

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



Nguyễn Tuấn Dũng

**NGHIÊN CỨU, THIẾT KẾ HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ
PMSM KHÔNG SỬ DỤNG CẢM BIẾN TỐC ĐỘ DỰA TRÊN
PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỰA HƯỚNG TỪ THÔNG
ROTOR (FOC)**

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT

(Theo định hướng ứng dụng)

HÀ NỘI - NĂM 2025

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



Nguyễn Tuấn Dũng

**NGHIÊN CỨU, THIẾT KẾ HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ
PMSM KHÔNG SỬ DỤNG CẢM BIẾN TỐC ĐỘ DỰA TRÊN
PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỰA HƯỚNG TỪ THÔNG
ROTOR (FOC)**

Chuyên ngành: Kỹ thuật điện tử

Mã số: 8.52.02.03

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

TS. ĐỖ DUY HIỆP

HÀ NỘI - NĂM 2025

LỜI CAM ĐOAN

Tôi cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi.

Các số liệu, kết quả nêu trong đề án tốt nghiệp là trung thực và chưa từng được ai công bố trong bất kỳ công trình nào khác.

Tác giả đề án tốt nghiệp ký và ghi rõ họ tên



Nguyễn Xuân Dũng

MỤC LỤC

DANH MỤC HÌNH VẼ	iv
DANH MỤC BẢNG BIỂU	vi
DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT.....	vii
MỞ ĐẦU	1
CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM) VÀ PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỰA TỪ THÔNG ROTOR (FOC).....	3
1.1 Tổng quan chung về các loại động cơ điện.....	3
1.2 Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu PMSM.....	5
1.3 Mô hình hóa và điều khiển động cơ 3 pha đồng bộ nam châm vĩnh cửu áp dụng phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor.....	6
1.3.1 Cấu hình hệ thống	6
1.3.2 Phép biến đổi hệ trục tọa độ Park-Clarke.....	8
1.3.3 Lý thuyết phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor	10
1.3.4 Phương pháp điều chế vec-tơ không gian	13
1.3.5 Mô hình hóa động cơ PMSM trên hệ tọa độ quay	16
1.3.6 Thiết kế điều khiển.....	17
1.3.7 Lý thuyết bộ quan sát	20
CHƯƠNG 2. THIẾT KẾ MÔ-ĐUN ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM) KHÔNG SỬ DỤNG CẢM BIẾN	30
2.1 Cấu hình và thiết kế phần cứng.....	30
2.1.1 Mạch lực.....	30
2.1.2 Mạch điều khiển	31
2.2 Thiết kế phần mềm nhúng điều khiển trên nền tảng DSP TI TMS320F28379D	39
2.2.1 Thông tin chung về DSP TI TMS320F28379D	39
2.2.2 Triển khai chương trình điều khiển.....	48
CHƯƠNG 3. THỰC NGHIỆM MÔ-ĐUN ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM) KHÔNG SỬ DỤNG CẢM BIẾN .	50
3.1 Sản phẩm, thông số và kịch bản thử nghiệm	50
3.2 Kết quả, đánh giá và phân tích	51
3.2.1 Kết quả mô phỏng trên MATLAB/Simulink	51
3.2.2 Kết quả thực nghiệm	54

KẾT LUẬN	58
TÀI LIỆU THAM KHẢO	59

sDANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1–1 Phân loại các loại động cơ điện [1], [2]	3
Hình 1–2 Cấu tạo động cơ SPMSM (a) và IPMSM (b) [4]	5
Hình 1–3 Cấu trúc hệ thống điều khiển động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu dựa trên phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor [6].....	7
Hình 1–4 Chuyển hệ tọa độ [6].....	8
Hình 1–5 Cấu trúc mạch lực động cơ một chiều kích từ độc lập [6].....	12
Hình 1–6 Nguyên lý FOC điều khiển động cơ xoay chiều	12
Hình 1–7 Cấu trúc mạch nghịch lưu 3 pha và 8 trạng thái của mạch nghịch lưu [7]	13
Hình 1–8 Thuật toán xác định sector – phương pháp SVM [8].....	15
Hình 1–9 Cấu trúc điều khiển phản hồi vòng kín [6].....	17
Hình 1–10 Minh họa gián đoạn forward Euler khâu tích phân.....	19
Hình 2–1 Sơ đồ khối chức năng.....	30
Hình 2–2 Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu.....	31
Hình 2–3 Sơ đồ nguyên lý khối nguồn	32
Hình 2–4 Sơ đồ nguyên lý khối gate drive	33
Hình 2–5 Sơ đồ nguyên lý khối đo dòng điện	34
Hình 2–6 Sơ đồ nguyên lý khối đo điện áp DC bus.....	35
Hình 2–7 Khối đọc Back-EMF	36
Hình 2–8 Sơ đồ nguyên lý khối MCU	37
Hình 2–9 Sơ đồ nguyên lý khối EPPROM	38
Hình 2–10 Sơ đồ nguyên lý khối giao tiếp RS422/UART	38
Hình 2–11 Sơ đồ nguyên lý khối đo nhiệt độ	38
Hình 2–12 Logic 1 chân GPIO [9], [10]	40
Hình 2–13 Các mô-đun con của ePWM [9], [10]	42
Hình 2–14 Các chế độ đếm của mô-đun bộ đếm thời gian [9]	43
Hình 2–15 Minh họa kết quả của mô-đun tạo thời gian chết [9]	44
Hình 2–16 Nguyên lý chuyển đổi tín hiệu từ tương tự sang số[9].....	45
Hình 2–17 Minh họa quá trình RPPONTER xử lý thứ tự ưu tiên chuyển đổi các kênh ADC[9]	47
Hình 2–18 Lưu đồ chương trình điều khiển động cơ.....	48
Hình 3–1 Hệ thực nghiệm điều khiển động cơ. 1- Động cơ PMSM, 2- Mô-đun điều khiển, 3- Nguồn DC	50
Hình 3–2 Kiểm chứng với suất phản điện động trục α	51
Hình 3–3 Kiểm chứng ước lượng góc điện động cơ.....	52

Hình 3-4 Đáp ứng mô phỏng tốc độ.....	53
Hình 3-5 Đáp ứng mô phỏng điện áp kích bản mô phỏng	53
Hình 3-6 Đáp ứng mô phỏng dòng điện trục d-q	54
Hình 3-7 Kết quả thực nghiệm suất phản điện động ước lượng	54
Hình 3-8 Kết quả thực nghiệm góc điện ước lượng.....	55
Hình 3-9 Kết quả thực nghiệm tốc độ động cơ	56
Hình 3-10 Kết quả thực nghiệm tốc độ động cơ (11s-14s)	56

DANH MỤC BẢNG BIỂU

Bảng 1-1 Ma trận trong mỗi sector sử dụng tính hệ số điều chế các vec-tơ chuẩn [8]	15
Bảng 1-2 Xác định hệ số điều chế các nhánh van.....	16

DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Từ đầy đủ	Nghĩa tiếng Việt
AC	Alternating Current	Dòng điện xoay chiều
DC	Direct Current	Dòng điện một chiều
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor	Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu
FOC	Field Oriented Control	Điều khiển tựa từ thông rôto
SVM	Space Vector Modulation	Điều chế vectơ không gian
IM	Induction Motor	Động cơ không đồng bộ
ESO	Extended State Observer	Bộ quan sát trạng thái mở rộng
PPL	Phase-Locked Loop	Vòng khóa Phase
SPMSM	Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor	Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực lõi
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor	Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực ẩn
BLDC	Brussless Direct Current	Động cơ không chổi than
PI	Proportional Integral	Bộ điều khiển tích phân tỉ lệ
IC	Integrated Circuit	Mạch tích hợp
MCU	MicroController Unit	Đơn vị điều khiển
PWM	Pulse Width Modulation	Điều chế độ rộng xung
ADC	Analog-to-Digital Conversion	Chuyển đổi tương tự sang số
EMF	ElectroMagnetic Force	Suất phản điện động
GPIO	General Pheripheral Input/Output	Ngoại vi vào/ra dùng chung

MỞ ĐẦU

Hiện nay, động cơ điện là một phần quan trọng trong ngành công nghiệp hiện đại, đóng vai trò then chốt trong nhiều lĩnh vực, nó được coi là trái tim của một hệ thống chuyển động. Chất lượng không khí kém, sự nóng lên toàn cầu, sự suy giảm tài nguyên nhiên liệu hóa thạch, sự gia tăng nhu cầu về hiệu quả năng lượng, giảm thiểu phát thải khí nhà kính, và các câu hỏi cấp bách khác liên quan đến môi trường đã thúc đẩy việc sử dụng động cơ điện hiệu suất cao, đặc biệt là trong các ngành sản xuất và tự động hóa.

Các động cơ điện hiện đại được thiết kế để đạt hiệu suất cao nhằm giảm lượng điện tiêu thụ, qua đó giảm chi phí vận hành và hạn chế tác động môi trường. Nhiều quốc gia đã ban hành các tiêu chuẩn về hiệu suất năng lượng cho động cơ điện, khuyến khích doanh nghiệp nâng cấp hoặc thay thế các động cơ cũ bằng các phiên bản hiệu quả hơn. Trên thế giới, có nhiều hãng thiết bị lớn cung cấp các bộ điều khiển động cơ và giải pháp điều khiển chuyển động. Tuy nhiên, giải pháp sẵn có này thường chỉ cho phép người dùng cài đặt các thông số cơ bản như tốc độ, vị trí mà không được can thiệp sâu vào công nghệ lõi bên trong.

Việt Nam đang trong giai đoạn chuyển đổi mạnh mẽ với sự gia tăng vào công nghệ và tự động hóa, do đó nhu cầu phát triển hệ thống điều khiển động cơ và chuyển động đang tăng lên kể trong cả lĩnh vực dân sự lẫn quân sự. Tuy nhiên ngành công nghiệp này vẫn đang đối mặt với nhiều thách thức như chi phí nguyên vật liệu, thiết bị bảo trì cao, đồng thời yêu cầu hiệu suất cao là yếu tố không thể thiếu. Để khắc phục những thách thức này, bên cạnh việc tối ưu hoá về mặt thiết bị, việc cải tiến phần cứng điều khiển và công nghệ trong hệ thống điều khiển động cơ cũng rất được quan tâm.

Đa phần các nghiên cứu đã được thực thi chủ yếu tập trung vào phương pháp sử dụng cảm biến. Về mặt công nghệ trong hệ thống điều khiển động cơ, việc sử dụng cảm biến tốc độ cơ học không chỉ khó kết nối, lắp đặt bên trong hệ thống, còn gây ra nhiễu điện từ và méo tín hiệu. Việc sử dụng cảm biến tốc độ làm giảm hiệu suất hoạt

động chung của hệ thống truyền động cũng như làm tăng chi phí thiết bị. Chính vì vậy, việc loại bỏ cảm biến tốc độ hoàn toàn có lợi, nếu có thuật toán quan sát tốc độ chính xác để điều khiển động cơ đạt đúng yêu cầu sử dụng. Luận văn tập trung nghiên cứu về hệ thống điều khiển chuyển động cho động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu PMSM không sử dụng cảm biến tốc độ dựa trên phương pháp tựa từ thông rotor (FOC); mô hình hóa đối tượng động cơ, thiết kế bộ quan sát trạng thái mở rộng (ESO-Extended State Observer), các bộ điều khiển theo cấu trúc tầng trên phần mềm Matlab/Simulink; thiết kế phần cứng cho module điều khiển và lập trình, triển khai các bộ điều khiển đã thiết kế trên nền tảng bộ xử lý tín hiệu số TI TMS320F28379D.

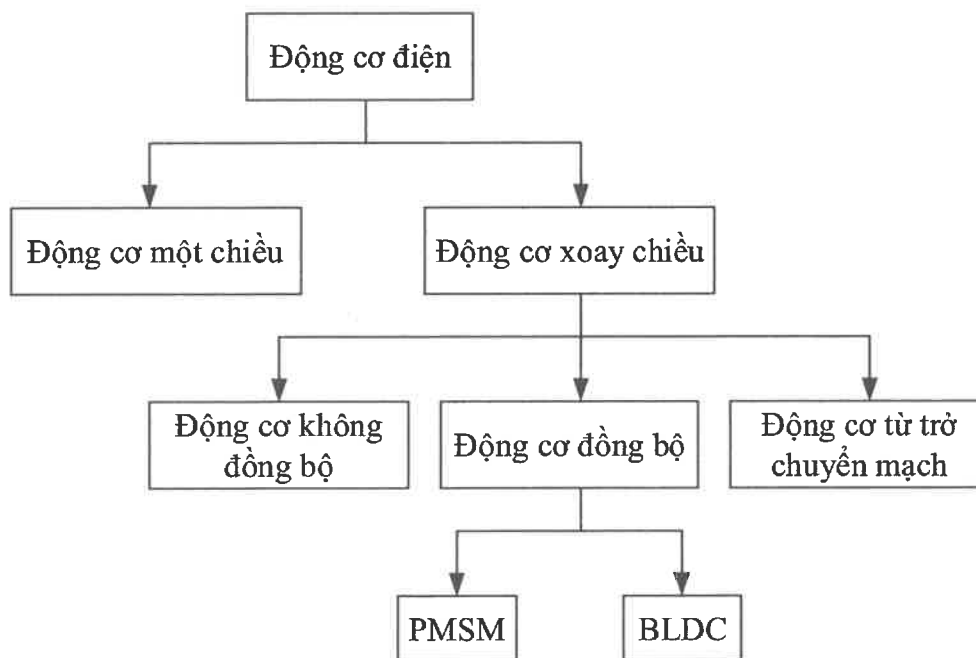
Cấu trúc luận văn gồm 3 chương:

- **Chương 1** trình bày tổng quan về động cơ điện trong hệ truyền động điện, xu hướng phát triển công nghệ, sau đó sẽ trình bày về mô hình toán học của động cơ, phép biến đổi hệ tọa độ park transform, quan hệ điện- từ, điện-cơ của động cơ PMSM và nguyên lý điều chế vector không gian (SVM – Space Vector Modulation) và điều khiển động cơ trên hệ tọa độ tựa từ thông Rotor.
- **Chương 2** trình bày chi tiết về yêu cầu thiết kế, lựa chọn cấu hình phần cứng và thiết kế phần cứng, mô hình hóa đối tượng động cơ PMSM và cấu trúc điều khiển. Sau đó sẽ thiết kế bộ quan sát mở rộng (ESO) để quan sát tốc độ Rotor và góc điện của động cơ. Chương này cũng sẽ trình bày quy trình kỹ thuật để thiết kế module công suất và phần mềm nhúng điều khiển triển khai trên nền tảng DSP TI TMS320F28379D.
- **Chương 3** đưa ra các kịch bản thực nghiệm, kết quả thực nghiệm nhằm kiểm chứng đánh giá hoạt động của phương pháp điều khiển động cơ PMSM không sử dụng cảm biến, từ đó đưa ra đánh giá, các khuyến nghị và đề xuất.

CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM) VÀ PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỰA TỪ THÔNG ROTOR (FOC)

1.1 Tổng quan chung về các loại động cơ điện

Động cơ điện là thiết bị chuyển đổi năng lượng điện thành năng lượng cơ học thông qua nguyên lý điện từ. Đây là một thành phần quan trọng trong các thiết bị điện, máy móc và hệ thống công nghiệp, được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng từ gia dụng đến công nghiệp nặng. Tùy vào nguyên lý hoạt động, cấu tạo và ứng dụng, động cơ điện được chia thành nhiều loại chính theo hình sau:



Hình 1-1 Phân loại các loại động cơ điện [1], [2]

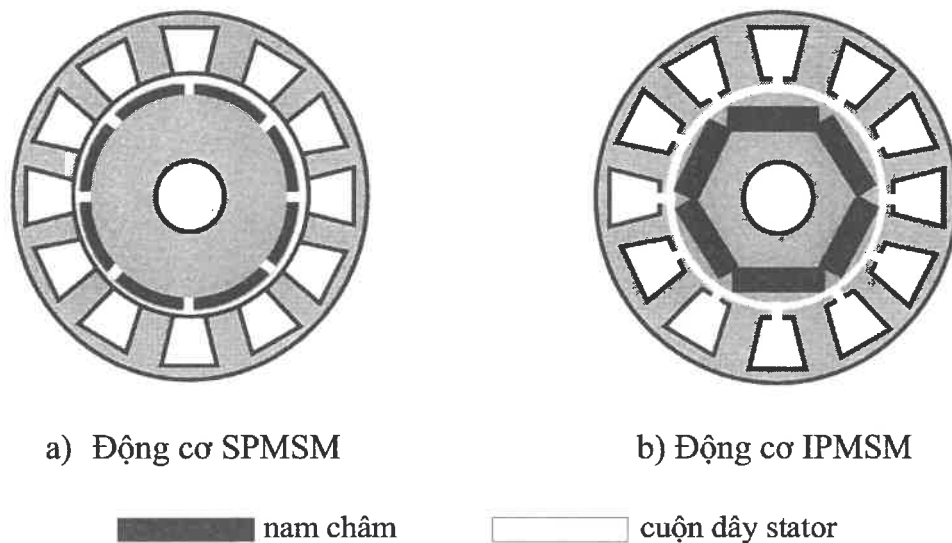
- **Động cơ 1 chiều (Direct Current electric motor - DC):** Động cơ một chiều DC là loại động cơ điện hoạt động với dòng điện một chiều, được xem là một trong những công nghệ động cơ cơ bản và lâu đời nhất. Cấu tạo động cơ DC gồm hai phần chính là phần tạo từ trường hay còn gọi là phần cảm được tạo bởi nam châm vĩnh cửu hoặc cuộn dây kích từ tạo ra từ trường cần thiết cho động cơ, và phần ứng là cuộn dây, cổ góp và chổi than đảm nhiệm việc chuyển

dòng điện từ nguồn đến động cơ để tạo chuyển động quay. Động cơ 1 chiều có khả năng khởi động với mô-men xoắn cao và điều khiển tốc độ dễ dàng. Tuy nhiên, nhược điểm lớn là sự hao mòn của chổi than và cổ góp, làm giảm hiệu suất và tuổi thọ của động cơ. Trong thực tế hiện nay, động cơ 1 chiều vẫn được sử dụng và ứng dụng trong các thiết bị nhỏ gọn, công suất thấp nhưng cần mô-men xoắn lớn, như máy khoan, quạt, xe điện nhỏ, và các thiết bị gia dụng trong nhà....

- **Động cơ xoay chiều (Alternating Current motor - AC Motor):** Động cơ xoay chiều là loại động cơ điện sử dụng dòng điện xoay chiều để chuyển đổi năng lượng điện thành năng lượng cơ học. Động cơ điện xoay chiều gồm hai phần cơ bản, một stator bên ngoài có các cuộn dây được cấp dòng xoay chiều để tạo ra từ trường quay và một rotor bên trong được gắn vào trục đầu ra tạo ra từ trường quay thứ hai. Động cơ điện xoay chiều có các loại chính như **động cơ không đồng bộ (Induction Motor – IM)**, **động cơ từ trở chuyển mạch (Switched Reluctance Motor – SRM)** và **động cơ đồng bộ (Synchronous Motor)**. Động cơ không đồng bộ hay còn gọi là động cơ điện cảm, là động cơ hoạt động với điện áp xoay chiều (1 pha, 3 pha), trong đó tốc độ của rotor chậm hơn tốc độ quay của từ trường stator. Động cơ từ trở chuyển mạch là loại động cơ xoay chiều hoạt động sinh momen dựa trên sự chuyển mạch giữa các pha và sự thay đổi của từ trở trong mạch từ. Đây là loại động cơ có cấu tạo đơn giản, rotor cấu tạo từ các lá thép ghép lại (không sử dụng nam châm vĩnh cửu hay cuộn dây) nên có dải nhiệt độ hoạt động rộng, hiệu suất cao. Động cơ điện xoay chiều là thiết bị không thể thiếu trong đời sống và sản xuất hiện nay nhờ khả năng hoạt động hiệu quả và đáp ứng linh hoạt nhu cầu sử dụng.
- **Động cơ xoay chiều đồng bộ:** Động cơ hoạt động với tốc độ quay rotor đồng bộ với tốc độ quay của từ trường. Dựa trên phân loại Hình 1–1 thấy rằng động cơ đồng bộ có 2 nhánh chính là động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM) và động cơ không chổi than (Brushless DC motor – BLDC). Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh được

sử dụng phổ biến hơn cả hiện nay. Động cơ PMSM kích từ bằng nam châm vĩnh cửu ở rotor thay vì kích từ bằng cuộn dây, vì vậy giảm được tổn thất, tăng hiệu suất, và dễ dàng điều khiển hơn với độ chính xác cao. Động cơ BLDC là một loại động cơ điện hoạt động dựa trên nguyên lý dòng điện xoay chiều nhưng sử dụng nguồn điện một chiều (DC), động cơ BLDC không sử dụng chổi than mà dựa vào bộ điều khiển điện tử để tạo từ trường quay. Động cơ xoay chiều đồng bộ hiện được ứng dụng chủ yếu trong các hệ truyền động yêu cầu điều khiển chính xác vị trí trong công nghiệp, dân sự và quân sự; các ứng dụng di chuyển phổ biến như xe máy điện (động cơ BLDC), ô tô điện (phổ biến là động cơ 3 pha xoay chiều đồng bộ cực ẩn)...

1.2 Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu PMSM



Hình 1-2 Cấu tạo động cơ SPMSM (a) và IPMSM (b) [4]

Như đã đề cập, động cơ PMSM sử dụng nam châm vĩnh cửu để kích từ thay vì cuộn dây, mang lại nhiều ưu điểm vượt trội so với động cơ một chiều hoặc động cơ không đồng bộ. Loại động cơ này phù hợp với các ứng dụng có dải công suất từ nhỏ đến lớn. Tùy thuộc vào cấu trúc cực từ và cách quấn dây stator, động cơ PMSM có thể tạo ra sức điện động hình sin hoặc hình thang (động cơ BLDC). Loại có sức điện động hình sin thường được sử dụng trong các hệ thống truyền động Servo để

điều khiển chính xác vị trí hoặc trong các ứng dụng công suất lớn như ô tô điện. Trong khi đó, động cơ BLDC chủ yếu được ứng dụng trong các thiết bị gia dụng hoặc xe máy điện.

Trong động cơ PMSM, các cuộn dây stator được bố trí cách nhau một góc nhất định để đảm bảo ba điện áp pha có độ lệch 120° điện. Nam châm vĩnh cửu có thể được đặt trên bề mặt rotor (SPMSM – Surface-mounted PMSM, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực lõi) hoặc nằm bên trong rotor (IPMSM – Interior PMSM, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực ẩn). Cấu tạo từng loại động cơ minh họa trong Hình 1–2.

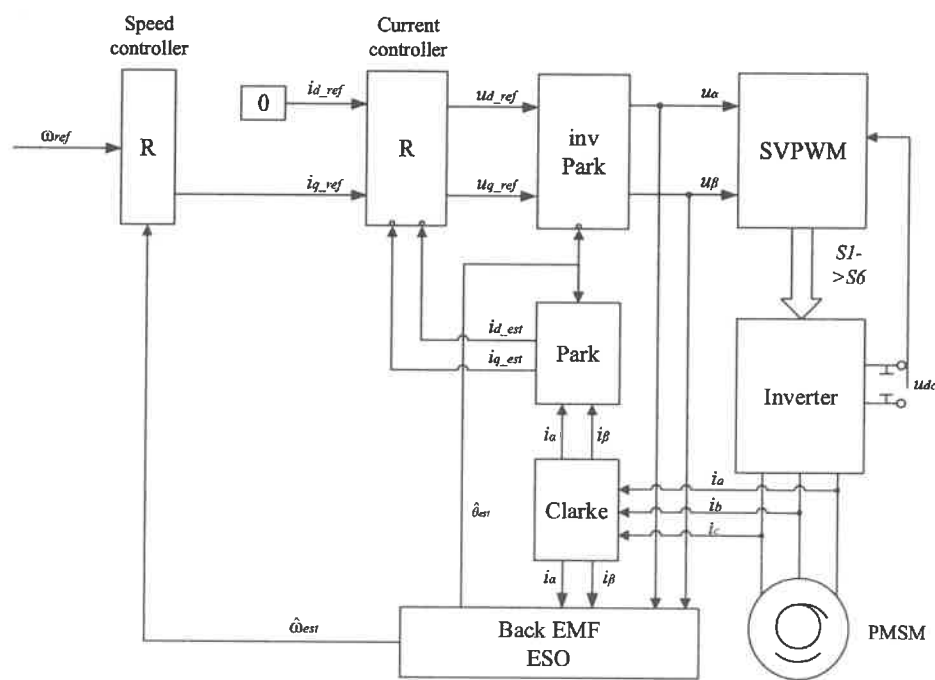
- Đối với **động cơ SPMSM** (Hình 1–2a), các cực từ được phân bố đều trên bề mặt rotor bằng cách gắn nam châm trực tiếp lên bề mặt. Do đó, để đảm bảo độ bền cơ học, loại động cơ này thường được sử dụng trong các ứng dụng có dải tốc độ hoạt động không quá cao. Bên cạnh đó, với cấu trúc cực từ phân bố đồng đều trên bề mặt, từ trở trên trục d và trục q là giống nhau, dẫn đến động cơ SPMSM có giá trị điện cảm trục d (L_d) và q (L_q) là tương đương [5].
- Đối với **động cơ IPMSM** (Hình 1–2b), các cực từ được bố trí chìm bên trong rotor, giúp tăng độ bền cơ học so với động cơ SPMSM, cho phép động cơ vận hành ở tốc độ cao. Điểm khác biệt đáng chú ý của động cơ IPMSM là sự chênh lệch giữa điện cảm trên hai trục d-q, trong đó $L_d < L_q$ [5]. Điều này cho phép tận dụng momen phản ứng phản ứng, góp phần nâng cao hiệu suất hoạt động của động cơ.

1.3 Mô hình hóa và điều khiển động cơ 3 pha đồng bộ nam châm vĩnh cửu áp dụng phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor

1.3.1 Cấu hình hệ thống

Hình 1–3 minh họa cấu trúc tổng thể của hệ thống điều khiển động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) dựa trên phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor không sử dụng cảm biến tốc độ. Hệ thống sử dụng hai vòng điều khiển chính: vòng điều khiển tốc độ và vòng điều khiển dòng điện. Khi khởi động hệ thống chưa có góc

θ nên cần phải bài toán khởi động Back-EMF = 0 bằng cách sử dụng điều khiển vòng hở, cấp điện áp trước (u_d , u_q) và tự đặt θ . Sau khi động cơ đã quay ở tốc độ trung bình, chuyển sang điều khiển bằng các vòng điều khiển và ước lượng Back-EMF.



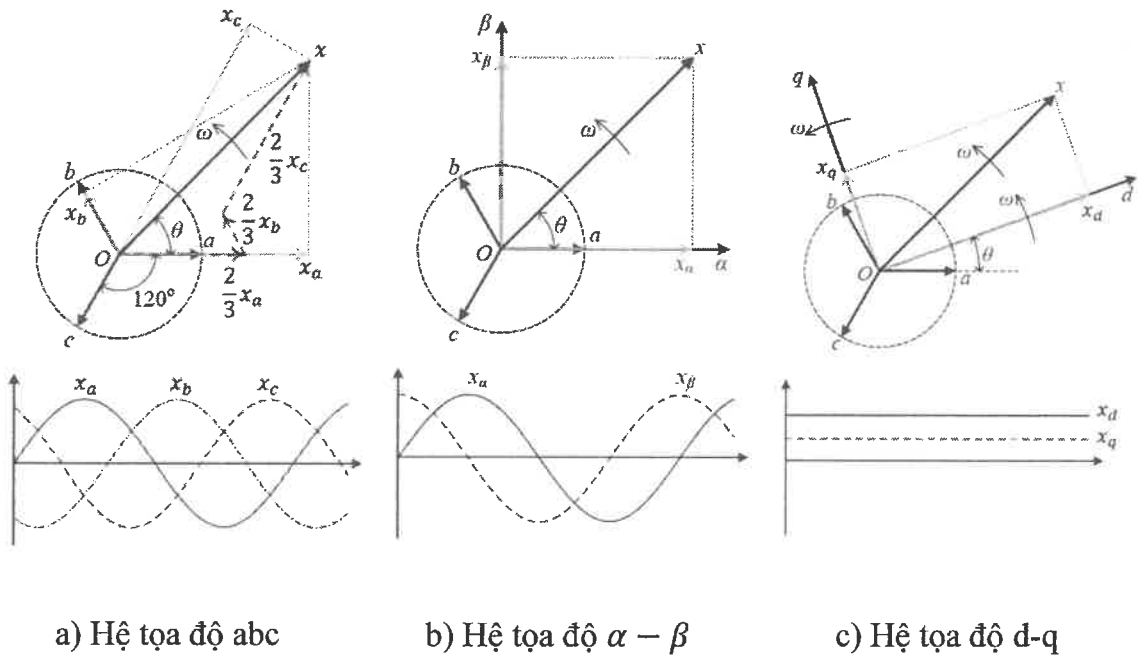
Hình 1–3 Cấu trúc hệ thống điều khiển động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu dựa trên phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor [6]

Động cơ PMSM được điều khiển thông qua bộ nghịch lưu 3 pha bằng phương pháp điều chế vector không gian SV-PWM (Space Vector Pulse Width Modulation). Dòng điện 3 pha được đo về, thông qua phép biến đổi Clarke để tính ra dòng điện trên trục α - β . Dòng điện trên trục α - β sẽ đi vào bộ quan sát trạng thái mở rộng (ESO) để ước lượng tốc độ và góc xoay. Dòng điện trên trục α - β thông qua phép biến đổi Park cùng với góc xoay được ước lượng để tính toán ra dòng điện ước lượng trên trục d-q phản hồi về bộ điều khiển dòng điện. Tốc độ được ước lượng thông qua bộ quan sát mở rộng (ESO) phản hồi về bộ điều khiển tốc độ để tính ra dòng điện đặt cho bộ điều khiển dòng điện. Cuối cùng, điện áp tham chiếu trên trục d-q được đưa qua phép biến đổi Park ngược để thu được điện áp trên hai trục α - β , làm đầu vào cho phương pháp điều chế vector không gian. Từ đó, các xung điều khiển được tạo ra để đóng/mở các van bán dẫn trong bộ nghịch lưu.

1.3.2 Phép biến đổi hệ trục tọa độ Park-Clarke

- **Phép biến đổi Clarke**

Hệ tọa độ xoay chiều 3 pha bao gồm ba trục a-b-c, cách nhau một góc 120° . Do đó, một tín hiệu bất kỳ $x(t)$ trong hệ tọa độ này có ba thành phần theo từng pha, được biểu diễn dưới dạng $x(t) = \{x_a, x_b, x_c\}$. Tuy nhiên, việc phân tích và thiết kế điều khiển trực tiếp trên hệ tọa độ 3 pha thường rất phức tạp và khó thực hiện. Để đơn giản hóa, phép biến đổi Clarke được áp dụng, cho phép chuyển đổi tín hiệu xoay chiều 3 pha sang hệ tọa độ 2 chiều.



Hình 1-4 Chuyển hệ tọa độ [6]

Hình 1-4a minh họa một vec-tơ x xoay chiều bất kỳ trong hệ tọa độ 3 pha abc được tổng hợp từ 3 thành phần $\{x_a, x_b, x_c\}$, với góc lệch nhau giữa các thành phần lần lượt là 120° (hay $\frac{2\pi}{3}$). Để không làm mất tính tổng quát, giả sử mô hình toán học của 3 thành phần được viết theo hàm $\sin$ [6]:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X \sin(\omega t) \\ X \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ X \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

Trong hệ tọa độ phức với trục thực/ảo lần lượt là $\alpha - \beta$, trục thực được gắn với trục a của hệ tọa độ abc . Hệ tọa độ abc và $\alpha\beta$ được gọi là hệ tọa độ tĩnh, khi chiếu vec-tơ $\mathbf{x}$ lên 2 hệ tọa độ $\alpha\beta$ (Hình 1-4b) ta có [6]:

$$\mathbf{x} = \frac{2}{3} \left(x_a + x_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) = x_\alpha + jx_\beta \quad (1-2)$$

Hay:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T_c \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

Phương trình (1-3) biểu diễn mô hình toán của phép chuyển hệ tọa độ Clarke từ 3 pha xoay chiều sang miền phức với 2 phần thực - ảo $x_\alpha - x_\beta$ là 2 tín hiệu xoay chiều lệch nhau góc 90° . Trong đó, T_c là ma trận chuyển hệ tọa độ. Dựa trên phương trình (1-3), phép chuyển đổi Clarke ngược được sử dụng để khôi phục lại tín hiệu $\mathbf{x}$ trong hệ tọa độ abc được xác định bởi phương trình (1-4) [6].

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_c^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

- **Phép biến đổi Park**

Mặc dù phép biến đổi Clarke đã chuyển tín hiệu được từ hệ tọa độ 3 chiều sang 2 chiều, tuy nhiên vẫn là tín hiệu xoay chiều. Để đơn giản hóa quá trình tính toán phân tích hệ thống và các công việc kỹ thuật khác liên quan, phép biến đổi Park ra đời với mục đích tách vec-tơ $\mathbf{x}$ thành 2 thành phần một chiều để xử lý độc lập. Phép

biến đổi Park sẽ đưa vec-tơ x trong miền phức $\alpha\beta$ sang hệ tọa độ dq như Hình 1-4c. Do là đại lượng xoay chiều nên vec-tơ x luôn có 2 giá trị là biên độ X và góc quay θ , trong đó θ biến thiên theo tốc độ góc ω .

Khi hệ tọa độ cố định quay theo chiều của x cùng với tốc độ góc ω , hình chiếu của x trên 2 trục d và q sẽ không thay đổi. Vì vậy hệ tọa độ dq còn gọi là hệ tọa độ quay. Công thức chuyển đổi từ hệ $\alpha\beta$ sang hệ dq được mô tả bởi ma trận chuyển T_p cho bởi (1-5), trong khi phép biến đổi Park ngược được thể hiện bởi (1-6) [6]:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = T_p \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_p^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

Ngoài ra, khi cần thiết, ta cũng có thể sử dụng phép biến đổi từ hệ tọa độ $\alpha\beta$ sang hệ tọa độ dq bởi ma trận quay T_r (theo công thức (1-7)) và ngược lại từ hệ tọa độ dq sang hệ tọa độ $\alpha\beta$ theo công thức(2-3) [6].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = T_r \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

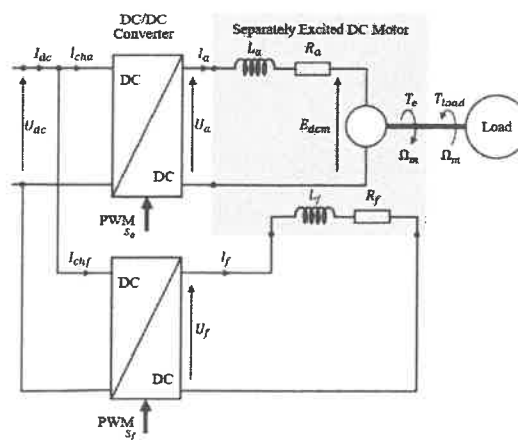
$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_r^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

1.3.3 Lý thuyết phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor

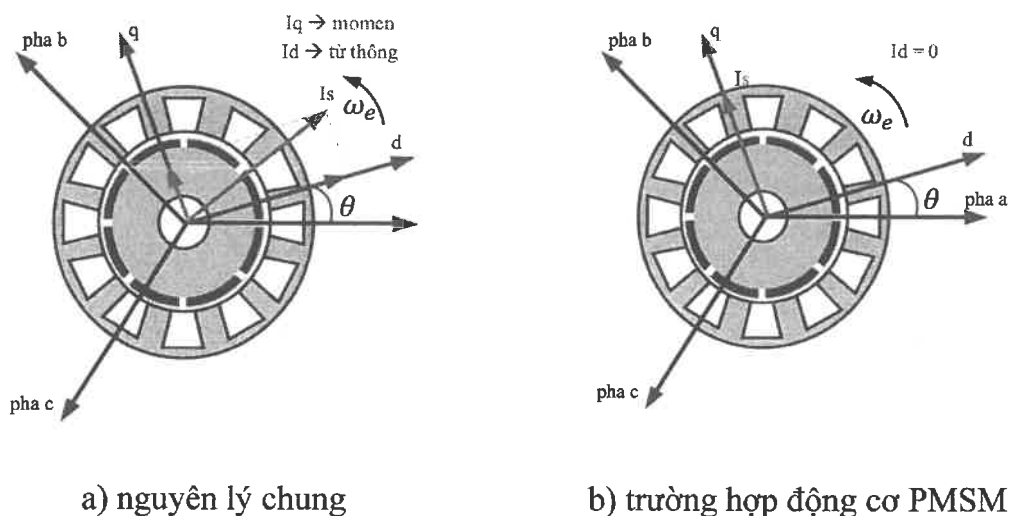
Phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor cho động cơ xoay chiều, đặc biệt là động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, được xây dựng dựa trên nguyên tắc điều khiển của động cơ một chiều (DC) kích từ độc lập. Cấu trúc mạch lực của động cơ

một chiều kích từ độc lập được minh họa trong Hình 1–5 bao gồm 2 phần chính là mạch phần kích từ (ký hiệu bằng f) và mạch phản ứng (ký hiệu bằng a), hoạt động hoàn toàn độc lập. Mạch phần kích từ thực hiện nhiệm vụ điều khiển quá trình tạo từ thông thông qua việc điều chỉnh giá trị dòng điện kích từ I_f , dòng điện này đi qua cuộn dây kích từ (L_f, R_f). Trong suốt quá trình hoạt động của động cơ, từ thông của động cơ được duy trì gần như không đổi, trong khi momen của động cơ được điều khiển bằng dòng điện phản ứng I_a . Do đó, có thể khẳng định rằng dòng điện kích từ I_f điều khiển từ thông, dòng điện phản ứng I_a điều khiển momen động cơ. Phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor áp dụng nguyên lý trên, nhằm tối ưu hóa hiệu suất điều khiển và đảm bảo tính ổn định trong vận hành của động cơ xoay chiều.

Điện áp nguồn được kết nối với stator thông qua biến tần 3 pha, cho phép điều chỉnh điện áp và tần số cấp cho động cơ. Thông qua đó, dòng điện stator được thay đổi nhằm điều khiển quá trình từ hóa và tạo mômen quay. Lấy cảm hứng từ nguyên lý điều khiển của động cơ một chiều kích từ độc lập, phương pháp điều khiển hướng từ thông (FOC) được phát triển để đơn giản hóa quá trình điều khiển dòng điện stator trên hệ tọa độ 3 chiều abc . Thay vì điều khiển trực tiếp trên hệ tọa độ abc phức tạp, phương pháp FOC “chuyển đổi” dòng điện stator thành 2 thành phần dòng điện một chiều trên trục tọa độ quay dq . Như minh họa trong Hình 1–6a, hệ tọa độ quay dq (quay với tốc độ điện ω_e) phân tách dòng điện stator I_s tách thành 2 thành phần: I_d và I_q . Thành phần I_d dùng để điều khiển quá trình sinh từ thông, trong khi thành phần I_q điều khiển quá trình sinh momen quay. Đây là nguyên lý cốt lõi của phương pháp FOC cho động cơ xoay chiều. Trong trường hợp động cơ PMSM được kích từ bằng nam châm vĩnh cửu, từ thông ổn định được sinh ra từ nam châm trong động cơ, do đó không cần điều khiển dòng I_d . Khi đó, theo Hình 1–6b, dòng điện I_d được giữ bằng 0 nên vec-tơ dòng điện I_s hoàn toàn hướng theo trục q . Hay nói cách khác giá trị của I_q chính bằng giá trị của I_s , từ đó cho phép tối ưu hóa quá trình điều khiển mômen trong động cơ PMSM.



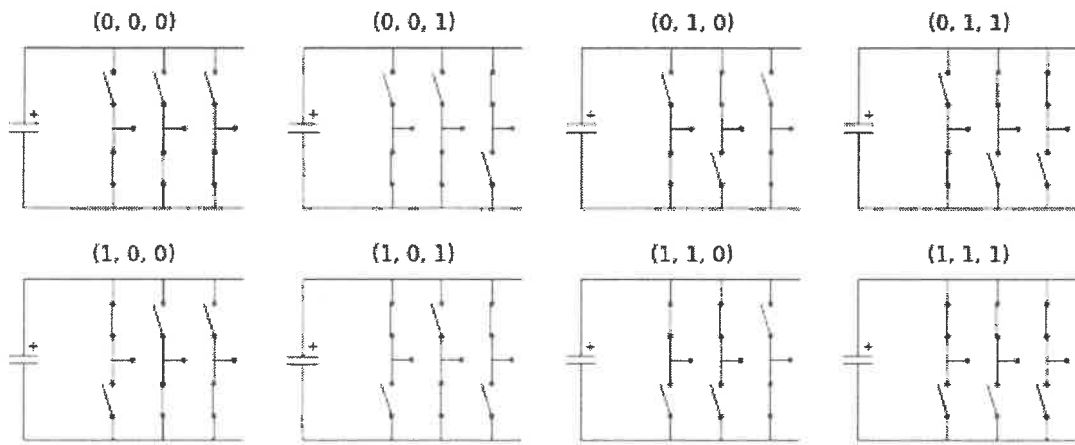
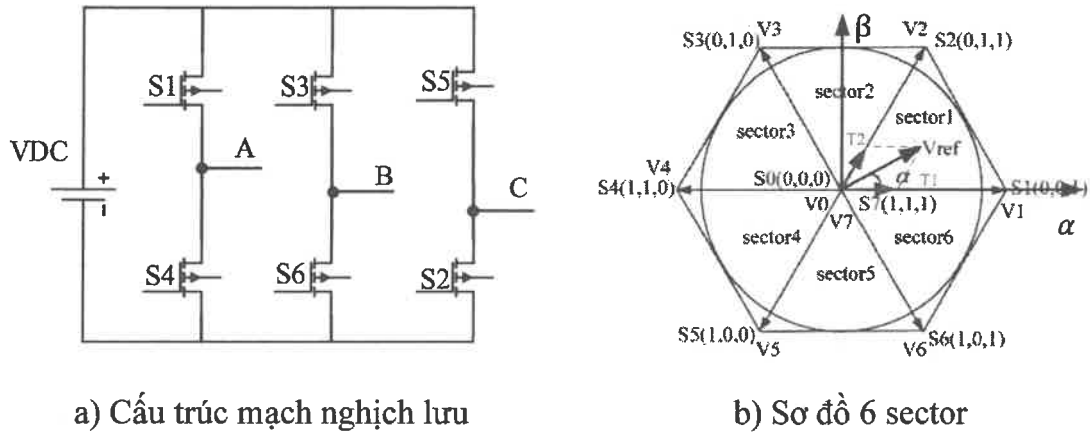
Hình 1-5 Cấu trúc mạch lực động cơ một chiều kích từ độc lập [6]



Hình 1-6 Nguyên lý FOC điều khiển động cơ xoay chiều

Hình 1-3 đã trình bày về cấu trúc điều khiển không cảm biến dựa trên phương pháp FOC, chi tiết thiết kế các bộ điều khiển sẽ được trình bày trong phần 1.3.6.

1.3.4 Phương pháp điều chế vec-tơ không gian



Hình 1-7 Cấu trúc mạch nghịch lưu 3 pha và 8 trạng thái của mạch nghịch lưu [7]

Động cơ PMSM được điều khiển thông qua việc thay đổi điện áp 3 pha (về biên độ và tần số) được cấp vào stator qua bộ nghịch lưu 3 pha. Trong luận văn, tác giả áp dụng phương pháp điều chế vectơ không gian (SVM) để tính toán độ rộng xung nhằm điều khiển trạng thái đóng/mở của các nhánh van trong bộ nghịch lưu. Cấu trúc mạch nghịch lưu 3 pha, được minh họa trong Hình 1-7a, bao gồm 3 nhánh van tương ứng với 3 pha. Mỗi nhánh van chứa 2 van bán dẫn (MOSFET, IGBT) hoạt động đối lập nhau (ví dụ, S1 dẫn thì S4 không dẫn và ngược lại). Điện áp một chiều V_{dc} đầu vào sẽ chuyển đổi thành điện áp 3 pha V_{abc} cấp cho động cơ. Với 3 nhánh

van, dựa trên trạng thái dẫn/khóa của các van bán dẫn, mạch nghịch lưu có tất cả 8 trạng thái hoạt động được minh họa trong Hình 1-7c.

Tại mỗi thời điểm, 3 thành phần điện áp của 3 pha sẽ tổng hợp thành một vec-tơ điện áp V_s quay với tốc độ góc ω_e . Trong hệ tọa độ tĩnh, mỗi trạng thái hoạt động của mạch nghịch lưu tương ứng với một vec-tơ điện áp chuẩn, bao gồm 2 vec-tơ 0 (V_0 và V_7) và 6 vec-tơ (V_1 đến V_6) có biên độ $\frac{2}{3}V_{DC}$, lệch nhau góc $\frac{\pi}{3}$ tạo thành 6 sector (Hình 1-7b). Thứ tự các vec-tơ tuân theo nguyên tắc chuyển tiếp giữa các trạng thái chỉ với 1 nhánh van thay đổi trạng thái nhằm tối ưu hóa tổn thất chuyển mạch. Việc điều khiển bộ nghịch lưu nhằm đạt được giá trị mong muốn của điện áp trên các pha, tức là điều chỉnh vec-tơ V_s với biên độ và góc pha mong muốn. Tại bất kỳ thời điểm nào, vec-tơ V_s sẽ nằm tại một vị trí nhất định trong 1 sector bất kỳ trong 6 sector và được phân tích thành 2 thành phần (hình chiếu) trên 2 vec-tơ chuẩn (2 trong số 6 vec-tơ) là hai cạnh tạo thành sector.

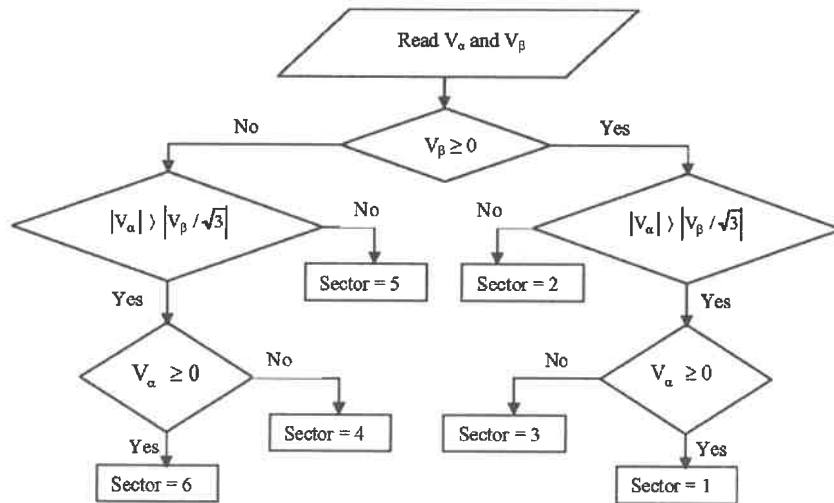
Nhiệm vụ của giải thuật SVM là xác định hình chiếu và thời gian thực hiện các vec-tơ điện áp chuẩn tương ứng trong 1 chu kỳ điều chế, từ đó tính toán độ rộng xung điều khiển cho từng nhánh van. Trình tự các bước thực hiện giải thuật như sau:

- Xác định sector chứa vec-tơ điện áp V_s : Quá trình xác định sector được thực hiện dựa vào giá trị của 2 thành phần trong hệ tọa độ phức V_α và V_β . Do mỗi sector có phạm vi biến đổi của góc quay khác nhau nên sẽ cho dải giá trị cũng như mối tương quan giữa V_α và V_β sẽ khác nhau. Việc xác định sector được dựa trên quan hệ tương quan giữa 2 giá trị này được minh họa chi tiết trong lưu đồ Hình 1-8.
- Xác định hệ số điều chế các vec-tơ chuẩn: Trong mỗi sector, vec-tơ V_s được điều chế thông qua thứ tự thực hiện các vec-tơ V_0, V_7 , và 2 vec-tơ chuẩn. Đặt d_0, d_1 và d_2 lần lượt là hệ số điều chế tương ứng với vec-tơ $V_0(V_7)$, vec-tơ chuẩn bên phải, và vec-tơ chuẩn bên trái của sec-tơ. Giá trị của các hệ số này được xác định bởi phương trình (2-3), trong đó ma trận A_{nm} xác định cho từng sector xác định trong Bảng 1-1.

$$d_0 = \frac{1}{2}(1 - d_1 - d_2)$$

(1-9)

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = A_{nm} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$



Hình 1-8 Thuật toán xác định sector – phương pháp SVM [8]

Bảng 1-1 Ma trận trong mỗi sector sử dụng tính hệ số điều chế các vec-tơ chuẩn [8]

Sector 1 $A_{nm} = \frac{1}{V_{DC}} \begin{bmatrix} 3 & -\sqrt{3} \\ 2 & 2 \\ 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix}$	Sector 2 $A_{nm} = \frac{1}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 2 & 2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	Sector 3 $A_{nm} = \frac{1}{V_{DC}} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} \\ -3 & -\sqrt{3} \\ 2 & 2 \end{bmatrix}$
Sector 4 $A_{nm} = \frac{1}{V_{DC}} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} \\ -3 & \sqrt{3} \\ 2 & 2 \end{bmatrix}$	Sector 5 $A_{nm} = \frac{1}{V_{DC}} \begin{bmatrix} -3 & -\sqrt{3} \\ -2 & -2 \\ 3 & \sqrt{3} \\ 2 & -2 \end{bmatrix}$	Sector 6 $A_{nm} = \frac{1}{V_{DC}} \begin{bmatrix} 3 & \sqrt{3} \\ 2 & 2 \\ 0 & -\sqrt{3} \end{bmatrix}$

- Xác định độ rộng xung điều khiển từng nhánh van trong 1 chu kỳ điều khiển: Dựa trên trình tự chuyển mạch giữa các vec-tơ chuẩn, đảm bảo rằng ở mỗi trạng thái liên kế chỉ có 1 nhánh van thay đổi trạng thái (giả sử trong sector 1 là $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7$ và $V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$), độ rộng xung điều khiển cho từng nhánh van (d_a, d_b, d_c) được xác định như trong Bảng 1-2.

Bảng 1-2 Xác định hệ số điều chế các nhánh van

Sector 1	Sector 2	Sector 3
$d_a = \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2$	$d_a = \frac{d_0}{2} + d_2$	$d_a = \frac{d_0}{2}$
$d_b = \frac{d_0}{2} + d_2$	$d_b = \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2$	$d_b = \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2$
$d_c = \frac{d_0}{2}$	$d_c = \frac{d_0}{2}$	$d_c = \frac{d_0}{2} + d_2$
Sector 4	Sector 5	Sector 6
$d_a = \frac{d_0}{2}$	$d_a = \frac{d_0}{2} + d_2$	$d_a = \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2$
$d_b = \frac{d_0}{2} + d_2$	$d_b = \frac{d_0}{2}$	$d_b = \frac{d_0}{2}$
$d_c = \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2$	$d_c = \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2$	$d_c = \frac{d_0}{2} + d_2$

1.3.5 Mô hình hóa động cơ PMSM trên hệ tọa độ quay

Trước khi định thông số các bộ điều khiển, tác giả thực hiện mô hình hóa động cơ PMSM trên hệ tọa độ quay dq .

• Phương trình cân bằng điện áp

Trong hệ tọa độ quay, khi dòng điện được tách thành 2 thành phần một chiều nhằm điều khiển từ thông mà momen độc lập, phương trình cân bằng điện áp stator trong hệ tọa độ quay được biểu diễn bởi phương trình (1-10) [6].

$$\begin{cases} u_d + e_{dq} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d \\ u_q - e_{qd} - e_{emf} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_q i_q \end{cases} \quad (1-10)$$

Trong đó:

- u_d, u_q : giá trị điện áp trên 2 trục d, q của điện áp stator.
- L_d, R_d, L_q, R_q : lần lượt là điện cảm và điện trở của cuộn dây stator quy đổi sang 2 trục của hệ tọa độ quay.
- e_{emf} : sức phản điện động của động cơ phụ thuộc vào tốc độ điện ω_e và từ thông của nam châm Φ_f .
- e_{dq}, e_{qd} : thành phần xen kênh tác động chéo giữa 2 kênh $d - q$ có giá trị phụ thuộc vào ω_e , điện cảm và dòng điện của 2 kênh.

Giá trị của e_{emf} , e_{dq} , e_{qd} được tính toán trong (1-11).

$$\begin{cases} e_{dq} = \omega_e L_d i_q \\ e_{qd} = \omega_e L_q i_d \\ e_{emf} = \omega_e \Phi_f \end{cases} \quad (1-11)$$

- **Quan hệ điện-cơ (sinh momen quay)**

Động cơ điện nói chung thực hiện chức năng chuyển đổi từ công suất điện sang công suất cơ (sinh momen) làm quay trục động cơ. Đối với động cơ PMSM, momen được tạo ra bởi tương tác điện từ giữa từ trường của nam châm và dòng điện. Xét trên hệ trục tọa độ quay, momen điện từ T_e được xác định bởi phương trình (1-13) [6].

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) i_q \quad (1-12)$$

Trong đó p là số cặp cực của động cơ. Chú ý là thành phần momen phản ứng phần ứng sinh ra do chênh lệch giá trị L_d, L_q chỉ tồn tại trong động cơ I-PMSM, với động cơ S-PMSM thành phần này không tồn tại vì 2 điện cảm bằng giá trị nhau [6].

- **Phương trình chuyển động quay**

Momen động cơ sinh ra cân bằng với momen tải (T_{load}) và làm quay trục động cơ, nguyên lý tuân theo định luật II Newton cho chuyển động quay, thể hiện bởi (1-13).

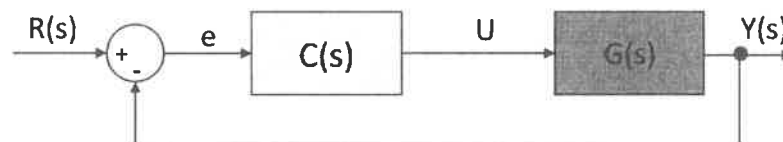
$$T_e - T_{load} = J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (1-13)$$

Với J là momen quán tính của trục, Ω_m là tốc độ cơ của trục động cơ liên hệ với tốc độ điện thông qua số cặp cực [6].

$$\omega_e = p \Omega_m \quad (1-14)$$

1.3.6 Thiết kế điều khiển

Trong công việc này, nhằm đảm bảo sự ổn định, bền vững với nhiễu, và điều khiển chính xác tốc độ động cơ, tác giả sử dụng cấu trúc điều khiển phản hồi vòng kín (Hình 1-9) sử dụng bộ điều khiển tỉ lệ tích phân PI cho cả 2 mạch vòng tốc độ và dòng điện.



Hình 1-9 Cấu trúc điều khiển phản hồi vòng kín [6].

- **Bộ điều khiển tốc độ**

Nhiệm vụ của bộ điều khiển tốc độ là tính toán ra giá trị đặt cho dòng điện sinh momen i_{qref} cho mạch vòng dòng điện. Xét dòng điện i_d được điều khiển ở giá trị 0, từ phương trình (1-12) và (1-13), i_{qref} được tính toán bởi (1-15).

$$i_{qref} = \left(k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) (\Omega_{mref} - \Omega_m) \frac{2}{3p\Phi_f} \quad (1-15)$$

Với $k_{p\omega}$, $k_{i\omega}$ là hệ số thành phần tỉ lệ và tích phân của bộ điều khiển PI được xác định dựa vào hàm truyền đối tượng. Bỏ qua ảnh hưởng của nhiễu, Laplace phương trình (1-13) thu được hàm truyền là một khâu tích phân:

$$G_v(s) = \frac{\Omega_{ref}}{T_{eref}} = \frac{1}{Js} = \frac{K}{s} \quad (1-16)$$

Tổng hợp hàm truyền vòng kín theo cấu trúc điều khiển phản hồi vòng kín thu được hàm truyền có dạng chuẩn bậc 2:

$$G_{vk}(s) = \frac{KK_{p\omega}s + KK_{i\omega}}{s^2 + KK_{p\omega}s + KK_{i\omega}} = \frac{2\omega_n\xi s + \omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\xi s + \omega_n^2} \quad (1-17)$$

Vậy suy ra:

$$K_{p\omega} = \frac{2\omega_n\xi}{K}, \quad K_{i\omega} = \frac{\omega_n^2}{K} \quad (1-18)$$

Trong đó,

- ξ là hệ số tắt dần, thường chọn bằng 1 để không xuất hiện quá điều chỉnh
- ω_n là tần số dao động riêng của hệ

- **Bộ điều khiển dòng điện**

Mạch vòng dòng điện sử dụng bộ điều khiển PI có bù sức phản điện động và triệt tiêu ảnh hưởng của thành phần xen kênh nhằm đạt được hiệu năng tốt nhất.

$$\begin{cases} u_{dref} = \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) (i_{dref} - i_{dest}) - e_{dqest} \\ u_{qref} = \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) (i_{qref} - i_{qest}) + e_{dqest} + e_{emfest} \end{cases} \quad (1-19)$$

i_{dest} , i_{qest} được ước lượng từ dòng 3 pha thông qua phép biến đổi Park, giá trị sức phản điện động và thành phần xen kênh ước lượng theo công thức (1-11).

Thông số của bộ điều khiển dòng điện xác định bởi hàm truyền vòng kín mạch vòng dòng điện có được từ phương trình cân bằng điện áp. Xét bỏ qua ảnh hưởng của nhiễu ta có:

$$G_i(s) = \frac{U_x}{I_x} = \frac{1}{L_x s + R_x} \quad (1-20)$$

Hàm truyền vòng kín:

$$G_{ik}(s) = \frac{\left(K_{px} + \frac{K_{ix}}{s}\right) \frac{1}{L_x s + R_x}}{1 + \left(K_{px} + \frac{K_{ix}}{s}\right) \frac{1}{L_x s + R_x}} \quad (1-21)$$

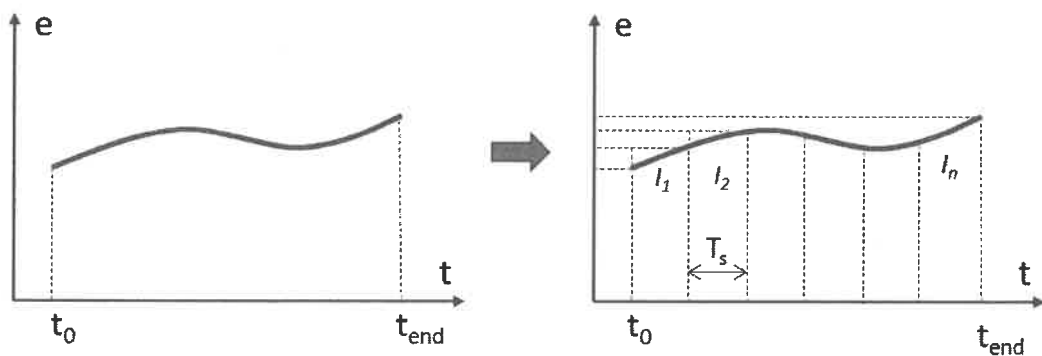
Đặt $\frac{K_{px}}{K_{ix}} = \frac{L_x}{R_x}$, $G_{ik}(s)$ được rút gọn thành khâu quán tính bậc nhất, nhờ vậy không có hiện tượng quá điều chỉnh ở mạch vòng dòng điện:

$$G_{ik}(s) = \frac{1}{\frac{R_x}{K_{ix}} s + 1} = \frac{1}{\frac{T_{set}}{3} s + 1} \quad (1-22)$$

Suy ra thông số bộ điều khiển với thời gian xác lập T_{set} (thường được chọn theo bảng thông hệ thống sao cho tối thiểu bằng 1/10 lần tần số số phát xung) cho trước:

$$K_{px} = \frac{3L_x}{T_{set}} ; K_{ix} = \frac{3R_x}{T_{set}} \quad (1-23)$$

- **Rời rạc bộ điều khiển**



Hình 1-10 Minh họa gián đoạn forward Euler khâu tích phân

Để có thể triển khai bộ điều khiển trên các vi điều khiển thực tế, việc tiên quyết cần thực hiện là gián đoạn hóa bộ điều khiển từ miền liên tục. Để đảm bảo sự đơn giản của quá trình tính toán và xử lý nhanh, phương pháp gián đoạn hóa forward Euler được lựa chọn sử dụng cho khâu tích phân trong bộ điều khiển, minh họa phương pháp trong Hình 1-10. Do tích phân bản chất là tính diện tích của miền giới hạn bởi tín hiệu theo thời gian, vì vậy tích phân sẽ được gián đoạn hóa bằng tổng diện tích

của các hình chữ nhật có độ dài 2 cạnh là thời gian trích mẫu và độ lớn của tín hiệu tại thời gian lấy mẫu.

Xét trong miền liên tục:

$$u_n = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)e = K_p e + \frac{K_i}{s}e = P_n + I_n \quad (1-24)$$

Rời rạc thành phần I_n với thời gian trích mẫu T_s sử dụng phương pháp forward Euler:

$$I_n = K_i \int_{t_0}^{t_n} e dt = K_i \sum_{j=0}^n e_j T_s = K_i e_n T_s + K_i \sum_{j=0}^{n-1} e_j T_s = K_i e_n T_s + I_{n-1} \quad (1-25)$$

Suy ra:

$$u_n = K_p e_n + K_i e_n T_s + I_{n-1} \quad (1-26)$$

Áp dụng cho bộ điều khiển tốc độ và dòng điện, ta có:

$$i_{qrefn} = \frac{2}{3p\Phi_f} \left(k_{p\omega} (\Omega_{mrefn} - \Omega_{m_n}) + k_{i\omega} (\Omega_{mrefn} - \Omega_{m_n}) T_s \right) + I_{n-1} \quad (1-27)$$

$$u_{dqrefn} = K_{pi} (i_{dqrefn} - i_{dquestn}) + K_{ii} (i_{dqrefn} - i_{dquestn}) T_s + I_{n-1} \quad (1-28)$$

1.3.7 Lý thuyết bộ quan sát

Bộ quan sát (observer) là một mô hình hoặc thuật toán quan trọng trong lĩnh vực điều khiển tự động, lý thuyết hệ thống, kỹ thuật điện tử. Vai trò chính của bộ quan sát là ước lượng các trạng thái (state) bên trong của hệ thống. Trạng thái hệ thống là tập hợp các biến số biểu diễn hoàn toàn tình trạng của hệ tại một thời điểm nhất định. Tuy nhiên, trong nhiều hệ thống thực tế, các trạng thái này không thể đo đạc trực tiếp vì giới hạn của các cảm biến. Trong ngành kỹ thuật, bộ quan sát được ứng dụng rộng rãi trong thiết kế hệ điều khiển, giám sát hệ thống và phát hiện lỗi. Bộ quan sát sử dụng mô hình toán học của hệ thống để dự đoán trạng thái của nó, sau đó hiệu chỉnh dự đoán dựa trên sai số giữa giá trị đầu ra dự đoán và đầu ra thực tế đo được.

1.3.7.1 Bộ quan sát trạng thái mở rộng

- **Mô hình hóa bộ quan sát trạng thái mở rộng**

Bộ quan sát trạng thái mở rộng (Extended State Observer – ESO) là một kỹ thuật dùng để ước tính các trạng thái và nhiễu trong hệ thống. Phương pháp này đặc biệt hiệu quả nhờ khả năng gộp các nhiễu bên ngoài và các sai số không biết trước thành một biến duy nhất (lumped disturbance) để xử lý. ESO không chỉ cung cấp khả năng quan sát trạng thái động học mà còn tích hợp nhiễu yếu tố gây nhiễu như nhiễu bên ngoài, sai số lấy mẫu, và biến đổi tham số. Phương pháp này biến nhiễu tổng hợp thành một biến để đối phó và cung cấp các ước tính đáng tin cậy trong nhiều tình huống khác nhau. Đối với hệ thống (SISO) bậc nhất sau đây:

$$\dot{x} = f(x, t) + w(t) + b_{u_0} \quad (1-29)$$

Trong đó, x là biến trạng thái, u_0 là đầu vào hệ thống, b là hệ số mô tả ảnh hưởng của u_0 trong hệ thống. $f(x, t)$ biểu thị tác động bên trong và $w(t)$ biểu thị nhiễu bên ngoài. Sự kết hợp của $f(x, t)$ và $w(t)$ được gọi là nhiễu xáo trộn.

$$d(t) = f(x, t) + w(t) \quad (1-30)$$

Bằng cách mở rộng nhiễu xáo trộn thành một biến trạng thái mới, hệ thống ban đầu có thể được chuyển đổi thành hệ thống bậc hai như sau:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + bu_0 \\ \dot{x}_2 = d(t) \end{cases} \quad (1-29)$$

Với $x_1 = x, x_2 = d(t)$. Đặt $h(t) = d(t)$. Đối với một hệ thống thực tế, $h(t)$ không biết trước nhưng bị giới hạn, với giới hạn được định nghĩa là $|h(t)| \leq h_0$, trong đó h_0 là giá trị biên tối đa của $h(t)$. Tương ứng, một bộ quan sát trạng thái mở rộng có thể được thiết kế:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = z_1 - x_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + bu_0 - \beta_1 \varepsilon_1 \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \varepsilon_1 \end{cases} \quad (1-30)$$

Trong đó, z_1 là biến trạng thái được ước lượng, z_2 là nhiễu được ước lượng, ε_1 là lỗi ước tính. β_1 và β_2 là các hệ số của bộ quan sát. Từ phương trình (1-3) và (1-3), sai số động học có dạng:

$$\ddot{\varepsilon}_1 = -\beta_1 \dot{\varepsilon}_1 - \beta_2 \varepsilon_1 - \ddot{d}(t) \quad (1-33)$$

$\ddot{\varepsilon}_1$ và $\dot{\varepsilon}_1$ là đạo hàm bậc nhất và bậc hai của ε_1 . Khi đó lỗi ước tính và nhiễu được ước lượng có thể được suy ra trong miền tần số như sau:

$$\begin{cases} \frac{\varepsilon_1(s)}{x_2(s)} = \frac{-s}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} \\ \frac{z_2(s)}{x_2(s)} = \frac{\beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} \end{cases} \quad (1-34)$$

Có thể nhận thấy từ phương trình (1-34) rằng các hàm truyền không phụ thuộc vào các tham số của mô hình động học hệ thống. Nói cách khác, các hàm truyền này có một dạng thống nhất đối với các hệ bậc hai. Do đó, các hệ số của bộ quan sát tức là β_1 và β_2 , có thể được điều chỉnh độc lập với các tham số của hệ thống, điều này đảm bảo tính bền vững cao trong việc ước lượng nhiễu.

Để thuận tiện cho việc điều chỉnh tham số và phân tích lý thuyết, đề án thạc sĩ này áp dụng phương pháp tham số hóa dựa trên tỷ lệ và băng thông. Các hệ số được tham số hóa như sau:

$$[\beta_1 \quad \beta_2]^T = [2\omega_0 \quad \omega_0^2]^T \quad (1-35)$$

Trong đó, ω_0 là một hằng số dương biểu thị băng thông của ESO. Giá trị ω_0 cao hơn giúp cải thiện tốc độ phản hồi, nhưng đồng thời cũng làm tăng độ nhạy của bộ

quan sát đối với nhiễu. Trong các ứng dụng thực tế, ω_0 cần được thiết kế hợp lý để đạt được sự cân bằng giữa tốc độ ước lượng và khả năng chống nhiễu.

- **Điều kiện ổn định của ESO**

Theo tiêu chuẩn ổn định Routh, điều kiện ổn định của phương trình (1-33) như sau:

$$\beta_1 > 0, \beta_2 > 0 \quad (1-36)$$

Điều kiện ổn định tương đương với ω_0 . Tuy nhiên, trong các ứng dụng thực tế, thuật toán điều khiển được thực thi định kỳ trong chế độ phục vụ ngắt (ISR) với tần số thực thi hạn chế. Do đó, điều kiện ổn định của ESO trong miền rời rạc cũng cần được xác định. Bằng cách áp dụng phương pháp rời rạc hóa Euler tiến, phương trình (1-31) được biến đổi thành miền rời rạc như sau:

$$\begin{cases} x_1[k+1] = x_1[k] + T_s x_2[k] + bu_0[k] \\ x_2[k+1] = x_2[k] + T_s h[k] \end{cases} \quad (1-37)$$

Trong đó k là chỉ số của thời điểm lấy mẫu rời rạc và T_s là bước thời gian. Sau đó, ESO tương ứng có thể được xây dựng thành:

$$\begin{cases} \varepsilon_1[k] = z_1[k] - x_1[k] \\ z_1[k+1] = z_1[k] + T_s z_2[k] + bu_0[k] - T_s \beta_1 \varepsilon_1[k] \\ z_2[k+1] = z_2[k] - T_s \beta_2 \varepsilon_1[k] \end{cases} \quad (1-38)$$

Đặt $\varepsilon_2[k] = z_2[k] - x_2[k]$. Dựa vào phương trình (1-37) và (1-38), ta có phương trình sau:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1[k+1] \\ \varepsilon_2[k+1] \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - T_s \beta_1 & T_s \\ -T_s \beta_2 & 1 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \varepsilon_1[k] \\ \varepsilon_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s h[k] \end{bmatrix} \quad (1-39)$$

Có thể thấy, điều kiện ổn định của phương trình (1-39) là tất cả các giá trị riêng của ma trận A, đều nằm trong vòng tròn đơn vị của mặt phẳng z. Phương trình đặc trưng được suy ra như sau:

$$z^2 - 2 - T_s \beta_1 z + 1 - T_s \beta_1 + T_s^2 \beta_2 = 0 \quad (1-40)$$

Theo tiêu chuẩn ổn định Jury, điều kiện ổn định được suy ra như sau:

$$\begin{cases} |2 - T_s \beta_1| < 2 - T_s \beta_1 + T_s^2 \beta_2 \\ |1 - T_s \beta_1 + T_s^2 \beta_2| < 1 \end{cases} \quad (1-41)$$

Thay (1-35) vào phương trình (1-41) ta có điều kiện ổn định:

$$\omega_0 \leq \frac{2}{T_s} \quad (1-42)$$

Trong thực tế, cần để lại một biên độ nhất định để đảm bảo sự ổn định của ESO. Do đó, giới hạn trên của ω_0 được đề xuất là $\frac{1.5}{T_s}$

- **ESO trong ước tính Back-EMF**

Trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (SPMSM), ESO được sử dụng để ước lượng Back-EMF từ dòng điện stato và điện áp áp dụng. Phương pháp ước lượng này xử lý nhiễu động tổng hợp (Back-EMF) như một đầu vào không xác định, cho phép ước lượng dòng điện stato và Back-EMF, từ đó xác định vị trí và tốc độ của rotor điện. Mô hình động cơ SPMSM trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ có dạng:

$$\dot{i}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s} \cdot U_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} \cdot e_{\alpha\beta} \quad (1-43)$$

Trong đó $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$, $u_{\alpha\beta} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ lần lượt là vector dòng điện stator và vector điện áp stator trong trục $\alpha\beta$. R_s và L_s lần lượt là điện trở và cảm kháng stator. $e_{\alpha\beta} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$ là vector Back-EMF được định nghĩa như sau:

$$e_{\alpha\beta} = \omega_e \varphi_f [-\sin \theta_e \ \cos \theta_e]^T \quad (1-44)$$

Trong đó φ_f biểu thị sự liên kết từ trường rotor của nam châm vĩnh cửu. ω_e và θ_e lần lượt là vận tốc góc điện và vị trí rotor điện

Trong thực tế, $i_{\alpha\beta}$ và $u_{\alpha\beta}$ được coi là đầu vào của hệ thống và $e_{\alpha\beta}$ là nhiễu. Theo phương pháp ESO, đầu vào hệ thống và nhiễu được thể hiện trong hệ sau:

$$\begin{cases} bu_0 = \frac{u_{\alpha\beta} - R_s \cdot i_{\alpha\beta}}{L_s} \\ d_{\alpha\beta} = -\frac{e_{\alpha\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (1-45)$$

Công thức ước lượng ESO của động cơ được thể hiện trong hệ sau:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = z_1 - i_{\alpha\beta} \\ \dot{z}_1 = z_2 + bu_0 - \beta_1 \varepsilon_1 \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \varepsilon_1 \end{cases} \quad (1-46)$$

Trong đó $z_1 = [z_{1\alpha} \ z_{1\beta}]^T$, $z_2 = [z_{2\alpha} \ z_{2\beta}]^T$ lần lượt đại diện cho các dòng điện stator ước lượng và các nhiễu tổng hợp ước lượng. $\varepsilon_1 = [\varepsilon_{1\alpha} \ \varepsilon_{1\beta}]^T$ đại diện cho sai số ước lượng, tức là $\varepsilon_1 = z_1 - i_{\alpha\beta}$ bằng $\frac{1}{L_s}$. Các hệ số quan sát $[\beta_1 \ \beta_2]^T$ được chọn giống nhau cho các trục α và β vì SPMSM có cấu trúc đối xứng cho cả hai trục. Khi ESO ổn định, các ước lượng về dòng điện stato và các nhiễu tổng hợp sẽ hội tụ. Sau đó, ước lượng của back-EMF có thể được tính như sau:

$$\hat{e}_{\alpha\beta} = -L_s z_2 \quad (1-47)$$

1.3.7.2 Lý thuyết vòng khóa Phase

Vòng khóa pha (Phase-Locked Loop - PLL) là một hệ thống điều khiển phản hồi được sử dụng để đồng bộ pha và tần số của tín hiệu đầu ra với tín hiệu đầu vào tham chiếu. PLL bao gồm ba thành phần chính: bộ so pha (Phase Detector - PD), bộ lọc (Loop Filter), và bộ dao động điều khiển điện áp (Voltage-Controlled Oscillator - VCO)

- Bộ so pha (Phase Detector - PD): So sánh pha của tín hiệu tham chiếu V_{in} và tín hiệu phản hồi V_{fb} từ dao động điều khiển, tạo ra tín hiệu sai lệch pha ϕ_e :

$$\phi_e(t) = \phi_{in}(t) - \phi_{fb}(t) \quad (1-48)$$

- Bộ lọc (Loop Filter): Xử lý tín hiệu sai lệch pha $\phi_e(t)$ để loại bỏ nhiễu và tạo tín hiệu điều khiển $V_{control}$ cho bộ dao động. Bộ lọc thường là mạch tích phân hoặc bộ lọc bậc cao hơn nhằm cải thiện độ ổn định và đáp ứng của hệ thống.
- Bộ dao động điều khiển điện áp (Voltage-Controlled Oscillator - VCO): Sinh ra tín hiệu dao động với tần số và pha thay đổi theo tín hiệu điều khiển $V_{control}$. Tần số tức thời của VCO được xác định bởi:

$$f_{vco}(t) = f_{free} + K_{vco} V_{control}(t) \quad (1-49)$$

Trong đó, f_{free} là tần số tự do của VCO và K_{vco} là hệ số khuếch đại tần số của VCO.

Quá trình khóa pha diễn ra khi tín hiệu phản hồi từ VCO đồng bộ với tín hiệu tham chiếu, nghĩa là $\phi_{in}(t) = \phi_{fb}(t)$, đảm bảo $f_{out} = f_{in}$.

Bộ so pha so sánh pha của tín hiệu đầu vào và tín hiệu phản hồi từ VCO, tạo ra tín hiệu sai lệch pha. Tín hiệu này được lọc qua bộ lọc để giảm nhiễu và sau đó điều khiển VCO, điều chỉnh tần số dao động. Quá trình điều chỉnh tiếp diễn cho đến khi tín hiệu đầu ra của VCO khóa pha với tín hiệu tham chiếu, đạt trạng thái đồng bộ. PLL được ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống viễn thông, đồng bộ tín hiệu, và điều khiển động cơ.

Trong động cơ PMSM, vị trí của rôto thường được chiết xuất từ back-EMF ước lượng bằng cách sử dụng hàm arctangent. Tuy nhiên, phương pháp này gây ra nhiễu, đặc biệt là khi back-EMF cắt qua giá trị không. Để nâng cao độ chính xác, một bộ khóa pha bậc hai (QPLL) được sử dụng để chiết xuất tốc độ và vị trí một cách đáng tin cậy hơn. QPLL sử dụng phương pháp chuẩn hóa để đảm bảo hiệu suất ổn định qua các tốc độ khác nhau, với việc điều chỉnh bằng thông để cân bằng tốc độ theo dõi nhanh và giảm nhiễu.

Góc điện có thể ước lượng từ suất phản điện động như sau:

$$\hat{\theta}_e = -\operatorname{atan}\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (1-50)$$

1.3.7.3 Ứng dụng ESO thiết kế bộ quan sát Back EMF

Xét mô hình đối tượng trên không gian trạng thái

$$(\dot{I}_s) = -\frac{R_s}{L_s}I_s - \frac{1}{L_s}E + \frac{1}{L_s}U_s = A_n I_s - \frac{1}{L_s}E + B_n U_s \quad (1-51)$$

Với

I_s : dòng điện stator

R_s, L_s : Điện trở và điện cảm stator

E : suất phản điện động

U_s : Điện áp stator

Đặt:

$$f = A_n I_s - \frac{1}{L_s} E \quad (1-52)$$

$$x = [I_s, f]^T \quad (1-54)$$

Ta có hệ mới:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_n \\ 0 \end{bmatrix} U_s + \begin{bmatrix} 0 \\ I_s \end{bmatrix} \dot{f} = Ax + Bu + D\dot{f} \quad (1-55)$$

Xét đầu ra $y = I_s = [I, 0]x$

Dựa trên bộ quan sát Luenberger, mô hình bộ quan sát có được:

$$\dot{x}_{est} = Ax_{est} + Bu + L(y - y_{est}) \quad (1-56)$$

Với $L = [L_1, L_2]^T$

Sau khi có được giá trị quan sát f_{est} , suất phản điện động quan sát thu được:

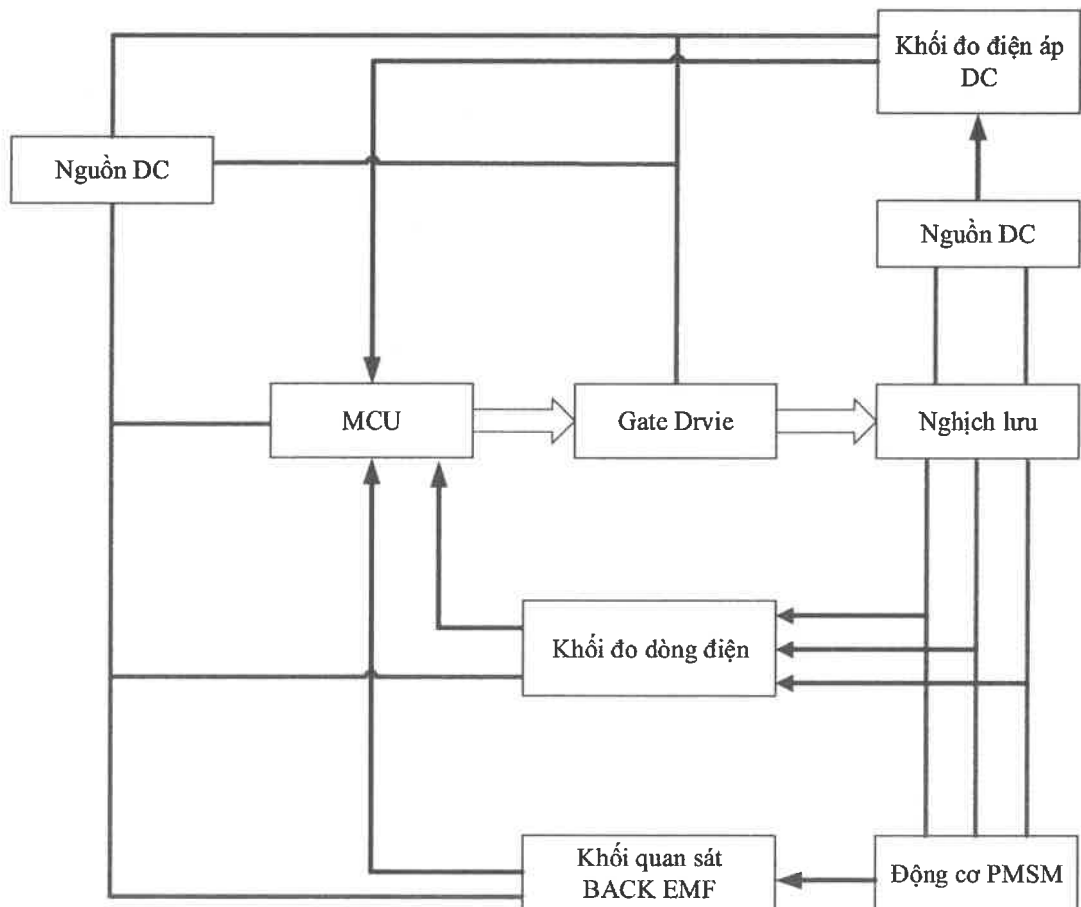
$$E_{est} = L_s(A_n I_s - f_{est}) \quad (1-57)$$

Hiện nay, với sự phát triển đa dạng của các loại động cơ điện, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) đang trở thành xu hướng phổ biến trong các ứng dụng thuộc mọi dải công suất. Đây cũng là đối tượng chính được nghiên cứu trong đề án này. Bằng cách áp dụng phương pháp điều khiển định hướng từ trường (Field-Oriented Control - FOC), việc điều khiển động cơ PMSM trở nên đơn giản hơn thông qua quá trình chuyển đổi từ hệ tọa độ 3 pha sang hệ tọa độ quay đồng bộ, phân tách thành hai thành phần độc lập: điều khiển từ thông và điều khiển mô-men. Trên cơ sở mô hình động cơ được xây dựng trong hệ tọa độ quay, các bộ điều khiển tốc độ và dòng điện đã được thiết kế. Cuối cùng, mạch nghịch lưu được điều khiển bởi hệ thống

xung PWM, với xung điều chế dựa trên phương pháp điều chế vector không gian (Space Vector Modulation – SVM).

CHƯƠNG 2. THIẾT KẾ MÔ-ĐUN ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM) KHÔNG SỬ DỤNG CẢM BIẾN

2.1 Cấu hình và thiết kế phần cứng



Hình 2-1 Sơ đồ khối chức năng

Phần cứng của mô-đun điều khiển được thiết kế gồm mạch lực và mạch điều khiển với sơ đồ khối chức năng thể hiện trong Hình 2-1.

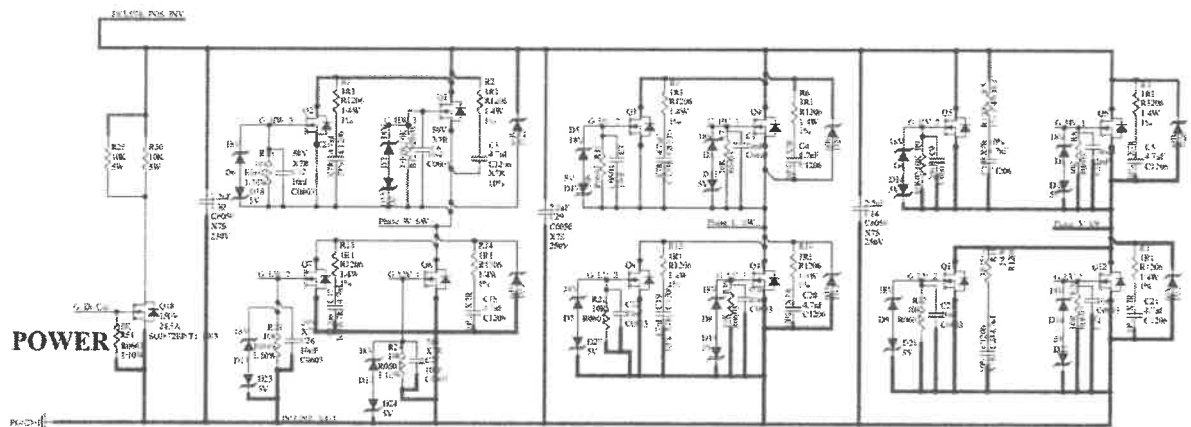
2.1.1 Mạch lực

Mạch lực được thiết kế theo cấu trúc Inverter 3 pha sử dụng 6 van bán dẫn N-MOSFET mã IAUTN12S5N018T như Hình 2-2:

Các MOSFET mã IAUTN12S5N018T có thông số như sau:

- VDS (điện áp nguồn máng): 120 V

- IDS (dòng điện DS tối đa): 309 A
- VGS threshold (điện áp ngưỡng cổng máng): 3 V
- Turn-on delay time (thời gian trễ khi có tín hiệu bật MOSFET): 31 ns
- Turn-off delay time (thời gian trễ khi có tín hiệu tắt MOSFET): 69 ns
- Với các thông số đầu vào, chọn MOSFET IAUTN12S5N018T đáp ứng các yêu cầu thiết kế.
- Các tụ điện C14, C29, C30 là các tụ điện DC Decoupling $2,2 \mu\text{F}$ có vai trò lọc các điện áp dâng lên trên các nhánh van khi xuất hiện sự thay đổi điện áp trong thời gian ngắn khi qua trình MOSFET chuyển trạng thái
- Mạch snubber gồm 1 điện trở $1,1\text{W}$ và 1 tụ điện 4.7 nF được mắc giữa cực D và S của MOSFET có vai trò hạn chế dòng điện thay đổi trong thời gian ngắn khi bật MOSFET giúp bảo vệ MOSFET, giảm tổn hao đóng cắt.



Hình 2-2 Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu

2.1.2 Mạch điều khiển

Mạch điều khiển gồm các khối chức năng chính:

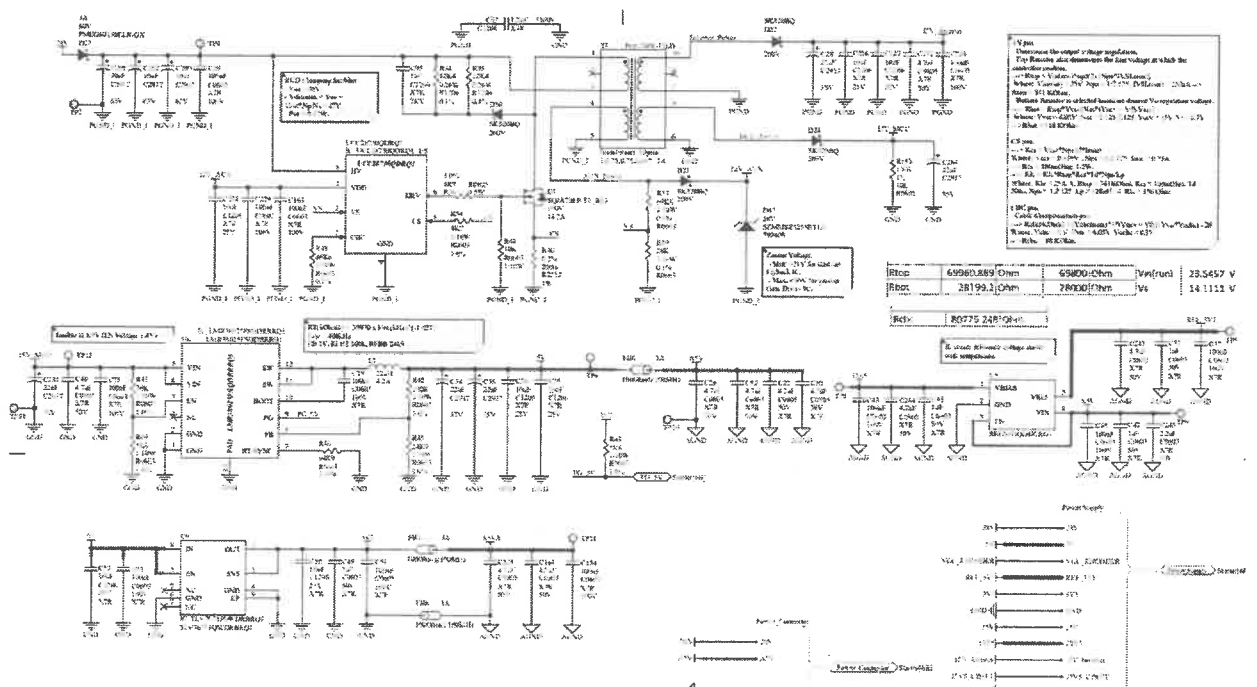
- Khối nguồn
- Mạch Gate driver điều khiển đóng cắt MOSFET tích hợp đo dòng điện pha, giao tiếp phương thức SPI
- Khối MCU sử dụng vi điều khiển TMS320F28379D nhận và phát các tín hiệu điều khiển cho các khối trong bo mạch
- Khối đo dòng điện DC

- Khối đo điện áp DC
- Khối phản hồi tín hiệu động cơ sensorless

Cụ thể các khối chức năng được thiết kế như sau:

- **Khối nguồn:**

Các thành phần trong Board mạch sử dụng các ngưỡng điện áp 15V; 5V; 3V3. Các thứ tự của nguồn được thiết kế như sau: 28V→ 15V; 15V→ 5V; 5V→ 3,3V; 5V→1,65V; REF_3V3. Khối nguồn sử dụng các IC Buck converter (LMR38025FSQDRRQ1), IC LDO (TLV76733QWDRBRQ1), IC tạo nguồn reference (REF2033QDDCRQ1).

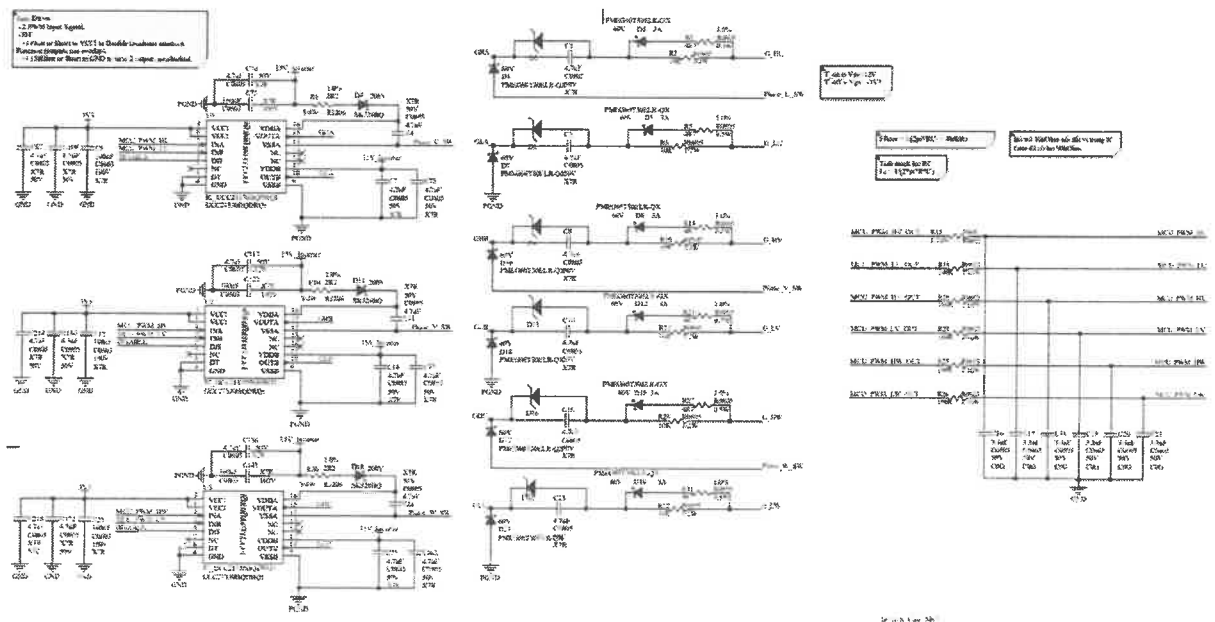


Hình 2–3 Sơ đồ nguyên lý khối nguồn

- **Khối Gate Drive:**

Khối gate drive sử dụng IC chính có mã UCC21330BQDRQ1 của Texas Instruments có thể điều khiển nửa cầu MOSFET cách ly với nguyên lý bootstrap.

Khối Gate drive được thiết kế như sau:



Hình 2-4 Sơ đồ nguyên lý khối gate drive

Khối lọc RC được thiết kế để cắt các tín hiệu PWM từ MCU có tần số thấp hơn 48 kHz đi qua được đưa vào các chân nhận PWM của IC UCC21330BQDRQ1.

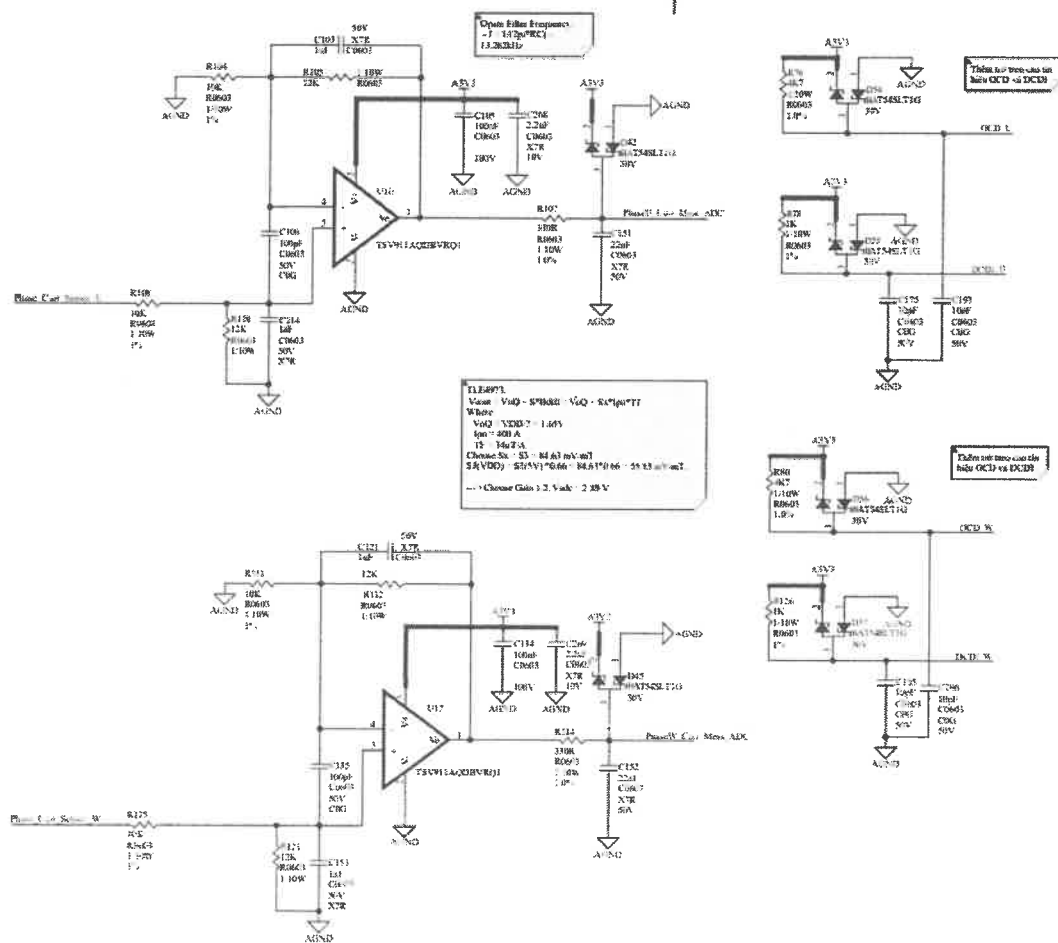
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 480 \text{ kHz} \quad (2-1)$$

• Khối đo dòng điện DC:

Khối đo dòng điện DC được thiết kế sử dụng IC TLE4973 với P/N TLE4973A120T5S0001XUMA1 và 1 op-amp để khuếch đại vi sai tín hiệu từ IC đo dòng sau đó đưa về MCU dưới dạng ADC.

IC TLE4973 có những chức năng chính:

- Đo dòng DC và AC
- Cảnh báo quá dòng, không có dòng điện
- Độ sai lệch thấp
- Có 3 mode hoạt động: single-end, semi-differential, fully-differential



Hình 2-5 Sơ đồ nguyên lý khối đo dòng điện

Khối đo dòng được thiết kế sử dụng mode single-end của IC đo dòng với chân AOUT đưa ra tín hiệu khuếch đại. Điện áp phản hồi của IC đo dòng được đưa qua IC op-amp khuếch đại phản hồi âm.

Điện áp phản hồi của IC đo dòng được tính theo công thức (2-2):

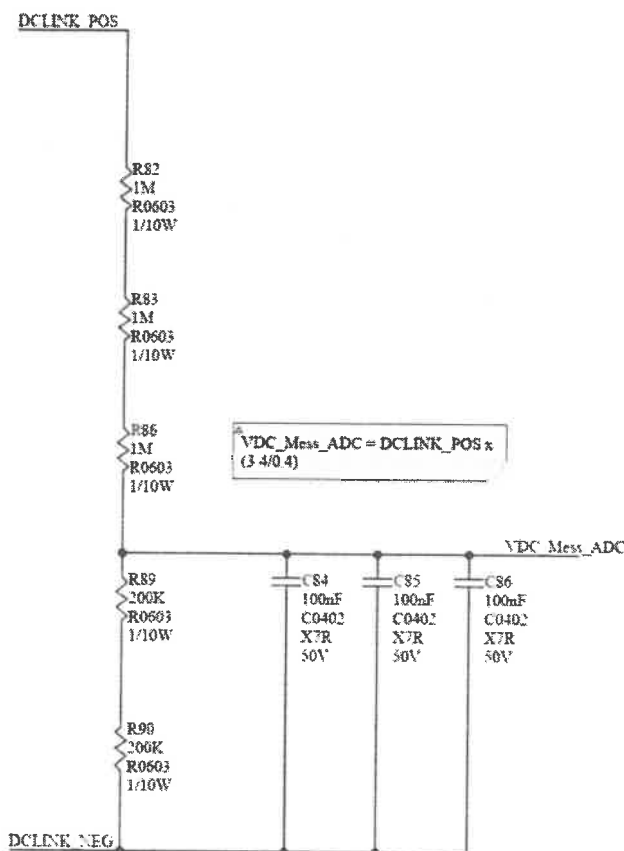
$$VA_{out} = S \cdot IPN \quad (2-2)$$

Với S là hệ số tỉ lệ điện áp/ dòng điện của TLE4973A120T5S0001XUMA1: $S = 13.65 \text{ mV/A}$.

IC khuếch đại vi sai có tác dụng khuếch đại tín hiệu từ IC đo dòng với Gain = 1.2, sau đó đưa tín hiệu dòng điện DC về MCU dưới dạng ADC:

$$V_{outADC} = V_{Aout} \cdot \frac{R_{105}}{R_{104}} = 2,89V \quad (2-3)$$

- **Khởi đo điện áp DC bus:**



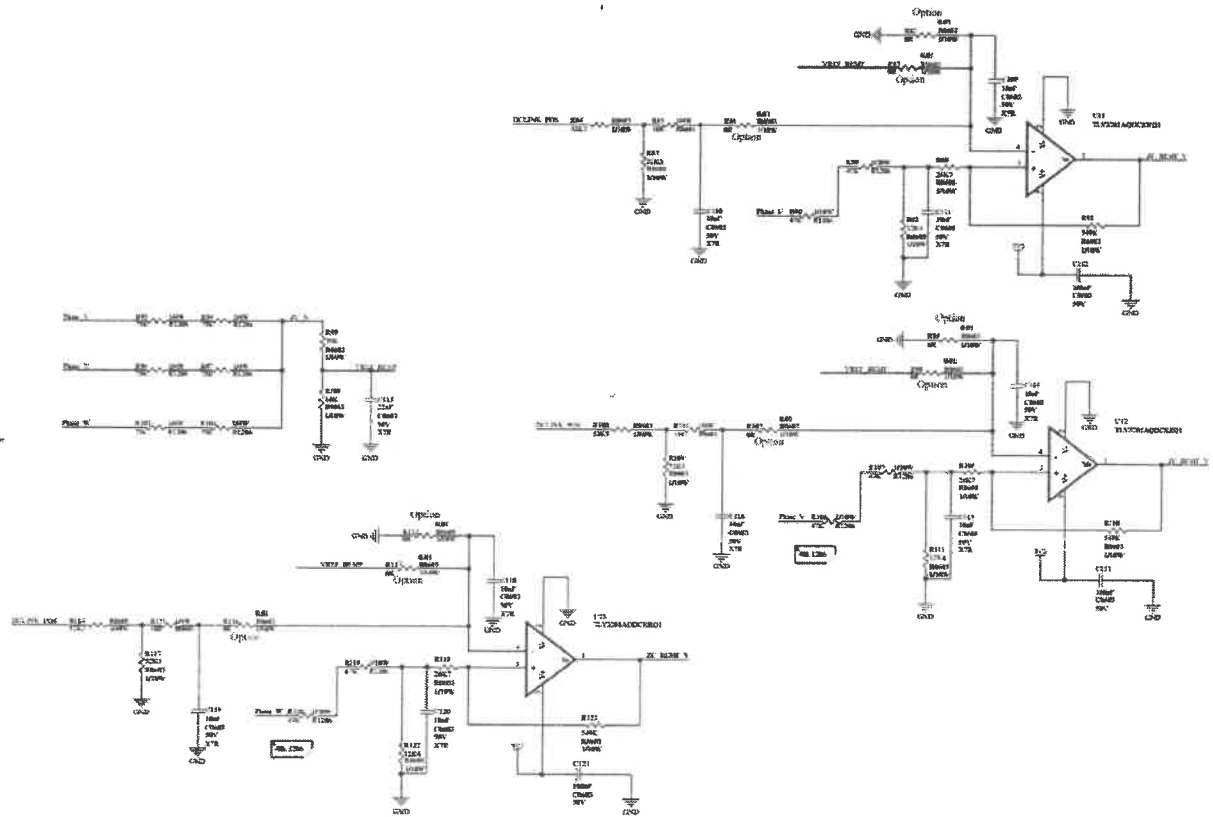
Hình 2-6 Sơ đồ nguyên lý khởi đo điện áp DC bus

Thiết kế sử dụng các điện trở phân áp và lọc RC để đưa tín hiệu ADC về MCU đọc điện áp DC BUS. Với điện áp DC lên tới 90V, khởi đo điện áp DC được thiết kế như Hình 2-6:

- **Khởi phản hồi tín hiệu động cơ sensorless**

Khởi phản hồi tín hiệu động cơ sensorless sử dụng cấu trúc theo nguyên lý Back EMF: Khi động cơ 3 pha hoạt động, điện áp trên 1 cuộn dây pha gây ra cảm ứng điện từ lên 2 cuộn dây ở các pha còn lại. Việc đo điện áp giữa 2 pha còn lại giúp tính toán từ trường trên pha gây ra cảm ứng điện từ trên 2 cuộn dây pha đó. Từ đó, có thể biết được phản hồi tốc độ và vị trí của động cơ trong quá trình điều khiển. Tuy

nhiên, điện áp giữa 2 pha của Inverter là điện áp xoay chiều, vì vậy cần tạo ra điện áp V_{ref_BEMF} để MCU có thể đọc được tính hiệu này. Khối Back EMF được thiết kế như hình sau:



Hình 2-7 Khối đọc Back-EMF

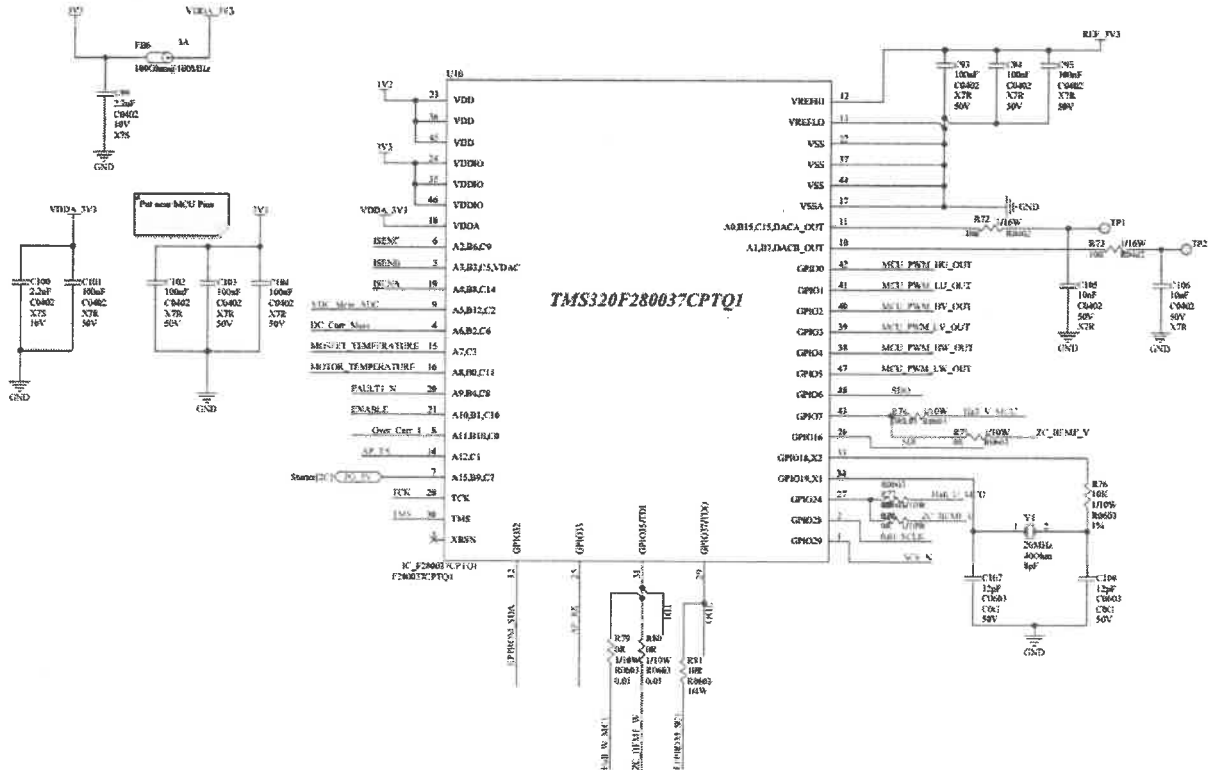
Tuy nhiên khối này được thiết kế và đề xuất thêm trong trường hợp phần mềm không sử dụng phương pháp điều khiển tựa từ thông Rotor mà thay bằng các phương pháp điều khiển khác như Six-step thì cần khối đọc Back-EMF để có giá trị phản hồi về các bộ điều khiển.

● **Khối MCU TMS320F28379D**

Các thông tin chung và các chức năng chính của vi xử lý TMS320F28379D được giới thiệu cụ thể trong phần sau

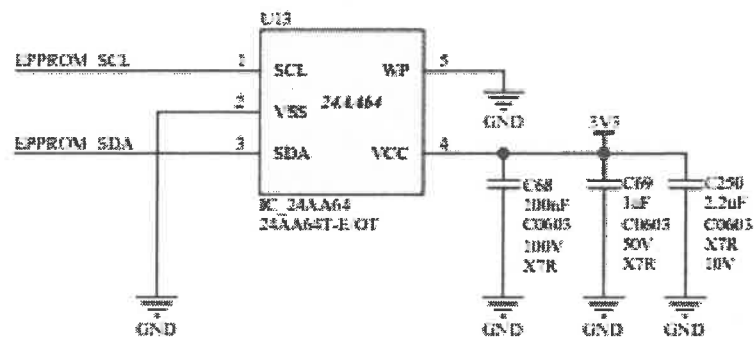
Khối MCU sẽ nhận các giá trị về dòng điện, điện áp sau đó sẽ thực hiện toàn bộ các thuật toán điều khiển của hệ thống điều khiển động cơ theo sơ đồ hình 1-3 Từ đó khối MCU sẽ đưa ra xung PWM đến khối Gate Driver. Xung sau khối Gate sẽ vào

cấu trúc mạch nghịch lưu 3 pha để điều khiển động cơ. Khối MCU được thiết kế phần cứng như sau:

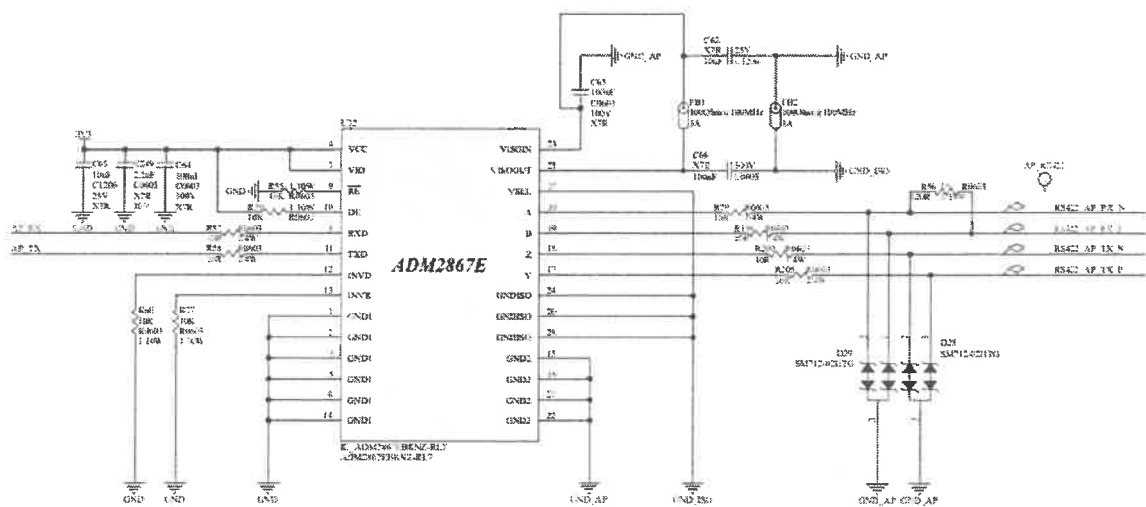


Hình 2-8 Sơ đồ nguyên lý khối MCU

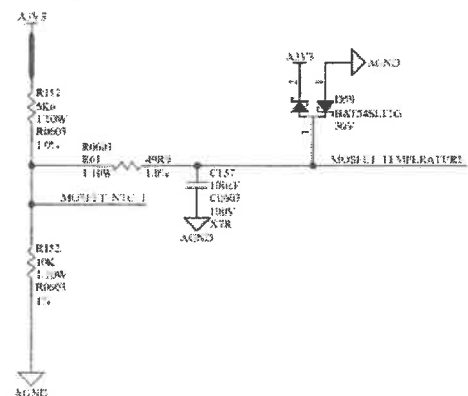
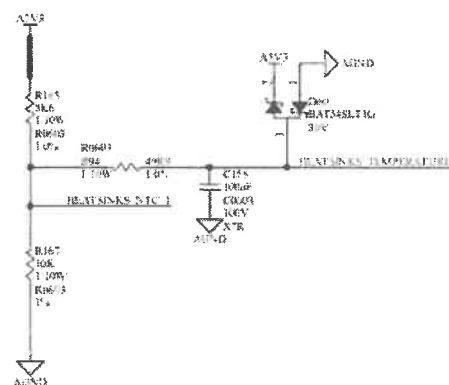
- Các chân 33,34 được sử dụng cho bộ XTAL thạch anh tạo xung clock cho MCU
- Các tụ decoupling được thiết kế với ý đồ đặt sát các chân nguồn trên PCB
- Các tín hiệu phản hồi của động cơ được nối chung để có thể lựa chọn phương pháp điều khiển có sensor hoặc sensorless
- Các tín hiệu đo được nối chân chức năng ADC của MCU
- Các chân PWM điều khiển cho gate driver được nối vào kênh ePWM
- Các chân SPI giao tiếp với gate drive được nối vào kênh SPI-A
- **Một số khối chức năng bổ trợ khác:** EPPROM, Giao tiếp RS422/UART, Đo nhiệt độ MOSFET và động cơ bằng NTC



Hình 2-9 Sơ đồ nguyên lý khối EPPROM



Hình 2-10 Sơ đồ nguyên lý khối giáp tiếp RS422/UART



Hình 2-11 Sơ đồ nguyên lý khối đo nhiệt độ

2.2 Thiết kế phần mềm nhúng điều khiển trên nền tảng DSP TI TMS320F28379D

2.2.1 Thông tin chung về DSP TI TMS320F28379D

TMS320F2837xD là bộ vi điều khiển đầu phẩy động (MCU) 32 bit mạnh mẽ được thiết kế cho các ứng dụng điều khiển vòng kín như động cơ công nghiệp; bộ biến tần năng lượng mặt trời và năng lượng kỹ thuật số; xe điện và vận tải; và cảm biến và xử lý tín hiệu. F2837xD hỗ trợ kiến trúc C28x lõi kép mới giúp tăng hiệu năng hệ thống một cách đáng kể. Các hệ thống con điều khiển thời gian thực kép dựa trên CPU đầu phẩy động C28x 32 bit của TI, cung cấp hiệu suất xử lý tín hiệu 200 MHz trong mỗi lõi. Mỗi lõi bao gồm một nhân CPU C28x chính và 1 nhân phụ CLA, 2 nhân có thể thực hiện độc lập song song đồng thời. Khả năng xử lý song song này có thể tăng gấp đôi hiệu suất tính toán của hệ thống điều khiển thời gian thực một cách hiệu quả. Bằng cách sử dụng CLA để phục vụ các chức năng quan trọng về thời gian, CPU C28x chính có thể tự do thực hiện các tác vụ khác, chẳng hạn như giao tiếp và giám sát bảo vệ

TMS320F2837xD hỗ trợ bộ nhớ flash tích hợp lên tới 1 MB với mã sửa lỗi (ECC) và SRAM lên tới 204KB. Hai vùng bảo mật 128-bit cũng có sẵn trên mỗi CPU để bảo vệ mã.

Bên cạnh chức năng GPIO, F2837xD hỗ trợ các mô-đun ngoại vi cần thiết như ePWM (enhanced Pulse Width Modulation), đọc encoder QEP (Quadrature Encoder Pulse), chuyển đổi số - tương tự ADC/DAC (Analog-to-Digital/Digital-to-Analog), giao tiếp truyền thông (UART, CAN, SPI, I2C...).

- **GPIO (General Peripheral Input/Output)**

Mô-đun GPIO điều khiển ghép kênh kỹ thuật số của thiết bị, sử dụng các chân dùng chung để tối đa hóa tính linh hoạt của ứng dụng. Các chân được đặt tên theo tên I/O có mục đích chung (ví dụ: GPIO0, GPIO25, GPIO58). Các chân này có thể được chọn riêng lẻ để hoạt động như I/O số (còn gọi là chế độ GPIO) hoặc được kết nối với một trong một số tín hiệu I/O ngoại vi như ADC, ePWM... Có đến tối đa 12 tín

GPIO được cấu hình cho từng mục đích sử dụng riêng biệt thông qua hệ thống các thanh ghi được minh họa trong hình 2-12 với 2 loại thanh ghi chính (Chi tiết các thanh ghi trình bày cụ thể trong tài liệu kỹ thuật của từng dòng vi điều khiển, với F2837Xd sử dụng *TMS320F2837xD Dual-Core Real-Time Microcontrollers – Technical Reference Manual*):

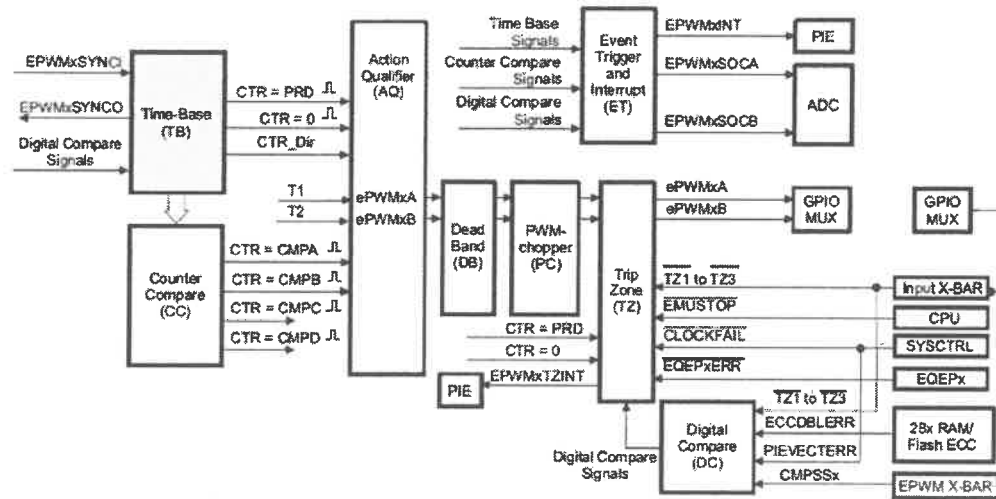
- Thanh ghi điều khiển sử dụng để cấu hình cài đặt, điều khiển hoạt động các chân GPIO tương ứng với các chế độ hoạt động nhất định ứng với các ứng dụng cụ thể của người dùng. Các thanh ghi nhóm này bao gồm: GPyGMUX, GPyMUX, GPyGIR, GPyCSEL, GPyGSEL, GPyCTRL, GPyINV, GPyPUD, GPyODR, GPySET, GPyLEAR, GPyTOGGLE.
- Thanh ghi dữ liệu: sử dụng để lưu trữ dữ liệu cho từng cổng, từng chân GPyDAT.

Các chân GPIOx được cài đặt ở chế độ chân vào hoặc chân ra, với các chế độ các nhau:

- Floating input: chế độ nổi đầu vào, logic của chân không được xác định nếu không có tín hiệu.
- Pull-up input: chế độ đầu vào kéo lên, khi không có tín hiệu vào nhân, logic của chân sẽ là 1.
- Polarity input: chế độ đầu vào đảo, bit logic ở thanh ghi dữ liệu tương ứng của chân sẽ đảo so với đầu vào. Cụ thể, nếu tín hiệu kích hoạt chân là 1 thì bit dữ liệu tương ứng sẽ là 0, và ngược lại.
- Open-drain output: chế độ đầu ra khi viết 1 logic đầu ra sẽ là 0, khi gửi tín hiệu 0 đầu ra sẽ ở chế độ floating.
- Push-pull output: chế độ đầu ra khi gửi logic 1 đầu ra sẽ là logic 0, và ngược lại.

Đối với việc lập trình trên IDE chuyên dụng Code Composer Studio (CCS), việc cài đặt cấu hình các chế độ hoạt động và sử dụng các chân GPIO thực hiện thông qua các hàm định nghĩa trong thư viện “**driverlib.h**”.

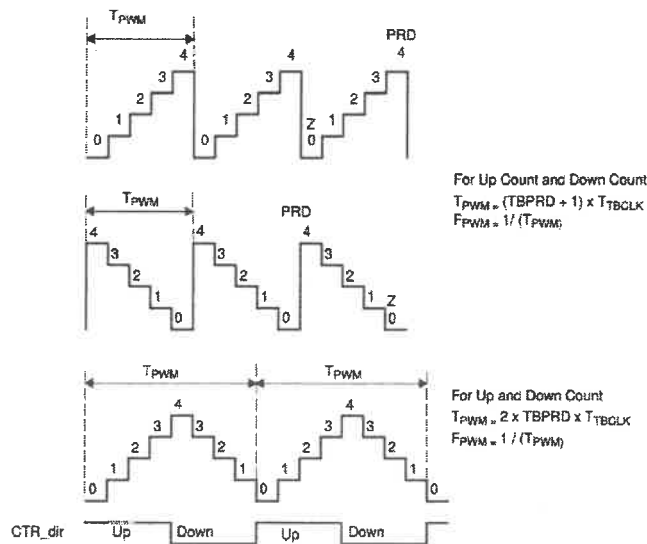
• **Mô-đun ePWM (enhanced Pulse Width Modulation)**



Hình 2-13 Các mô-đun con của ePWM [9], [10]

Ngoại vi điều chế độ rộng xung ePWM là thành phần chính trong việc điều khiển nhiều hệ thống điện tử công suất có trong cả thiết bị thương mại và công nghiệp. Các hệ thống này bao gồm điều khiển động cơ, điều khiển nguồn điện, chuyển đổi số sang tương tự DAC. Mô-đun ePWM của F2837xD gồm 12 kênh ePWM, mỗi kênh cung cấp 2 đầu ra ePWMxA và ePWMxB. Kênh ePWM hỗ trợ nhiều tính năng khác nhau thông qua việc cấu hình sử dụng các mô-đun con của ePWM thể hiện trong hình 2-14.

- **Mô-đun bộ đếm thời gian (Time-Base):** Có nhiệm vụ xác định chu kỳ/tần số của xung PWM thông qua cài đặt giá trị thanh ghi TBPRD. Ngoài ra mô-đun này có chức năng cài đặt đồng bộ với các kênh PWM khác cũng như cài đặt chế độ đếm của TBCTR. Thông qua chế độ đếm cài đặt (đếm lên, đếm xuống, đếm lên-xuống), giá trị TBPRD sẽ được xác định theo công thức phù hợp. Minh họa chế các chế độ đếm với công thức liên hệ giữa giá trị của TBPRD và tần số xung F_{PWM} thể hiện trong Hình 2-14.



Hình 2-14 Các chế độ đếm của mô-đun bộ đếm thời gian [9]

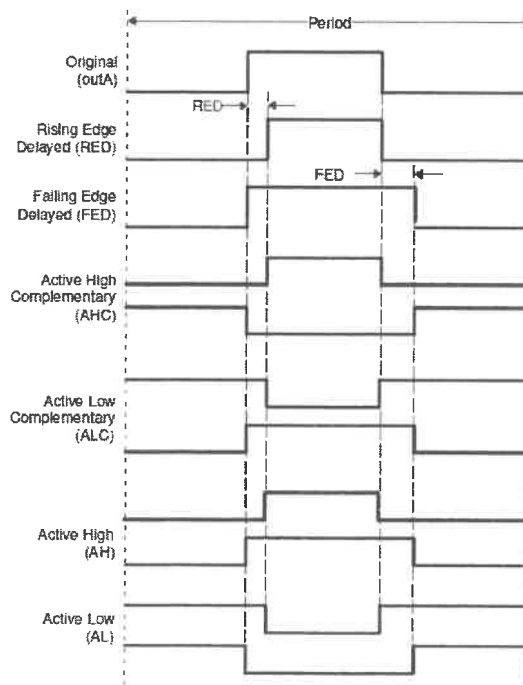
- Mô-đun so sánh bộ đếm (Counter-Compare): Mô-đun CC lấy đầu vào là giá trị TBCTR của bộ đếm cơ sở TBC, giá trị này được so sánh liên tục với counter-compare A/B/C/D (CMPA/CMPB/CMPC/CMPD). Khi giá trị TBCTR bằng với giá trị của một trong những thanh ghi CMPx, mô-đun CC sẽ tạo ra một sự kiện phù hợp.
 - o Bằng việc đặt giá trị cho CMPA và CMPB, độ rộng xung PWM có thể được điều chỉnh.
 - o Khi TBCTR = CMPC/CMPD, điều này sẽ tạo trigger một sự kiện hoặc ngắt.
- Mô-đun định tính hoạt động (Action-Qualifier): Mô-đun AQ có vai trò quan trọng trong việc tạo ra dạng sóng và xung PWM, AQ quyết định sự kiện nào sẽ được chuyển đổi thành hành động, từ đó tạo ra dạng sóng ở đầu ra ePWMxA và ePWMxB. Các sự kiện đầu vào của mô-đun AQ là:
 - o TBCTR = TBPRD
 - o TBCTR = 0x00
 - o TBCTR = CMPA
 - o TBCTR = CMPB
 - o Sự kiện T1, T2 dựa trên sự kiện so sánh của mô-đun so sánh số DC.

- Sự kiện kích hoạt bằng phần mềm

Khi đồng thời nhiều sự kiện xảy ra, việc tác động của các sự kiện sẽ diễn ra theo thứ tự ưu tiên phụ thuộc vào các chế độ đếm.

- Mô-đun thời gian chết (Dead-Band): Trong việc điều khiển các bộ biến đổi điện tử công suất, để tránh hiện tượng trùng dẫn trên một nhánh van, thời gian chết (dead time) sẽ được thêm vào 2 xung điều khiển, việc này được thực hiện bởi mô-đun DB, minh họa trong **Error! Reference source not found.**. Tính năng chính của mô-đun DB:

- Tạo cặp tín hiệu (ePWMxA và ePWMxB) với mối liên hệ thời gian chết từ đầu vào EPWMxA.
- Lập trình cặp tín hiệu cho các chế độ: Active high (AH), Active low (AL), Active high complementary (AHC), Active low complementary (ALC).
- Thêm thời gian trễ (có thể tùy chỉnh thời gian) vào cạnh lên/xuống của xung.
- Nối tắt tín hiệu (không thêm thời gian chết).



Hình 2–15 Minh họa kết quả của mô-đun tạo thời gian chết [9]

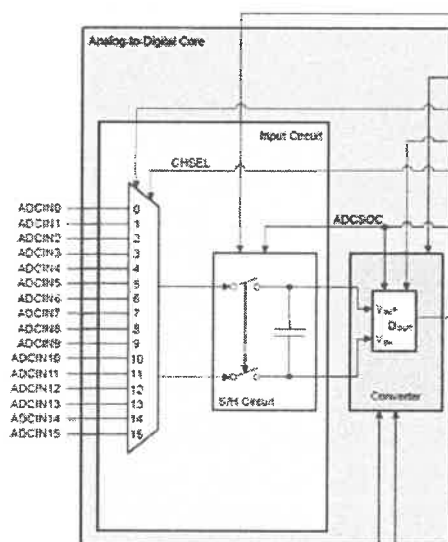
Ngoài ra, còn có các mô-đun:

- Chopper: dùng để điều chỉnh lại tần số xung/độ rộng xung đầu tiên.
- Trip-zone: tạo ra một sự kiện khi có các lỗi xảy ra liên quan đến ngắn mạch/quá dòng/lỗi clock....
- Event-trigger: tạo ra một sự kiện hoặc ngắt khi có điều kiện liên quan tới Time-base, Counter-compare, Digital-compare xảy ra.
- Digital compare: so sánh tín hiệu ngoài với mô-đun PWM tạo trực tiếp các sự kiện/hành động PWM sau đó gửi đến các mô-đun con event-trigger, trip-zone, và time-base.

Trong công việc lần này, các mô-đun này tạm thời chưa được sử dụng. Chi tiết các mô-đun được trình bày trong tài liệu kỹ thuật

- **Mô-đun chuyển đổi tương tự - số ADC (Analog-to-Digital Conversion)**

Mô-đun ADC làm nhiệm vụ chuyển đổi tín hiệu tương tự đầu vào sang giá trị số để vi điều khiển có thể xử lý. Với dòng vi điều khiển F2837xD hỗ trợ 16 kênh ADC với 2 chế độ độ phân giải 12 bit (mặc định) và 16 bit chuyển đổi dải điện áp vào 0÷3,3 V sang các giá trị số từ 0 đến $2^{12}-1$ (12 bit) hoặc $2^{16}-1$ (16 bit). Bản chất của việc chuyển đổi tương tự sang số là quá trình nạp tụ đến điện áp đặt vào chân ADC, sau đó thông qua mạch chuyển đổi sang giá trị số tương ứng.

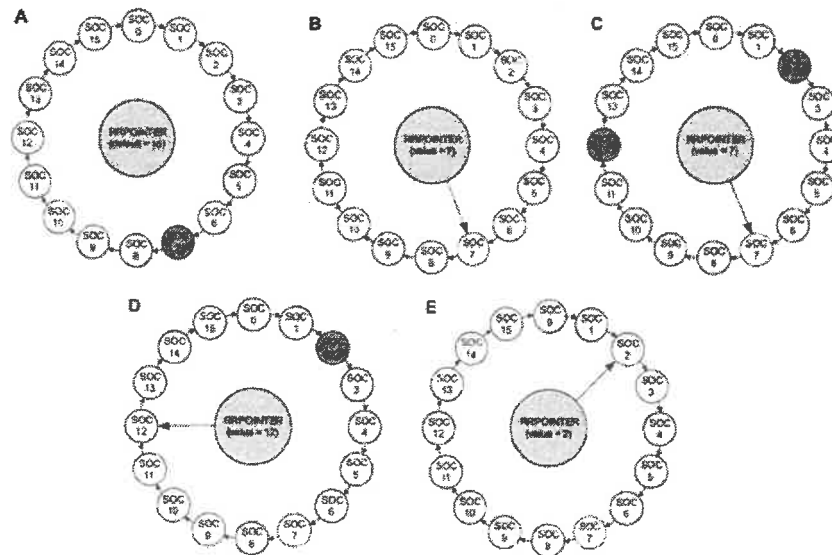


Hình 2-16 Nguyên lý chuyển đổi tín hiệu từ tương tự sang số[9]

Với 16 kênh ADC có 16 tín hiệu để kích hoạt bắt đầu quá trình chuyển đổi (Start-of-Conversion SoC) – bắt đầu quá trình nạp tụ và chuyển đổi sang số, việc cài đặt lựa chọn SoCy kích hoạt cho kênh ADCx sẽ phụ thuộc vào người lập trình. SoC ở dòng vi điều khiển F2837xD được kích hoạt từ nhiều nguồn:

- Trực tiếp từ phần mềm
- ePWM – ADCSOCA hoặc B
- GPIO XINT2
- CPU Timers 0/1/2
- ADCINT1/2

Trên hình 2-16 có thể thấy chỉ có 1 tụ nạp dùng chung cho cả 16 kênh ADC, vì vậy việc lựa chọn SoCy cho kênh ADCx sẽ quyết định thứ tự chuyển đổi cho các kênh ADC. Mặc định thứ tự ưu tiên từ SoC0 (ưu tiên cao nhất) đến SoC15. Việc điều khiển quá trình xử lý cho các kênh ADC yêu cầu chuyển đổi do con trỏ vòng tròn (round-robin pointer RRPOINTER) điều khiển. Hoạt động của RRPOINTER tuân theo nguyên tắc tại 1 thời điểm RRPOINTER sẽ trở vào kênh ADC (tương ứng với tín hiệu SoCy được kích hoạt) đang hoạt động, tất cả các kênh ADC khác trong trạng thái chờ. Sau khi kênh ADC hiện tại kết thúc chuyển đổi, RRPOINTER sẽ trở đến SoC (nhận tín hiệu kích hoạt) tiếp theo có chỉ số cao hơn SoC hiện tại để bắt đầu quá trình chuyển đổi cho kênh ADC tương ứng, các kênh ADC khác tiếp tục ở trạng thái chờ. Minh họa quá trình trên thông qua hình 2-17. A – SoC7 được kích hoạt, sau đó B – RRPOINTER trở đến SoC7, kênh ADC tương ứng bắt đầu quá trình chuyển đổi. Trong quá trình chuyển đổi, SoC2 và SoC12 đồng thời nhận tín hiệu kích hoạt, do quá trình chuyển đổi của kênh ADC ứng với SoC7 chưa kết thúc nên 2 kênh ADC ứng với SoC2 và SoC12 trong trạng thái chờ. Khi ADC ứng với SoC7 kết thúc, RRPOINTER trở đến SoC cao hơn là SoC12 để bắt đầu quá trình chuyển đổi kênh ADC tương ứng, SoC2 trong trạng thái chờ. Khi kết thúc ADC của SoC12, nếu SoC2 vẫn còn nhận tín hiệu kích hoạt, kênh ADC tương ứng sẽ bắt đầu quá trình chuyển đổi. Quá trình cứ tiếp diễn như vậy.



Hình 2-17 Minh họa quá trình RPPOINTER xử lý thứ tự ưu tiên chuyển đổi các kênh ADC[9]

Hoạt động mặc định theo sự ưu tiên của con trỏ RRPOINTER có thể được can thiệp bằng chế độ BURST mode. Tuy nhiên chế độ này có thể làm gián đoạn quá trình hoạt động của chương trình.

Mô-đun ADC còn cung cấp 4 khối xử lý PPB (Post Processing Block) cho mỗi kênh ADC, được sử dụng để tinh chỉnh lại kết quả chuyển đổi, gồm:

- Bù off-set do nhiễu của cảm biến đo và nhiễu khác ảnh hưởng đến tín hiệu tương tự.
- Bù sai lệch so với giá trị tham chiếu.
- Kích hoạt một sự kiện/ngắt khi giá trị qua 0 hoặc vi phạm giới hạn trên/dưới.

• **Nhân CLA (Control Law Accelerator)**

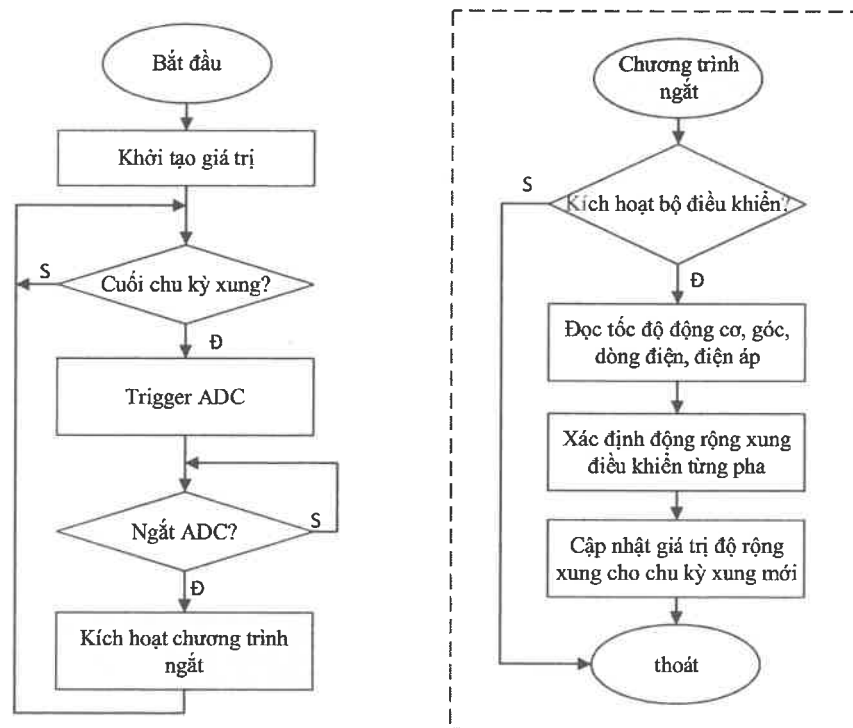
CLA là nhân phụ cho phép mở rộng khả năng hoạt động của CPU C28x nhờ việc có thể xử lý các tiến trình song song. Các vòng điều khiển thường được thực hiện bởi CLA nhằm đạt được độ trễ thấp từ việc lấy mẫu và đọc kết quả ADC, vì vậy, CLA cho phép hệ thống phản hồi nhanh hơn và các vòng điều khiển hoạt động với giải tần cao hơn. Việc sử dụng CLA cho các tác vụ quan trọng về thời gian giúp giải phóng CPU chính để thực hiện đồng thời các chức năng và giao tiếp khác.

Các tính năng chính của CLA:

- Tần số hoạt động tương tự với CPU chính
- Kiến trúc độc lập cho phép CLA thực thi tiến trình độc lập với CPU chính
 - o Kiến trúc bus hoàn chỉnh: bao gồm hệ thống bus địa chỉ, bus chương trình, và bus dữ liệu.
 - o Bộ đếm chương trình 16 bit
 - o 4 thanh ghi kết quả 32 bit (MR0-MR3), 2 thanh ghi phụ 16 bit (MAR0, MAR1), thanh ghi trạng thái

2.2.2 Triển khai chương trình điều khiển

Các mô-đun cần thiết cho ứng dụng điều khiển tốc độ động cơ 3 pha đồng bộ nam châm vĩnh cửu đã được trình bày tóm tắt ở phần trên, chương trình điều khiển động cơ được thể hiện bằng lưu đồ trong Hình 2-18.



Hình 2-18 Lưu đồ chương trình điều khiển động cơ

Tiến trình chương trình diễn ra tuần tự như sau:

- Khi cấp nguồn cho mạch điều khiển, chương trình cấu hình các mô-đun cần sử dụng (ADC, GPIO, ngắt, eCAP, ePWM), khởi tạo giá trị các tham số của bộ điều khiển và giá trị ban đầu cho các đại lượng cần đo cũng như độ rộng

các xung điều khiển. Để đảm bảo an toàn cho hệ thống, quá trình khởi tạo sẽ đảm bảo độ rộng các xung điều khiển đều bằng 0.

- Sau đó, chương trình sẽ xác định xem đã kết thúc 1 chu kỳ xung điều khiển hay chưa, nếu kết thúc rồi sẽ kích hoạt quá trình chuyển đổi ADC, khi quá trình chuyển đổi hoàn tất sẽ kích hoạt chương trình ngắt thực thi bộ điều khiển. Mục đích của việc này nhằm đảm bảo 1 chu kỳ xung được thực hiện trọn vẹn cũng như quá trình chuyển đổi ADC không bị gián đoạn.
- Khi chương trình ngắt được kích hoạt, chương trình kiểm tra xem có được thực thi bộ điều khiển hay không. Tín hiệu này sẽ do người dùng đặt bên ngoài hoặc tự động được kích hoạt khi hệ thống không có lỗi. Nếu không được phép thực thi bộ điều khiển, chương trình ngắt sẽ kết thúc và trở lại chương trình chính. Ngược lại, nếu bộ điều khiển được phép thực thi, chương trình sẽ bắt đầu quá trình đọc và tính toán các giá trị về tốc độ động cơ, ước lượng góc điện, các giá trị về dòng điện pha và điện áp nguồn DC. Sau đó thực thi bộ điều khiển để có được giá trị mới cho độ rộng các xung điều khiển và kết thúc chương trình ngắt. Giá trị mới của độ rộng xung sẽ được lưu lại vào thanh ghi của mô-đun ePWM nhằm mục đích cập nhật lại độ rộng xung ở chu kỳ xung tiếp theo. Toàn bộ thời gian tính từ lúc kích hoạt quá trình chuyển đổi ADC đến khi hoàn thành 1 vòng chương trình điều khiển được đảm bảo thực hiện xong trong 1 chu kỳ xung điều khiển.

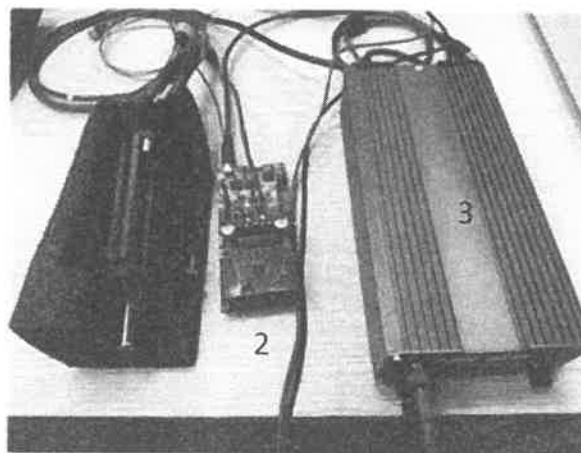
Mô-đun điều khiển động cơ do tác giả thiết kế bao gồm hai phần chính: mạch lực và mạch điều khiển. Mạch lực được cấu thành từ sáu van MOSFET, được bố trí theo cấu hình ba nhánh cầu song song để thực hiện chức năng điều khiển động cơ. Trong khi đó, mạch điều khiển bao gồm các khối chức năng như mạch đo và vi điều khiển TMS320F28379D. Chương trình điều khiển được triển khai trong chương trình ngắt của bộ chuyển đổi tương tự-số (ADC), đảm nhiệm việc tính toán thời gian đóng/mở các van của từng nhánh cầu một cách hợp lý nhằm điều khiển động cơ hiệu quả.

CHƯƠNG 3. THỰC NGHIỆM MÔ-ĐUN ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM) KHÔNG SỬ DỤNG CẢM BIẾN

3.1 Sản phẩm, thông số và kịch bản thử nghiệm

Ở đây, tác giả sử dụng động cơ PMSM: SSS 56123/230KV để làm thực nghiệm. Động cơ PMSM có thông số và được mô hình hóa với các tham số sau:

Tham số	Giá trị
Dòng định mức	53.71A
Điện trở Stator R_S	0.0523 Ohm
Hằng số tốc độ	s230 Krpm/V
Số cặp cực	3
Tần số phát xung	16kHz
Tham số bộ điều khiển dòng điện	$K_p = 0.005, K_i = 8.0$
Tham số bộ điều khiển tốc độ	$K_p = 0.03, K_i = 0.1$
Tham số bộ quan sát Back EMF	$\beta_1 = 9600, \beta_2 = 4.6 \cdot 10^7$



Hình 3–1 Hệ thực nghiệm điều khiển động cơ. 1- Động cơ PMSM, 2- Mô-đun điều khiển, 3- Nguồn DC

Trước khi kiểm nghiệm thực tế hoạt động của mô-đun điều khiển động cơ **Error! Reference source not found.**, đáp ứng của bộ điều khiển không cảm biến cần được kiểm chứng bằng mô phỏng trên MATLAB/Simulink.

Đối với kiểm chứng bằng mô phỏng:

- Kiểm chứng chất lượng bộ quan sát với 2 giá trị bao gồm suất phản điện động trên trục α và giá trị ước lượng góc điện động cơ. Từ đó sẽ tiến hành so sánh, đánh giá để tiến tới thử nghiệm việc với đáp ứng bộ điều khiển không cảm biến. Tốc độ đặt từ 0 rpm lên 1000 rpm trong khoảng thời gian 1s. Đáp ứng bước nhảy là điều kiện thử nghiệm khắc nghiệt nhất, quan sát đáp ứng tốc độ để thấy được chất lượng của bộ điều khiển thiết kế (thời gian đáp ứng cũng như độ quá điều chỉnh, sai lệch tĩnh của tốc độ so với giá trị đặt). Bên cạnh đó, hệ thống sẽ được đóng tải tại thời điểm 4s để thấy được đáp ứng của bộ điều khiển không cảm biến khi có nhiều thay đổi và tác động.

Đối với kiểm chứng thực nghiệm:

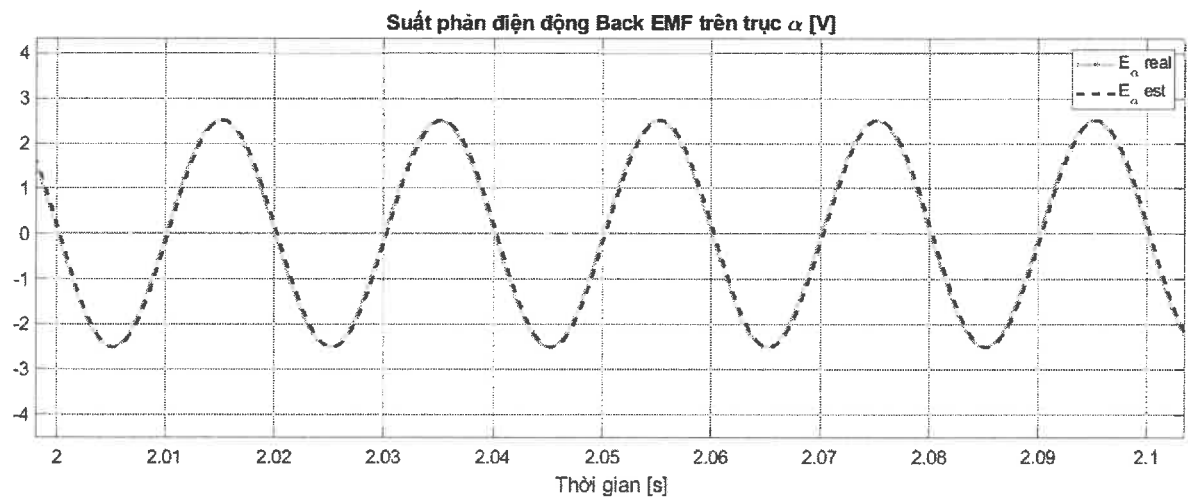
- Thay đổi tốc độ động cơ với các mức 0 rpm – 1000 rpm – 2000 rpm. Quan sát đáp ứng thay đổi tải tại khoảng thời điểm 11-14s.

Các đặc tính về tốc độ, dòng điện, và điện áp sẽ được ghi lại để phân tích.

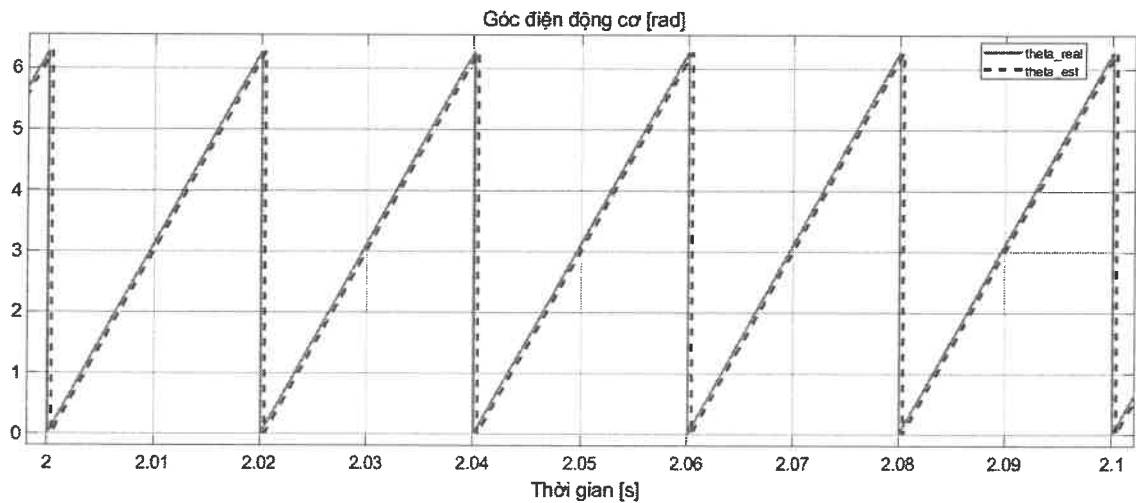
3.2 Kết quả, đánh giá và phân tích

3.2.1 Kết quả mô phỏng trên MATLAB/Simulink

● Kịch bản mô phỏng



Hình 3-2 Kiểm chứng với suất phản điện động trục α

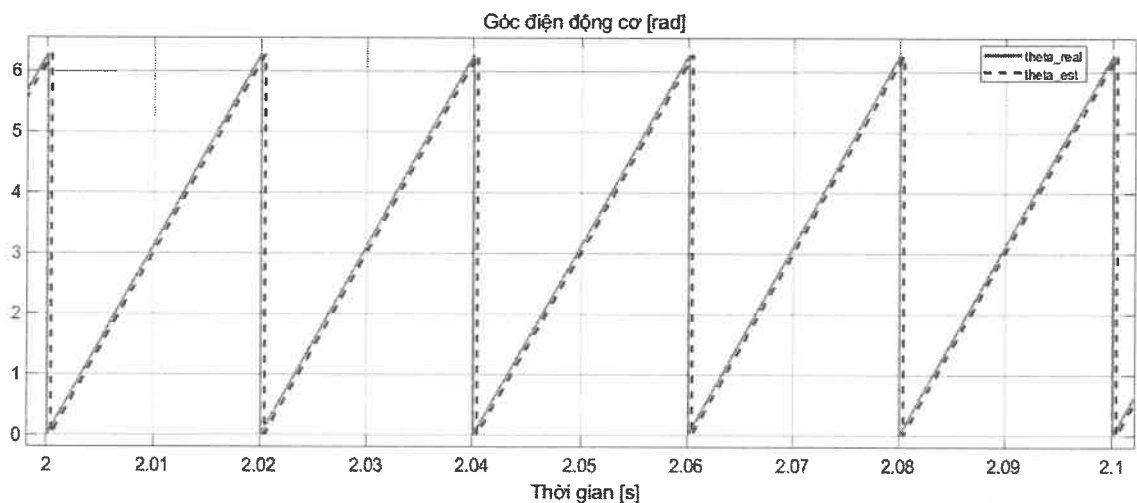


Hình 3-3 Kiểm chứng ước lượng góc điện động cơ

Hình

3-2

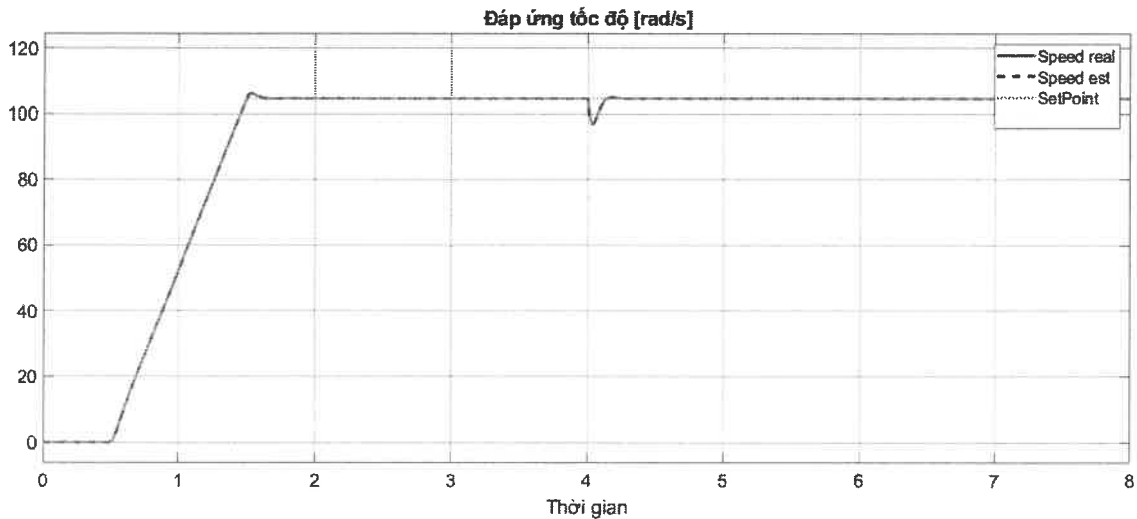
và



Hình 3-3 thể hiện rằng, kết quả ước lượng suất phản điện động trên trục α và ước lượng góc điện động cơ bám sát so với suất phản điện động và góc điện động cơ đo được trong mô phỏng. Nhìn vào Hình 3-2, có thể thấy được suất phản điện động cho ra dạng sóng hình sin, chu kỳ lặp lại đều. Biên độ dao động trong khoảng từ -2.5V đến 2.5V. Khoảng thời gian giữa các đỉnh lân cận (chu kỳ) cho thấy sóng có tần số ổn định và không thấy xuất hiện nhiễu. Quá trình ước lượng trễ do quá trình tính toán nên tín hiệu ước lượng sẽ đi sau so với tín hiệu thực tế. Tuy nhiên, độ trễ này rất nhỏ trong mức chấp nhận được.

Sau khi kiểm chứng chất lượng của bộ quan sát, tác giả sẽ khảo sát đáp ứng bộ điều khiển không cảm biến. Tác giả sẽ đặt tốc độ đặt từ 0 rpm lên 1000 rpm bắt đầu tại thời điểm 0,5s đến 1,5s. Quá trình khởi động yêu cầu công suất khởi động lớn, dẫn đến hiện tượng dòng điện và điện áp tăng vọt do sau đó ổn định ở giá trị xác lập.

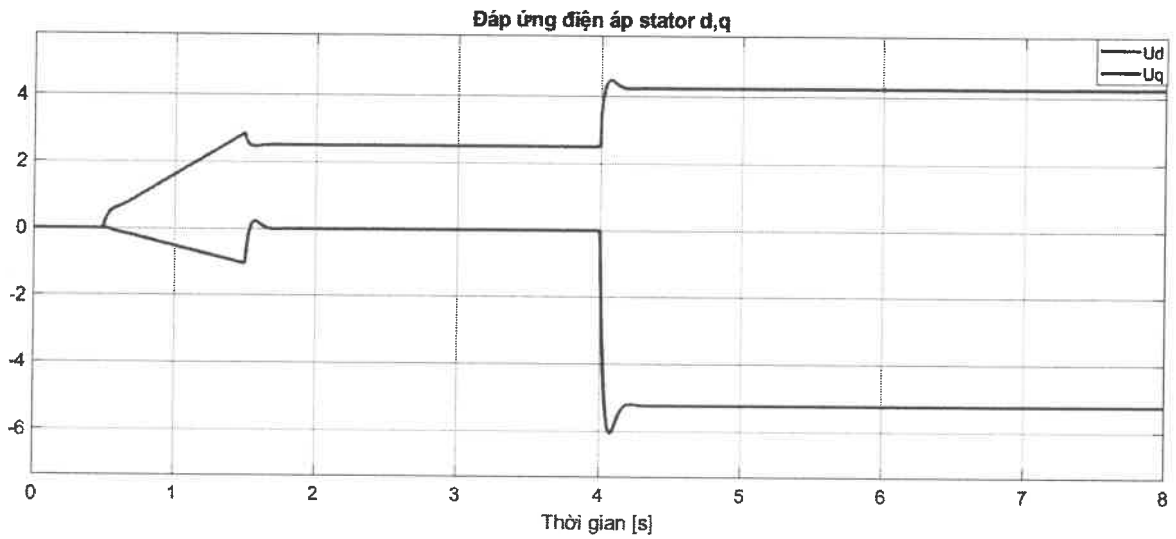
Đáp ứng tốc độ có độ quá điều chỉnh khoảng 8% do ảnh hưởng của điểm không trên tử số hàm truyền của hệ kín (1-17). Khi tải được kết nối, động cơ cần tạo ra momen để vượt qua momen tải và tăng tốc, gây suy giảm tạm thời tốc độ. Nhưng sau đó nhanh chóng ổn định ở trạng thái xác lập với sai lệch tĩnh điều khiển bằng 0. Hệ đáp ứng tốt ngay cả trong điều kiện thử nghiệm khắc nghiệt nhất.



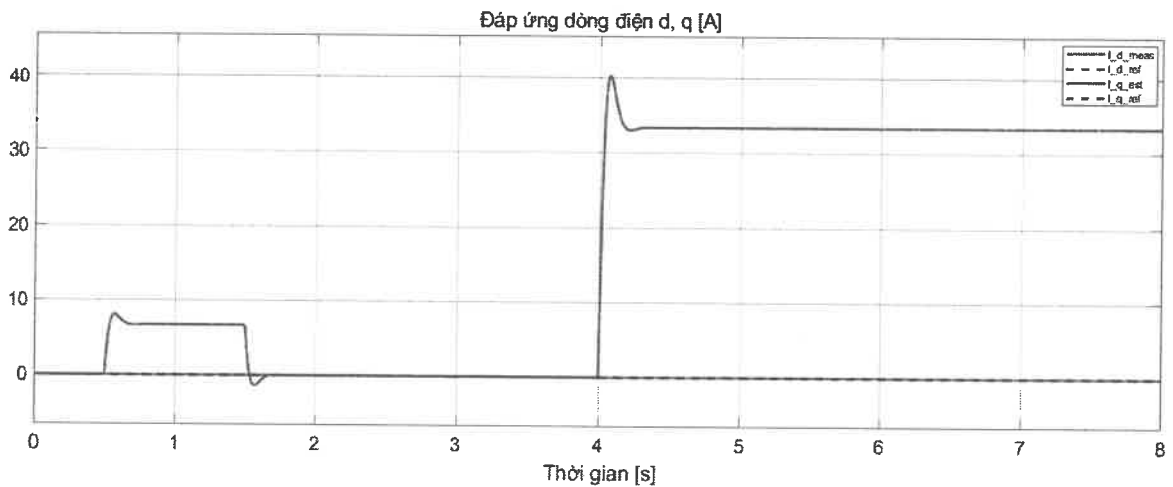
Hình 3-4 Đáp ứng mô phỏng tốc độ

Trong hệ tọa độ qua d-q (Hình 3-6), sự cân bằng với momen tải được phản ánh qua đáp ứng dòng. Dòng điện trục d (i_d) được điều khiển ổn định ở 0, do từ thông sinh ra bởi nam châm vĩnh cửu trong động cơ. Dòng điện trục q (i_q) thể hiện về động học hệ thống với dòng i_q tăng đột biến trong quá trình tăng tốc. Sau đó i_q ổn định ở mức 0 khi không có tải và ổn định ở giá trị tỉ lệ với momen động cơ, đảm bảo cân bằng với momen tải.

Vậy bộ điều khiển thiết kế đã đáp ứng tốt với các kịch bản đặt ra, sẵn sàng triển khai vào hệ thực nghiệm.



Hình 3-5 Đáp ứng mô phỏng điện áp kích bản mô phỏng



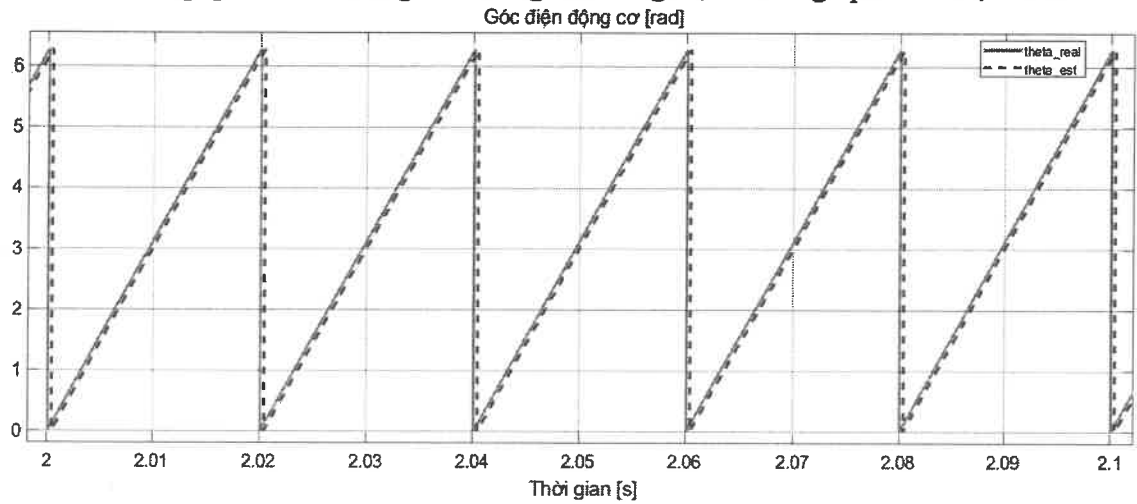
Hình 3-6 Đáp ứng mô phỏng dòng điện trục d-q

3.2.2 Kết quả thực nghiệm

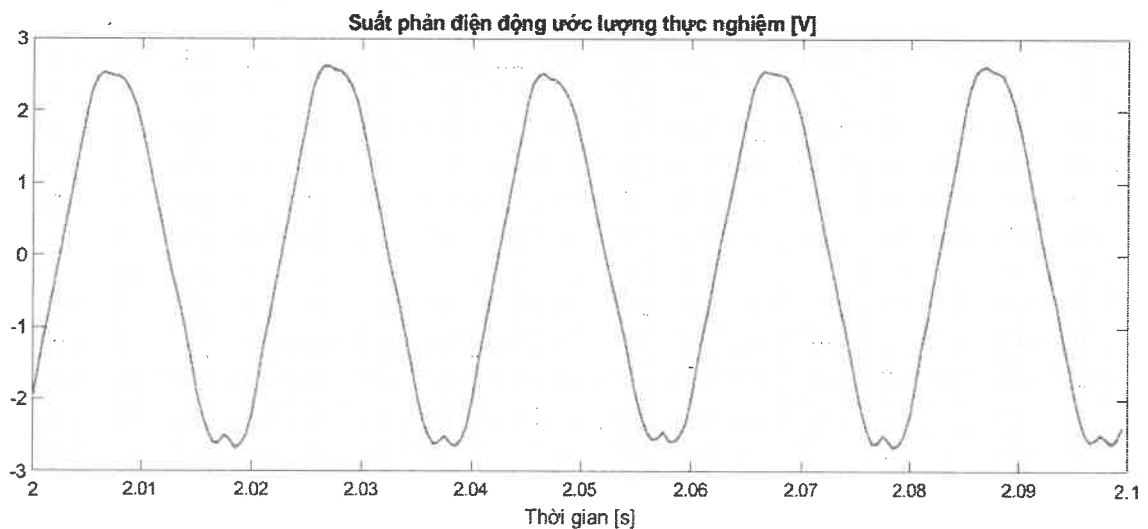
- **Kịch bản thực nghiệm**

Với thực nghiệm, tác giả thử nghiệm đáp ứng động học của động cơ khi thay đổi tốc độ. Đầu tiên, tác giả quan sát kết quả ước lượng suất phản điện động trên trục α

và ước lượng góc điện động cơ trong thực nghiệm thông qua đồ thị Hình 3-2 và

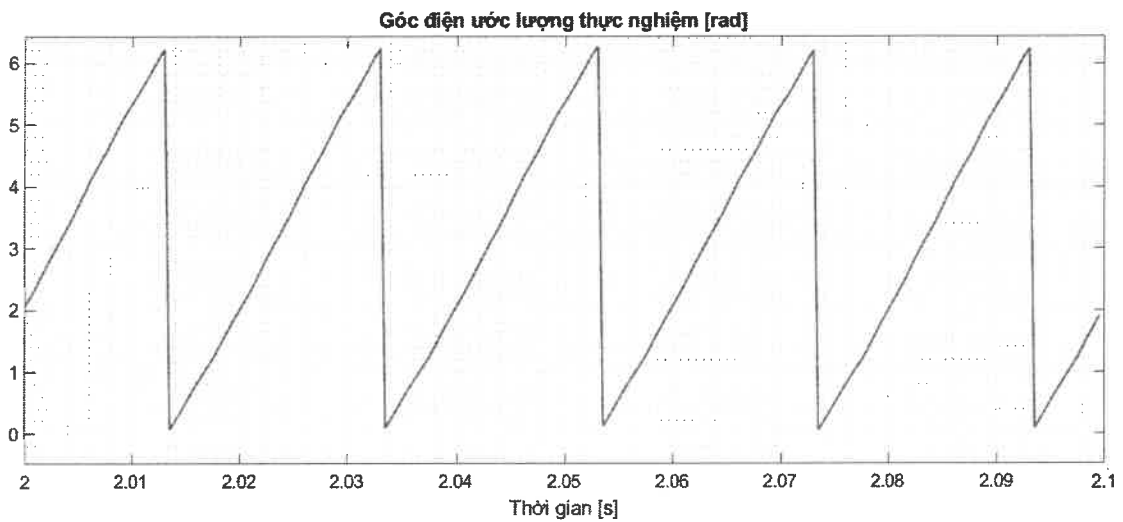


Hình 3-3

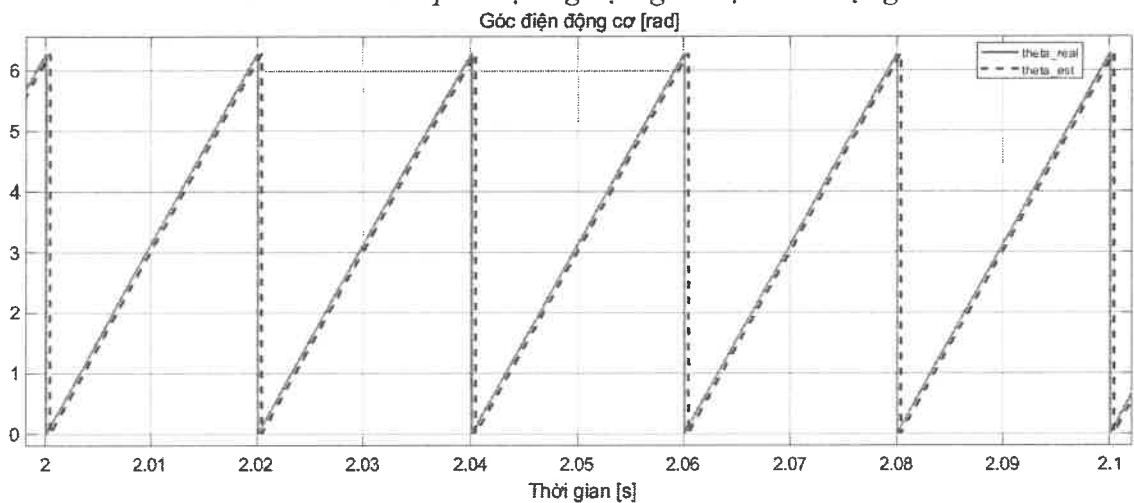


Hình 3-7 Kết quả thực nghiệm suất phản điện động ước lượng

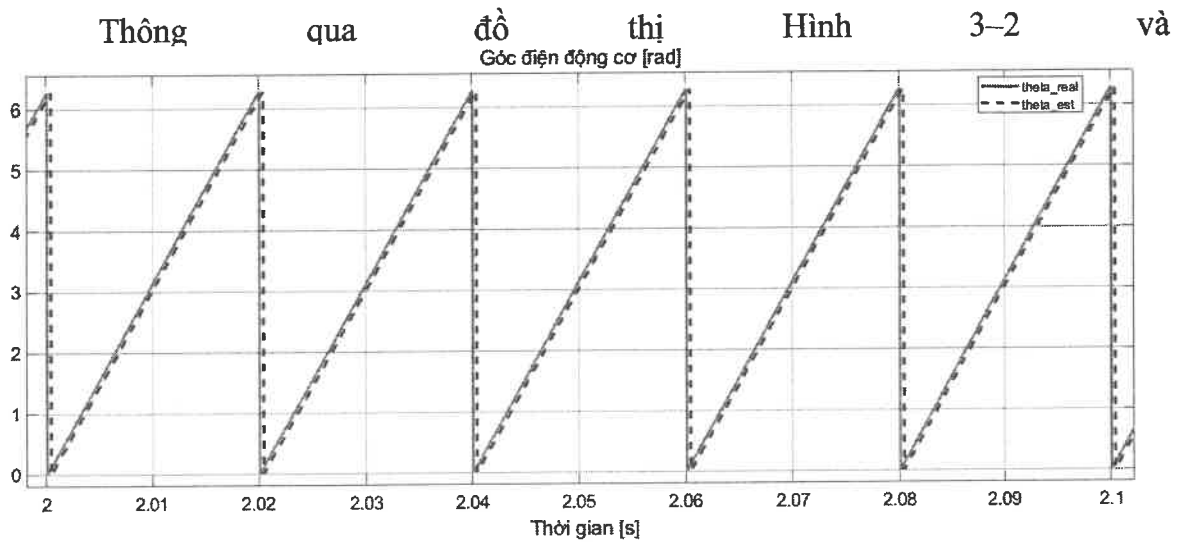
Kết quả ước lượng suất phản điện động trong thực nghiệm cho ra dạng sóng hình sin, chu kỳ lặp lại đều đặn cho thấy tần số ổn định. Biên độ ước lượng suất phản điện động trong thực nghiệm dao động từ khoảng -2,5V đến 2,5V đúng với ước lượng trong mô phỏng. Tuy nhiên có một số nhiễu nhỏ xuất hiện ở các điểm cực tiểu và cực đại nhưng ảnh hưởng không đáng kể.



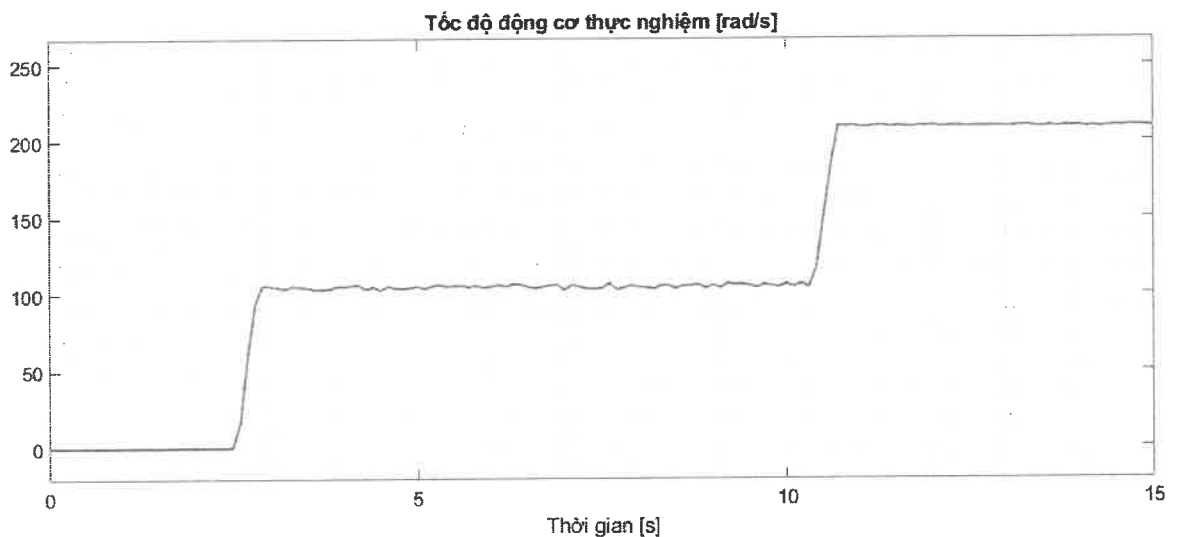
Hình 3–8 Kết quả thực nghiệm góc điện ước lượng



Hình 3–3 thể hiện đồ thị góc điện ước lượng trong thực nghiệm có dạng răng cưa tuyến tính, với các đoạn tăng dần đều đặn rồi giảm đột ngột về 0. Điều này thể hiện quá trình tăng tuyến tính của góc điện theo thời gian và hiện tượng reset góc về 0 khi đạt một giá trị cực đại. Sự tuyến tính của góc điện phản ánh sự ổn định và đồng nhất của tần số của suất phản điện động. Độ dốc của các đoạn tuyến tính tỷ lệ thuận với tốc độ quay của động cơ. Đường góc điện ước lượng nhìn chung mượt và ổn định, nhưng có thể thấy một số nhiễu nhỏ ở các điểm reset về 0. Nhiễu này có thể do sai số trong việc ước lượng suất phản điện động hoặc quá trình tính toán góc điện từ EMF với tín hiệu có nhiễu nhẹ.

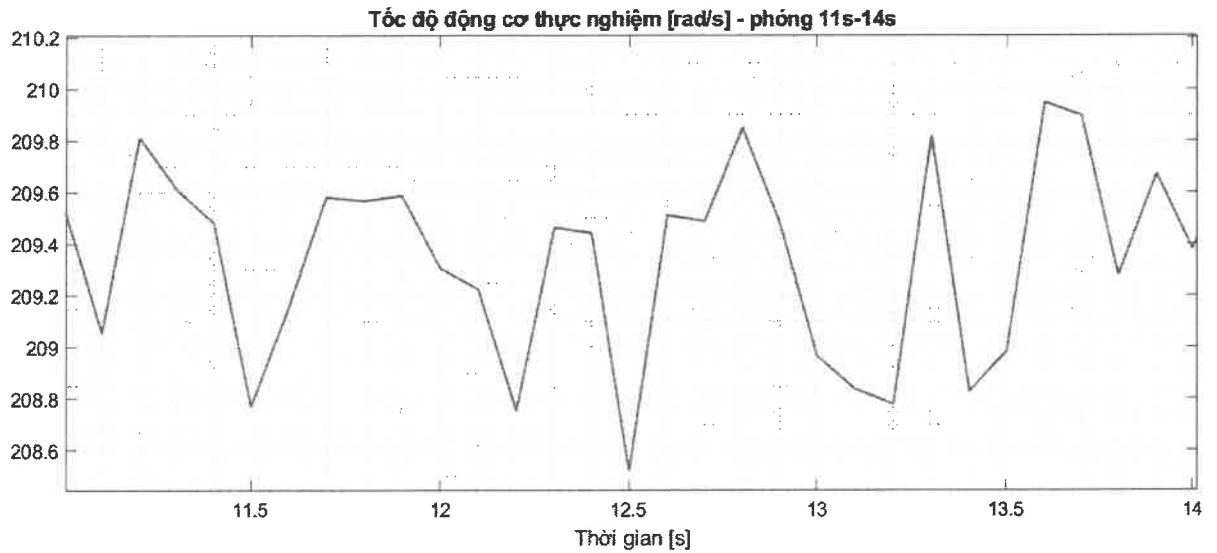


Hình 3-3, có thể đánh giá chất lượng của bộ quan sát tốt sát với mô phỏng và thể hiện được sự ổn định, tuyến tính của tốc độ động cơ.. Tiếp theo tác giả thực hiện nghiệm về việc thay đổi tốc độ động cơ theo kịch bản với các mức 0 rpm – 1000 rpm – 2000 rpm.



Hình 3-9 Kết quả thực nghiệm tốc độ động cơ

Trên **Error! Reference source not found.** cho thấy rõ hệ thống nhanh chóng tiến tới trạng thái xác lập với sai lệch tĩnh bằng 0 và độ quá điều chỉnh nhỏ khoảng 10%. Các quá trình tăng tốc có độ dốc tương đối lớn, cho thấy khả năng đáp ứng nhanh của hệ thống. Với thực nghiệm do ảnh hưởng của nhiễu từ thiết bị điện tử trong quá trình khuếch đại hoặc do cáp, kết nối có thể gây ra nhiễu từ các nguồn điện xung quanh, tốc độ động cơ thực nghiệm mặc dù vẫn ổn định trong các giai đoạn xác lập nhưng vẫn có dao động nhỏ xung quanh. **Error! Reference source not found.** thể hiện được tốc độ động cơ trong khoảng 11s-14s sau khi đã tăng tốc lên 2000 rpm, dao động nhỏ do nhiễu gây ra không đáng kể.



Hình 3-10 Kết quả thực nghiệm tốc độ động cơ (11s-14s)

Việc mô phỏng dùng để kiểm chứng trước chất lượng đáp ứng của bộ quan sát dùng trong bộ điều khiển không cảm biến trước khi triển khai trong thực tế. So sánh giữa đáp ứng mô phỏng và thực nghiệm có thể thấy, đáp ứng tốc độ không tồn tại sai lệch tĩnh, độ quá điều chỉnh nhỏ và có thể đáp ứng với các kích bản thay đổi tốc độ và tải. Điểm khác biệt rõ nhất giữa thực nghiệm và mô phỏng là xuất hiện nhiễu do tác động của từ cả môi trường lẫn phần cứng, phần mềm trong hệ thống. Vấn đề này có thể được khắc phục bằng các bộ lọc hoặc tối ưu hóa hơn về các thuật toán.

Thông qua kịch bản thực nghiệm, mô-đun điều khiển động cơ không sử dụng cảm biến thiết kế đáp ứng được các yêu cầu đặt ra, có thể áp dụng cho các ứng dụng điều khiển tốc độ sử dụng trong các ứng dụng điều khiển chuyển động không cần tới cảm biến.

KẾT LUẬN

Đề án thạc sĩ đã trình bày những hiểu biết chung nhất (ưu điểm, nhược điểm, phạm vi ứng dụng) về các loại động cơ điện hiện đang được sử dụng hiện nay. Bên cạnh đó, lý thuyết về phương pháp FOC, SVM và bộ quan sát cũng được giới thiệu tóm tắt. Dựa trên lý thuyết về phương pháp FOC, đề án tiến hành mô hình hóa và thiết kế các mạch vòng điều khiển cho động cơ PMSM – đối tượng nghiên cứu của đề án. Sau đó tiến tới việc thiết kế bộ quan sát để điều khiển động cơ mà không cần dùng cảm biến. Đề án cũng trình bày các khối chức năng trong mô-đun điều khiển động cơ, quy trình triển khai thuật toán điều khiển trên vi điều khiển TMS320F28379D. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã chứng minh được chất lượng của các bộ điều khiển và tính khả thi của mô-đun điều khiển động cơ PMSM không sử dụng cảm biến tốc độ.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] P. H. Nhã and V. T. C. Thùy, “TỔNG QUAN VỀ ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ CHUYÊN MẠCH: CƠ HỘI, THÁCH THỨC VÀ XU HƯỚNG ĐIỀU KHIỂN TRONG TƯƠNG LAI,” *TẠP CHÍ KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ - ĐẠI HỌC ĐÀ NẴNG*, vol. 21, pp. 51–57, 2023.
- [2] N. B. Huy, “Điều khiển hệ truyền động cho ô tô điện,” Đại học Bách khoa Hà Nội, 2015.
- [3] P. T. H. Hanh, V. T. Ha, P. T. Giang, and T. Van Huy, “Analysis and Comparison of Electric Motor Types for Electric Vehicles,” *J. Sci. Technol.*, vol. 2, no. 2, pp. 20–24, 2022.
- [4] S. M. Liu, C. H. Tu, C. L. Lin, and V. T. Liu, “Field-oriented driving/braking control for electric vehicles,” *Electron.*, vol. 9, no. 9, pp. 1–12, 2020, doi: 10.3390/electronics9091484.
- [5] B. Q. Khánh, Đ. Q. Vinh, P. Q. Đăng, and N. Q. Địch, *Điều khiển truyền động điện trong công nghiệp*. Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, 2020.
- [6] T. Vo-Duy and M. C. Ta, “Fundamental design of electric motor control systems,” in *Encyclopedia of Electrical and Electronic Power Engineering*, vol. 3, Elsevier, 2023, pp. 428–453. doi: 10.1016/B978-0-12-821204-2.00054-4.
- [7] K. H. Nam, *AC Motor Control and Electric Applications*. Taylor & Francis Group, 2010.
- [8] D. O. Neacsu, “SPACE VECTOR MODULATION –An Introduction,” in *IECON 01 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat No 37243) IECON-01*, 2001, no. February, pp. i–xliv. doi: 10.1109/IECON.2001.976442.
- [9] T. Instruments, “TMS320F2837xD Dual-Core Real-Time Microcontrollers – Technical Reference Manual,” 2023.

- [10] T. Instruments, “C2000 Real-Time Control MCU Peripherals,” 2023.
- [11] H. V. Nguyen, K. Suleimenov, B. H. Nguyen, T. Vo-Duy, M. C. Ta, and T. Duc Do, “Dynamical Delay Unification of Disturbance Observation Techniques for PMSM Drives Control,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 27, no. 6, pp. 5560–5571, 2022, doi: 10.1109/TMECH.2022.3181176.

