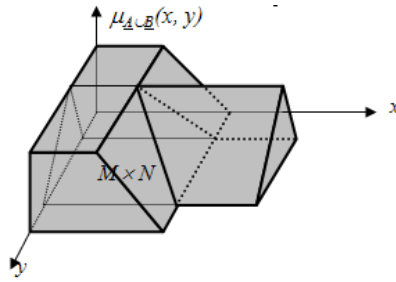
$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{Tổng trực tiếp}), \dots \quad (5.4)$$



Hình 5.4 Hàm liên thuộc của hai tập mờ A,B



Hình 5.5 Đưa hai tập mờ về chung một cơ sở $M \times N$.



Hình 5.6 Hợp hai tập mờ trên cơ sở $M \times N$.

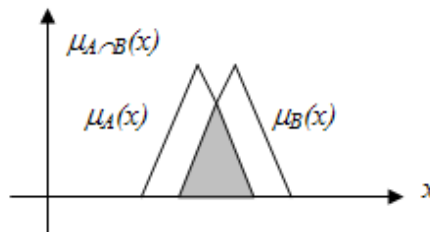
Có hai tập mờ A (cơ sở M) và B (cơ sở N). Do hai cơ sở M và N độc lập với nhau nên hàm liên thuộc $\mu_A(x)$, $x \in M$ của tập mờ A sẽ không phụ thuộc vào N và ngược lại $\mu_B(y)$, $y \in N$ của tập mờ B cũng sẽ không phụ thuộc vào M . Điều này thể hiện ở chỗ trên cơ sở mới là tập tích $M \times N$ hàm $\mu_A(x)$ phải là một mặt “cong” dọc theo trục y và $\mu_B(y)$ là một mặt “cong” dọc theo trục x . Tập mờ A được định nghĩa trên hai cơ sở M và $M \times N$. Để phân biệt được chúng, ký hiệu \underline{A} sẽ được dùng để chỉ tập mờ A trên cơ sở $M \times N$. Tương tự, ký hiệu \underline{B} được dùng để chỉ tập mờ B trên cơ sở $M \times N$, với những ký hiệu đó thì:

$$\mu_{\underline{A}}(x, y) = \mu_A(x), \text{ với mọi } y \in N \text{ và}$$

$$\mu_{\underline{B}}(x, y) = \mu_B(y), \text{ với mọi } x \in M.$$

Sau khi đã đưa được hai tập mờ A, B về chung một cơ sở là $M \times N$ thành \underline{A} và \underline{B} thì hàm liên thuộc $\mu_{\underline{A} \cup \underline{B}}(x, y)$ của tập mờ $\underline{A} \cup \underline{B}$ được xác định theo công thức (5.4).

5.1.2.2. Phép giao



Hình 5.7 Giao hai tập mờ cùng cơ sở

Giao của hai tập mờ A và B có cùng cơ sở M là một tập mờ cũng xác định trên cơ sở M với hàm liên thuộc:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \text{MIN}\{\mu_A(x), \mu_B(x)\},$$

Trong công thức trên ký hiệu min được viết hoa thành MIN chỉ để biểu hiện rằng phép tính lấy cực tiểu được thực hiện trên tập mờ. Bản chất phép tính không có gì thay đổi.

Có nhiều công thức khác nhau được dùng để tính hàm liên thuộc $\mu_{A \cap B}(x)$ của giao hai tập mờ như:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \begin{cases} \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} & \text{khi } \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} = 1 \\ 0 & \text{khi } \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \neq 1 \end{cases}, \quad (5.5)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \max\{0, \mu_A(x) + \mu_B(x) - 1\} \quad (\text{Phép giao Lukasiewicz}), \quad (5.6)$$

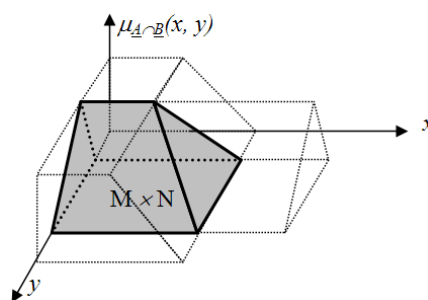
$$\mu_{A \cap B}(x) = \frac{\mu_A(x)\mu_B(x)}{2 - (\mu_A(x) + \mu_B(x)) - \mu_A(x)\mu_B(x)} \quad (\text{Tích Einstein}), \quad (5.7)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x)\mu_B(x) \quad (\text{Tích đại số}), \dots \quad (5.8)$$

Công thức trên cũng áp dụng được cho hợp hai tập mờ không cùng cơ sở bằng cách đưa cả hai tập mờ về chung một cơ sở là tích của hai cơ sở đã cho.

Chẳng hạn có hai tập mờ A định nghĩa trên cơ sở M và B định nghĩa trên cơ sở N. Do hai cơ sở M và N độc lập với nhau nên hàm liên thuộc $\mu_A(x)$, $x \in M$ của tập mờ A sẽ không phụ thuộc vào N và ngược lại $\mu_B(y)$, $y \in N$ của tập mờ B cũng sẽ không phụ thuộc vào M. Trên cơ sở mới là tập tích $M \times N$ hàm $\mu_A(x)$ là một mặt “cong” dọc theo trục y và $\mu_B(y)$ là một mặt “cong” dọc theo trục x. Tập mờ A (hoặc B) được định nghĩa trên hai cơ sở M (hoặc N) và $M \times N$. Để phân biệt, ký hiệu \underline{A} (hoặc \underline{B}) sẽ được dùng để chỉ tập mờ A (hoặc B) trên cơ sở mới là $M \times N$. Với những ký hiệu đó thì

$$\mu_{\underline{A}}(x, y) = \mu_A(x), \text{ với mọi } y \in N \text{ và } \mu_{\underline{B}}(x, y) = \mu_B(y), \text{ với mọi } x \in M.$$

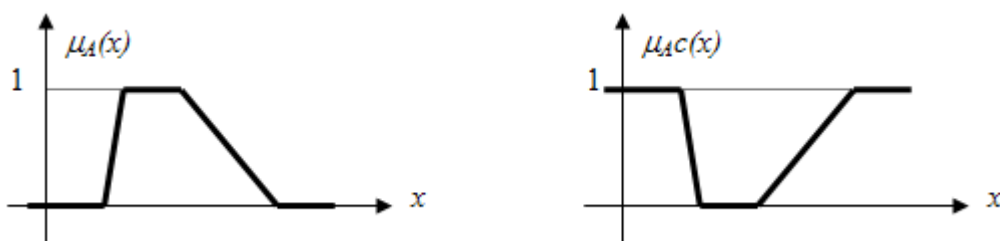


Hình 5.8 Phép giao hai tập mờ không cùng cơ sở.

5.1.2.3. Phép bù

Bù của tập mờ A có cơ sở M và hàm liên thuộc $\mu_A(x)$ là một tập mờ A^C xác định trên cùng cơ sở M với hàm liên thuộc:

$$\mu_{A^C}(x) = 1 - \mu_A(x). \quad (5.9)$$



Hình 5.9 Hàm liên thuộc của tập mờ A và tập bù A^C của tập A

5.1.3. Luật hợp thành mờ

5.1.3.1. Mệnh đề hợp thành

Cho hai biến ngôn ngữ χ và γ . Nếu biến χ nhận giá trị mờ A có hàm liên thuộc $\mu_A(x)$ và γ nhận giá trị mờ B có hàm liên thuộc $\mu_B(y)$ thì hai biểu thức:

$$\chi = A,$$

$$\gamma = B.$$

được gọi là hai mệnh đề.

Ký hiệu hai mệnh đề trên là p và q thì mệnh đề hợp thành $p \Rightarrow q$ (từ p suy ra q), hoàn toàn tương ứng với luật điều khiển (mệnh đề hợp thành một điều kiện)

NẾU $\chi = A$ thì $\gamma = B$, trong đó mệnh đề p được gọi là mệnh đề điều kiện và q là mệnh đề kết luận.

Mệnh đề hợp thành trên là một ví dụ đơn giản về bộ điều khiển mờ. Nó cho phép từ một giá trị đầu vào x_0 hay cụ thể hơn là từ độ phụ thuộc $\mu_A(x_0)$ đối với tập mờ A của giá trị đầu vào x_0 xác định được hệ số thỏa mãn mệnh đề kết luận q của giá trị đầu ra y . Biểu diễn hệ số thỏa mãn mệnh đề q của y như một tập mờ B' cùng cơ sở với B thì mệnh đề hợp thành chính là ánh xạ:

$$\mu_A(x_0) \mapsto \mu_B(y).$$

5.1.3.2. Mô tả mệnh đề hợp thành

Ánh xạ $\mu_A(x_0) \mapsto \mu_B(y)$ chỉ ra rằng mệnh đề hợp thành là một tập mà mỗi phụ thuộc là một giá trị $(\mu_A(x_0), \mu_B(y))$, tức là mỗi phụ thuộc là một tập mờ. Mô tả mệnh đề hợp thành $p \Rightarrow q$ và các mệnh đề điều khiển p , kết luận q có quan hệ sau:

Bảng 5.1 Mệnh đề hợp thành

p	Q	$p \Rightarrow q$
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	1

nói cách khác: mệnh đề hợp thành $p \Rightarrow q$ có giá trị logic của $\sim p \vee q$, trong đó \sim chỉ phép tính lấy giá trị logic **ĐẢO** và \vee chỉ phép tính logic **HOẶC**.

Biểu thức tương đương cho hàm liên thuộc của mệnh đề hợp thành sẽ là

$$A \Rightarrow B \rightarrow \text{MAX}\{1 - \mu_A(x), \mu_B(y)\}$$

Hàm liên thuộc của mệnh đề hợp thành có cơ sở là tập tích hai tập cơ sở đã có. Do có sự mâu thuẫn rằng $p \Rightarrow q$ luôn có giá trị đúng (giá trị logic 1) khi p sai nên sự

chuyển đổi tương đương từ mệnh đề hợp thành $p \Rightarrow q$ kinh điển sang mệnh đề hợp thành mờ $A \Rightarrow B$ không áp dụng được trong kỹ thuật điều khiển mờ.

Để khắc phục nhược điểm trên, có nhiều ý kiến khác nhau về nguyên tắc xây dựng hàm liên thuộc $\mu_{A \Rightarrow B}(x, y)$ cho mệnh đề hợp thành $A \Rightarrow B$ như:

$$\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) = \text{MAX}\{\text{MIN}\{\mu_A(x), \mu_B(y)\}, 1 - \mu_A(x)\} \quad \text{công thức Zadeh,} \quad (5.10)$$

$$\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) = \text{MIN}\{1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y)\} \quad \text{công thức Lukasiewicz,} \quad (5.11)$$

$$\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) = \text{MAX}\{1 - \mu_A(x), \mu_B(y)\} \quad \text{công thức Kleene-Dienes,} \quad (5.12)$$

song nguyên tắc của Mamdani: “Độ phụ thuộc của kết luận không được lớn hơn độ phụ thuộc của điều kiện” là có tính thuyết phục nhất và hiện đang được sử dụng nhiều nhất để mô tả luật mệnh đề hợp thành mờ trong kỹ thuật điều khiển.

Từ nguyên tắc của Mamdani có được các công thức xác định hàm liên thuộc sau cho mệnh đề hợp thành $A \Rightarrow B$:

$$\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) = \text{MIN}\{\mu_A(x), \mu_B(y)\} \quad \text{công thức MAX-MIN,} \quad (5.13)$$

$$\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad \text{công thức MAX-PROD,} \quad (5.14)$$

Các công thức trên cho mệnh đề hợp thành $A \Rightarrow B$ được gọi là quy tắc hợp thành.

5.1.3.3. Luật hợp thành mờ

* Luật hợp thành một điều kiện

Luật hợp thành MAX-MIN

Luật hợp thành MAX-MIN là tên gọi mô hình (ma trận) R của mệnh đề hợp thành $A \Rightarrow B$ khi hàm liên thuộc $\mu_{A \Rightarrow B}(x, y)$ của nó được xây dựng trên quy tắc MAX-MIN.

Trước tiên hai hàm liên thuộc $\mu_A(x)$ và $\mu_B(y)$ được rời rạc hóa với chu kỳ rời rạc đủ nhỏ để không bị mất thông tin.

Tổng quát lên cho một giá trị rõ x_0 bất kỳ:

$$x_0 \in X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$$

tại đầu vào, vector chuyển vị \underline{a} sẽ có dạng:

$$\underline{a}^T = (a_1, a_2, \dots, a_n)$$

trong đó chỉ có một phần tử a_i duy nhất có chỉ số i là chỉ số của x_0 trong X có giá trị bằng 1, các phần tử còn lại đều bằng 0. Hàm liên thuộc:

$$\begin{aligned} \mu_{B'}(y) &= \underline{a}^T \cdot R = (a_1, a_2, \dots, a_n) \cdot \begin{pmatrix} r_{11} & \dots & r_{1n} \\ \dots & & \dots \\ r_{n1} & \dots & r_{nm} \end{pmatrix} \\ &= (l_1, l_2, \dots, l_n) \text{ với } l_k = \sum_{i=1}^n a_i r_{ki} \end{aligned} \quad (5.15)$$

Để tránh sử dụng thuật toán nhân ma trận của đại số tuyến tính cho việc tính $\mu_{B'}(y)$ và cũng để tăng tốc độ xử lý, phép tính nhân ma trận được thay bởi luật max-min của Zadeh với max (phép lấy cực đại) thay vào vị trí phép nhân và min (phép lấy cực tiểu) thay vào vị trí phép cộng như sau

$$l_k = \max_{1 \leq i \leq n} \min(a_i, r_{ki}) \quad (5.16)$$

Luật hợp thành MAX-PROD

Cũng giống như với luật hợp thành MAX-MIN, ma trận R của luật hợp thành MAX-PROD được xây dựng gồm các hàng là m giá trị rời rạc của đầu ra $\mu_{B'}(y_1)$, $\mu_{B'}(y_2)$, ..., $\mu_{B'}(y_m)$ cho n giá trị rõ đầu vào x_1, x_2, \dots, x_n . Như vậy, ma trận R sẽ có n hàng và m cột.

Để rút ngắn thời gian tính và cũng để mở rộng công thức trên cho trường hợp đầu vào là giá trị mờ, phép nhân ma trận $\underline{a}^T \cdot R$ cũng được thay bằng luật max-min của Zadeh như đã làm cho luật hợp thành MAX-MIN.

Thuật toán xây dựng R

Phương pháp xây dựng R cho mệnh đề hợp thành một điều kiện $R: A \Rightarrow B$, theo MAX-MIN hay MAX-PROD, để xác định hàm liên thuộc cho giá trị mờ B' đầu ra hoàn toàn có thể mở rộng tương tự cho một mệnh đề hợp thành bất kỳ nào khác dạng:

$$\text{NẾU } \chi = A \text{ thì } \gamma = B,$$

trong đó ma trận hay luật hợp thành R không nhất thiết phải là một ma trận vuông.

Số chiều của R phụ thuộc vào số điểm lấy mẫu của $\mu_A(x)$ và $\mu_B(y)$ khi rời rạc các hàm liên thuộc tập mờ A và B.

Chẳng hạn với n điểm mẫu x_1, x_2, \dots, x_n của hàm $\mu_A(x)$ và m điểm mẫu y_1, y_2, \dots, y_m của hàm $\mu_B(y)$ thì luật hợp thành R là một ma trận n hàng m cột như sau

$$R = \begin{pmatrix} \mu_R(x_1, y_1) & \dots & \mu_R(x_1, y_m) \\ \dots & \dots & \dots \\ \mu_R(x_n, y_1) & \dots & \mu_R(x_n, y_m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{11} & \dots & r_{1m} \\ \dots & \dots & \dots \\ r_{n1} & \dots & r_{nm} \end{pmatrix}$$

Hàm liên thuộc $\mu_{B'}(y)$ của giá trị đầu ra ứng với giá trị rõ đầu vào x_k được xác định theo:

$$\mu_{B'}(y) = \underline{a}^T \cdot R \text{ với}$$

$$\underline{a}^T = (0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0).$$



Vị trí thứ k

Trong trường hợp đầu vào là giá trị mờ A' với hàm liên thuộc $\mu_{A'}(x)$ thì hàm liên thuộc $\mu_{B'}(y)$ của giá trị đầu ra B':

$$\mu_{B'}(y) = (l_1, l_2, \dots, l_m)$$

cũng được tính theo công thức trên và

$$l_k = \max_{1 \leq i \leq n} \min(a_i, r_{ki}), k = 1, 2, \dots, m,$$

trong đó \underline{a} là vector gồm các giá trị rời rạc của các hàm liên thuộc $\mu_{A'}(x)$ của A' tại các điểm

$$x \in X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}, \text{ tức là}$$

$$\underline{a}^T = (\mu_{A'}(x_1), \mu_{A'}(x_2), \dots, \mu_{A'}(x_n)),$$

Ưu điểm của luật max-min Zadeh là có thể xác định ngay được R thông qua tích dyadic, tức là tích của một vector với một vector chuyển vị. Với n điểm rời rạc x_1, x_2, \dots, x_n của cơ sở của A và m điểm rời rạc y_1, y_2, \dots, y_m của cơ sở của B thì từ hai vector:

$$\underline{\mu}_A^T = (\mu_A(x_1), \mu_A(x_2), \dots, \mu_A(x_n)) \text{ và}$$

$$\underline{\mu}_B^T = (\mu_B(y_1), \mu_B(y_2), \dots, \mu_B(y_m))$$

suy ra

$$R = \underline{\mu}_A^T \cdot \underline{\mu}_B^T,$$

trong đó nếu quy tắc áp dụng là MAX-MIN thì phép nhân được thay bằng phép tính lấy cực tiểu (min), với quy tắc MAX-PROD thì thực hiện phép nhân như bình thường.

* Luật hợp thành của mệnh đề nhiều điều kiện

Một mệnh đề hợp thành với d mệnh đề điều kiện:

$$\text{NẾU } \chi_1 = A_1 \text{ VÀ } \chi_2 = A_2 \text{ VÀ } \dots \text{ VÀ } \chi_d = A_d \text{ thì } \gamma = B$$

bao gồm d biến ngôn ngữ đầu vào $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_d$ và một biến đầu ra γ cũng được mô hình hóa giống như việc mô hình hóa mệnh đề hợp thành có một điều kiện, trong đó liên kết **VÀ** giữa các mệnh đề (hay giá trị mờ) được thực hiện bằng phép giao các tập mờ A_1, A_2, \dots, A_d với nhau. Kết quả của phép giao sẽ là độ thỏa mãn H của luật. Các bước xây dựng luật hợp thành R như sau:

- Rời rạc hóa miền xác định hàm liên thuộc $\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_d}(x_d), \mu_B(y)$ của các mệnh đề điều kiện và mệnh đề kết luận.

- Xác định độ thỏa mãn H cho từng vector các giá trị rõ đầu vào là vector tổ hợp d điểm mẫu thuộc miền xác định của các hàm liên thuộc $\mu_{A_i}(x_i)$, $i = 1, \dots, d$. Chẳng hạn với một vector các giá trị rõ đầu vào

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} c_1 \\ \dots \\ c_d \end{pmatrix},$$

trong đó c_i , $i = 1, \dots, d$ là một trong các điểm mẫu miền xác định của $\mu_{A_i}(x_i)$ thì

$$H = \text{MIN}\{\mu_{A_1}(c_1), \mu_{A_2}(c_2), \dots, \mu_{A_d}(c_d)\}$$

- Lập R gồm các hàm liên thuộc giá trị mờ đầu ra cho từng vector các giá trị đầu vào theo nguyên tắc:

$$\mu_{B'}(y) = \text{MIN}\{H, \mu_B(y)\} \text{ nếu quy tắc sử dụng là MAX-MIN hoặc}$$

$$\mu_{B'}(y) = H \cdot \mu_B(y) \text{ nếu quy tắc sử dụng là MAX-PROD.}$$

Luật hợp thành R với d mệnh đề điều kiện được biểu diễn dưới dạng một lưới không gian $(d + 1)$ chiều.

* Luật của nhiều mệnh đề hợp thành

Thuật toán xây dựng luật chung của nhiều mệnh đề hợp thành

Tổng quát hóa phương pháp mô hình hóa trên cho p mệnh đề hợp thành:

$$R_1: \text{NẾU } \chi = A_1 \text{ thì } \gamma = B_1, \text{ hoặc}$$

$$R_2: \text{NẾU } \chi = A_2 \text{ thì } \gamma = B_2, \text{ hoặc}$$

...

$$R_p: \text{NẾU } \chi = A_p \text{ thì } \gamma = B_p$$

trong đó các giá trị mờ A_1, A_2, \dots, A_p có cùng cơ sở X và B_1, B_2, \dots, B_p có cùng cơ sở Y .

Gọi hàm liên thuộc của A_k và B_k là $\mu_{A_k}(x)$ và $\mu_{B_k}(y)$ với $k = 1, 2, \dots, p$. Thuật toán triển khai $R = R_1 \cup R_2 \cup \dots \cup R_p$ sẽ như sau:

- Rời rạc hóa X tại n điểm x_1, x_2, \dots, x_n và Y tại m điểm y_1, y_2, \dots, y_m ,
- Xác định các vector $\mu_{A_k}(x)$ và $\mu_{B_k}(y)$ với $k = 1, 2, \dots, p$ theo

$$\underline{\mu}_{A_k}^T = (\mu_{A_k}(x_1), \mu_{A_k}(x_2), \dots, \mu_{A_k}(x_n))$$

$$\underline{\mu}_{B_k}^T = (\mu_{B_k}(y_1), \mu_{B_k}(y_2), \dots, \mu_{B_k}(y_m)),$$

tức là Fuzzy hóa các điểm rời rạc của X và Y .

- Xác định mô hình cho luật điều khiển

$$R_k = \underline{\mu}_{A_k}^T \cdot \underline{\mu}_{B_k}^T = (r_{ij}^k), i = 1, \dots, n \text{ và } j = 1, \dots, m,$$

- Xác định luật hợp thành $R = (\max\{r_{ij}^k, k = 1, \dots, p\})$.

Từng mệnh đề nên được mô hình hóa thống nhất theo một quy tắc chung, ví dụ hoặc theo quy tắc MAX-MIN hoặc theo MAX-PROD ... Khi đó các luật điều khiển R_k sẽ có một tên chung là luật hợp thành MAX-MIN hay luật hợp thành MAX-PROD. Tên chung này sẽ là tên gọi của luật hợp thành chung R .

5.1.4. Giải mờ

Bộ điều khiển mờ cho dù với một hoặc nhiều luật điều khiển (mệnh đề hợp thành) cũng chưa thể áp dụng được trong điều khiển đối tượng, vì đầu ra luôn là một giá trị mờ B' . Một bộ điều khiển mờ hoàn chỉnh cần phải có thêm khâu giải mờ (quá trình rõ hóa tập mờ đầu ra B').

Giải mờ là quá trình xác định một giá trị rõ y' nào đó có thể chấp nhận được từ hàm liên thuộc $\mu_{B'}(y)$ của giá trị mờ B' (tập mờ). Có hai phương pháp giải mờ chủ yếu là phương pháp cực đại và phương pháp điểm trọng tâm, trong đó cơ sở của tập mờ B' được ký hiệu thống nhất là Y .

5.1.4.1. Phương pháp cực đại

Giải mờ theo phương pháp cực đại gồm hai bước:

- xác định miền chứa giá trị rõ y' . Giá trị rõ y' là giá trị mà tại đó hàm liên thuộc đạt giá trị cực đại (độ cao H của tập mờ B'), tức là miền:

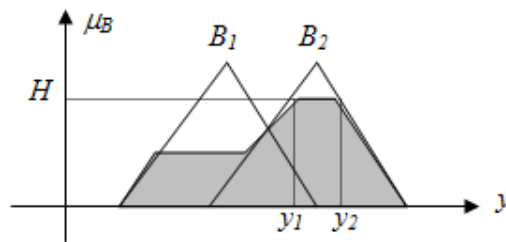
$$G = \{y \in Y \mid \mu_{B'}(y) = H\}.$$

- xác định y' có thể chấp nhận được từ G .

G là khoảng $[y_1, y_2]$ của miền giá trị của tập mờ đầu ra B_2 của luật điều khiển

$$R_2: \text{NẾU } \chi = A_2 \text{ thì } \gamma = B_2.$$

trong số hai luật R_1, R_2 và luật R_2 được gọi là luật quyết định. Vậy luật điều khiển quyết định là luật $R_k, k \in \{1, 2, \dots, p\}$ mà giá trị mờ đầu ra của nó có độ cao lớn nhất, tức là bằng độ cao H của B' .



Hình 5.10 Giải mờ bằng phương pháp cực đại

Để thực hiện bước hai có ba nguyên lý:

- nguyên lý trung bình,
- nguyên lý cận trái và
- nguyên lý cận phải.

Nếu ký hiệu

$$y_1 = \inf_{y \in G}(y) \text{ và } y_2 = \sup_{y \in G}(y)$$

thì y_1 chính là điểm cận trái và y_2 là điểm cận phải của G .

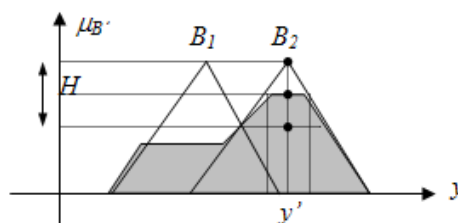
*** Nguyên lý trung bình**

Theo nguyên lý trung bình, giá trị rõ y' sẽ là

$$y' = \frac{y_1 + y_2}{2} \quad (5.17)$$

Nguyên lý này thường được dùng khi G là một miền liên thông và như vậy y' cũng sẽ là giá trị có độ phụ thuộc lớn nhất. Trong trường hợp B' gồm các hàm liên thuộc dạng đều thì giá trị rõ y' không phụ thuộc vào độ thỏa mãn của luật điều khiển quyết định.

Giá trị rõ y' không phụ thuộc vào đáp ứng vào của luật điều khiển quyết định như hình sau:

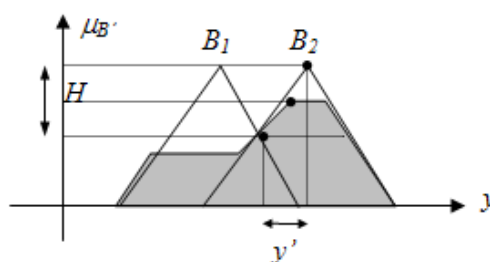


Hình 5.11 Giải mờ bằng phương pháp cực đại (theo nguyên lý trung bình)

*** Nguyên lý cận trái**

Giá trị rõ y' được lấy bằng cận trái y_1 của G . Giá trị rõ lấy theo nguyên lý cận trái này sẽ phụ thuộc tuyến tính vào độ thỏa mãn của luật điều khiển quyết định.

Giá trị rõ y' phụ thuộc tuyến tính với đáp ứng vào của luật điều khiển quyết định như hình sau

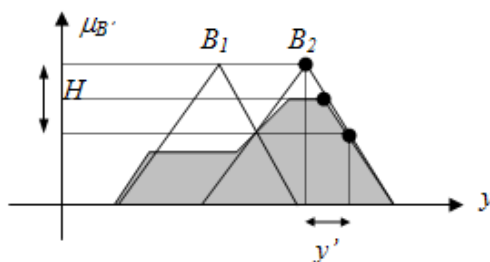


Hình 5.12 Giải mờ bằng phương pháp cực đại (theo nguyên lý cận trái)

*** Nguyên lý cận phải:**

Giá trị rõ y' được lấy bằng cận phải y_2 của G . Cũng giống như nguyên lý cận trái, giá trị rõ y' ở đây phụ thuộc tuyến tính vào đáp ứng vào của luật điều khiển quyết định.

Giá trị rõ y' phụ thuộc tuyến tính với đáp ứng vào của luật điều khiển quyết định như hình sau



Hình 5.13 Giải mờ bằng phương pháp cực đại (theo nguyên lý cận phải)

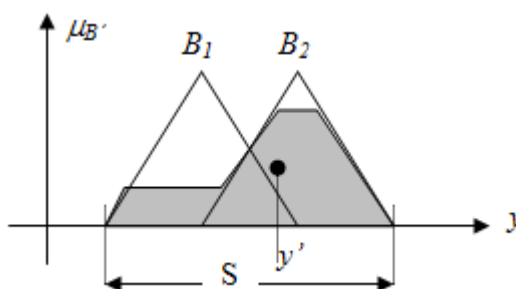
5.1.4.2. Phương pháp điểm trọng tâm

Phương pháp điểm trọng tâm sẽ cho ra kết quả y' là hoành độ của điểm trọng tâm miền được bao bởi trục hoành và đường $\mu_{B'}(y)$.

Công thức xác định y' theo phương pháp điểm trọng tâm như sau:

$$y' = \frac{\int_S y \mu_{B'}(y) dy}{\int_S \mu_{B'}(y) dy}, \quad (5.18)$$

Trong đó S là miền xác định của tập mờ B' . Trong hình bên dưới chỉ rõ y' là hoành độ của điểm trọng tâm.



Hình 5.14 Phương pháp điểm trọng tâm

Công thức trên cho phép xác định giá trị y' với sự tham gia của tất cả các tập mờ đầu ra của một luật điều khiển một cách bình đẳng và chính xác, tuy nhiên lại không để ý được tới độ thỏa mãn của luật điều khiển quyết định và thời gian tính toán lâu. Ngoài ra một trong những nhược điểm cơ bản của phương pháp điểm trọng tâm là có thể giá trị y' xác định được lại có độ phụ thuộc nhỏ nhất, thậm chí bằng 0. Bởi vậy để tránh những trường hợp như vậy, khi định nghĩa hàm liên thuộc cho từng giá trị mờ của một biến ngôn ngữ nên để ý sao cho miền xác định của các giá trị đầu ra là một miền liên thông.

* Phương pháp điểm trọng tâm cho luật hợp thành SUM-MIN

Giả sử có q luật điều khiển được triển khai. Vậy thì mỗi giá trị mờ B' tại đầu ra của bộ điều khiển thứ k là với $k = 1, 2, \dots, q$ thì quy tắc SUM-MIN, hàm liên thuộc $\mu_{B'}(y)$ sẽ là :

$$\mu_{B'}(y) = \sum_{k=1}^q \mu_{B'_k}(y),$$

Công thức tính y' có thể được đơn giản như sau:

$$y' = \frac{\int_S \left(y \sum_{k=1}^q \mu_{B'_k}(y) \right) dy}{\int_S \left(\sum_{k=1}^q \mu_{B'_k}(y) \right) dy} = \frac{\sum_{k=1}^q \left(\int_S y \mu_{B'_k}(y) dy \right)}{\sum_{k=1}^q \left(\int_S \mu_{B'_k}(y) dy \right)} = \frac{\sum_{k=1}^q M_k}{\sum_{k=1}^q A_k} \quad (5.19)$$

trong đó:

$$M_k = \int_S y \mu_{B'_k}(y) dy \quad \text{và} \quad A_k = \int_S \mu_{B'_k}(y) dy$$

* Phương pháp độ cao

Sử dụng công thức tính y' trên cho cả hai loại luật hợp thành MAX-MIN và SUM-MIN với thêm một giả thiết là mỗi tập mờ $\mu_{B'_k}(y)$ được xấp xỉ bằng một cặp giá trị (y_k, H_k) duy nhất (singleton), trong đó H_k là độ cao của $\mu_{B'_k}(y)$ và y_k là một điểm mẫu trong miền giá trị của $\mu_{B'_k}(y)$ có:

$$\mu_{B'k}(y) = H_k.$$

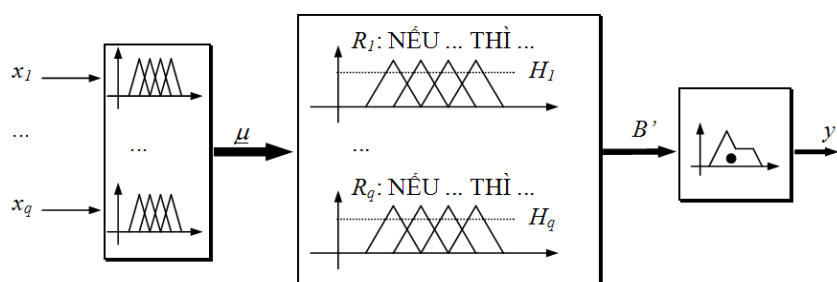
$$\text{thì } y' = \frac{\sum_{k=1}^q y_k H_k}{\sum_{k=1}^q H_k}, \quad (5.20)$$

Công thức trên có tên gọi là công thức tính xấp xỉ y' theo phương pháp độ cao và không chỉ áp dụng cho luật hợp thành MAX-MIN, SUM-MIN mà còn có thể cho cả những luật hợp thành khác như MAX-PROD hay SUM-PROD.

5.2. Ứng dụng logic mờ trong điều khiển tự động

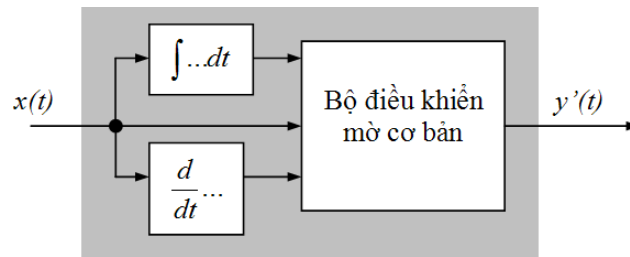
5.2.1. Bộ điều khiển mờ cơ bản

Những thành phần cơ bản của một bộ điều khiển mờ bao gồm khâu Fuzzy hóa, thiết bị thực hiện luật hợp thành và khâu giải mờ. Một bộ điều khiển mờ chỉ gồm ba thành phần như vậy có tên gọi là bộ điều khiển mờ cơ bản.



Hình 5.15 Bộ điều khiển mờ cơ bản

Do bộ điều khiển mờ cơ bản chỉ có khả năng xử lý các giá trị tín hiệu hiện thời nên nó thuộc nhóm các bộ điều khiển tĩnh. Tuy vậy để mở rộng miền ứng dụng của chúng vào các bài toán điều khiển động, các khâu động học cần thiết sẽ được nối thêm vào bộ điều khiển mờ cơ bản. Các khâu động đó chỉ có nhiệm vụ cung cấp thêm cho bộ điều khiển mờ cơ bản các giá trị đạo hàm hay tích phân của tín hiệu. Với những khâu động bổ sung này, bộ điều khiển cơ bản sẽ được gọi là bộ điều khiển mờ động.



Hình 5.16 Bộ điều khiển mờ động.

5.2.2. Tổng hợp bộ điều khiển mờ

* Định nghĩa các biến vào ra :

Xác định các biến ngôn ngữ vào/ra và đặt tên cho chúng.

* Xác định tập mờ.

Định nghĩa các biến ngôn ngữ vào/ra bao gồm số các tập mờ và dạng các hàm liên thuộc của chúng, cần xác định:

- Miền giá trị vật lý (cơ sở) của các biến ngôn ngữ vào/ra
- Số lượng tập mờ (giá trị ngôn ngữ)

Về nguyên tắc, số lượng các giá trị ngôn ngữ cho mỗi biến ngôn ngữ nên nằm trong khoảng từ 3 đến 10 giá trị. Nếu số lượng giá trị ít hơn 3 thì có ít ý nghĩa, vì không thực hiện được việc lấy vi phân. Nếu lớn hơn 10, khó có khả năng bao quát vì phải nghiên cứu đầy đủ để đồng thời phân biệt khoảng 5 đến 9 phương án khác nhau và có khả năng lưu giữ trong một thời gian ngắn.

➤ Xác định hàm liên thuộc

Chọn các hàm liên thuộc có phần chồng lên nhau và phủ kín miền giá trị vật lý để trong quá trình điều khiển không xuất hiện “lỗ hổng”. Trong trường hợp với một giá trị vật lý rõ x_0 của biến đầu vào mà tập mờ B' đầu ra có độ cao bằng 0 (miền xác định là một tập rỗng) và bộ điều khiển không thể đưa ra một quyết định điều khiển nào, lý do là hoặc không định nghĩa được nguyên tắc điều khiển phù hợp hoặc là do các tập mờ của biến ngôn ngữ có những “lỗ hổng”. Cũng như vậy đối với biến ra, các hàm liên thuộc dạng hình thang với độ xếp chồng lên nhau rất nhỏ, nhìn chung

không phù hợp với bộ điều khiển mờ vì những lý do trên. Nó tạo ra một vùng “chết” (dead zone) trong trạng thái làm việc của bộ điều khiển. Trong một vài trường hợp, chọn hàm liên thuộc dạng hình thang hoàn toàn hợp lý, đó là trường hợp mà sự thay đổi các miền giá trị của tín hiệu vào không kéo theo sự thay đổi bất buộc tương ứng cho miền giá trị của tín hiệu ra. Nói chung, hàm liên thuộc được chọn sao cho miền tin cậy của nó chỉ có một phần tử, hay chỉ tồn tại một điểm vật lý có độ phụ thuộc bằng độ cao của tập mờ.

➤ **Rời rạc hóa các tập mờ**

Độ phân giải của các giá trị phụ thuộc được chọn trước hoặc là cho các nhóm điều khiển mờ loại dấu phẩy động hoặc số nguyên ngắn (giá trị phụ thuộc là các số nguyên có độ dài 2 byte) hoặc theo byte (giá trị phụ thuộc là các số không dấu có độ dài 1 byte). Các khả năng để tổng hợp các hệ thống là rất khác nhau, phương pháp rời rạc hóa sẽ là yếu tố quyết định giữa độ chính xác và tốc độ của bộ điều khiển.

*** Xây dựng các luật điều khiển**

Trong việc xây dựng các luật điều khiển (mệnh đề hợp thành) cần lưu ý là không được tạo ra các “lỗ hổng” ở vùng lân cận điểm không, bởi vì khi gặp phải các “lỗ hổng” xung quanh điểm làm việc bộ điều khiển sẽ không thể làm việc đúng theo như trình tự đã định. Ngoài ra, trong phần lớn các bộ điều khiển, tín hiệu ra sẽ bằng 0 khi tất cả các tín hiệu vào bằng 0.

Để phát triển thêm, có thể chọn hệ số an toàn cho từng luật điều khiển, tức là khi thiết lập luật hợp thành chung:

$$R = R_1 \vee R_2 \vee \dots \vee R_n$$

không phải tất cả các luật điều khiển R_k , $k = 1, 2, \dots, n$ được tham gia một cách bình đẳng mà theo một hệ số an toàn định trước. Ngoài những hệ số an toàn cho từng luật điều khiển còn có hệ số an toàn cho từng mệnh đề điều kiện của một luật điều khiển khi số các mệnh đề của nó nhiều hơn 1.

*** Chọn thiết bị hợp thành**

Có thể chọn thiết bị hợp thành theo những nguyên tắc trên, bao gồm:

- sử dụng công thức có luật MAX-MIN, MAX-PROD,
- sử dụng công thức Lukasiewics có luật SUM-MIN, SUM-PROD,
- sử dụng tổng Einstein,
- sử dụng tổng trực tiếp, ...

*** Chọn nguyên lý giải mờ**

Sử dụng các phương pháp xác định giá trị đầu ra rõ, hay còn gọi là quá trình giải mờ hoặc rõ hoá. Phương pháp giải mờ được chọn cũng gây ảnh hưởng đến độ phức tạp và trạng thái làm việc của toàn bộ hệ thống. Thông thường trong thiết kế hệ thống điều khiển mờ, giải mờ bằng phương pháp điểm trọng tâm có nhiều ưu điểm hơn cả, bởi vì trong kết quả đều có sự tham gia của tất cả kết luận của các luật điều khiển, R_k , $k = 1, 2, \dots, n$ (mệnh đề hợp thành).

5.2.3. Tính phi tuyến của hệ mờ

*** Phân loại các khâu điều khiển mờ**

Một bộ điều khiển mờ có ba khâu cơ bản gồm:

❖ Khâu mờ hóa có nhiệm vụ chuyển đổi một giá trị rõ đầu vào x_0 thành một vector $\underline{\mu}$ gồm các độ phụ thuộc của giá trị rõ đó theo các giá trị mờ đã định nghĩa cho biến ngôn ngữ đầu vào,

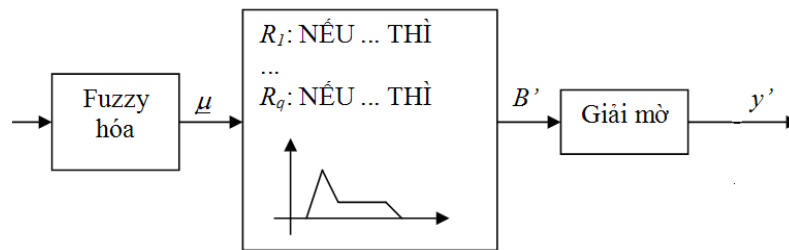
❖ Khâu thực hiện luật hợp thành, có tên gọi là thiết bị hợp thành, xử lý vector $\underline{\mu}$ và cho ra giá trị mờ B' của biến ngôn ngữ đầu ra,

❖ Khâu giải mờ, có nhiệm vụ chuyển đổi tập mờ B' thành một giá trị rõ y' chấp nhận được cho đối tượng (tín hiệu điều chỉnh).

Các bộ điều khiển mờ sẽ được phân loại dựa trên quan hệ vào/ra toàn cục của tín hiệu vào x_0 và tín hiệu ra y' . Quan hệ toàn cục đó được gọi là quan hệ truyền đạt.

Việc phân loại quan hệ truyền đạt một bộ điều khiển mờ dựa vào 7 tiêu chuẩn:

- ◆ Tĩnh hay động.
- ◆ Tuyến tính hay phi tuyến.
- ◆ Tham số tập trung hay tham số rải.
- ◆ Liên tục hay rời rạc.
- ◆ Tham số tĩnh hay tham số động.
- ◆ Tiên định hay ngẫu nhiên.
- ◆ Ổn định hay không ổn định.

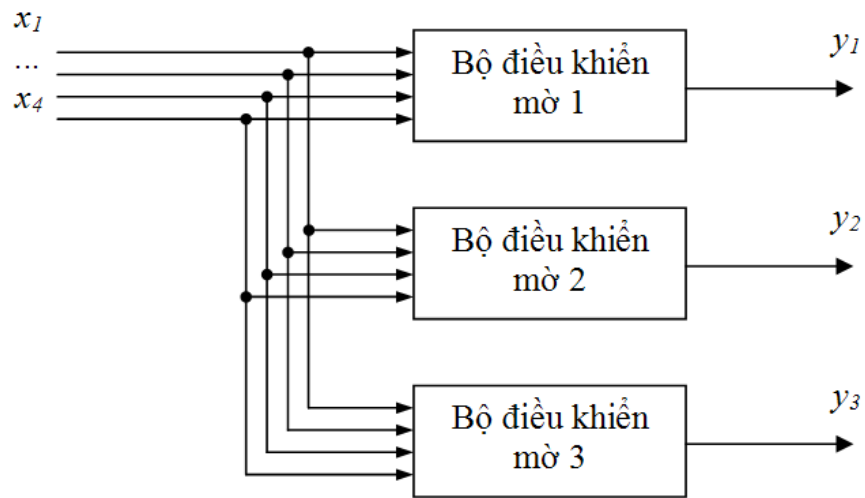


Hình 5.17 Cấu trúc bên trong của một bộ điều khiển mờ.

Xét từng khâu của bộ điều khiển mờ gồm các khâu mờ hóa, thiết bị hợp thành và giải mờ, thì thấy rằng trong quan hệ vào/ra giá trị y' tại đầu ra chỉ phụ thuộc vào một mình giá trị x_0 của đầu vào chứ không phụ thuộc vào các giá trị đã qua của tín hiệu $x(t)$, tức là chỉ phụ thuộc vào giá trị của $x(t)$ tại đúng thời điểm đó. Do đó bộ điều khiển mờ thực chất là một bộ điều khiển tĩnh và quan hệ truyền đạt hoàn toàn được mô tả đầy đủ bằng đường đặc tính $y(x)$ như các đường đặc tính của khâu relay 2 hoặc 3 trạng thái quen biết trong kỹ thuật điều khiển phi tuyến kinh điển.

* Xây dựng công thức quan hệ truyền đạt

Việc xây dựng công thức tổng quát $y(x)$ cho quan hệ truyền đạt bộ điều khiển MIMO chỉ cần bộ điều khiển mờ với nhiều đầu vào và một đầu ra (bộ MISO) là đủ vì một bộ điều khiển mờ có nhiều đầu ra bất kỳ đều có thể được thay bằng một tập các bộ điều khiển với một đầu ra.



Hình 5.18 Bộ điều khiển mờ với 4 đầu vào và 3 đầu ra.

Luật điều khiển của bộ điều khiển mờ nhiều đầu vào và một đầu ra có dạng:

$$R_k: \text{NẾU } \chi_1 = A_1^k \text{ VÀ } \chi_2 = A_2^k \text{ VÀ } \dots \text{ VÀ } \chi_d = A_d^k \text{ THÌ } \gamma = B_k$$

trong đó $k = 1, 2, \dots, n$ và các tập mờ A_m^k , $m = 1, 2, \dots, d$ có cùng cơ sở X . Luật điều khiển trên còn có tên gọi là luật chuẩn (canonical) vì nó bao hàm rất nhiều những dạng luật điều khiển khác như:

$$R: \text{NẾU } \chi_1 = A_1 \text{ VÀ } \dots \text{ VÀ } \chi_m = A_m \text{ HOẶC } \chi_{m+1} = A_{m+1} \text{ VÀ } \dots \text{ VÀ } \chi_d = A_d \text{ THÌ } \gamma = B$$

hay $R: \text{NẾU } \chi_1 = A_1 \text{ VÀ } \chi_2 = A_2 \text{ VÀ } \dots \text{ VÀ } \chi_m = A_m \text{ THÌ } \gamma = B \text{ nếu } m < d \dots$

* Quan hệ vào/ra của thiết bị hợp thành

Một tập (luật hợp thành) R của n luật điều khiển được gọi là:

- đủ, nếu không có một giá trị rõ $x_0 \in X$ nào của đầu vào làm cho độ thỏa mãn mọi luật R_k của R bằng 0, tức là

$$\forall x_0 \in X, \exists m \in \{1, 2, \dots, d\} : \mu_{A_m^k}(x_0) \neq 0, \forall k \in \{1, 2, \dots, n\}$$

-nhất quán, nếu không có hai luật điều khiển này cũng có cùng mệnh đề điều kiện nhưng lại khác mệnh đề kết luận.

Với các bước triển khai trên, quan hệ vào ra của thiết bị hợp thành được thực hiện qua các bước:

Bước 1: Tìm tập mờ đầu ra của R_k

Ký hiệu \underline{x} là một vector d chiều có phần tử thứ m là một giá trị bất kỳ thuộc tập hợp mờ, tức là:

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_d \end{pmatrix}, \text{ trong đó } x_m \text{ là giá trị thuộc miền xác định của } \mu_{A_m^k}(x).$$

Độ thỏa mãn H_k của luật R_k được tính theo

$H_k = \text{MIN}\{\mu_{A_1^k}(x_1), \mu_{A_2^k}(x_2), \dots, \mu_{A_d^k}(x_d)\}$, hoặc thực hiện phép giao trong mệnh đề điều kiện của R_k ,

$$H_k = \prod_{m=1}^d \mu_{A_m^k}(x_m)$$

nếu sử dụng công thức “Tích đại số” để thực hiện phép giao trong khối mệnh đề điều kiện của R_k .

Từ đó tập mờ đầu ra B'_k sẽ có hàm liên thuộc

$$\mu_{B'_k}(y) = \text{MIN}\{H_k, \mu_{B_k}(y)\}$$

nếu sử dụng nguyên tắc triển khai MAX-MIN hoặc SUM-MIN để cài đặt R_k ,

$$\mu_{B'_k}(y) = H_k \cdot \mu_{B_k}(y)$$

nếu sử dụng nguyên tắc triển khai MAX-PROD hoặc SUM-PROD để cài đặt R_k ,

Bước 2: Tìm tập mờ đầu ra của R

Sau khi đã có được d tập mờ đầu ra cho từng luật điều khiển R_k là:

$$\mu_{B'_k}(y), k = 1, 2, \dots, d.$$

tập mờ đầu ra chung B' của thiết bị hợp thành.

$R = \bigcup_{k=1}^n R_k$ được xác định như sau:

$$\mu_{B'}(y) = \text{MAX}\{\mu_{B'_k}(y), k = 1, 2, \dots, n\}$$

$$\text{hoặc } \mu_{B'}(y) = \text{MIN}\left\{1, \sum_{k=1}^n \mu_{B'_k}(y)\right\}$$

Từ những công thức của bước 1 và của bước 2 dễ dàng suy ra được công thức biểu diễn quan hệ vào/ra $\underline{x} \mapsto \mu_{B'}(y)$ của thiết bị hợp thành. Cho những nguyên tắc triển khai, công thức áp dụng thực hiện phép giao và hợp trên tập mờ khác nhau thì có công thức biểu diễn quan hệ vào/ra khác nhau. Nếu áp dụng “tích đại số” cho phép giao, nguyên tắc triển khai MAX-MIN để thiết lập luật điều khiển và công thức cho phép hợp thì:

$$\mu_{B'}(y) = \text{MAX}_{1 \leq k \leq n} \left\{ \text{MIN} \left\{ \prod_{m=1}^d \mu_{A_m^k}(x_m), \mu_{B_k}(y) \right\} \right\}$$

hoặc cho nguyên tắc triển khai SUM-PROD, phép giao và công thức Lukasiewicz cho phép hợp thì:

$$\mu_{B'}(y) = \text{MIN} \left\{ 1, \sum_{k=1}^n \left[\mu_{B'_k}(y) \text{MIN}_{1 \leq m \leq d} \mu_{A_m^k}(x_m) \right] \right\}$$

* Quan hệ vào/ra của khâu giải mờ

Nếu ký hiệu H là độ cao của B', G là miền giá trị vật lý y' có độ phụ thuộc

bằng H và S là miền xác định của B' thì

$$y' = \frac{\inf_{y \in G} y + \sup_{y \in G} y}{2}$$

cho phương pháp cực đại theo nguyên lý trung bình thì $y' = \inf_{y \in G} y$

cho phương pháp cực đại theo nguyên lý cận trái thì $y' = \sup_{y \in G} y$

cho phương pháp cực đại theo nguyên lý cận phải thì $y' = \frac{\int_S y \mu_{B'}(y) dy}{\int_S \mu_{B'}(y) dy}$

cho phương pháp điểm trọng tâm thì $y' = \frac{\sum_{k=1}^n \left(\int_S y \mu_{B'}(y) dy \right)}{\sum_{k=1}^n \left(\int_S \mu_{B'}(y) dy \right)} = \frac{\sum_{k=1}^n M_k}{\sum_{k=1}^n A_k}$

cho phương pháp điểm trọng tâm và nguyên tắc triển khai SUM-MIN thì

$$y' = \frac{\sum_{k=1}^n y_k H_k}{\sum_{k=1}^n H_k}$$

cho phương pháp điểm trọng tâm và nguyên tắc triển khai SUM-MIN với quy ước singleton (phương pháp độ cao), trong đó y_k là điểm mẫu thoả mãn $\mu_{B'_k}(y_k) = H_k$.

* Quan hệ truyền đạt $y(\underline{x})$

Quan hệ truyền đạt $y(\underline{x})$ của bộ điều khiển mờ nhận được thông qua việc ghép nối hai ánh xạ $\underline{x} \mapsto \mu_{B'}(y)$ và $\mu_{B'}(y) \mapsto y'$ với nhau để có $\underline{x} \mapsto y'$.

Công thức biểu diễn ánh xạ tích nhận được phụ thuộc vào thiết bị hợp thành và phương pháp giải mờ được sử dụng.

Tích của hai ánh xạ

$$\underline{x} \longrightarrow \mu_{B'}(x) \longrightarrow y'$$

Người ta đã chứng minh được rằng với một miền compact $X \subseteq \mathbb{R}^n$ (với n là số các đầu vào), các giá trị vật lý của biến ngôn ngữ đầu vào và một đường cong phi tuyến $g(x)$ tùy ý nhưng liên tục cùng các đạo hàm của nó trên X thì bao giờ cũng tồn tại một bộ điều khiển mờ cơ bản có quan hệ truyền đạt $y(x)$ thoả mãn:

$$\sup |y(x) - g(x)| < \varepsilon$$

Trong đó ε là một số thực dương bất kỳ cho trước. Như vậy ta có thể tổng hợp được một bộ điều khiển mờ có quan hệ truyền đạt “gần giống” với quan hệ truyền

đạt cho trước. Điều đó cho thấy kỹ thuật điều khiển mờ có thể giải quyết được một bài toán tổng hợp điều khiển phi tuyến bất kỳ.

5.3. Kết luận về điều khiển mờ

5.3.1. Ưu điểm

- Đảm bảo được tính ổn định của hệ thống mà không cần khối lượng tính toán lớn và phức tạp trong khâu thiết kế như các loại điều khiển cổ điển như PID, điều chỉnh sớm trễ pha.

- Có thể tổng hợp bộ điều khiển với hàm truyền đạt phi tuyến bất kỳ.

- Giải quyết được các bài toán điều khiển phức tạp, các bài toán mà trước đây chưa giải quyết được như: hệ điều khiển thiếu thông tin, thông tin không chính xác hay những thông tin mà sự chính xác của nó chỉ nhận thấy giữa các quan hệ của chúng với nhau và cũng chỉ có thể mô tả được bằng ngôn ngữ. Như vậy điều khiển mờ đã sao chụp được phương thức xử lý thông tin của con người và ta có thể tận dụng được các tri thức, kinh nghiệm của con người vào trong quá trình điều khiển.

5.3.2. Khuyết điểm

- Cho đến nay, các lý thuyết nghiên cứu về điều khiển mờ vẫn còn chưa được hoàn thiện. Vì vậy việc tổng hợp bộ điều khiển mờ hoạt động một cách hoàn thiện thì không đơn giản.

- Chính vì tính phi tuyến của hệ mờ mà ta không thể áp dụng những thành tựu của lý thuyết hệ tuyến tính cho hệ mờ. Và vì thế những kết luận tổng quát cho hệ mờ hầu như khó đạt được.

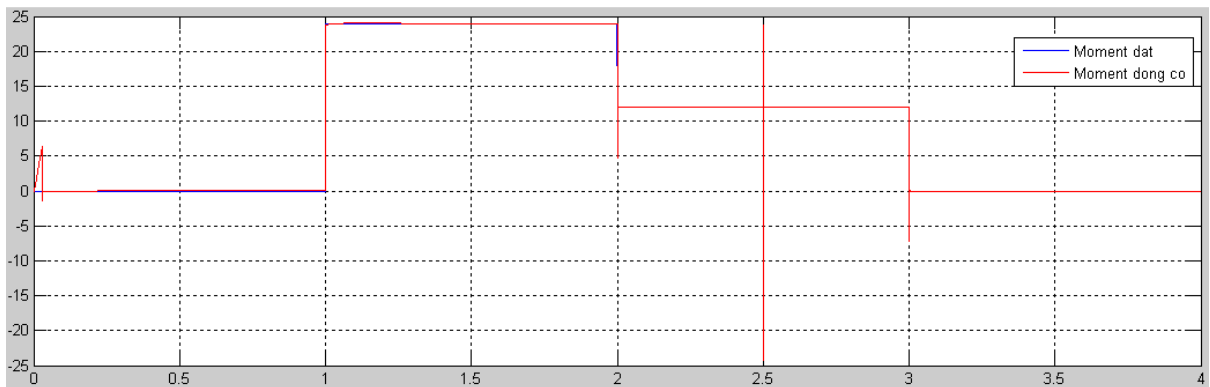
Từ những ưu khuyết điểm của bộ điều khiển mờ ta rút ra kết luận:

- Không bao giờ thiết kế bộ điều khiển mờ để giải quyết một bài toán tổng hợp mà có thể dễ dàng thực hiện bằng các bộ điều khiển kinh điển thoả mãn yêu cầu đặt ra.

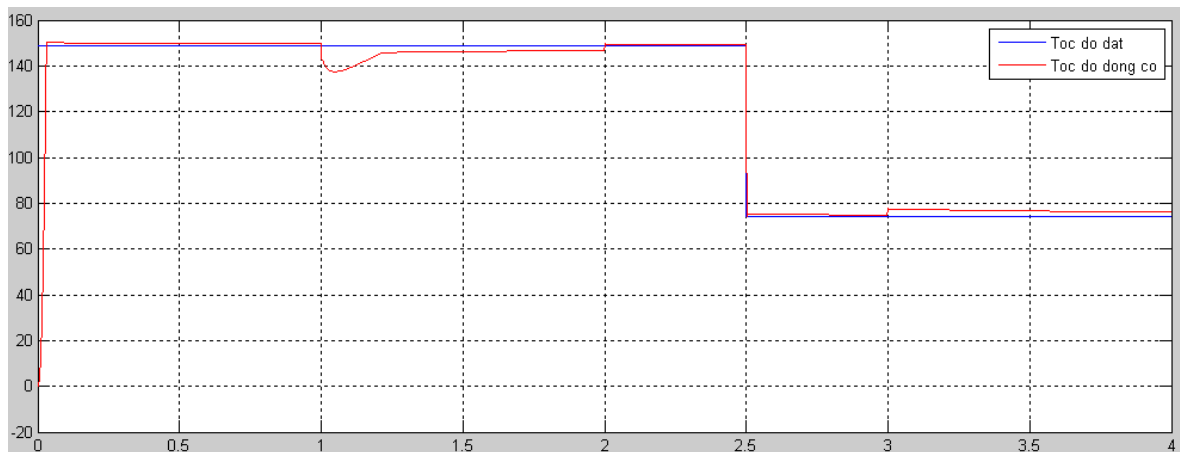
Bảng 5.2 Thông số của động cơ không đồng bộ

Thông số của động cơ không đồng bộ	
Thông số	Giá trị
Công suất của động cơ	$P = 10\text{Hp}$
Số đôi cực	$P = 2$
Điện trở stator	$R_s = 1.177\ \Omega$
Điện trở rotor	$R_r = 1.382\ \Omega$
Điện cảm stator	$L_s = 0.118\ \text{H}$
Điện cảm rotor	$L_r = 0.118\ \text{H}$
Momen quán tính	$J = 0.00126\ (\text{kg.m}^2)$
Hỗ cảm	$L_m = 0.113\ (\text{H})$
Các giá trị đặt	
Tốc độ đặt	$W_{\text{ref}} = 1420\ (\text{vòng/phút}) = 148,7\ (\text{rad/s})$
Từ thông đặt	$\Phi_{\text{ref}} = 1\ (\text{Weber})$
Moment tải đặt	$T_L = 24\ (\text{N.m})$

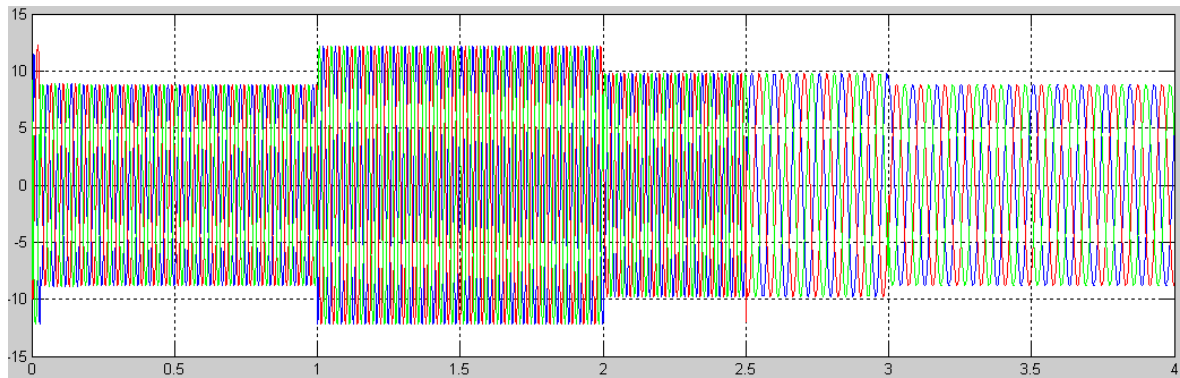
5.4.2.2. Kết quả mô phỏng PID



Hình 5.20 Mô-men động cơ_PID



Hình 5.21 Tốc độ động cơ_PID



Hình 5.22 Dòng điện 3 pha động cơ_PID



Hình 5.23 Từ thông động cơ_PID

5.4.3. Nhận xét kết quả mô phỏng điều khiển FOC bằng bộ điều khiển PID

Trong giai đoạn khởi động động cơ

+ Từ thông của động cơ bám rất sát giá trị đặt (1 Wb), thời gian gia tốc của từ thông khá nhanh (khoảng 0,5 giây) như vậy đáp ứng từ thông đạt yêu cầu, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

+ Tốc độ của động cơ bám rất sát giá trị đặt (148,7 rad/s), thời gian gia tốc của tốc độ rất nhanh (khoảng 0,1 giây) như vậy đáp ứng tốc độ đạt yêu cầu, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

+ Tại thời điểm bắt đầu khởi động động cơ, moment tăng nhanh đạt khoảng 6 (N.m) trong khoảng thời gian 0,1 giây. Sau đó, moment bám theo giá trị đặt với độ vọt lố cho phép. Tuy nhiên có một số nhiễu động lớn (tại thời điểm 2.5 giây). Khi đóng tải vào động cơ, moment của động cơ tăng theo moment tải đến giá trị đặt (24 N.m).

+ Dòng điện ba pha của động cơ tăng đến 12A trong quá trình khởi động trong khoảng thời gian 0,1 giây. Sau đó, dòng điện xác lập tại giá trị 8A. Như vậy dòng khởi động bằng 1,5 lần dòng xác lập.

+ Tại thời điểm đóng tải vào động cơ (1,5 giây), từ thông, tốc độ và dòng điện ba pha của động cơ không bị ảnh hưởng.

Tóm lại: điều khiển động cơ bằng phương pháp định hướng trường có các đặc điểm sau:

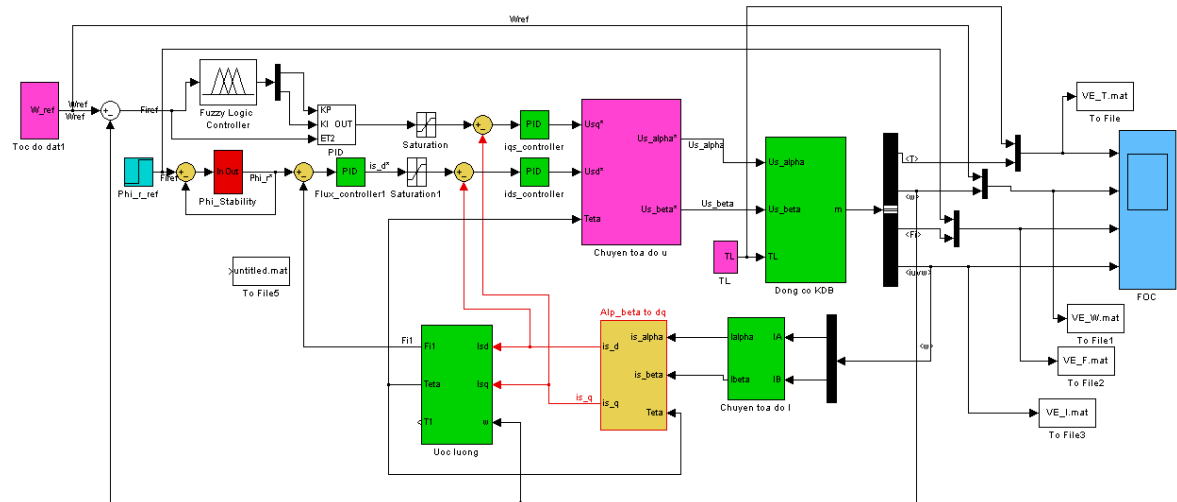
Đáp ứng tốc độ và đáp ứng từ thông rất tốt, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

Đáp ứng moment đạt yêu cầu về độ vọt lố nhưng còn nhiễu động.

Dòng điện khởi động bằng khoảng 1.5 lần dòng xác lập.

5.5. Điều khiển động cơ không đồng bộ 3 pha theo phương pháp FOC bằng bộ điều khiển Mờ PID

5.5.1. Sơ đồ cấu trúc hiện đại của phương pháp FOC trong Simulink/Matlab



Hình 5.24 Sơ đồ khối điều khiển động cơ KĐB bằng phương pháp FOC

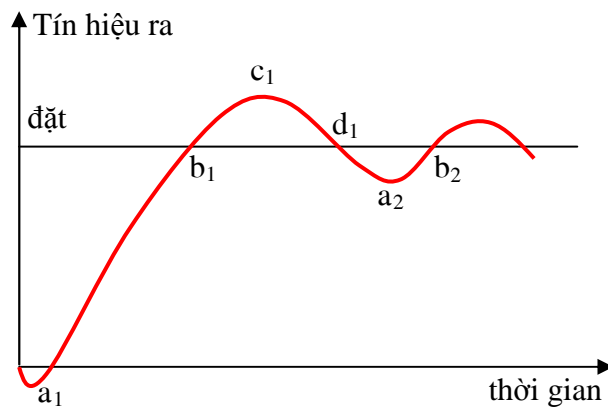
5.5.2. Mô phỏng điều khiển động cơ không đồng bộ theo phương pháp FOC bằng bộ điều khiển mờ PID

5.5.2.1. Tham số mô phỏng mờ PID

Thông số mô phỏng động cơ được sử dụng như bảng 5.2

5.5.2.2. Bộ điều khiển mờ PID

* Luật chỉnh định PID



Hình 5.25 Luật chỉnh định PID

- + Lân cận a_1 ta cần luật ĐK mạnh để rút ngắn thời gian lên, do vậy chọn: K_P lớn, K_D nhỏ và K_I lớn.
- + Lân cận b_1 ta tránh vọt lố lớn nên chọn: K_P nhỏ, K_D lớn, K_I nhỏ.
- + Lân cận c_1 và d_1 giống như lân cận a_1 và b_1 .

* Xây dựng luật điều khiển mờ PID

Các tham số K_R (K_P), T_I , T_D hay K_R (K_P), K_I , K_D của bộ điều khiển PID được chỉnh định trên cơ sở phân tích tín hiệu chủ đạo và tín hiệu ra của hệ thống, chính xác là sai lệch $e(t)$ và đạo hàm $de(t)/dt$ của sai lệch. Có nhiều phương pháp chỉnh định các tham số cho bộ điều khiển PID như chỉnh định qua phím hàm mục tiêu, chỉnh định trực tiếp, song phương pháp đơn giản nhưng dễ áp dụng hơn cả là phương pháp chỉnh định mờ của Zhao, Tomizuka và Isaka với giả thiết các tham số K_R (K_P), K_D bị chặn :

$$K_R \in [K_R^{\min}, K_R^{\max}] \quad K_D \in [K_D^{\min}, K_D^{\max}]$$

Zhao, Tomizuka, Isaka điều chỉnh các tham số đó như sau :

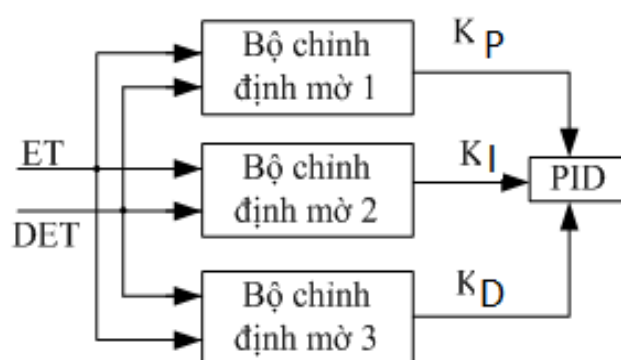
$$k_R = \frac{K_R - K_R^{\min}}{K_R^{\max} - K_R^{\min}} \quad k_D = \frac{K_D - K_D^{\min}}{K_D^{\max} - K_D^{\min}}$$

để có $0 \leq K_R, K_D \leq 1$

Như vậy, bộ chỉnh định mờ sẽ có hai đầu vào $e(t)$, $de(t)/dt$ và ba đầu ra là

$$K_R, K_D, \alpha \text{ trong đó :} \quad \alpha = \frac{T_I}{T_D} \quad \Rightarrow K_I = \frac{K_R^2}{\alpha K_D}$$

Do đó nó có thể xem nó như ba bộ chỉnh định mờ nhỏ ET, DET và ba đầu ra là $K_R(K_P)$, K_d và K_i



Hình 5.26 Cấu trúc bộ chỉnh định mờ cho động cơ

Do thời gian hạn chế nên trong luận văn này tác giả chỉ thiết kế bộ điều khiển mờ chỉ bao gồm 1 ngõ vào, chỉ thiết kế bộ mờ PID cho khâu điều chỉnh tốc độ động cơ, các khâu còn lại là bộ PID.

*** Xác định các biến ngôn ngữ vào/ra**

- Đầu vào: 1 biến

+ Sai lệch tốc độ: $ET = \text{Tốc độ đặt} - \text{tốc độ đo}$

- Đầu ra : 2 biến

+ K_P : Hệ số tỷ lệ

+ K_I : Hệ số tích phân

*** Xác định tập mờ cho từng biến vào – ra**

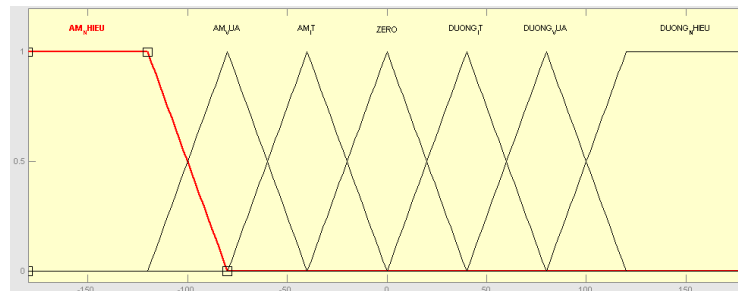
Biến ngôn ngữ:

$ET = \{ \text{amnhieu_AN, amvua_AV, amit_AI, zero_ZE, duongit_DI, duongvua_DV, duong nhieu_DN} \}$

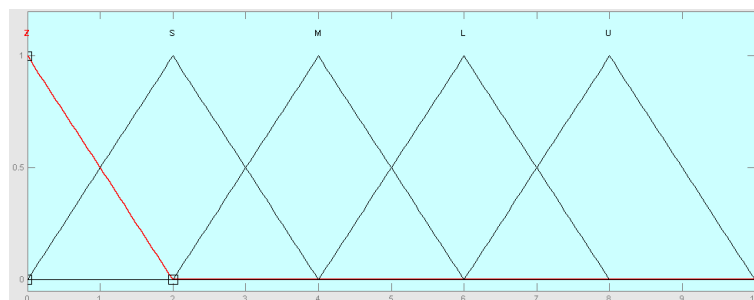
$K_P = \{ \text{không, nhỏ, trung bình, lớn, cực lớn} \} (Z, S, M, L, U)$

$K_I = \{ \text{mức 1, mức 2, mức 3, mức 4, mức 5} \} (L1, L2, L3, L4, L5)$

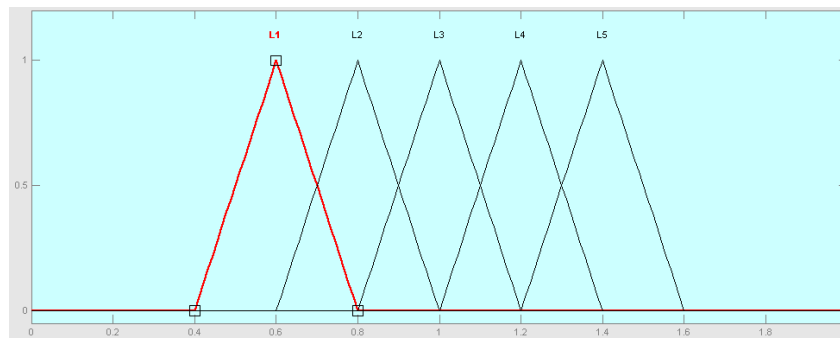
Tập mờ cho từng biến vào/ra:



Hình 5.27 Biến ngõ vào ET



Hình 5.28 Biến ngõ ra K_P



Hình 5.29 Biến ngõ ra K_I

*** Xây dựng luật hợp thành**

Bảng 5.3 Luật chỉnh định K_P mô phỏng

		K_P
ET	AN	L
	AV	M
	AI	S
	ZE	Z
	DI	S
	DV	L
	DN	U

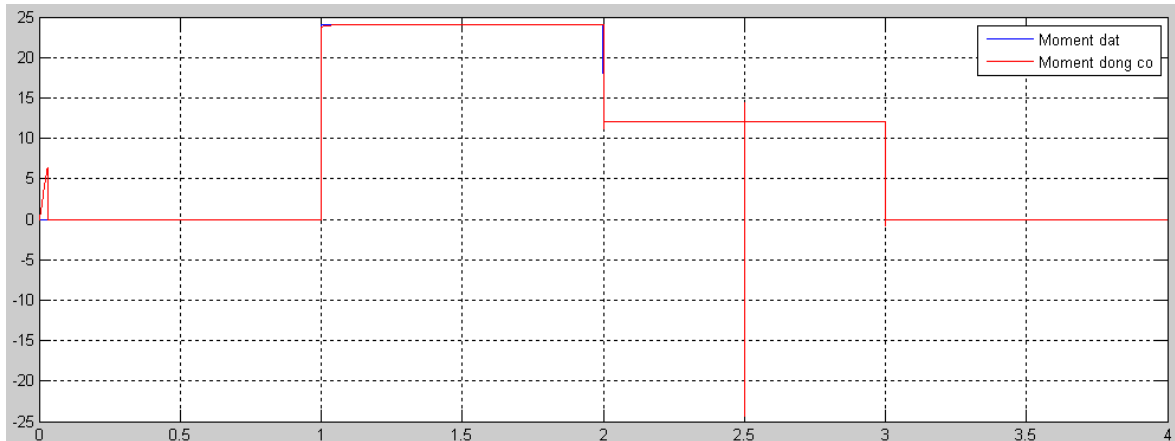
Bảng 5.4 Luật chỉnh định K_I mô phỏng

		K_I
ET	AN	L1
	AV	L2
	AI	L3
	ZE	L3
	DI	L3
	DV	L4
	DN	L5

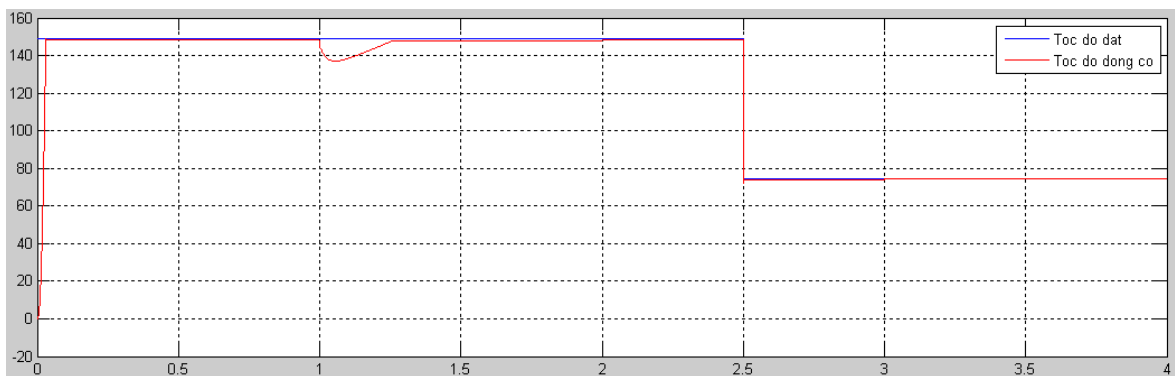
*** Chọn luật hợp thành và giải mờ**

- + Chọn luật hợp thành theo quy tắc Max-Min
- + Giải mờ theo phương pháp trọng tâm.

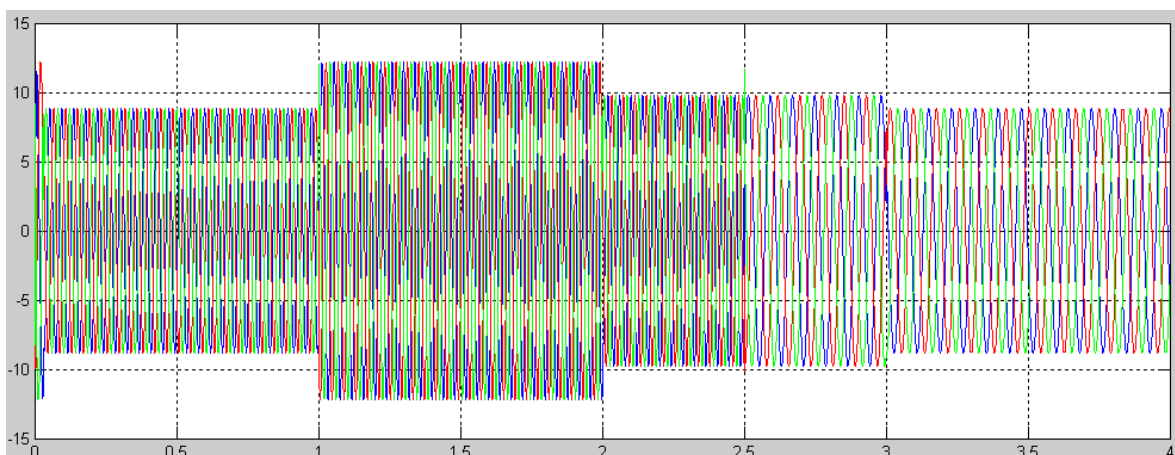
5.5.2.3. Kết quả mô phỏng



Hình 5.30 Moment động cơ _mờ PID



Hình 5.31 Tốc độ động cơ _mờ PID



Hình 5.32 Dòng điện 3 pha động cơ _mờ PID



Hình 5.33 Từ thông động cơ_mờ PID

5.4.3. Nhận xét kết quả mô phỏng điều khiển FOC bằng bộ điều khiển mờ PID

Đáp ứng tốc độ và đáp ứng từ thông rất tốt, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

Đáp ứng moment đạt yêu cầu về độ vọt lố nhưng còn nhiều động.

Dòng điện khởi động bằng khoảng 1.5 lần dòng xác lập.

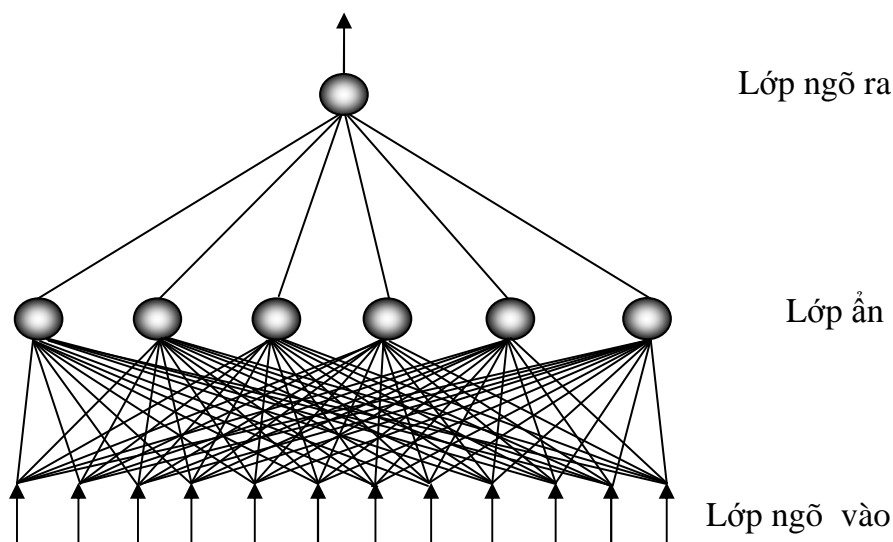
=> Bộ điều khiển mờ PID đáp ứng được yêu cầu đặt ra

CHƯƠNG 6

SỬ DỤNG MẠNG NƠON ƯỚC LƯỢNG TỪ THÔNG ROTOR

6.1. Mạng truyền thẳng nhiều lớp

Mạng truyền thẳng nhiều lớp (Multilayer Feedforward) bao gồm các khối chứa nhiều lớp, các neural của lớp này chỉ được nối với các neural của lớp tiếp theo, không được kết nối các nút trong cùng một lớp và không có liên kết nhảy lớp. Trong mạng này, các neural của lớp ngõ vào (input layer) không được tính toán, chỉ đóng vai trò là ngõ vào cho lớp neural kế tiếp, lớp kế tiếp này được gọi là lớp ẩn. Theo lý thuyết, một mạng neural có thể có nhiều lớp ẩn nhưng điều này sẽ làm tăng độ phức tạp trong việc huấn luyện mạng và vì vậy, mạng có một hoặc hai lớp ẩn sẽ cung cấp độ chính xác thích hợp và tổng quát hóa trong nhiều trường hợp. Nếu mạng chỉ có một lớp ẩn, để đạt kết quả thỏa mãn cần sử dụng duy nhất hàm tác động phi tuyến cho lớp ẩn này. Còn đối với mạng hai lớp ẩn sẽ cho độ chính xác cao hơn. Lớp cuối cùng trong mạng được gọi là lớp ngõ ra (output layer).



Hình 6.1 Cấu trúc mạng neural truyền thẳng một lớp ẩn

Không có một quy luật chung để xác định số lớp ẩn và số nút của lớp ẩn, nên phụ thuộc vào độ phức tạp của phép ánh xạ (mapping) đạt được. Trong mạng này, hàm tác động của lớp ngõ ra thường là hàm tuyến tính khi mạng neural được xem là

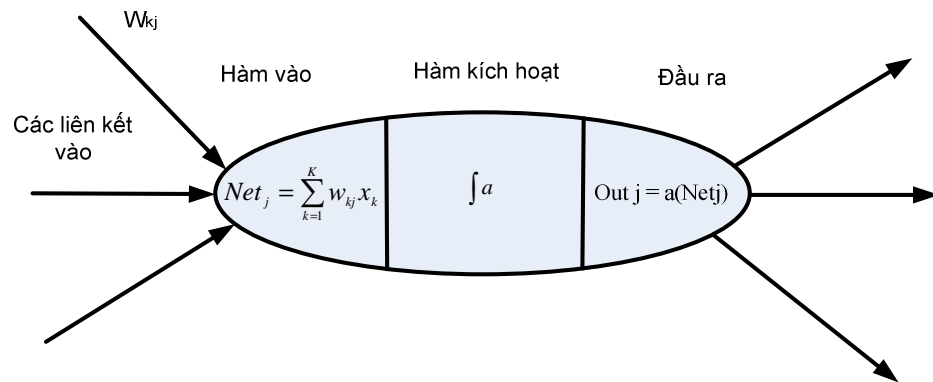
đại diện của một hệ thống phi tuyến bằng cách sử dụng hàm tác động phi tuyến đối với các lớp ẩn.

Số nút ngõ vào tương ứng với số đặc tính vật lý của hệ. Việc huấn luyện mạng neural dựa vào những lần tính toán thử và sai nhằm đạt được số lớp ẩn và số nút lớp ẩn tối ưu.

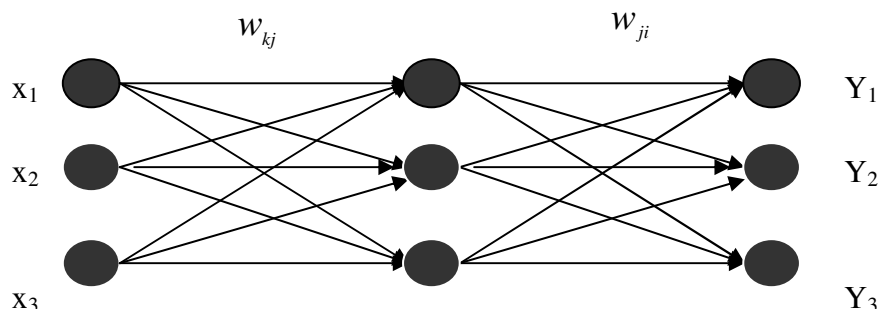
6.2. Giải thuật lan truyền ngược

6.2.1. Định nghĩa hàm mục tiêu

Cấu trúc của neural:



Hình 6.2 Cấu trúc của một neural



Hình 6.3 Cấu trúc của mạng neural một lớp ẩn

$$\text{Ngõ vào của mạng neural: } Net_j = \sum_{k=1}^K w_{kj} x_k \quad (6.1)$$

$$\text{Ngõ ra của mạng neural: } y = \text{Out } j = a(\text{Net}j) \quad (6.2)$$

Hàm mục tiêu có dạng sau đây:

$$J = \frac{1}{2}(d(k) - y(k))^2 \quad (6.3)$$

Với $d(k)$ là tín hiệu ra mong muốn, $y(k)$ là tín hiệu ra của mạng. Các trọng số được xác định sao cho J đạt giá trị cực tiểu.

Sử dụng phương pháp Steepest Descent:

$$w_{(k+1)} = w_{(k)} - \eta \cdot \nabla_w J \quad (6.4)$$

Với $\nabla_w J = \left(\frac{\partial J}{\partial w} \right)^T$ gọi là Gradient của J

η : hằng số học

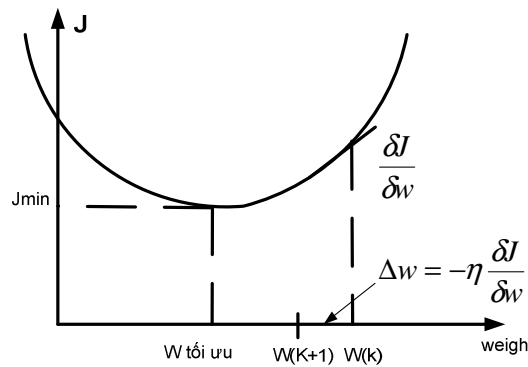
$k = 1, 2, 3, \dots$: thời điểm

Gradient của J được tính như sau:

$$\nabla_w J = \left(\frac{\partial J}{\partial w} \right)^T = \frac{\partial J}{\partial y} \left(\frac{\partial y}{\partial w} \right)^T = -[d(k) - y(k)]x(k) \quad (6.5)$$

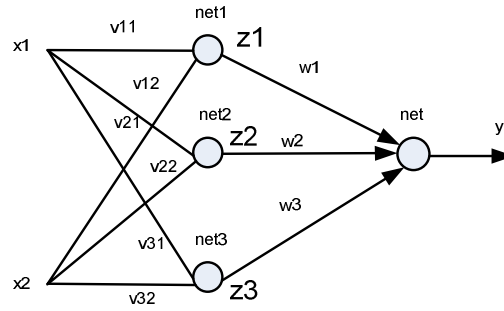
Từ đó ta tính được:

$$w_{(k+1)} = w_{(k)} + \eta \cdot [d(k) - y(k)]x(k) \quad (6.6)$$



Hình 6.4 Sai số cực tiểu Mean-squared error

6.2.2. Tính toán trọng số mạng truyền thẳng nhiều lớp (một lớp ẩn)



Hình 6.5 Mạng một lớp ẩn

Lan truyền thuận tín hiệu vào:

Đối với lớp ẩn:

$$\begin{aligned} \text{Net}_1 &= (x_1 \cdot v_{11} + x_2 \cdot v_{12}) \\ \text{Net}_2 &= (x_1 \cdot v_{21} + x_2 \cdot v_{22}) \\ \text{Net}_3 &= (x_1 \cdot v_{31} + x_2 \cdot v_{32}) \end{aligned} \quad (6.7)$$

$$\text{Tổng quát: Net}_i = \sum_{j=1}^2 v_{ij} x_j \quad (6.8)$$

Ta tính được đầu ra neural của lớp ẩn như sau: $z_i = a(\text{net}_i)$ với a : hàm tác động

Đối với lớp ngõ ra, ta tính được hàm vào:

$$\text{Net} = (w_1 z_1 + w_2 z_2 + w_3 z_3) = \sum_{j=1}^3 w_j z_j \quad (6.9)$$

Ta tính được đầu ra neural của lớp ngõ ra như sau: $y = a(\text{net})$

Lan truyền ngược sai lệch

Lan truyền ngược sai lệch là cơ sở của việc huấn luyện mạng. Dữ liệu huấn luyện tại thời điểm k là: $x_{(k)} = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix}$, $d(k)$ là dữ liệu ra mong muốn.

Các vector trọng số được xác định như sau:

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix}, v_1 = \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \end{bmatrix}, v_2 = \begin{bmatrix} v_{21} \\ v_{22} \end{bmatrix}, v_3 = \begin{bmatrix} v_{31} \\ v_{32} \end{bmatrix}$$

Áp dụng giải thuật Steepest Descent:

$$w_{(k+1)} = w_{(k)} - \eta \cdot \nabla_w J \quad (6.10)$$

$$\nabla_w J = \left(\frac{\partial J}{\partial w} \right)^T = \frac{\partial J}{\partial y} \cdot \frac{\partial y}{\partial net} \left(\frac{\partial net}{\partial w} \right)^T = -(d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \cdot z(k) \quad (6.11)$$

Tính grad J, ta tính được trọng số ở thời điểm k+1 :

$$w_{(k+1)} = w_{(k)} + \eta \cdot [d(k) - y(k)] \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \cdot z(k) \quad (6.12)$$

Đi vào từng trường hợp cụ thể, ta tính cho lớp ẩn như sau:

$$v_1(k+1) = v_1(k) - \eta \cdot \nabla_{v_1} J \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned} \nabla_{v_1} J &= \left(\frac{\partial J}{\partial v_1} \right)^T = \frac{\partial J}{\partial y} \cdot \frac{\partial y}{\partial net} \cdot \frac{\partial net}{\partial z_1} \cdot \frac{\partial z_1}{\partial net_1} \left(\frac{\partial net_1}{\partial v_1} \right)^T \\ &= -(d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \cdot w_1 \cdot \frac{\delta a}{\delta net_1} \cdot x(k) \end{aligned} \quad (6.14)$$

$$\text{Đặt } J_0(k) = (d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \quad (6.15)$$

$$J_1(k) = J_0(k) \cdot w_1 \cdot \frac{\delta a}{\delta net_1} \quad (6.16)$$

$$\text{Từ đó: } v_1(k+1) = v_1(k) + \eta \cdot (d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \cdot w_1 \cdot \frac{\delta a}{\delta net_1} \cdot x(k) = v_1(k) + \eta \cdot J_1(k) \cdot x(k)$$

$$\text{Tương tự: } v_2(k+1) = v_2(k) + \eta \cdot (d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \cdot w_2 \cdot \frac{\delta a}{\delta net_2} \cdot x(k)$$

$$v_3(k+1) = v_3(k) + \eta \cdot (d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \cdot w_3 \cdot \frac{\delta a}{\delta net_3} \cdot x(k)$$

$$\text{Tổng quát: } v_i(k+1) = v_i(k) + \eta \cdot (d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta net} \cdot w_i(k) \cdot \frac{\delta a}{\delta net_i} \cdot x(k) \quad (6.17)$$

Ta xây dựng giải thuật huấn luyện lan truyền ngược:

Bước 1: Thiết lập hằng số học $\eta > 0$, sai số tối đa J_{\max} , hệ số $v_i(k=1), w(k=1)$ ban đầu, $J=0$

Bước 2: Vòng lặp huấn luyện: gán giá trị đầu vào và tính giá trị $y(k)$, $z(k)$ qua các

$$\text{lớp neural ẩn và lớp ngoài } z_k = a(\text{Net}_i) = a\left(\sum v(k).x(k)\right); \quad (6.18)$$

$$y_k = a(\text{Net}) = a\left(\sum w(k).z(k)\right); \quad (6.19)$$

Bước 3: Tính sai số của mạng:

$$J(w) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (d(k) - y(k))^2 + J \quad (6.20)$$

$$J_o(k) = (d(k) - y(k)) \cdot \frac{\delta a}{\delta \text{net}} \quad (6.21)$$

$$J_i(k) = J_o(k) \cdot w_i(k) \cdot \frac{\delta a}{\delta \text{net}_i} \quad (6.22)$$

Bước 4: Truyền các tín hiệu sai lệch lùi để điều chỉnh các hệ số trọng lượng:

Cập nhật các trọng số :

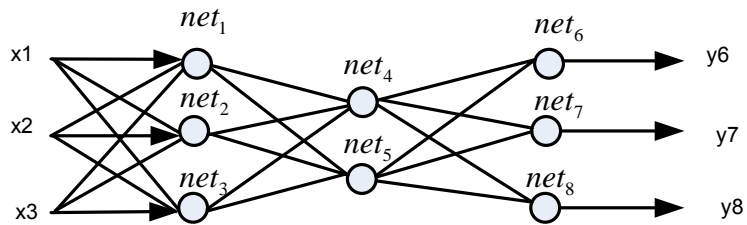
$$w(k+1) = \eta \cdot \delta_o(k) \cdot z(k) + w(k) \quad (6.23)$$

$$v_i(k+1) = \eta \cdot \delta_i(k) \cdot z(k) + v_i(k) \quad (6.24)$$

Bước 5: Tăng $k = k+1$ và quay về bước 1, kiểm tra $J < J_{\max}$ thì kết thúc quá trình huấn luyện.

Bước 6: Nếu bị rơi vào cực trị địa phương hay $J > J_{\max}$ thì thay đổi cấu trúc mạng hay lấy ngẫu nhiên các trọng số khác.

6.2.3. Tính toán trọng số mạng truyền thẳng nhiều lớp (hai lớp ẩn)



Hình 6.6 Mạng truyền thẳng hai lớp ẩn

Cho mạng truyền thẳng hai lớp ẩn có :

Trọng số giữa lớp ngõ vào và lớp ẩn đầu tiên: w_{11} (trọng số từ net đến x_1), w_{12} (trọng số từ net1 đến x_2), w_{13} , w_{21} , w_{22} , w_{23} , w_{31} , w_{32} , w_{33} .

Trọng số giữa hai lớp ẩn: w_{41} , w_{42} , w_{43} , w_{51} , w_{52} , w_{53} .

Trọng số của lớp ngõ ra: w_{64} , w_{65} , w_{74} , w_{75} , w_{84} , w_{85} .

Ngõ ra mong muốn: y_{d6} , y_{d7} , y_{d8} .

Sai số đạt được:

$$J = \frac{1}{2} [(y_{d6} - y_6)^2 + (y_{d7} - y_7)^2 + (y_{d8} - y_8)^2] \quad (6.25)$$

Áp dụng luật Steepest Descent để điều chỉnh trọng số đạt yêu cầu để sai số J nhỏ nhất:

$$w_{ij}^{k+1} = w_{ij}^k + \Delta w_{ij} = w_{ij}^k - \eta \frac{\partial J(w_{ij}^k)}{\partial w_{ij}} \quad (6.26)$$

Điều chỉnh trọng số ngõ ra:

Tính hai nút ij tương ứng với nút 8-4:

$$w_{84}^{k+1} = w_{84}^k - \eta \frac{\partial J(w_{84}^k)}{\partial w_{84}} \quad (6.27)$$

Trọng số w_{84} ảnh hưởng đến sai số J theo quy luật sai lệch sau:

$$w_{84} \longrightarrow net_8 \longrightarrow y_8$$

$$\Delta w_{84} = \frac{\partial J(w_{84})}{\partial w_{84}} = \frac{\partial J}{\partial y_8} \cdot \frac{\partial y_8}{\partial net_8} \cdot \frac{\partial net_8}{\partial w_{84}} = -(y_{d8} - y_8) a'(net_8) y_4 = -J_8 \cdot y_4 \quad (6.28)$$

Trong đó: J_8 là sai số delta (equivalent delta error)

Do đó: Trọng số w_{84} được điều chỉnh như sau:

$$w_{84}^{k+1} = w_{84}^k + \eta J_8 y_4 \quad (6.29)$$

Tương tự đối với điều chỉnh 5 trọng số còn lại:

$$w_{74}^{k+1} = w_{74}^k + \eta J_7 y_4$$

$$w_{64}^{k+1} = w_{64}^k + \eta J_6 y_4$$

$$w_{75}^{k+1} = w_{75}^k + \eta J_7 y_5 \quad (6.30)$$

$$w_{85}^{k+1} = w_{85}^k + \eta J_8 y_5$$

$$w_{65}^{k+1} = w_{65}^k + \eta J_6 y_5$$

Điều chỉnh trọng số lớp ẩn thứ hai:

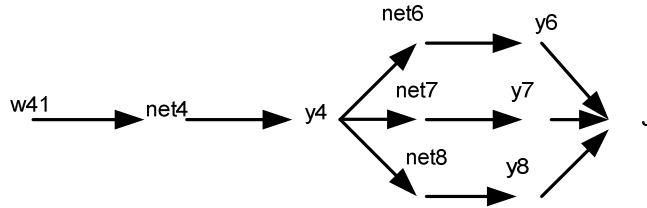
Trọng số tương ứng được điều chỉnh:

$$w_{41}^{k+1} = w_{41}^k - \eta \frac{\partial J(w_{41}^k)}{\partial w_{41}} \quad (6.31)$$

Trọng số w_{41} ảnh hưởng đến sai số J như sau:

$$\Delta w_{41} = \frac{\partial J(w_{41})}{\partial w_{41}} = \frac{\partial J}{\partial y_4} \cdot \frac{\partial y_4}{\partial net_4} \cdot \frac{\partial net_4}{\partial w_{41}} = \frac{\partial J}{\partial y_4} \cdot a'(net_4) y_1 \quad (6.32)$$

Khi đạo hàm riêng $\frac{\partial J}{\partial y_4}$ được tính như sau:



$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial y_4} &= \frac{\partial J}{\partial y_6} \cdot \frac{\partial y_6}{\partial net_6} \cdot \frac{\partial net_6}{\partial y_4} + \frac{\partial J}{\partial y_7} \cdot \frac{\partial y_7}{\partial net_7} \cdot \frac{\partial net_7}{\partial y_4} + \frac{\partial J}{\partial y_8} \cdot \frac{\partial y_8}{\partial net_8} \cdot \frac{\partial net_8}{\partial y_4} \\ &= -(y_{d6} - y_6) a'(net_6) w_{64} - (y_{d7} - y_7) a'(net_7) w_{74} - (y_{d8} - y_8) a'(net_8) w_{84} \\ &= -J_6 w_{64} - J_7 w_{74} - J_8 w_{84} \end{aligned} \quad (6.33)$$

Từ đó ta tính được sai số sau:

$$J_4 = (J_6 w_{64} + J_7 w_{74} + J_8 w_{84}) a'(net_4) \quad (6.34)$$

Thay hai phương trình (5.33, 5.34) vào phương trình (5.32), ta được:

$$\frac{\partial J}{\partial w_{41}} = J_4 \quad (6.35)$$

Vì vậy, trọng số được điều chỉnh như sau :

$$w_{41}^{k+1} = w_{41}^k + \eta J_4 y_1 \quad (6.36)$$

Tương tự, ta cũng điều chỉnh được cho trọng số w_{42} , w_{43} .

Tóm lại, quy luật điều chỉnh trọng số của lớp ẩn thì tương tự như quy luật điều chỉnh trọng số của lớp ngõ ra nhưng sai số delta tính toán phức tạp hơn nhiều.

6.3. Ứng dụng mạng nơron vào điều khiển động cơ

6.3.1. Giới thiệu chung

Hầu hết các ứng dụng trong hệ thống điện sử dụng mạng truyền thẳng nhiều lớp dùng luật học lan truyền ngược sai số trong những lĩnh vực sau:

Kế hoạch (dự đoán phụ tải dài hạn)

- Vận hành (tối ưu dòng công suất, sa thải máy phát, ước lượng trạng thái, đánh giá an ninh động và tĩnh, dò sự cố, vị trí lỗi, đánh giá ổn định điện áp của hệ thống)
- Phân tích (đánh giá ổn định động, hệ thống điều khiển tốc độ và điện áp của máy phát, nhận dạng, phân tích sóng hài, điều khiển và bảo vệ).

Trong đó, điều khiển động cơ không đồng bộ là một mảng trong hệ thống điện như ước lượng tốc độ, ước lượng từ thông, mô-men điện từ, ước lượng thông số, chẩn đoán, vận hành, phân tích sóng hài.

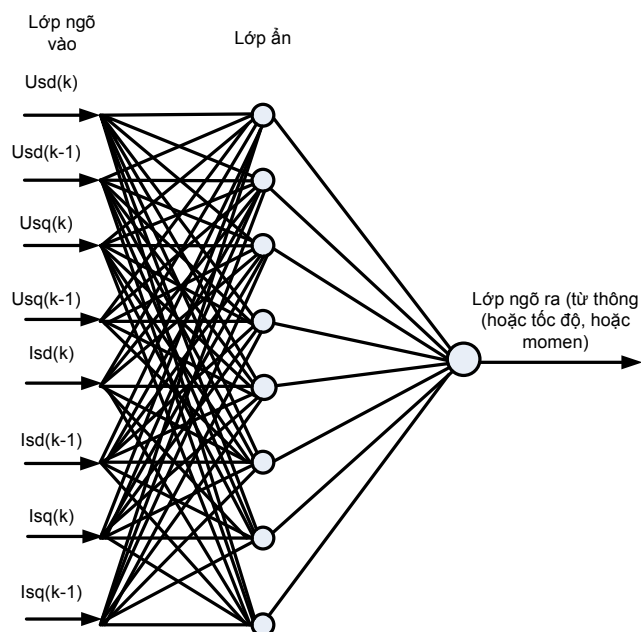
6.3.2. Ứng dụng mạng truyền thẳng nhiều lớp vào điều khiển động cơ

Việc ứng dụng mạng nơron nhân tạo (ANN – Artificial Neural Networks) vào ước lượng từ thông, tốc độ hoặc mô-men điện từ của động cơ được điều khiển bởi biến tần nguồn áp được điều khiển vector dựa theo định hướng từ thông rotor. Mạng truyền thẳng nhiều lớp được sử dụng trong đó những ngõ vào là giá trị hiện tại và giá trị trễ của dòng điện và điện áp stator trên trục tọa độ (α, β) . Mạng ANN có số lớp ẩn qua những lần thử và sai, hàm tác động là hàm tansig. Ngõ ra chứa một nút đơn là từ thông, tốc độ ước lượng (hoặc moment) của động cơ, hàm tác động là hàm tuyến tính (linear). Ưu điểm khi sử dụng kỹ thuật này là đáp ứng tốc độ nhanh, khả năng chịu đựng sự cố, loại tiếng ồn.

Thu thập các dữ liệu ngõ vào điện áp và dòng điện ở thời điểm hiện tại và thời điểm trễ một chu kỳ lấy mẫu. Số lượng mẫu có thể lên đến hàng ngàn mẫu huấn luyện.

Vì việc học có giám sát nên lấy tín hiệu thật là từ thông nhằm huấn luyện ngõ ra đạt yêu cầu. Các dữ liệu huấn luyện thường bị nhiễu bởi sóng hài bậc cao nên thông thường phải qua các bộ lọc nhiễu tín hiệu.

Vì vậy, hệ thống sử dụng cả dữ liệu ngõ vào và ngõ ra. Các trọng số và bias được cập nhật sau mỗi tập dữ liệu huấn luyện. Trong phương pháp này, trọng số sẽ được điều chỉnh thông qua những vòng lặp cho đến khi đạt được sai số bình phương tối thiểu giữa ngõ ra mạng nơron và giá trị đích thì dừng lại.



Hình 6.7 Ví dụ về mạng truyền thẳng nhiều lớp 8-8-1 có 1 lớp ẩn

6.4. Sử dụng mạng nơron ước lượng từ thông rotor (PHƯƠNG PHÁP TUYẾN TÍNH HÓA)

6.4.1. Giới thiệu

Trong các sơ đồ điều khiển động cơ không đồng bộ, ta cần phải đo từ thông ψ của rotor. Để thực hiện điều đó, cần phải có các cảm biến phức tạp đặc biệt là cảm biến đo từ thông. Để thay thế cho cảm biến nói trên, trong phương pháp điều khiển

tuyến tính hóa động cơ, bộ ước lượng từ thông được sử dụng. Thường các khâu ước lượng này sử dụng các giá trị dòng và áp stator để ước đoán các giá trị cần đo.

Trong chương này, từ thông của động cơ không đồng bộ sẽ được ước lượng dùng mạng nơron. Như đã trình bày ở chương trước, ưu điểm của mạng nơron là có thể xấp xỉ các quan hệ phi tuyến mà không cần biết cấu trúc của quan hệ đó. Các bộ ước lượng từ thông sẽ được sử dụng vào sơ đồ điều khiển định hướng trường động cơ không đồng bộ.

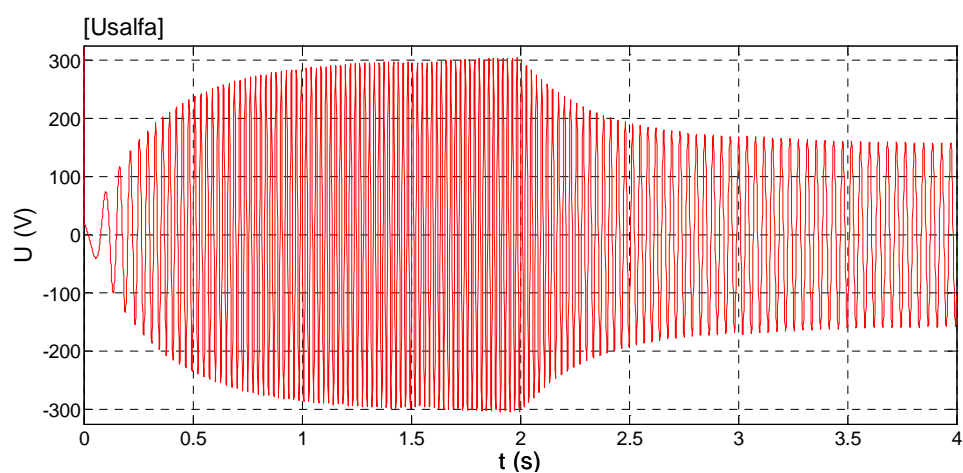
6.4.2. Mô phỏng hệ thống điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha

Để mô phỏng hệ thống điều khiển động cơ theo điều khiển tuyến tính hóa động cơ kết hợp ANN, công cụ mô phỏng là chương trình Simulink/Matlab có toolbox là Mạng nơron.

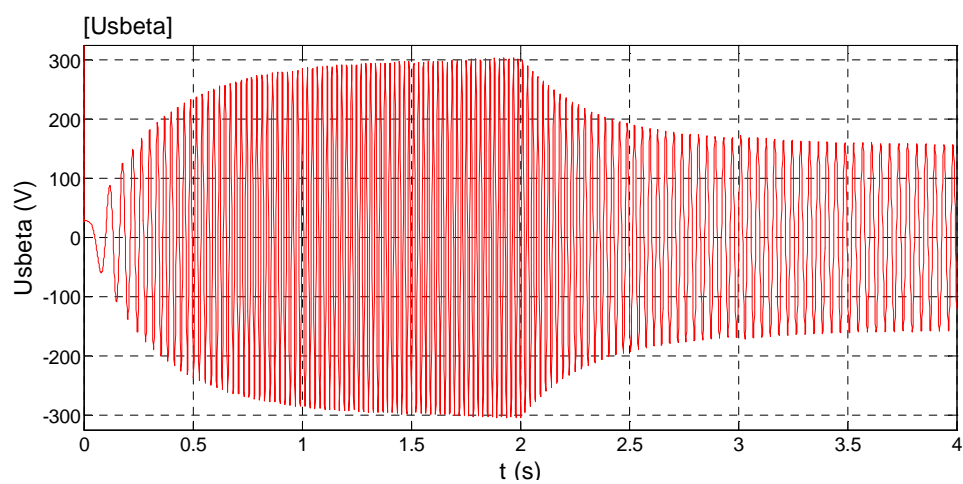
Động cơ không đồng bộ có các thông số sau:

Điện trở Stator:	$R_s = 1,177 \, \Omega$,
Điện trở rotor:	$R_r = 1,382 \, \Omega$,
Điện cảm stator:	$L_s = 0,118 \, H$,
Điện cảm rotor:	$L_r = 0,118 \, H$,
Hệ số hỗ cảm:	$L_m = 0,113 \, H$,
Số đôi cực:	$p = 2$,
Moment quán tính của rotor:	$J = 0,00126 \, Kgm^2$.
Moment tải định mức	$3,5 \, Nm$
Từ thông đặt:	$\psi_r^* = 1 \, Wb$.

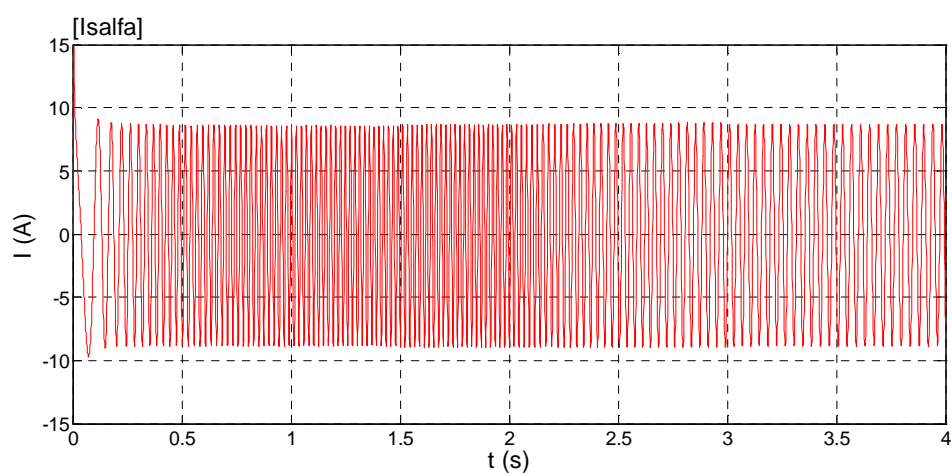
Các dữ liệu huấn luyện được chọn là dòng và áp stator ở hệ tọa độ (α, β) , từ thông thật của động cơ như sau:



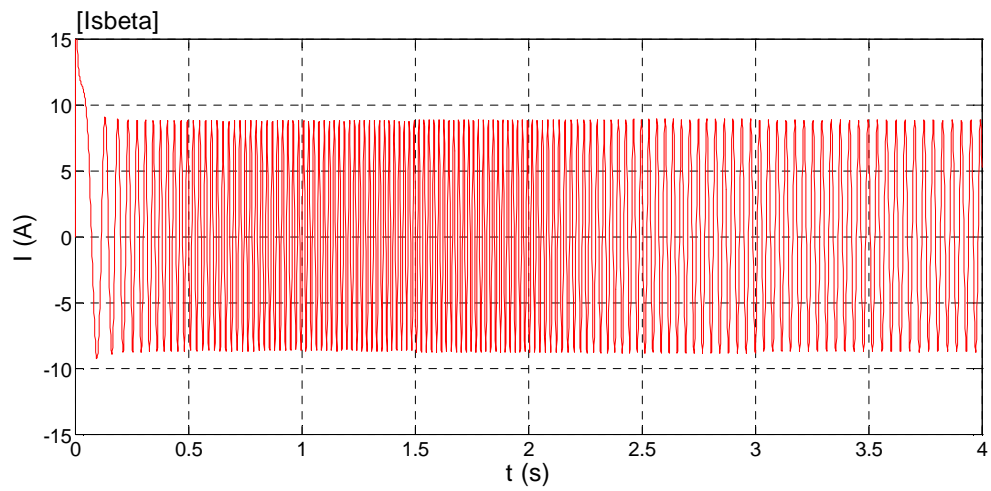
Hình 6.8 Thành phần điện áp trực α ($U_{s\alpha}$)



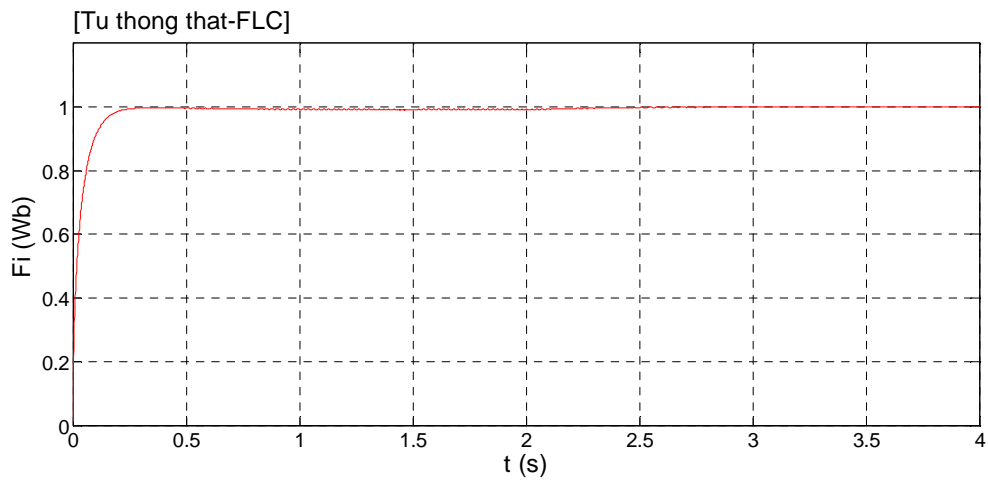
Hình 6.9 Thành phần điện áp trực β ($U_{s\beta}$)



Hình 6.10 Thành phần dòng điện trực α ($I_{s\alpha}$)



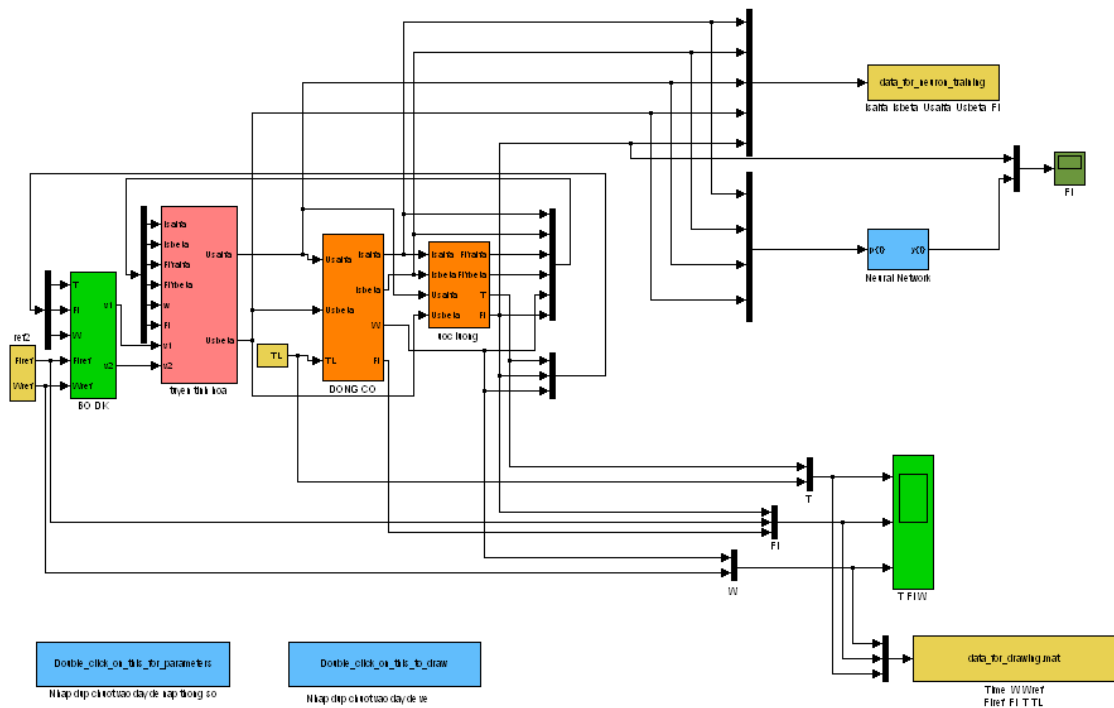
Hình 6.11 Thành phần dòng điện trục β ($I_{s\beta}$)



Hình 6.12 Từ thông thật của động cơ

6.4.3. Huấn luyện mạng ước lượng từ thông

6.4.3.1. Sơ đồ khối Simulink huấn luyện mạng



Hình 6.13 Sơ đồ khối huấn luyện mạng neuron ước lượng từ thông

6.4.3.2. Trình tự huấn luyện

- Nạp thông số cho Simulink bằng m_file.
- Chạy mô phỏng lấy dữ liệu vào - ra của khối ước lượng từ thông (dưới dạng file.mat)
- Chạy chương trình huấn luyện như sau:

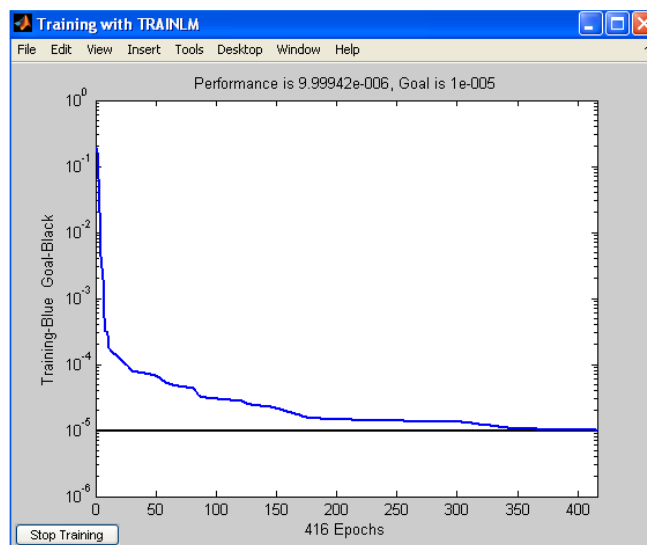
```

1  load data.mat,XX;
2
3  Time  = XX(1,:);
4
5  Isalfa = XX(2,:);%thanh phan dong dien stator truc alfa
6  Isbeta = XX(3,:);%thanh phan dong dien stator truc beta
7  Usalfa = XX(4,:);%thanh phan dien ap stator truc alfa
8  Usbeta = XX(5,:);%thanh phan dien ap stator truc beta
9
10 Fi    = XX(6,:);% ngo ra tu thong
11
12 IsalfaMin=min(Isalfa);
13 IsalfaMax=max(Isalfa);
14
15 IsbetaMin=min(Isbeta);
16 IsbetaMax=max(Isbeta);
17
18 UsalfaMin=min(Usalfa);
19 UsalfaMax=max(Usalfa);
20
21 UsbetaMin=min(Usbeta);
22 UsbetaMax=max(Usbeta);
23
24 FiMin=min(Fi);
25 FiMax=max(Fi);
26
27 PR=[IsalfaMin,IsalfaMax; IsbetaMin, IsbetaMax; UsalfaMin,UsalfaMax; UsbetaMin,UsbetaMax];
28 P  =[Isalfa; Isbeta; Usalfa; Usbeta];
29 T  =[Fi];
30
31 net = newff(PR,[10 1],{'tansig','purelin'},'trainlm');% mang truyen thang
32 net.trainParam.show=1;
33 net.trainParam.epochs=1000;% he so phan hoi (so vong huan luyen)
34 net.trainParam.goal=1e-5;% sai so binh phuong
35 net = train(net,P,T);% huan luyen mot buoc
36 gensim(net,0.001);
37 y = sim(net,P);

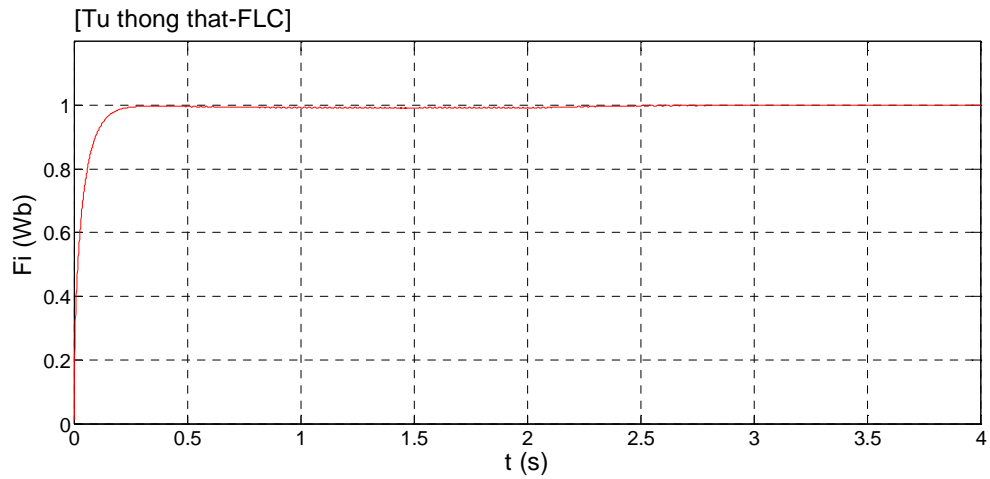
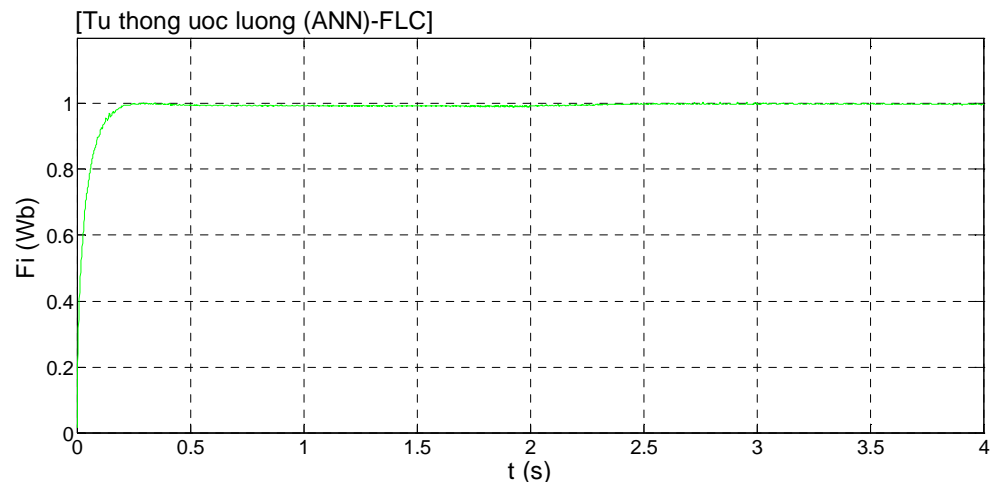
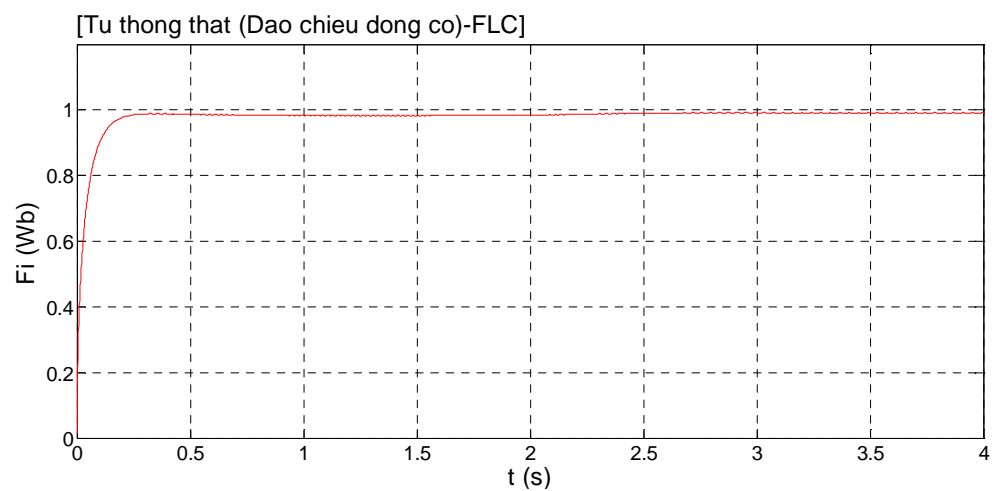
```

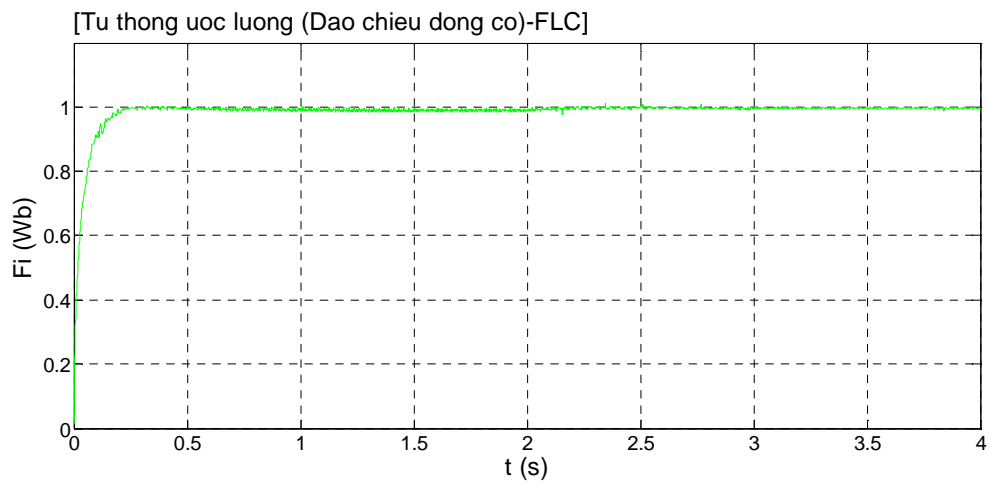
6.4.3.3. Kết quả huấn luyện

Kết quả huấn luyện đạt được sau 416 epochs với sai số huấn luyện là 9,9994210-6.



Hình 6.14 Quá trình huấn luyện

**Hình 6.15** Từ thông thật của động cơ**Hình 6.16** Từ thông của động cơ được ước lượng bằng ANN**Hình 6.17** Từ thông thật của động cơ (khi đảo chiều động cơ)



Hình 6.18 Từ thông được ước lượng bằng ANN (khi đảo chiều quay)

Kết luận :

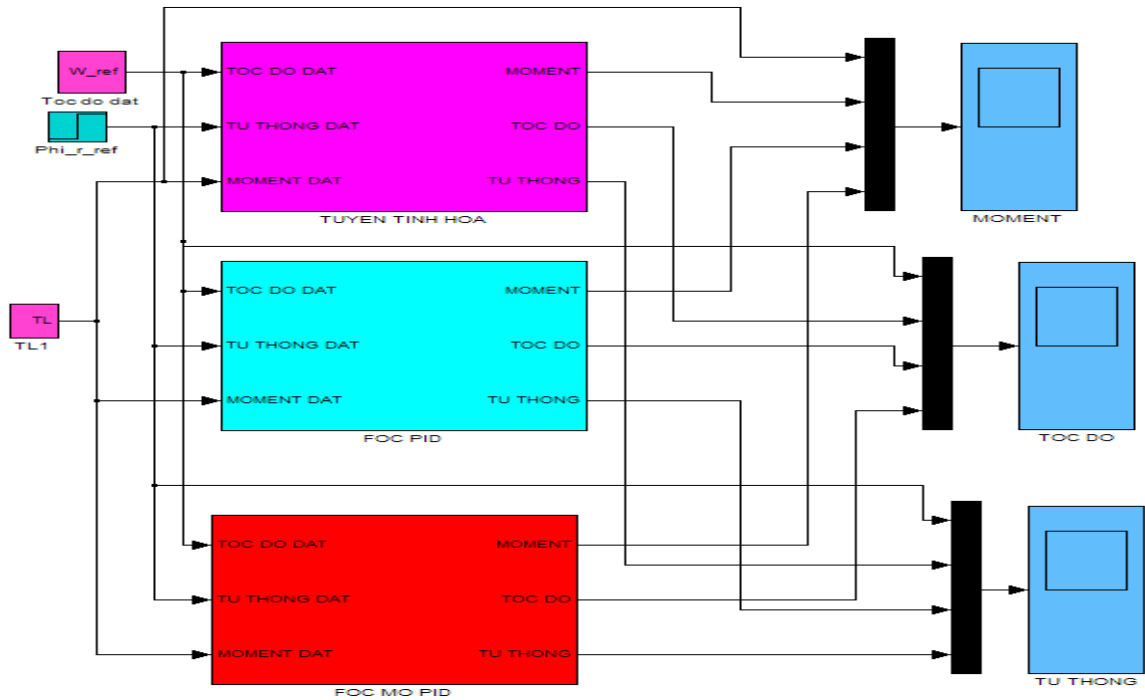
- Trong cả hai trường hợp động cơ quay thuận và nghịch, từ thông của động cơ được ước lượng bằng mạng nơ ron bám rất sát từ thông đặt của động cơ, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

Như vậy, việc thực hiện huấn luyện mạng nơ ron ước lượng từ thông rotor đạt yêu cầu .

CHƯƠNG 7

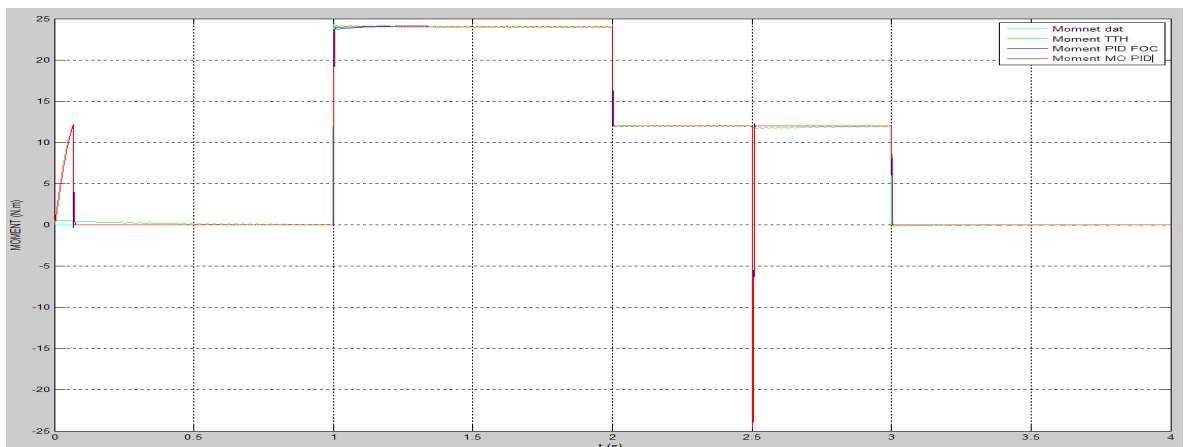
MÔ PHỎNG TỔNG HỢP ĐIỀU KHIỂN ĐCKĐB 3 PHA BẰNG MATLAB (KẾT HỢP 3 BỘ ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA, PID VÀ MỜ PID TRÊN CÙNG 1 TRỤC TỌA ĐỘ)

7.1. Mô hình kết hợp 3 bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID trên Matlab



Hình 7.1 Mô hình kết hợp 3 bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID

Moment động cơ:

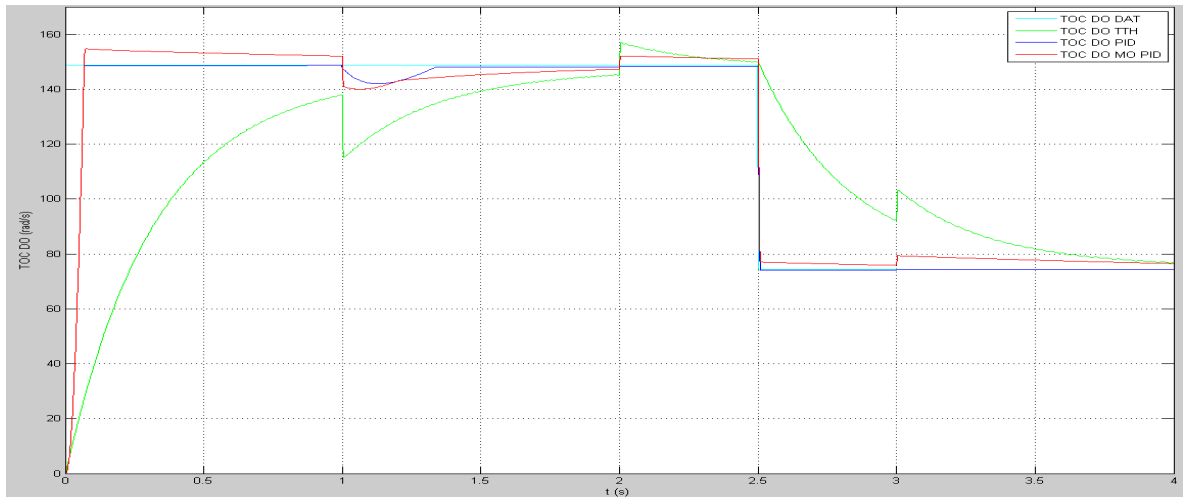


Hình 7.2 Đồ thị moment động cơ với 3 bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID

Nhận xét :

Moment động cơ trong cả 3 phương pháp đều bám rất tốt theo tín hiệu moment đặt.

Tốc độ động cơ :

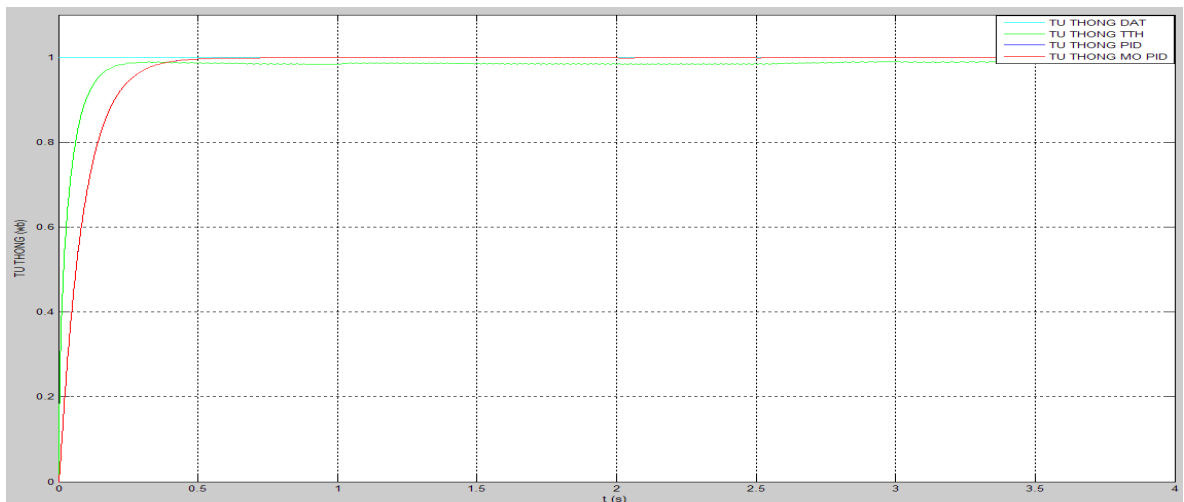


Hình 7.3 Đồ thị tốc độ động cơ với bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID

Nhận xét :

Tốc độ động cơ trong cả 3 phương pháp đều bám rất tốt theo tín hiệu tốc độ đặt. Theo kết quả mô phỏng thì tốc độ động cơ theo phương pháp PID cho chất lượng tốt hơn theo phương pháp mờ PID. Vậy tốc độ động cơ theo phương pháp PID cho chất lượng tốt hơn phương pháp mờ PID.

Từ thông động cơ:



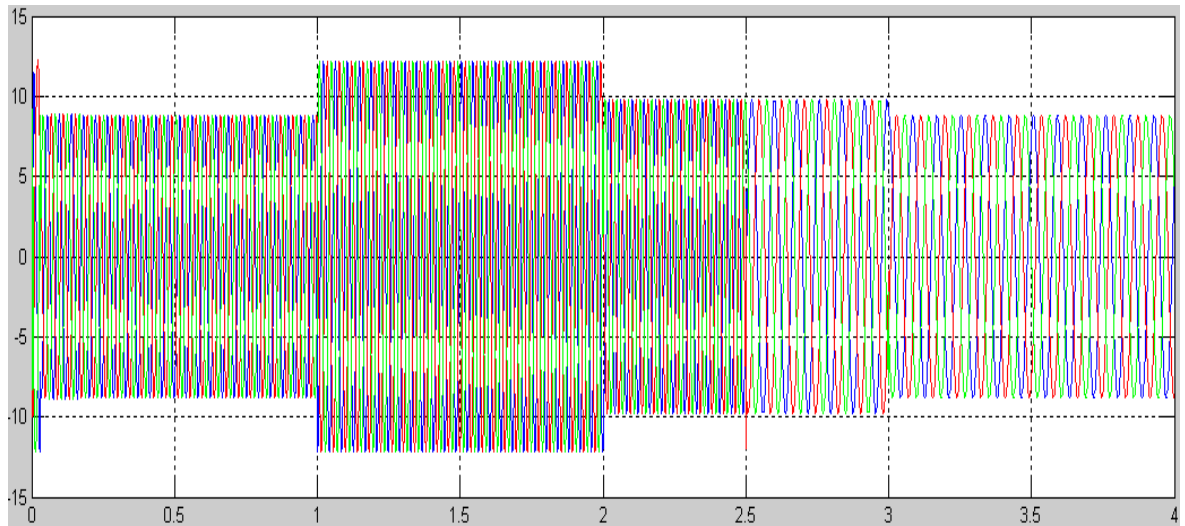
Hình 7.4 Đồ thị từ thông động cơ với bộ điều khiển tuyến tính hóa, PID, mờ PID

Nhận xét:

Từ thông động cơ trong cả 3 phương pháp đều bám rất tốt theo tín hiệu từ thông đặt.

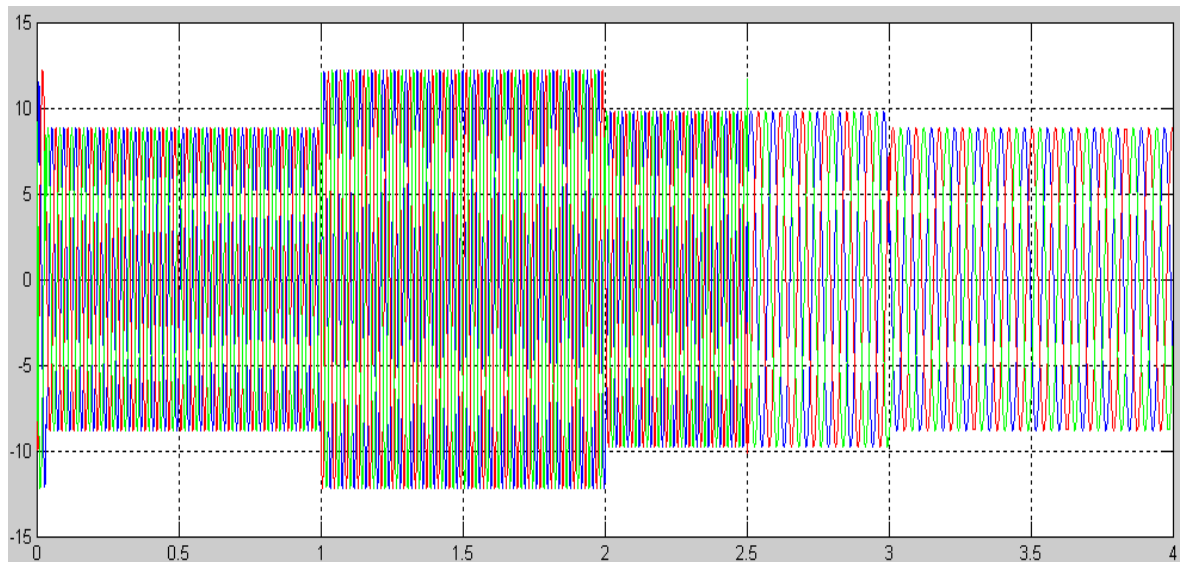
Theo kết quả mô phỏng thì từ thông động cơ theo phương pháp mờ PID cho chất lượng tốt hơn các phương pháp còn lại.

Dòng điện 3 pha động cơ theo phương pháp PID :



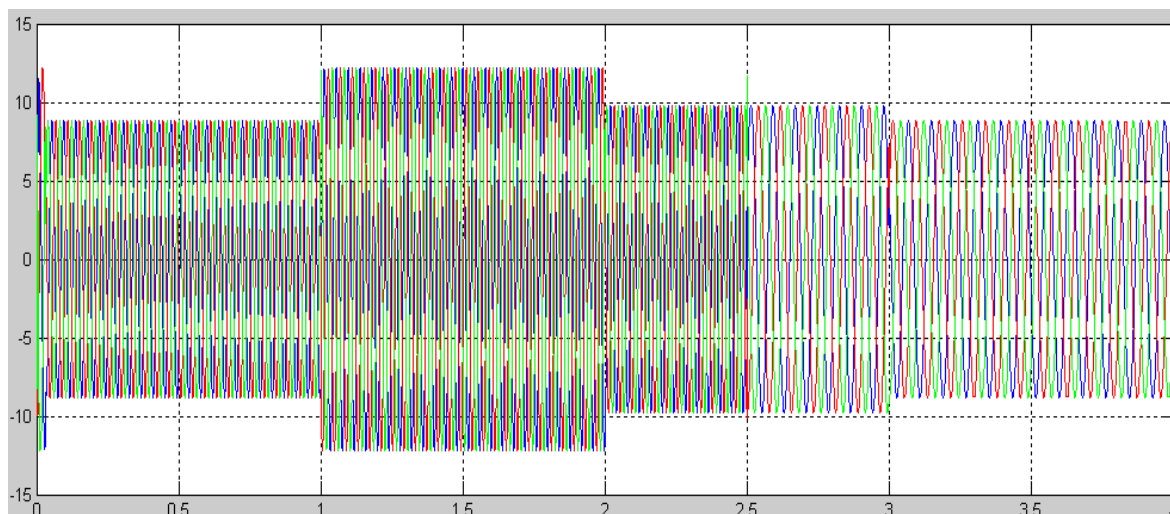
Hình 7.5 Đồ thị dòng điện 3 pha động cơ với bộ điều khiển PID

Dòng điện 3 pha động cơ theo phương pháp mờ PID :



Hình 7.6 Đồ thị dòng điện 3 pha động cơ với bộ điều khiển mờ PID

Dòng điện 3 pha động cơ theo phương pháp tuyến tính hóa :



Hình 7.7 Đồ thị dòng điện 3 pha động cơ với bộ điều khiển tuyến tính hóa

Nhận xét:

Dòng điện động cơ trong cả 3 phương pháp trên thì dòng điện 3 pha của động cơ có giá trị tương tự nhau.

KẾT LUẬN: Cả ba phương pháp tuyến tính hóa, PID, mờ PID, cho kết quả như sau:

- + Từ thông của động cơ bám rất sát giá trị đặt (1 Wb), thời gian gia tốc của từ thông khá nhanh (khoảng 0,5 giây) như vậy đáp ứng từ thông đạt yêu cầu, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

- + Tốc độ của động cơ bám rất sát giá trị đặt (148,7 rad/s), thời gian gia tốc của tốc độ rất nhanh (khoảng 0,1 giây) như vậy đáp ứng tốc độ đạt yêu cầu, không vọt lố, không có sai số tĩnh.

- + Tại thời điểm bắt đầu khởi động động cơ, moment tăng nhanh đạt khoảng 6 (N.m) trong khoảng thời gian 0,1 giây. Sau đó, moment bám theo giá trị đặt với độ vọt lố cho phép. Tuy nhiên có một số nhiễu động lớn (tại thời điểm 2.5 giây). Khi đóng tải vào động cơ, moment của động cơ tăng theo moment tải đến giá trị đặt

- + Dòng điện ba pha của động cơ tăng đến 12A trong quá trình khởi động trong khoảng thời gian 0,1 giây. Sau đó, dòng điện xác lập tại giá trị 8A. Như vậy dòng khởi động bằng 1,5 lần dòng xác lập.

+ Tại thời điểm đóng tải vào động cơ (1,5 giây), từ thông, tốc độ và dòng điện ba pha của động cơ không bị ảnh hưởng.

7.2. Ưu và nhược điểm của các bộ điều khiển:

7.2.1. Bộ điều khiển PID:

Đơn giản nhưng cho chất lượng điều khiển khá tốt

Bộ điều khiển phù hợp với đối tượng điều khiển cố định (hoặc thay đổi trong một phạm vi hẹp)

Phù hợp cho đối tượng tuyến tính (hệ phi tuyến cho chất lượng không cao)

Rất nhạy với nhiễu.

7.2.2 .Bộ điều khiển mờ PID :

Bộ điều khiển khá phức tạp.

Phù hợp cho đối tượng điều khiển phi tuyến.

Phù hợp hệ thống điều khiển mà các thông tin đầu vào/đầu ra không đủ hoặc không chính xác.

Phù hợp hệ thống điều khiển khó xác định hoặc không xác định được mô hình đối tượng.

Bộ điều khiển phải trải qua quá trình kiểm nghiệm thực tế trước khi áp dụng

Chất lượng đáp ứng rất tốt nếu có nhiễu. Đáp ứng của hệ thống ít bị ảnh hưởng khi cho nhiễu tác động lên đối tượng cũng như khi đối tượng có khâu phi tuyến. Đây là ưu điểm rất lớn của bộ điều khiển mờ.

7.2.3 . Bộ điều khiển tuyến tính hóa:

Dùng để giải quyết cho các đối tượng phi tuyến thành hệ tuyến tính

Công việc tính toán bộ điều khiển khá phức tạp

7.3. Hướng phát triển đề tài

Qua tìm hiểu lý thuyết về điều khiển động cơ không đồng bộ tựa theo từ thông rotor ta thấy : Điều khiển / điều chỉnh định hướng từ thông rotor viết tắt từ “ Rotor flux oriented, rotor flux orientation”. Ý tưởng về phương pháp điều khiển nhằm biến đổi một máy điện xoay chiều ba pha thành máy điện một chiều trên phương diện điều khiển độc lập các giá trị moment và từ thông... nhằm đạt được

các tính năng điều khiển/ điều chỉnh tương tự như động cơ điện một chiều. Đây là ý tưởng mới lạ và độc đáo của truyền động điện hiện đại mà các phương thức truyền động điện cổ điển trước đây chưa từng có.

Ta nhận thấy từ thông rotor có thể được tăng giảm gián tiếp thông qua việc tăng giảm i_{sd} . Điều đáng lưu ý ở đây là mối quan hệ giữa từ thông rotor và hằng số thời gian rotor T_r . Nếu thành công trong việc áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sd} ta có thể coi i_{sd} là đại lượng điều khiển của từ thông rotor.

Đồng thời nếu áp đặt nhanh và chính xác dòng i_{sq} , ta có thể coi i_{sq} là đại lượng điều khiển của moment quay. Do đó i_{sq} được gọi là dòng tạo moment quay và giữ vai trò tương tự như i_M . i_{sd} giữ vai trò tương tự như i_k trong động cơ điện một chiều.

Qua kết quả mô phỏng đáp ứng tốc độ, moment và dòng điện khởi động đạt yêu cầu .

Đề tài chỉ tập trung điều khiển tốc độ dùng mờ mà chưa giải quyết phần điều khiển moment và từ thông dùng mờ . Đây là hướng phát triển của đề tài nếu tiếp tục thực hiện dùng mờ cho cả moment và từ thông .

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyễn Thị Phương Hà (2007), *Lý thuyết điều khiển hiện đại*, NXB Đại Học Quốc Gia TP. HCM.
 - [2] Nguyễn Thị Lan Hương, Phạm Thị Ngọc Yến, Nguyễn Việt Tùng (2008), *Labview_Thiết bị đo và giao diện người-máy*, NXB Khoa học và kỹ thuật.
 - [3] Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn, Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi (2008), *Điều chỉnh tự động truyền động điện*, NXB Khoa học và kỹ thuật.
 - [4] Dương Hoài Nghĩa (2007), *Điều khiển hệ thống đa biến*, NXB Đại Học Quốc Gia TP. HCM.
 - [5] Nguyễn Doãn Phước, Phan Xuân Minh (2006), *Lý thuyết điều khiển mờ*, NXB Khoa học và kỹ thuật.
 - [6] Nguyễn Doãn Phước, Phan Xuân Minh, Hán Thành Trung (2006), *Lý thuyết điều khiển phi tuyến*, NXB Khoa học và kỹ thuật.
 - [7] Nguyễn Phùng Quang (2008), *Matlab và simulink dành cho kỹ sư điều khiển tự động*, NXB Khoa học và kỹ thuật.
 - [8] Nguyễn Phùng Quang (1996), *Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều ba pha*, NXB Giáo Dục.
 - [9] Nguyễn Phùng Quang, Andreas Dittrich (2006), *Truyền động điện thông minh*, NXB Khoa học và kỹ thuật.
 - [10] Bimal K. Bose (2006), *Power Electronics and Motor Drives*, Elsevier Inc.
 - [11] National Instruments Corporation (2000), *LabVIEW Basics I Course Manual*.
 - [12] National Instruments Corporation (2000), *LabVIEW Basics II Course Manual*.
 - [13] National Instruments Corporation (2000), *PID Control Toolset User Manual*.
-