

**ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI**



## **ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP**

### **ĐIỀU KHIỂN SENSORLESS TỐC ĐỘ CHO ĐỘNG CƠ BƯỚC LAI HAI PHA**

**LÊ HỮU AN**

an.lehuu191663@sis.hust.edu.vn

**Ngành KT Điều khiển & Tự động hóa**

**Giảng viên hướng dẫn:** TS. Nguyễn Mạnh Linh

---

Chữ ký của GVHD

**Khoa:** Tự động hóa

**Trường:** Điện – Điện tử

**HÀ NỘI, 2/2024**



**NHIỆM VỤ  
ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP**

Họ và tên sinh viên: Lê Hữu An

Khóa 64

Trường: Điện- Điện tử

Ngành: KT ĐK &TĐH

*1. Tên đề tài:*

Điều khiển Sensorless tốc độ cho động cơ bước lai hai pha.

*2. Nội dung đề tài:*

- Giới thiệu chung về động cơ bước lai.
- Tìm hiểu nguyên lý hoạt động.
- Mô hình hóa của động cơ bước lai.
- Đề xuất phương pháp điều khiển tựa từ thông mới.
- Điều khiển tốc độ không cảm biến cho động cơ.
- Mô phỏng hệ thống trên phần mềm Matlab-Simulink.
- Thiết kế phần cứng và kết quả thực nghiệm.

*3. Thời gian giao đề tài: 9/2023*

*4. Thời gian hoàn thành: 1/2024*

*Ngày..... tháng ..... năm 2023*

**CÁN BỘ HƯỚNG DẪN**



### **Lời cảm ơn**

Sau một thời gian học tập và nghiên cứu, em đã hoàn thành đồ án tốt nghiệp của mình. Để hoàn thiện được đồ án này, em xin gửi lời cảm ơn đến các thầy cô trong bộ môn Tự Động Hóa đã tạo điều kiện cho em được nghiên cứu, học hỏi và trau dồi các kỹ năng cần thiết. Đặc biệt, em xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến TS. Nguyễn Mạnh Linh cùng các thành viên trong nhóm Lab WSR C1B-409 đã hỗ trợ em trong thời gian làm đồ án tốt nghiệp, để em có thể hoàn thành đồ án này một cách tốt nhất. Em xin chân thành cảm ơn!

### **Tóm tắt nội dung đồ án**

Ngày nay, động cơ bước lai được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng công nghiệp và tiêu dùng do chi phí thấp và độ tin cậy cao. Mặc dù điều khiển vòng hở có cấu trúc đơn giản nhưng lại có độ phân giải bước thấp, gợn sóng mômen xoắn cao và hiệu suất năng lượng thấp. Để cải thiện hiệu suất mà không làm tăng chi phí phần cứng, bộ điều khiển trượt kết hợp quan sát nhiễu dựa trên cấu trúc điều khiển tốc độ không cảm biến mới được đề xuất. Không giống như cách điều khiển truyền thống, nó không sử dụng các phép biến đổi Park và nghịch đảo Park để biến đổi dòng điện giữa hệ tọa độ quay và hệ tọa độ tĩnh. Thay vào đó, nó sử dụng phương pháp biến đổi dòng điện mới để tạo ra dòng điện tham chiếu của cuộn dây stato, từ đó điều khiển trực tiếp trên hệ tọa độ tĩnh, điều này mang lại hiệu quả tương tự như phương pháp truyền thống nhưng lại giúp giảm gánh nặng tính toán của bộ điều khiển. Thuật toán thiết kế được kiểm chứng bằng mô phỏng trên MATLAB-Simulink và thực nghiệm trên mạch thật với chip điều khiển chính là vi điều khiển STM32. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm thu được đã cho thấy tính khả thi và hiệu quả của thuật toán đã thiết kế, giải quyết được các vấn đề đã đặt ra.

Sinh viên thực hiện

Ký và ghi rõ họ tên



Lê Hữu An



## MỤC LỤC

<b>CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU ĐỘNG CƠ BƯỚC LAI .....</b>	<b>1</b>
1.1	Cấu tạo và nguyên lý hoạt động..... 1
1.1.1	Cấu tạo động cơ bước lai ..... 1
1.1.2	Nguyên lý hoạt động của động cơ bước ..... 3
1.2	Đặc tính cơ của động cơ bước..... 7
1.2.1	Đặc tính tĩnh..... 7
1.2.2	Đặc tính động ..... 8
1.3	Ứng dụng của động cơ bước lai ..... 9
<b>CHƯƠNG 2. THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN SENSORLESS MẠCH VÒNG TỐC ĐỘ CHO ĐỘNG CƠ BƯỚC LAI.....</b>	<b>12</b>
2.1	Mô hình hóa động cơ bước lai ..... 12
2.1.1	Mô hình hóa động cơ trên hệ tọa độ tĩnh $\alpha$ - $\beta$ ..... 12
2.1.2	Mô hình hóa động cơ trên hệ tọa độ quay d-q ..... 14
2.2	Nguyên lý điều khiển tựa từ thông rotor (FOC) ..... 15
2.3	Cấu trúc điều khiển đề xuất..... 18
2.3.1	Cơ chế chuyển đổi dòng điện mới ..... 18
2.3.2	Thiết kế bộ điều khiển trượt kết hợp quan sát nhiễu loạn cho mạch vòng dòng điện..... 19
2.3.3	Ước lượng tốc độ và vị trí góc từ thông rotor ..... 21
2.3.4	Thiết kế bộ điều khiển PI cho mạch vòng tốc độ..... 23
2.4	Kỹ thuật điều chế vector không gian cho động cơ bước lai..... 25
<b>CHƯƠNG 3. MÔ PHỎNG HỆ ĐIỀU KHIỂN VÀ ĐÁNH GIÁ .....</b>	<b>29</b>
3.1	Các thành phần chính trong sơ đồ mô phỏng..... 29
3.1.1	Khối S-Function Builder..... 29
3.1.2	Khối mạch lực ..... 30
3.1.3	Khối động cơ bước..... 31
3.2	Mô phỏng khối điều chế vector không gian (SVPWM) ..... 33
3.3	Ước lượng tốc độ và góc từ thông rotor..... 35
3.4	Mạch vòng dòng điện..... 36
3.5	Mạch vòng tốc độ..... 37
3.5.1	Kịch bản tốc độ thay đổi ..... 38
3.5.2	Kịch bản mômen tải thay đổi ..... 39

3.5.3	Kịch bản mô hình thay đổi .....	41
<b>CHƯƠNG 4. THIẾT KẾ PHẦN CỨNG VÀ THỰC NGHIỆM.....</b>		<b>43</b>
4.1	Tổng quan hệ thống phần cứng .....	43
4.2	Thiết kế bảng mạch điều khiển .....	43
4.2.1	Thiết kế sơ đồ nguyên lý .....	43
4.2.2	Thiết kế mạch in (PCB) .....	48
4.3	Thực nghiệm .....	49
4.3.1	Phương pháp triển khai .....	49
4.3.2	Kết quả thực nghiệm .....	52
<b>CHƯƠNG 5. KẾT LUẬN.....</b>		<b>58</b>
5.1	Kết luận .....	58
5.2	Hướng phát triển đồ án trong tương lai.....	58
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO .....</b>		<b>59</b>



## DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1: Động cơ bước lai trong thực tế .....	1
Hình 1.2: Rotor của động cơ bước lai .....	2
Hình 1.3: Stator của động cơ bước lai.....	2
Hình 1.4: Nguyên lý hoạt động cơ bản của động cơ bước.....	3
Hình 1.5: Chế độ bước dạng sóng.....	4
Hình 1.6: Chế độ đủ bước .....	5
Hình 1.7: Chế độ nửa bước .....	5
Hình 1.8: Chế độ vi bước .....	6
Hình 1.9: Đường cong mômen xoắn-dịch chuyển .....	7
Hình 1.10: Đường cong mômen xoắn-dòng điện.....	8
Hình 1.11: Đường cong đặc tính động của động cơ bước lai .....	8
Hình 1.12: Ứng dụng động cơ bước lai trong công nghiệp .....	10
Hình 1.13: Ứng dụng động cơ bước lai trong thiết bị y tế.....	10
Hình 1.14: Ứng dụng động cơ bước lai trong công nghệ in 3D .....	11
Hình 2.1: Minh họa động cơ và thông số cơ bản của động cơ. Bên trái là mạch điện liên quan đến các phương trình điện. Bên phải là hình minh họa Rotor và Stator .....	13
Hình 2.2: Mô hình hệ tọa độ quay của động cơ bước lai hai pha lưỡng cực .....	14
Hình 2.3: Đồ thị dòng điện ở chế độ điều khiển hướng trường lý tưởng .....	16
Hình 2.4: Sơ đồ cấu trúc điều khiển FOC truyền thống.....	17
Hình 2.5: Sơ đồ cấu trúc điều khiển FOC đề xuất .....	18
Hình 2.6: Sơ đồ bộ điều khiển vòng khóa pha (PLL) .....	22
Hình 2.7: Sơ đồ tương đương bộ PLL .....	23
Hình 2.8: Cấu trúc PI cho mạch vòng tốc độ .....	24
Hình 2.9: Hệ thống theo chuẩn tối ưu module .....	24
Hình 2.10: Cấu trúc mạch cầu H kép .....	25
Hình 2.11: Biểu đồ vector điện áp cơ bản.....	26
Hình 2.12: Sơ đồ dạng xung điều khiển ở mỗi Sector .....	27
Hình 3.1: Tổng quan hệ thống mô phỏng điều khiển sensorless tốc độ cho động cơ bước lai trên phần mềm Matlab-Simulink .....	29
Hình 3.2: Khối S-Function Builder.....	29
Hình 3.3: Giao diện bên trong của khối S-Function Builder .....	30
Hình 3.4: Khối mạch lực.....	30
Hình 3.5: Điều chế tín hiệu mở van cho từng nhánh .....	31
Hình 3.6: Cấu trúc mạch cầu H kép .....	31
Hình 3.7: Khối động cơ bước có sẵn.....	32

Hình 3.8: Giá trị của $T1$ , $T2$ và $T0$ trong từng sector .....	34
Hình 3.9: Dòng điện phản hồi về từ động cơ .....	34
Hình 3.10: Ước lượng tốc độ quay của rotor .....	35
Hình 3.11: Ước lượng góc từ thông rotor .....	36
Hình 3.12: Kết quả mô phỏng mạch vòng dòng điện .....	37
Hình 3.13: Kịch bản tốc độ thay đổi .....	38
Hình 3.14: Dòng điện đầu ra $I_q$ khi tốc độ thay đổi.....	39
Hình 3.15: Kịch bản mômen thay đổi .....	40
Hình 3.16: Dòng điện đầu ra $I_q$ khi thay đổi mômen tải .....	40
Hình 3.17: Kịch bản mô hình thay đổi.....	41
Hình 3.18: Dòng điện đầu ra $I_q$ khi mô hình thay đổi .....	42
Hình 4.1: Sơ đồ tổng quan hệ thống phần cứng.....	43
Hình 4.2: Sơ đồ nguyên lý khối nguồn .....	44
Hình 4.3: Vi điều khiển STM32F405RGT6 trong thực tế.....	44
Hình 4.4: Sơ đồ nguyên lý đấu nối chân vi điều khiển .....	45
Hình 4.5: Sơ đồ nguyên lý mạch cầu H kép .....	45
Hình 4.6: Sơ đồ nguyên lý đấu nối IC cách ly quang .....	46
Hình 4.7: Sơ đồ nguyên lý khối đo dòng .....	46
Hình 4.8: Sơ đồ nguyên lý khối encoder.....	47
Hình 4.9: Sơ đồ nguyên lý khối đo áp .....	47
Hình 4.10: Sơ đồ nguyên lý khối truyền thông.....	48
Hình 4.11: Mặt trước bảng mạch .....	49
Hình 4.12: Mặt sau bảng mạch .....	49
Hình 4.13: Tổng quan hệ thống thực nghiệm tại Lab WSR C1B-409.....	50
Hình 4.14: Giao diện cấu hình phần mềm CubeMX.....	50
Hình 4.15: Môi trường lập trình vi điều khiển trên Keil C .....	51
Hình 4.16: Giao diện phần mềm thu thập dữ liệu.....	51
Hình 4.17: So sánh tốc độ đo và tốc độ ước lượng.....	52
Hình 4.18: So sánh góc từ thông đo và góc từ thông ước lượng .....	53
Hình 4.19: Dòng điện hai pha phản hồi so với dòng điện tham chiếu.....	54
Hình 4.20: Độ bám dòng điện tại mỗi pha.....	54
Hình 4.21: Mạch vòng tốc độ khi quá độ.....	55
Hình 4.22: Đáp ứng tốc độ ước lượng so khi thay đổi tốc độ đặt.....	55
Hình 4.23: Đáp ứng dòng điện đầu ra khi thay đổi tốc độ đặt.....	56
Hình 4.24: Giả lập tải tại Lab WSR C1B-409 .....	56
Hình 4.25: Đáp ứng của tốc độ ước lượng khi có tải.....	57
Hình 4.26: Đáp ứng dòng điện đầu ra khi có tải .....	57

## DANH MỤC BẢNG BIỂU

Bảng 2.1: Giá trị $T1, T2, T0$ trong mỗi Sector .....	26
Bảng 2.2: Thời gian mở van của từng nhánh van ở mỗi Sector.....	27
Bảng 3.1: Thông số động cơ bước lại .....	32

# CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU ĐỘNG CƠ BƯỚC LẠI

## 1.1 Cấu tạo và nguyên lý hoạt động

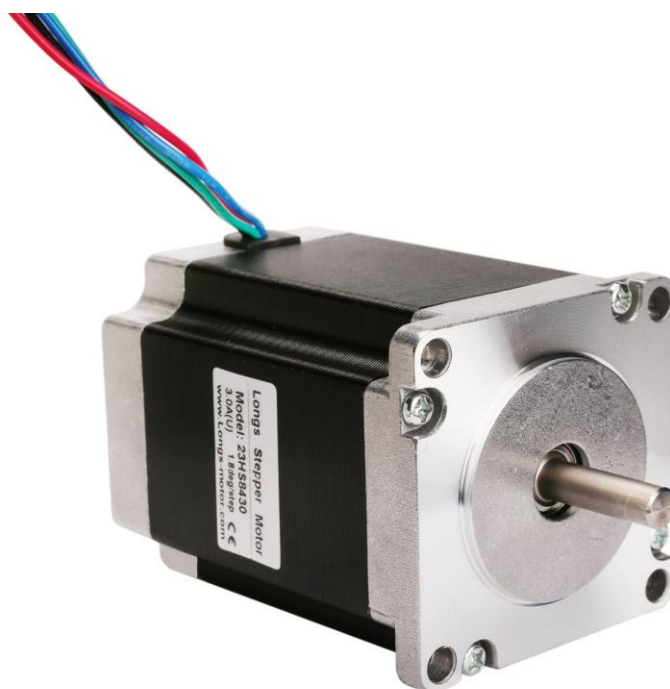
### 1.1.1 Cấu tạo động cơ bước lai

Động cơ bước (stepper motor) là một loại động cơ điện được thiết kế để thực hiện chuyển động bước (hay chuyển động góc) một cách chính xác và kiểm soát được. Mỗi bước chuyển động của động cơ bước là một góc nhất định, và Rotor của động cơ này di chuyển từ một vị trí cụ thể đến một vị trí khác thông qua các bước chuyển động đơn vị.

Cấu tạo cơ bản của động cơ bước bao gồm hai phần chính: Rotor (phần quay) và Stator (phần tĩnh). Rotor thường chứa nam châm vĩnh cửu hoặc có thể là một loại từ trở biến đổi, trong khi stator chứa cuộn dây và các răng cưa. Khi dòng điện được chạy qua cuộn dây trên stator, nó tạo ra từ trở biến đổi, làm cho rotor chuyển động từng bước theo một cách chính xác.

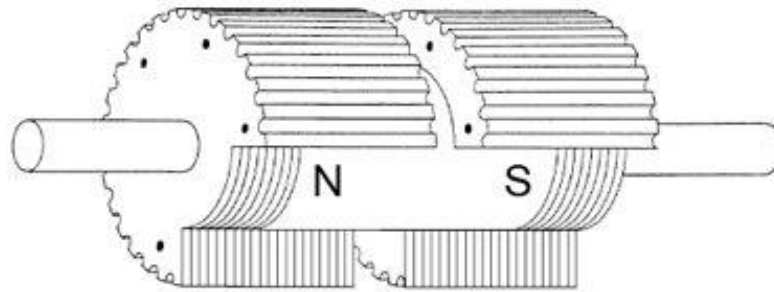
Động cơ bước được ứng dụng rộng rãi trong các lĩnh vực yêu cầu kiểm soát chính xác vị trí, như trong máy in 3D, máy CNC, các hệ thống tự động hóa, và nhiều ứng dụng khác trong công nghiệp và điện tử. Đối với mỗi xung điều khiển, động cơ bước thực hiện một bước chuyển động cố định, mang lại khả năng kiểm soát vị trí và độ chính xác cao.

Động cơ bước lai (Hybrid Stepper Motor, hay viết tắt là HSM) là một trong ba loại động cơ bước. Trong đó, động cơ bước lai là sự kết hợp giữa động cơ bước biến đổi từ trở (Variable Reluctance) và động cơ bước nam châm vĩnh cửu (Permanent Magnet).



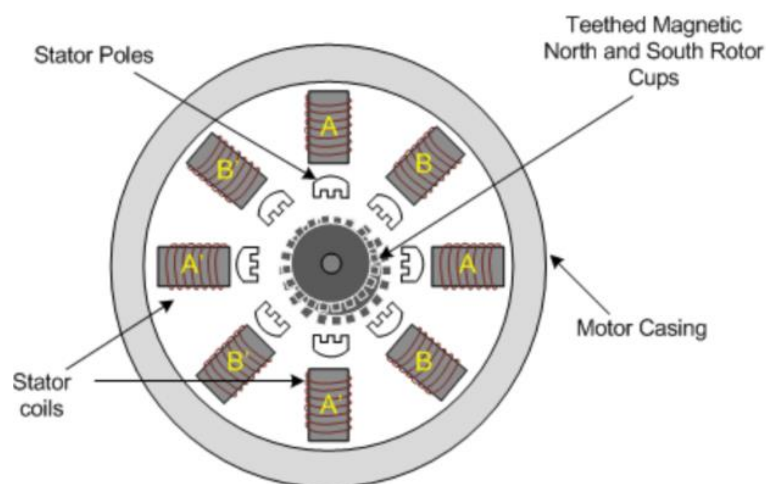
Hình 1.1: Động cơ bước lai trong thực tế

Rotor của động cơ bước lai là một nam châm vĩnh cửu giống động cơ bước nam châm vĩnh cửu nhưng được chia làm hai phần tách biệt: Cực bắc (N) và cực nam (S), hai cực gồm nhiều răng cưa liên tiếp nhau, điều đặc biệt ở chỗ các răng giữa hai cực được xếp so le nhau một góc 90 độ. Nam châm này tương tác với biến đổi từ trở từ Stator để tạo lực đẩy và chuyển động bước.



Hình 1.2: Rotor của động cơ bước lai

Cấu tạo của Stator trong động cơ bước lai và động cơ bước biến từ trở có điểm tương đồng, đặc biệt là ở việc sử dụng cuộn dây và răng cưa để tạo ra chuyển động bước chính xác. Cuộn dây (Coil) cuốn xung quanh Stator để tạo ra biến đổi từ trở khi dòng điện chạy qua chúng, cuộn dây này tạo ra lực từ trở biến đổi giúp tương tác với Rotor và tạo ra chuyển động bước. Răng cưa (Teeth) giúp chia từng bước chuyển động thành các cấp độ bước nhỏ hơn thông qua việc tương tác với Rotor.



Hình 1.3: Stator của động cơ bước lai

Góc bước của động cơ bước lai được tính theo công thức:  $S = \frac{S_r}{N_s}$ , với  $S$  là góc bước của động cơ,  $S_r$  là góc giữa 2 răng kề nhau,  $N_s$  là số cặp cực trên Stator.

Nhìn chung, động cơ bước lai (hay động cơ bước nói chung) là một loại động cơ mà ta có thể quy định được tần số góc quay của nó. Nếu góc bước của nó càng nhỏ thì số bước trên mỗi vòng quay của động cơ càng lớn và độ chính xác của vị trí Rotor thu được càng lớn. Đây là loại động cơ bước phổ biến nhất vì nó

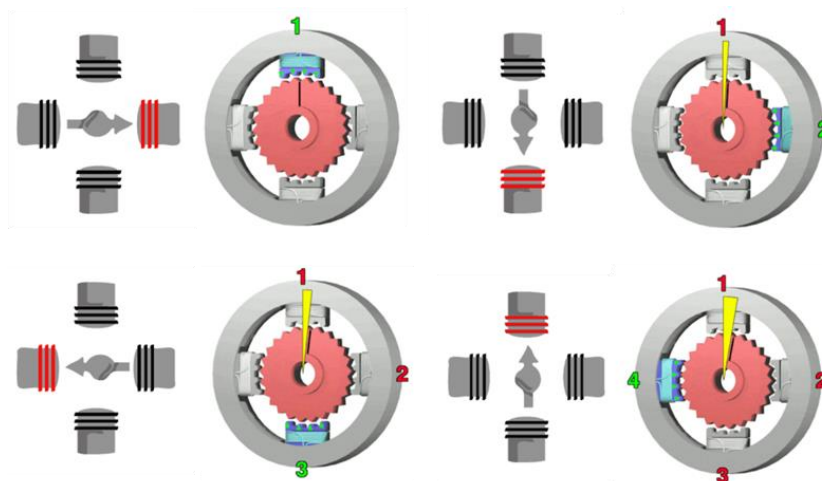
cung cấp hiệu suất tốt hơn so với PM Motor về độ phân giải bước, giữ mô men xoắn và tốc độ. Tuy nhiên, những động cơ này đắt hơn động cơ bước nam châm vĩnh cửu. Nó kết hợp các tính năng tốt nhất của cả hai động cơ bước nam châm vĩnh cửu và biến đổi từ trở. Những loại động cơ này được sử dụng trong các ứng dụng đòi hỏi góc bước rất nhỏ như 1.5, 1.8 và 2.5 độ.

### 1.1.2 Nguyên lý hoạt động của động cơ bước

Nguyên lý hoạt động của động cơ bước lai giống với các động cơ bước khác nhưng rất khác biệt so với các động cơ thông thường khác, vì nó quay theo cơ chế từng bước một rồi rạc khi nhận được tín hiệu điều khiển, do đó có độ chính xác cao hơn, dễ điều khiển hơn.

Động cơ bước lai làm việc nhờ vào hoạt động của các bộ chuyển mạch điện tử, được lập trình để chuyển đổi các tín hiệu điều khiển thành các tín hiệu đầu vào cho stator theo thứ tự và tần số nhất định. Mỗi lần động cơ chuyển mạch tương ứng với một góc quay cố định của rotor. Hướng quay và tốc độ của rotor được điều chỉnh bởi thứ tự và tần số chuyển đổi tương ứng.

Cụ thể, động cơ bước lai hoạt động trên cơ sở lý thuyết điện - từ trường, trong đó các cực cùng dấu đẩy nhau và các cực khác dấu hút nhau. Hướng quay của động cơ được xác định bởi từ trường của Stator, được tạo ra bởi dòng điện chạy qua cuộn dây. Khi hướng của dòng điện thay đổi, cực từ trường cũng thay đổi theo, kích thích chuyển động ngược lại của động cơ (đảo chiều). Ở đây trục Rotor được làm từ nam châm được bao quanh bởi Stator điện tử. Khi Stator được cấp năng lượng, Rotor di chuyển theo lực hút của bản thân nó với Stator. Bằng cách này, Stator được cấp năng lượng một cách trình tự để làm quay Rotor động cơ bước.

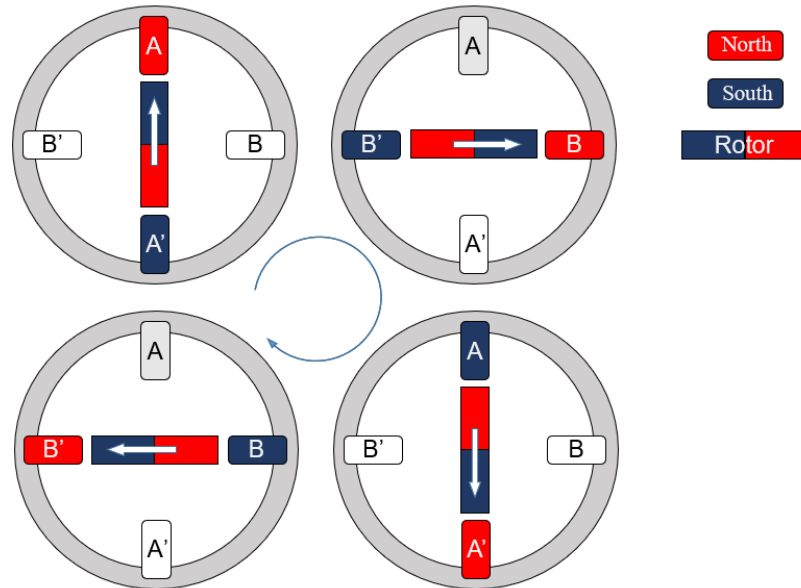


Hình 1.4: Nguyên lý hoạt động cơ bản của động cơ bước

Mỗi bước của động cơ tương ứng với một xung được cấp vào cuộn dây của động cơ. Do đó, chế độ bước của động cơ sẽ khác nhau tùy thuộc vào nguồn năng lượng cấp cho động cơ. Các chế độ vận hành hoặc điều khiển phổ biến nhất của động cơ bước lai bao gồm: bước sóng, đủ bước, nửa bước và vi bước.

a) *Chế độ bước dạng sóng (Wave-Step)*

Chế độ bước dạng sóng là đơn giản nhất trong tất cả các chế độ khác, trong đó chỉ có một cuộn dây được cấp năng lượng tại bất kỳ thời điểm nào. Hình bên dưới mô tả quá trình chuyển đổi bước điện Wave-Step của Rotor trong 1 chu kỳ điện của động cơ bước hai pha.



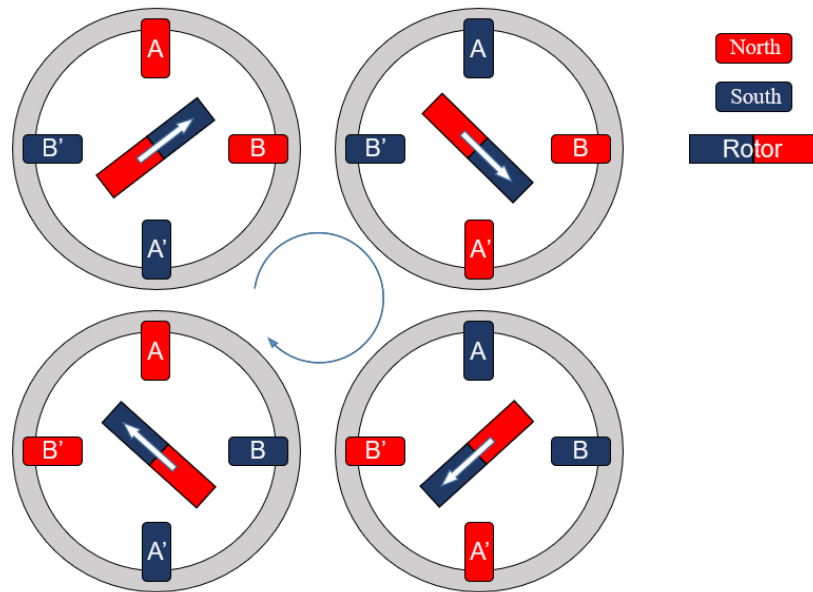
Hình 1.5: Chế độ bước dạng sóng

Nhìn vào ảnh trên, đối với động cơ bước hai pha, ta xét góc quay của Rotor trong một chu kỳ điện. Khi đặt dòng điện dương vào A thì A' là âm, khi đó A như một nam châm điện mang cực N, hút cực S của Rotor về phía A, tương tự A' như một nam châm điện mang cực S, hút cực N của Rotor về phía A', B và B' không có dòng điện đi qua. Dựa vào cơ chế này, ví dụ muốn Rotor quay theo chiều kim đồng hồ, ta thực hiện lần lượt như sau: *đặt dòng điện AA' → đặt dòng điện BB' → đặt dòng điện A'A → đặt dòng điện B'B → lặp lại.*

Trong chế độ này, động cơ cho góc bước tối đa so với tất cả các chế độ khác. Đây là chế độ đơn giản nhất và được sử dụng phổ biến nhất. Tuy nhiên mô men xoắn được tạo ra ít hơn vì nó sử dụng một phần của toàn bộ cuộn dây tại một thời điểm nhất định.

b) *Chế độ đủ bước (Full-Step)*

Trong chế độ này, hai pha Stato được cấp năng lượng đồng thời tại bất kỳ thời điểm nào. Khi cả hai pha được cấp năng lượng đồng thời, Rôto sẽ trải qua mô-men xoắn từ cả hai pha và di chuyển đến vị trí cân bằng, nơi nó sẽ xen kẽ giữa hai vị trí bước sóng liền kề hoặc kích thích 1 pha. Do đó, chế độ này cung cấp mômen giữ tốt hơn bước dạng sóng. Hình 1.6 bên dưới mô tả quá trình chuyển đổi bước điện Full-Step của Rotor trong 1 chu kỳ điện của động cơ bước hai pha.

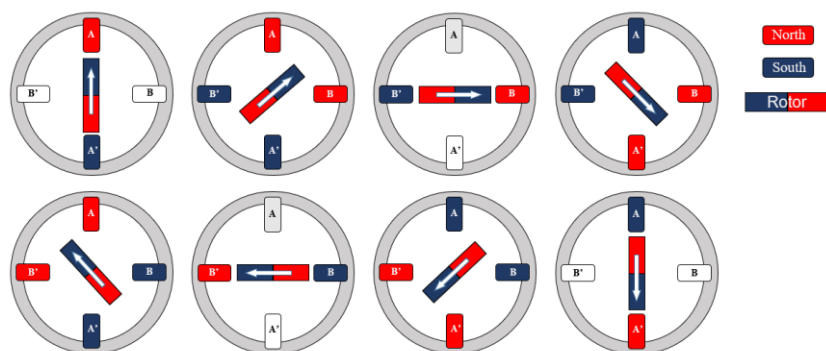


Hình 1.6: Chế độ đủ bước

Giả sử muốn Rotor quay theo chiều thuận kim đồng hồ, ta cấp dòng lần lượt như sau: đặt dòng điện  $AA'$  và  $BB' \rightarrow A'A$  và  $BB' \rightarrow A'A$  và  $B'B \rightarrow AA'$  và  $B'B \rightarrow$  lặp lại. Khi ấy, tốc độ quay của động cơ sẽ phụ thuộc vào tốc độ chuyển đổi dòng.

### c) Chế độ nửa bước (Half-Step)

Đây là sự kết hợp của cả chế độ bước sóng và bước toàn phần. Trong đó, các kích dòng một pha và hai pha được thực hiện xen kẽ, tức là: một pha được kích hoạt, sau đó hai pha được kích hoạt, ... Góc bước trong chế độ này trở thành một nửa của góc bước toàn phần. Chế độ điều khiển này có mômen xoắn cao nhất và ổn định nhất so với tất cả các chế độ khác. Hình 1.7 bên dưới mô tả quá trình chuyển đổi bước điện Half-Step của Rotor trong 1 chu kỳ điện của động cơ bước.



Hình 1.7: Chế độ nửa bước

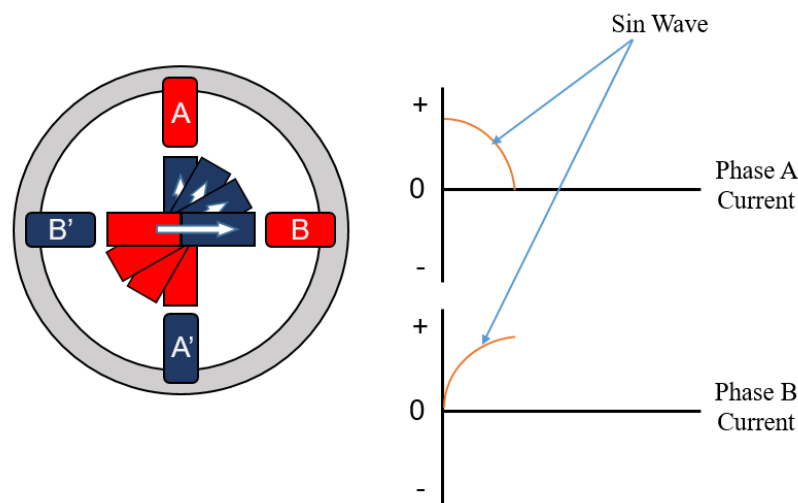
Giả sử muốn Rotor quay theo chiều thuận kim đồng hồ, ta cấp dòng lần lượt như sau: đặt dòng điện  $AA' \rightarrow AA'$  và  $BB' \rightarrow BB' \rightarrow A'A$  và  $BB' \rightarrow A'A \rightarrow A'A$  và  $B'B \rightarrow B'B \rightarrow AA'$  và  $B'B \rightarrow$  lặp lại. Khi ấy, tốc độ quay của động cơ sẽ phụ thuộc vào tốc độ chuyển đổi dòng.



*d) Chế độ vi bước (Micro-Step)*

Trong chế độ này, mỗi bước động cơ được chia thành nhiều bước nhỏ, thậm chí hàng trăm vị trí cố định, do đó thu được độ phân giải định vị lớn hơn. Trong đó, dòng điện qua các cuộn dây được thay đổi liên tục để có được các bước rất nhỏ. Trong đó, hai pha được kích thích đồng thời, nhưng với dòng điện không đều trong mỗi pha.

Động cơ vi bước có thể chia các bước cơ bản của động cơ lên đến 256 lần, điều đó cho phép động cơ hoạt động với góc bước nhỏ cùng với độ chính xác cao. Bằng cách kiểm soát hướng và biên độ của dòng điện trong mỗi cuộn dây cũng như cải thiện các đặc tính của động cơ, sự rung lắc sẽ giảm đáng kể.



Hình 1.8: Chế độ vi bước

Bản chất của chế độ vi bước là cấp hai dòng hình sin vào hai pha của động cơ với tần số cố định hoặc thay đổi (tùy vào tốc độ mong muốn đặt vào động cơ), đặc biệt lưu ý rằng hai pha này phải lệch nhau 90 độ. Do đó hoạt động có sự chuyển đổi nhịp nhàng từ cuộn dây này sang cuộn dây khác. Cụ thể, khi dòng điện tăng lên ở một vị trí, thì nó sẽ giảm ở vị trí khác, giúp duy trì trạng thái ổn định của đầu ra mômen xoắn.

Các phương pháp giảm kích thước bước trong các ứng dụng động cơ bước đã được nghiên cứu để cung cấp hiệu suất cao hơn, trong đó phương pháp sử dụng vi bước là một trong những chiến lược chủ yếu. Mặc dù phương pháp này có thể giảm kích thước của bước điều chỉnh xuống một nửa so với chế độ nửa bước, nhưng có tiềm năng tiến xa hơn nữa.

Việc sử dụng vi bước cho chế độ chạy vòng hở giúp đạt được độ phân giải vị trí cực kỳ cao, nhưng mang lại những thách thức liên quan đến phức tạp hóa thiết bị điều khiển động cơ và tạo ra mômen xoắn nhỏ hơn với mỗi bước. Thật vậy, mômen xoắn được tỉ lệ với góc sin giữa từ trường Stator và từ trường Rotor, do đó, khi kích thước bước giảm, mômen xoắn cũng giảm đi. Điều này có thể dẫn đến việc bỏ lỡ một số bước (hay còn gọi là trượt bước), tức là vị trí rotor không thay

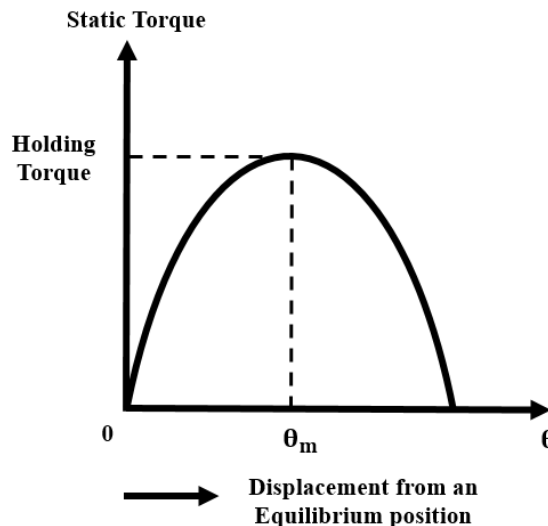
đổi ngay cả khi dòng điện trong cuộn dây Stator thay đổi, chính vì lý do đây sinh ra bài toán điều khiển dòng điện vòng kín, để giảm bớt hoặc triệt tiêu hiện tượng mất (trượt) bước.

## 1.2 Đặc tính cơ của động cơ bước

### 1.2.1 Đặc tính tĩnh

Đặc tính tĩnh của động cơ bước được đánh giá khi ở vị trí tĩnh. Đặc tính tĩnh của động cơ bước bao gồm đường cong mô-men xoắn-dịch chuyển (Torque-Displacement Curve) và đường cong mômen xoắn-dòng điện (Torque-Current Curve).

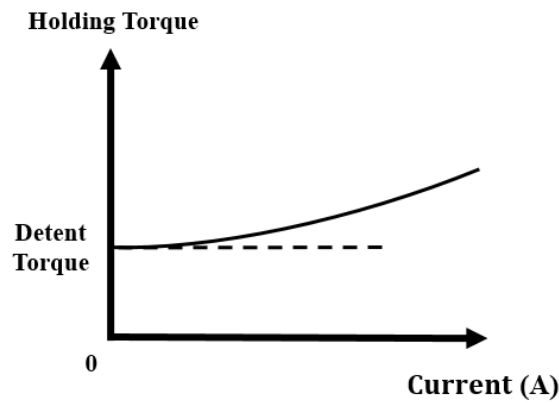
**Torque-Displacement Curve** là một đường cong được vẽ giữa mômen xoắn phát triển trong động cơ và sự dịch chuyển nó từ một vị trí cân bằng như được thể hiện ở hình dưới đây. Quan sát thấy rằng mômen xoắn tại vị trí tĩnh tăng gần như tuyến tính cho đến góc dịch chuyển  $\theta_m$ , và sau đó giảm đi khi  $\theta$  tiếp tục tăng thêm.



Hình 1.9: Đường cong mômen xoắn-dịch chuyển

Trong đó, **Holding Torque** (mômen xoắn giữ) là lượng mô men xoắn tải tối đa được đặt lên trục động cơ mà động cơ có thể chịu đựng khi không thay đổi vị trí bước của Rotor hoặc giữ tải ở một vị trí cố định. Holding Torque phụ thuộc vào dòng định mức của động cơ bước. Nếu mô men xoắn tạo ra vượt quá Holding Torque, động cơ chuyển sang vị trí bước tiếp theo.

**Torque-Current Curve** là một đường cong được vẽ với mômen xoắn so với dòng điện. Mômen xoắn tỉ lệ thuận trực tiếp với dòng điện. Mômen xoắn điện từ tính được tạo ra trong động cơ bước cũng tăng theo dòng điện, thể hiện trong hình dưới đây.



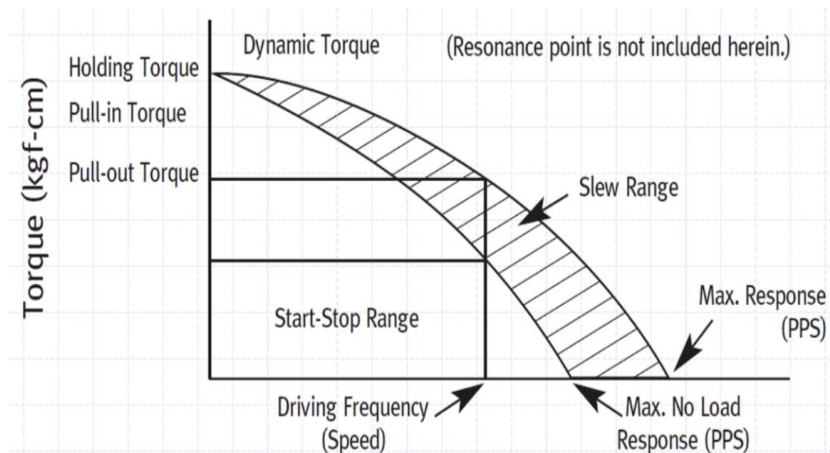
Hình 1.10: Đường cong mômen xoắn-dòng điện

Trong đó, **Detent Torque** là mômen xoắn tạo ra trên trục để giữ trục ở một vị trí tĩnh mà không có bất kỳ kích thích điện nào đối với động cơ. Nói cách khác, đây là mômen xoắn khi không có dòng điện nào trong cuộn dây của động cơ. Điều này xuất hiện ở các động cơ có Rotor là nam châm vĩnh cửu, tạo ra Detent Torque do từ tính của nó. Lợi ích của Detent Torque ở chỗ khi không còn kích thích lên động cơ, giúp dừng đột ngột động cơ và đưa trục về vị trí tĩnh một cách nhanh chóng.

Từ đặc tính trên, để tạo ra chuyển động quay của Rotor, kích thích đặt vào dây pha của động cơ phải tạo ra mômen xoắn lớn hơn Detent Torque.

### 1.2.2 Đặc tính động

Đặc tính động của động cơ bước được đánh giá dưới điều kiện hoạt động của động cơ (liên quan đến thời gian). Để điều khiển động cơ bước trong các ứng dụng khác nhau, việc biết tần suất bước cho xung đầu vào là quan trọng. Các đặc tính động cung cấp tần suất bước của động cơ liên quan đến xung đầu vào. Hình dưới đây là đặc tính động hoặc đặc tính tần suất bước của một động cơ bước. [1]



Hình 1.11: Đường cong đặc tính động của động cơ bước lai

Động cơ bước được cho là đồng bộ khi nó đạt được số vị trí bước bằng với số xung đầu vào được áp dụng. Giả sử nếu tần suất bước tăng lên vượt quá một giới hạn, động cơ sẽ không thể đạt được số bước chính xác theo số xung đầu vào. Đặc tính này thể hiện mối quan hệ giữa góc dịch chuyển của roto và mômen lực tác dụng lên trục động cơ khi động cơ được kích thích ở dòng điện định mức.

Tần số quay tối đa là tốc độ cao nhất mà động cơ bước có thể chạy và duy trì sự đồng bộ.

Trong điều kiện không tải, động cơ có độ chính xác góc trong khoảng  $0,05^\circ$ . Độ chính xác góc của động cơ bước thường được đo bằng độ chính xác vị trí dừng – sự chênh lệch giữa vị trí dừng mong muốn và vị trí thực tế. Trong điều kiện thực tế, động cơ luôn gặp phải ma sát. Độ chính xác góc trong những trường hợp như vậy phụ thuộc vào mối quan hệ giữa góc và mômen xoắn, do tải trọng ma sát gây ra. Nếu tải trọng ma sát không thay đổi, góc dịch chuyển sẽ duy trì không đổi trong hoạt động một chiều. Tuy nhiên, trong hoạt động hai chiều, sai số góc có thể tăng gấp đôi.

Range slewing: đây là phạm vi giữa các đường cong mô-men xoắn kéo vào và kéo ra, nơi động cơ bước có thể hoạt động mà không bị mất bước khi tăng hoặc giảm dần tốc độ. Để đạt được phạm vi này, động cơ phải được đưa đến phạm vi quay thông qua kỹ thuật tăng tốc và giảm tốc.

Range start-stop : đây là phạm vi mà động cơ bước có thể khởi động, dừng và đảo chiều quay mà không bị mất bước.

Độ chính xác: đây là sự khác biệt giữa vị trí lý thuyết và vị trí thực tế của rotor, được biểu thị bằng phần trăm của góc bước. Tiêu chuẩn là thường là  $\pm 5\%$ . Độ chính xác  $\pm 3\%$  vẫn có sẵn khi được yêu cầu đặc biệt. Lỗi định vị này là không tích lũy.

### **1.3 Ứng dụng của động cơ bước lai**

Động cơ bước lai (hay động cơ bước nói chung) được ứng dụng nhiều trong ngành tự động hóa, chúng được ứng dụng trong các thiết bị cần điều khiển chính xác: điều khiển robot, điều khiển bắt, bám mục tiêu trong các khí tài quan sát, điều khiển lập trình trong các thiết bị gia công cắt gọt, điều khiển các cơ cấu lái phương và chiều trong máy bay.

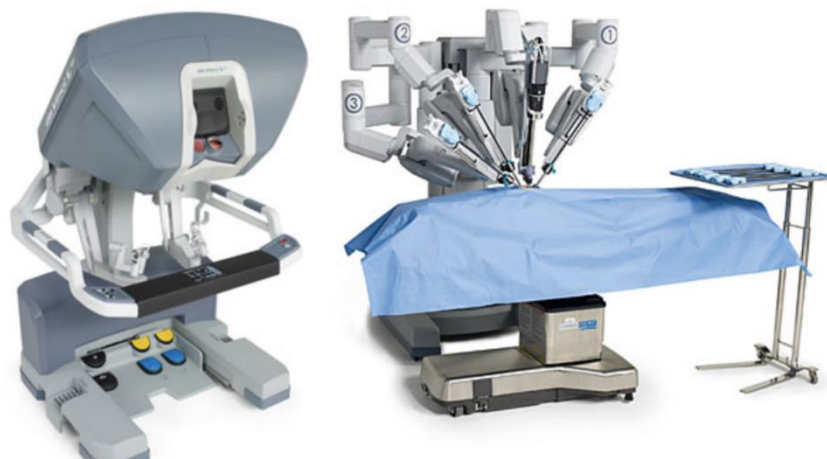
Máy công nghiệp: động cơ bước được sử dụng trong máy đo ô tô và máy công cụ thiết bị sản xuất tự động, máy CNC, máy dán nhãn tự động....



*Hình 1.12: Ứng dụng động cơ bước lai trong công nghiệp*

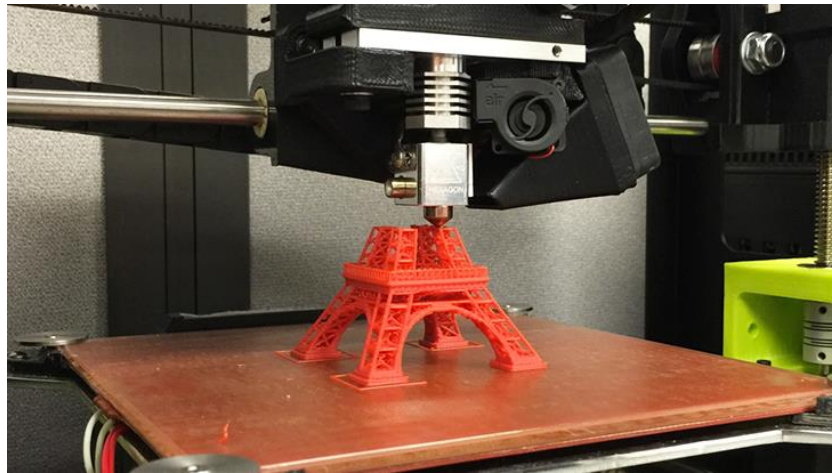
Ở lĩnh vực công nghệ máy tính, động cơ bước cũng được sử dụng trong các loại ổ đĩa cứng hoặc ổ đĩa mềm, thậm chí là cả máy in,...

Trong lĩnh vực y tế: máy lấy mẫu, sản xuất máy quét y tế, thậm chí cả máy chụp ảnh nha khoa kỹ thuật số, mặt nạ phòng độc, những chiếc bơm chất lỏng và các loại máy móc phân tích mẫu máu,...



*Hình 1.13: Ứng dụng động cơ bước lai trong thiết bị y tế*

Điện tử tiêu dùng: Động cơ bước trong máy ảnh cho chức năng lấy nét và thu phóng camera kỹ thuật số tự động, máy in 3D,...



Hình 1.14: Ứng dụng động cơ bước lai trong công nghệ in 3D

#### **Ưu điểm của động cơ bước lai:**

- + Cấu trúc chắc chắn và đơn giản.
- + Ít bảo dưỡng.
- + Ở tốc độ thấp và trung bình cho ra mô men xoắn cực lớn.
- + Theo lý thuyết thì không cần đến thiết bị phản hồi vị trí và tốc độ.
- + Giải pháp điều khiển đơn giản.

#### **Nhược điểm:**

- + Mô men xoắn giảm ở tốc độ cao.
- + Dễ bị rung động và nhiễu, gây tiếng ồn và có hiện tượng động cơ bị nóng dần.
- + Tiêu thụ dòng cao (ngay cả khi Rotor đứng yên).
- + Tốc độ hoạt động tối đa tương đối thấp.
- + Dễ bị trượt bước do lực từ yếu hoặc nguồn điện cấp vào không đủ.

Đồ án này được hình thành với mục đích điều khiển động cơ bước lai sao cho giảm bớt hiện tượng mất (trượt) bước bằng cách điều khiển mô men thông qua dòng điện và điều khiển tốc độ để đảm bảo động cơ hoạt động mượt mà, trơn tru, không bị rung, không gây tiếng ồn,... ở dải tốc độ trung bình. Từ đó ứng dụng vào các thiết bị hoạt động ở dải tốc độ không quá cao như: hệ truyền động cho xe tự hành, cánh tay máy robot, hệ truyền động cho hệ thống tủ tài liệu thông minh,...

## CHƯƠNG 2. THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN SENSORLESS MẠCH VÒNG TỐC ĐỘ CHO ĐỘNG CƠ BƯỚC LẠI

Để điều khiển động cơ bước lại, ta có các phương pháp điều khiển truyền thống đơn giản như: kích điện áp đơn, kích điện áp cao – thấp, kích điện áp vòng mở tiêu chuẩn, kích điện áp chopper dòng điện không đổi,... Tuy nhiên các phương pháp này có nhiều nhược điểm như độ chính xác thấp, dễ bị mất bước ở tần số cao, tạo ra rung động và tiếng ồn lớn, tiêu hao nhiều năng lượng,...

Để giải quyết vấn đề này, phương pháp điều khiển vector được áp dụng vào điều khiển động cơ bước lại hai pha. Theo các bài báo đã nghiên cứu, phương pháp điều khiển vector truyền thống tiến hành chuyển đổi giữa hệ tọa độ quay (**d-q**) và hệ tọa độ tĩnh ( **$\alpha$ - $\beta$** ) thông qua phép biến đổi Park, cụ thể biến đổi dòng điện cuộn dây  $I_a$  và  $I_b$  trong hệ tọa độ  **$\alpha$ - $\beta$**  thành  $I_d$  và  $I_q$  trong hệ tọa độ **d-q**, sau đó lại tiếp tục biến đổi nghịch đảo để khôi phục điện áp  $V_d$  và  $V_q$  trong hệ tọa độ **d-q** thành điện áp cuộn dây  $V_a$  và  $V_b$  ở hệ tọa độ  **$\alpha$ - $\beta$** . Đồ án này có hướng tiếp cận mới khi không sử dụng phép biến đổi Park, tức là không điều khiển mạch vòng dòng điện trên  $I_d$  và  $I_q$  mà điều khiển trực tiếp trên  $I_a$  và  $I_b$  thông qua bộ điều khiển trượt, từ đó giảm bớt gánh nặng tính toán cho vi điều khiển.

Triển khai chạy thực nghiệm cho thấy, cách điều khiển này vẫn mang lại hiệu suất cao, ổn định và hoạt động tốt cho động cơ bước lại. Bên cạnh đó, kỹ thuật điều chế vectơ không gian (SVPWM) cung cấp hiệu suất cao hơn, giúp tối ưu hóa sử dụng năng lượng và giảm thiểu tổn thất điện năng, giảm rung động và tiếng ồn, dễ dàng triển khai lập trình trên vi điều khiển.

### 2.1 Mô hình hóa động cơ bước lại

#### 2.1.1 Mô hình hóa động cơ trên hệ tọa độ tĩnh **$\alpha$ - $\beta$**

Động cơ bước lại (Hybrid Stepper Motor) tương tự như động cơ đồng bộ từ tính vĩnh cửu (PMSM) do có nam châm vĩnh cửu trong Rotor. Nó có hai dây pha A và B và một hệ tọa độ cố định được gọi là  **$\alpha$ - $\beta$** . Điện áp trong 2 cuộn dây pha lệch nhau 90 độ về điện. Ta quy ước, hệ tọa độ tĩnh  **$\alpha$ - $\beta$**  có trục hoành là pha A và trục tung là pha B.

Động cơ bước lại là động cơ phi tuyến có độ phức tạp cao, vì để thuận tiện cho tính toán lần điều khiển, một số giả định được đưa ra như sau:

- + Hai pha được tách rời nhau về mặt từ tính, tức là không xuất hiện tự cảm lẫn nhau giữa hai pha A và B.
- + Bề mặt răng cưa của Rotor và Stator có kết cấu sao cho từ thông tạo ra trong khe hở không khí gần như là sóng sin.



Mô hình động cơ được sử dụng trong đồ án được chia thành phần điện và phần cơ [2]. Tổng quan về mô hình và các tham số của nó thể hiện trong Hình 2.1. Hai pha A và B lệch pha nhau một góc  $90^\circ$ , giả sử pha A sớm pha hơn pha B, khi đó sức phản điện động trong cuộn dây pha A và B được cho bởi:

$$\begin{cases} emf_a = -K_m \omega \sin(N_r \theta) \\ emf_b = -K_m \omega \sin\left(N_r \theta - \frac{\pi}{2}\right) = K_m \omega \cos(N_r \theta) \end{cases} \quad (2.1)$$

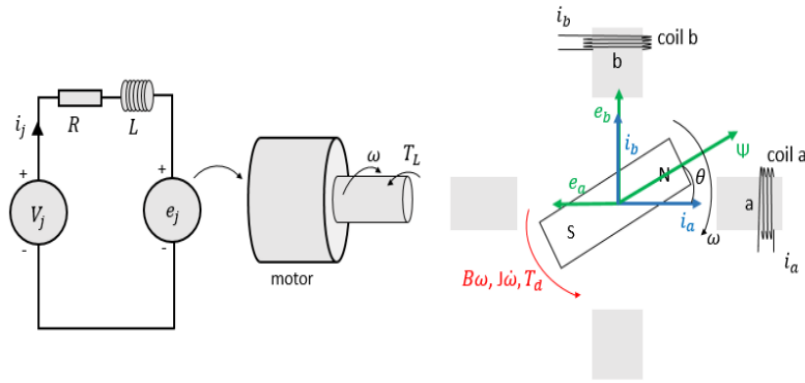
Trong đó:

$K_m$  – Hằng số mô men xoắn [Nm/A].

$\omega$  – Tốc độ (góc) của Rotor [rad/s].

$\theta$  – Vị trí (góc) của Rotor [rad].

$N_r$  – Số răng của Rotor trên một cực (hoặc là số đôi cực).



Hình 2.1: Minh họa động cơ và thông số cơ bản của động cơ. Bên trái là mạch điện liên quan đến các phương trình điện. Bên phải là hình minh họa Rotor và Stator

Dòng điện pha trong hai cuộn dây cho bởi công thức:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = v_a - R \cdot i_a + K_m \omega \sin(N_r \theta) \\ L \frac{di_b}{dt} = v_b - R \cdot i_b - K_m \omega \cos(N_r \theta) \end{cases} \quad (2.2)$$

Trong đó:

$v_a, v_b$  – Điện áp pha [V].

$i_a, i_b$  – Dòng điện pha [A].

$R$  – Điện trở cuộn dây Stator [ $\Omega$ ].

$L$  – Điện cảm cuộn dây Stator [H].

Công thức mô men điện từ  $\tau_e$  được tính bằng tổng mô men pha:

$$\tau_e = -K_m i_a \sin(N_r \theta) + K_m i_b \cos(N_r \theta) \quad (2.3)$$

Chuyển động của động cơ có thể mô tả như sau:



$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ J \frac{d\omega}{dt} = \tau_e - B\omega - \tau_L \\ \quad = -K_m i_a \sin(N_r \theta) + K_m i_b \cos(N_r \theta) - B\omega - \tau_L \end{array} \right. \quad (2.4)$$

Trong đó:

$J$  – Hệ số quán tính Rotor [ $\text{Kg } m^2$ ].

$B$  – Hệ số ma sát [ $\text{Nms}$ ].

$\tau_L$  – Mô men xoắn nhiễu tải [ $\text{Nm}$ ].

$\omega$  – Tốc độ (góc) của Rotor [ $\text{rad/s}$ ].

$\theta$  – Vị trí (góc) của Rotor [ $\text{rad}$ ].

### 2.1.2 Mô hình hóa động cơ trên hệ tọa độ quay d-q

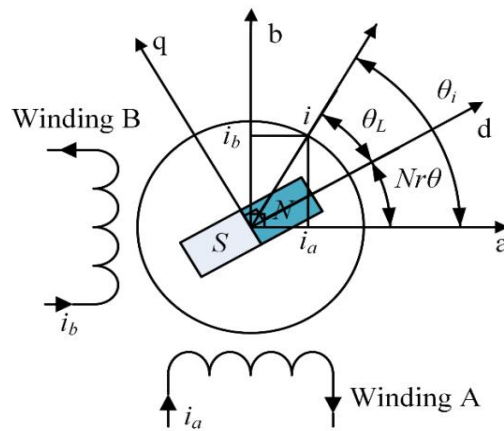
Với phương pháp điều khiển vector tựa từ thông (FOC), sử dụng mô hình hệ tọa độ quay **d-q**, điện áp và dòng điện được biến đổi từ hệ tọa độ tĩnh  **$\alpha$ - $\beta$**  sang hệ tọa độ quay **d-q** thông qua phép biến đổi Park như sau [3]:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) & \sin(N_r \theta) \\ -\sin(N_r \theta) & \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Và:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) & \sin(N_r \theta) \\ -\sin(N_r \theta) & \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Trong đó  $v_d, v_q, i_d, i_q$  là các giá trị điện áp và dòng điện trên hệ tọa độ quay **d-q**.



Hình 2.2: Mô hình hệ tọa độ quay của động cơ bước lai hai pha lưỡng cực

Ta có phương trình dòng điện được viết lại trên hệ tọa độ quay như sau:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = v_d - R \cdot i_d - emf_d \\ L \frac{di_q}{dt} = v_q - R \cdot i_q - emf_q \end{cases} \quad (2.7)$$

Trong đó, sức phản điện động trên hệ tọa độ quay được tính toán theo công thức:

$$\begin{cases} emf_d = -N_r L \omega i_q \\ emf_q = N_r L \omega i_d + K_m \omega \end{cases} \quad (2.8)$$

Tương tự, phương trình chuyển động của động cơ được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [K_m i_q - B\omega - \tau_L] \end{cases} \quad (2.9)$$

Nhìn chung, mômen tức thời  $\tau$  bao gồm mômen điện từ và mômen từ trở. Mômen điện từ bằng tổng của hai loại mô men: thứ nhất là mômen sinh ra do sự tương tác giữa dòng điện cuộn dây và từ thông tạo ra bởi nam châm, thứ hai là mômen hãm  $\tau_d$ . Nhưng vì mômen hãm  $\tau_d$  không ảnh hưởng đáng kể đến mômen do động cơ tạo ra nên được bỏ qua. Còn mômen từ trở phụ thuộc vào sự biến thiên của từ trở giữa hai trục, thường là mômen không giúp ích cho việc quay động cơ, nên có thể cho bằng 0 bằng cách giữ  $i_d = 0$ .

Dựa vào các giả định trên, mômen tức thời của động cơ bước có thể được đơn giản hóa hơn nữa thành dạng:

$$\tau = K_m i_q \quad (2.10)$$

## 2.2 Nguyên lý điều khiển tựa từ thông rotor (FOC)

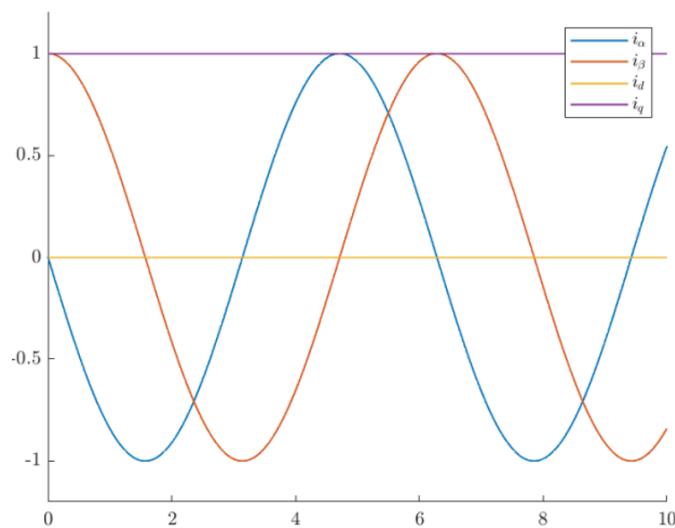
Phương pháp điều khiển tựa từ FOC (Field Oriented Control) hay còn gọi là phương pháp điều khiển hướng trường là một phương pháp thường dùng trong điều khiển động cơ điện AC với độ chính xác cao, được sử dụng trong các ứng dụng công nghiệp và thương mại, đặc biệt là trong các ứng dụng đòi hỏi độ chính xác cao như robot, máy móc tự động và các ứng dụng trong ngành công nghiệp sản xuất.

Phương pháp FOC cho phép điều khiển dòng điện và điện áp động cơ một cách độc lập, giúp tối ưu hóa hiệu suất và giảm thiểu mất mát công suất. Nó cũng cung cấp khả năng điều khiển chính xác vị trí và tốc độ của động cơ.

Ở dạng đơn giản nhất, động cơ bước bao gồm một nam châm vĩnh cửu quay (Rotor), được bao quanh bởi các cuộn dây cách đều nhau được cố định (Stator). Dòng điện chạy trong mỗi cuộn dây tạo ra một vector từ trường, vector này cộng với từ trường cuộn dây kia. Bằng cách điều khiển dòng điện trong mỗi cuộn dây,

Stator có thể tạo ra một từ trường có hướng và cường độ tùy ý. Tùy thuộc vào cách điều khiển từng cuộn dây từ, chúng có thể tương tác để tạo ra lực không tạo mô men quay hoặc chúng có thể tạo ra lực tạo ra chuyển động quay. Hai loại lực khác nhau này được gọi là lực cầu phương (Q) và lực trực tiếp (D).

Trong chế độ điều khiển hướng trường, mục đích là tối đa hóa dòng điện tạo mô men xoắn, dòng điện cầu phương trong hệ quy chiếu quay và giảm thiểu dòng điện tạo từ thông, dòng điện một chiều trong hệ quy chiếu đứng yên, để tối đa hóa hiệu suất năng lượng khi chạy động cơ. Trong hệ quy chiếu đứng yên, điều này sẽ làm cho dòng điện  $\alpha$  hoạt động như một sóng hình Sin và dòng điện  $\beta$  sẽ hoạt động như một sóng Cosin (xem Hình 2.3).

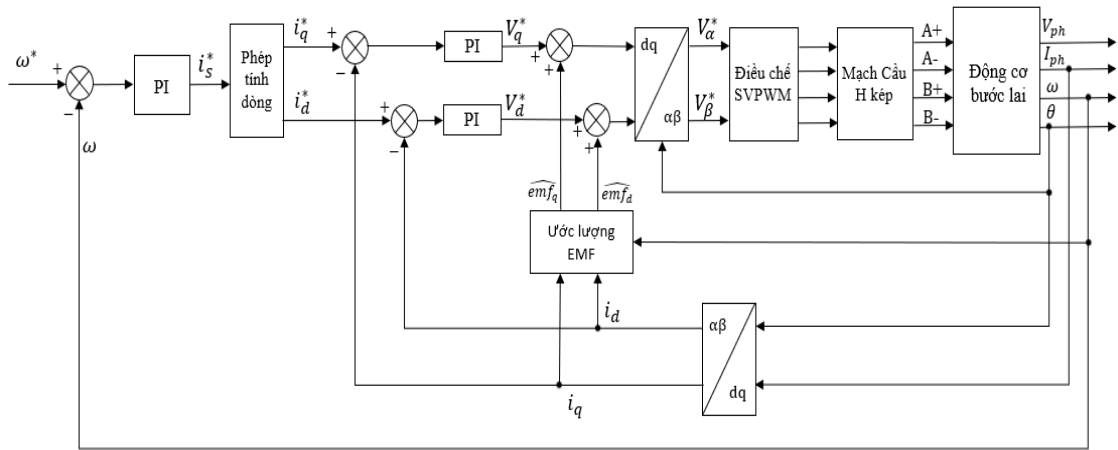


Hình 2.3: Đồ thị dòng điện ở chế độ điều khiển hướng trường lý tưởng

Để tối đa hóa dòng điện cầu phương ( $I_q$ ), ta cần biết được vị trí Rotor ( $\theta_e$ ) để thực hiện đúng phép biến đổi Park sang khung tham chiếu quay và các phép biến đổi Park nghịch đảo để biến đổi trở lại khung tham chiếu đứng yên. Điều này thường đòi hỏi một cảm biến vị trí rotor.

Dòng điện cầu phương ( $I_q$ ) sẽ làm cho Rotor quay sang vị trí mới. Để tối đa hóa vòng quay, điều tối ưu nhất ở mọi thời điểm là đặt dòng điện vuông góc nhất ở vị trí hiện tại để giữ vận tốc và lượng dòng điện một chiều ít nhất giữ Rotor tại chỗ.

Sơ đồ cấu trúc điều khiển FOC truyền thống được mô tả ở hình dưới đây:



Hình 2.4: Sơ đồ cấu trúc điều khiển FOC truyền thống

Cấu trúc điều khiển FOC truyền thống được thể hiện trong Hình 2.4. Đối với bài toán điều khiển động cơ bước thông thường, FOC được vận hành như sau:

- + Mạch vòng tốc độ: từ giá trị tốc độ đo về, ta tính toán sai lệch so với tốc độ đặt  $\omega^*$ , cho qua bộ điều khiển (ở đây là bộ PI) cho ra dòng điện đặt  $i_s^*$ . Phép tính dòng ở đây cho bởi  $i_q^* = i_s^*$  và  $i_d^* = 0$ .
- + Mạch vòng dòng điện: giá trị dòng điện hai pha đo về, qua phép biến đổi Park nghịch, ta thu được dòng  $i_d$  và  $i_q$  phản hồi. Từ đó tính toán sai lệch so với dòng điện đặt  $i_q^*$  và  $i_d^*$ , cho qua bộ điều khiển (ở đây là bộ PI), cho ra điện áp đặt  $V_q^*$  và  $V_d^*$ .
- + Ước lượng sức phản điện động (EMF): từ thông tin  $i_d$ ,  $i_q$  và tốc độ phản hồi  $\omega$ , theo công thức (2.8), ta ước lượng được sức phản điện động của hai thành phần  $emf_d$  và  $emf_q$ . Giá trị này được cộng bù vào  $V_q^*$  và  $V_d^*$  cho ra giá trị đặt, qua phép chuyển đổi Park, ta thu được giá trị điện áp  $V_\alpha^*$  và  $V_\beta^*$  đặt vào hai dây pha của động cơ.
- + Điều chế SVPWM: giá trị điện áp  $V_\alpha^*$  và  $V_\beta^*$  cho qua bộ điều chế SVPWM giúp tăng hiệu suất và giảm tổn thất chuyển mạch. Cuối cùng đầu ra của SVPWM là tín hiệu điều khiển 4 nhánh van của mạch cầu H kép.

Phương pháp điều khiển FOC truyền thống mang lại hiệu quả tối ưu khi thực hiện đúng theo quy trình trên, tuy nhiên, khi đưa phương pháp này vào thực nghiệm lại xuất hiện một số vấn đề dưới đây:

- + Các phép tính chuyển đổi Park giữa hai tọa độ tĩnh và quay gây sai số và gánh nặng tính toán cho bộ điều khiển với các hàm lượng giác.
- + Việc ước lượng sức phản điện động theo công thức (2.8) khá khó khăn, vì các thông số động cơ như hằng số momen là không có sẵn.

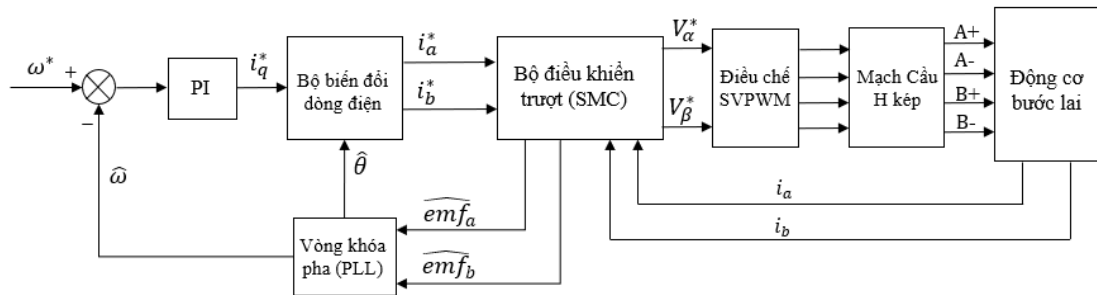
- + Bắt buộc phải có thông tin chính xác về góc từ thông rotor, gây tăng chi phí khi phải trang bị thêm các cảm biến tốc độ như resolver hay encoder tuyệt đối.

Đổi mặt những hạn chế kể trên khi đưa hệ thống vào thực nghiệm, đề án này chuyển hướng sang một cách tiếp cận khác với một cấu trúc mới được đề xuất, khi ấy, bộ điều khiển dòng thực hiện trên hệ tọa độ tĩnh, chứ không thực hiện trên hệ tọa độ quay như cấu trúc FOC truyền thống. Cấu trúc mới này sẽ được phân tích kỹ trong mục 2.3.

## 2.3 Cấu trúc điều khiển đề xuất

Theo phân tích ở trên, phép biến đổi giữa hai tọa độ tĩnh và quay là cần thiết, các phép tính toán này đôi khi là gánh nặng tính toán cao cho bộ điều khiển khi phải xử lý nhiều hàm lượng giác (sin,cos). Do đó, một cấu trúc điều khiển mới được đề xuất (xem Hình 2.5). Cấu trúc này sử dụng một phương pháp biến đổi dòng điện mới để tạo ra dòng điện tham chiếu của cuộn dây Stator và sau đó bộ điều khiển trượt (SMC – Sliding Mode Control) kết hợp với bộ quan sát nhiễu loạn cục bộ được dùng để điều chỉnh dòng điện cuộn dây một cách hiệu quả. Đồng thời, từ giá trị Back-EMF ước lượng từ bộ quan sát nhiễu loạn cục bộ, một bộ điều khiển vòng khóa pha PLL được thiết kế nhằm ước lượng tốc độ và vị trí góc từ thông rotor.

Không giống như phương pháp thông thường, tất cả các phép toán đều thực hiện trên hệ tọa độ tĩnh  $\alpha$ - $\beta$  nên không cần sử dụng các phép biến đổi Park và nghịch đảo Park để biến đổi dòng điện giữa tọa độ  $\alpha$ - $\beta$  và  $d$ - $q$  do đó giúp giảm bớt gánh nặng tính toán cho bộ điều khiển.



Hình 2.5: Sơ đồ cấu trúc điều khiển FOC đề xuất

### 2.3.1 Cơ chế chuyển đổi dòng điện mới

Phép biến đổi dòng điện mới này cho ra dòng điện tham chiếu  $i_{a\_ref}$  và  $i_{b\_ref}$  của cuộn dây Stator trên hệ tọa độ  $\alpha$ - $\beta$ . Hai bộ điều khiển trượt có cấu trúc giống nhau để điều chỉnh dòng điện đầu ra  $i_a$  và  $i_b$  của cuộn dây Stator theo dòng điện đặt  $i_{a\_ref}$  và  $i_{b\_ref}$ . Phép biến đổi dòng điện được định nghĩa lại như sau [3]:

$$\begin{aligned} i_{a\_ref} &= -\frac{\tau}{K_m} \sin(N_r \theta) \\ i_{b\_ref} &= \frac{\tau}{K_m} \cos(N_r \theta) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Trong đó  $\tau$  là mô men xoắn tức thời được điều chỉnh bởi bộ PI tốc độ bên ngoài. Vì bộ điều khiển trượt giúp điều khiển chính xác dòng điện cuộn dây, cho nên  $i_a \approx i_{a\_ref}$  và  $i_b \approx i_{b\_ref}$ . Áp dụng phép chuyển đổi Park, khi thay (2.11) vào (2.6) ở trên, ta thu được:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) & \sin(N_r \theta) \\ -\sin(N_r \theta) & \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{\tau}{K_m} \sin(N_r \theta) \\ \frac{\tau}{K_m} \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\tau}{K_m} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Như vậy, phương pháp mới cũng tạo ra mômen xoắn như mong muốn ( $i_d = 0$ ,  $i_q = \frac{\tau}{K_m}$ ) mà không cần sử dụng đến phép biến đổi Park nguyên bản. Để kiểm chứng lại, ta thay  $i_d$  và  $i_q$  vào phép biến đổi Park nghịch đảo, ta được giá trị dòng điện  $i'_{a\_ref}$  và  $i'_{b\_ref}$  như sau:

$$\begin{bmatrix} i'_{a\_ref} \\ i'_{b\_ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta) & -\sin(N_r \theta) \\ \sin(N_r \theta) & \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\tau}{K_m} \end{bmatrix} = \frac{\tau}{K_m} \begin{bmatrix} -\sin(N_r \theta) \\ \cos(N_r \theta) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Có thể thấy  $i'_{a\_ref}$  và  $i'_{b\_ref}$  thu được tương tự như  $i_{a\_ref}$  và  $i_{b\_ref}$  ở công thức đã đề xuất. Do đó, việc sử dụng phép biến đổi dòng điện mới được đề xuất có hiệu quả tương tự với phương pháp thông thường. Tuy nhiên, phương pháp mới này không sử dụng các phép biến đổi Park và Park nghịch đảo, giúp giảm gánh nặng tính toán và cải thiện hiệu quả tính toán.

Vậy, ta có thể viết lại (2.11) như sau:

$$\begin{cases} i_{a\_ref} = -i_{q\_ref} \sin(N_r \theta) \\ i_{b\_ref} = i_{q\_ref} \cos(N_r \theta) \end{cases} \quad (2.14)$$

Trong đó  $i_{q\_ref}$  là đầu ra điều chỉnh của bộ điều khiển PI tốc độ bên ngoài.

### 2.3.2 Thiết kế bộ điều khiển trượt kết hợp quan sát nhiễu loạn cho mạch vòng dòng điện

Để nâng cao hơn nữa độ bền của hệ thống điều khiển vòng kín dòng điện, điều khiển chế độ trượt (SMC) với các ưu điểm như không nhạy cảm với nhiễu loạn phù hợp, phản ứng động nhanh và dễ thực hiện được sử dụng. Động lực của hệ thống thậm chí có thể được thực hiện nhanh hơn bằng cách sử dụng độ lợi trượt thay đổi theo thời gian trong hàm trượt. Kỹ thuật này được thiết kế trong miền thời gian liên tục có thể làm tăng THD và tổn thất điện năng, vì vậy điều khiển chế độ trượt trong miền rời rạc được áp dụng. Một lý do nữa để khai triển bộ điều khiển trong miền rời rạc đó là bộ điều khiển được triển khai thực nghiệm trên vi điều khiển, vì vậy thiết kế trên miền rời rạc giúp việc lập trình đơn giản hơn, quá trình xử lý các phép tính nhanh và chính xác hơn và quan trọng là làm cho quá trình mô

phỏng diễn ra sát với khi triển khai thực tế, từ đó giúp cho việc đưa hệ thống từ mô phỏng đến thực nghiệm một cách dễ dàng, thuận lợi.

Ta có công thức dòng điện của một pha trên miền liên tục như sau:

$$\frac{di(t)}{dt} = v(t) - R \cdot i(t) - emf(t) \quad (2.15)$$

Trong đó  $i(t)$ ,  $v(t)$  và  $emf(t)$  lần lượt là dòng điện, điện áp và sức phản điện động của pha tại thời điểm  $t$ , để biến đổi từ miền liên tục sang miền rời rạc, áp dụng phương pháp Forward-Euler với thời gian lấy mẫu  $T_s$ , ta rời rạc hóa công thức như sau [4]:

$$\begin{aligned} \frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} &= \frac{1}{L}(u_k - R \cdot i_k + emf_k) \\ \Rightarrow i_{k+1} &= \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot i_k + \frac{T_s}{L} \cdot u_k - \frac{T_s}{L} \cdot emf_k \end{aligned} \quad (2.16)$$

Lúc này,  $emf_k$  được xem là thành phần nhiễu.

Tại thời điểm hiện tại  $k$ , ta có sai lệch giữa dòng điện là:

$$e_{i,k} = i_k^* - i_k \quad (2.17)$$

Tại thời điểm  $k+1$  (ngay sau 1 chu kỳ  $T_s$ ), ta có:

$$e_{i,k+1} = i_{k+1}^* - i_{k+1} \quad (2.18)$$

Chọn mặt trượt theo dõi sai lệch dòng điện như sau:

$$S_{i,k} = e_{i,k} - \lambda \cdot e_{i,k-1} \quad (2.19)$$

Với  $0 < \lambda < 1$  là hệ số tắt dần, ảnh hưởng lớn đến giá trị của  $S_{i,k}$ . Tương tự, tại thời điểm  $k + 1$ , ta có:

$$\begin{aligned} S_{i,k+1} &= e_{i,k+1} - \lambda \cdot e_{i,k} \\ &= i_{k+1}^* - i_{k+1} - \lambda \cdot (i_k^* - i_k) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Để có được tín hiệu kiểm soát duy trì  $S_{i,k}$  trên mặt trượt, ta đặt:

$$S_{i,k+1} = 0 \quad (2.21)$$

Suy ra:

$$i_{k+1}^* - i_{k+1} - \lambda \cdot (i_k^* - i_k) = 0 \quad (2.22)$$

Thay (2.16) và (2.22), ta có phương trình:

$$i_{k+1}^* - \left[ \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot i_k + \frac{T_s}{L} \cdot u_k - \frac{T_s}{L} \cdot emf_k \right] - \lambda \cdot (i_k^* - i_k) = 0 \quad (2.23)$$

Từ công thức (2.23), ta rút gọn được tín hiệu điện áp pha:

$$u_k = \frac{L}{T_s} \left[ i_{k+1}^* - \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot i_k + \frac{T_s}{L} \cdot emf_k - \lambda \cdot (i_k^* - i_k) \right] \quad (2.24)$$

Có thể thấy việc điều khiển như trên là chưa thực tế vì chưa biết được thành phần nhiễu  $emf_k$ . Để giải quyết vấn đề này, ta tạo ra một bộ quan sát nhiễu loạn, sử dụng phương pháp ước lượng nhiễu cục bộ [4]. Cụ thể, từ công thức (2.16), ta có thể rút ra công thức tính thành phần nhiễu:

$$emf_k = \left(\frac{L}{T_s} - R\right) \cdot i_k + u_k - \frac{L}{T_s} \cdot i_{k+1} \quad (2.25)$$

Ở đây, tại thời điểm hiện tại, ta vẫn chưa biết được giá trị dòng điện trong tương lai  $i_{k+1}$  và tín hiệu điện áp điều khiển  $u_k$ , do đó, kỹ thuật lùi một bước được áp dụng trong trường hợp này dựa trên giả định rằng tần số lấy mẫu của bộ điều khiển dòng điện đủ cao so với nhiễu cục bộ  $emf_k$ . Trên thực tế, giả định này là hợp lý vì tần số lấy mẫu của mạch vòng dòng điện được chọn cao bằng tần số chuyển mạch của mạch van, tức là 20kHz. Khi đó  $emf_k$  có thể được xấp xỉ bởi:

$$emf_k \approx \widehat{emf_k} = LPF\{emf_{k-1}\} \quad (2.26)$$

Với LPF (Low Pass Filter) là một bộ lọc thông thấp với hệ số khuếch đại bằng 1 để bảo toàn biên độ, có băng thông ảnh hưởng nhiều đến phản ứng nhất thời của hệ thống điều khiển. Ta có thể viết lại công thức như sau:

$$emf_{k-1} = \left(\frac{L}{T_s} - R\right) \cdot i_{k-1} + u_{k-1} - \frac{L}{T_s} \cdot i_k \quad (2.27)$$

Như vậy, từ công thức tổng quát (2.27), sau khi qua lọc LPF, bộ quan sát nhiễu loạn cục bộ có công thức ước lượng nhiễu sức phản điện động của hai dây pha:

$$\begin{cases} emf_{a,k} = LPF\left\{\left(\frac{L}{T_s} - R\right) \cdot i_{a,k-1} + u_{a,k-1} - \frac{L}{T_s} \cdot i_{a,k}\right\} \\ emf_{b,k} = LPF\left\{\left(\frac{L}{T_s} - R\right) \cdot i_{b,k-1} + u_{b,k-1} - \frac{L}{T_s} \cdot i_{b,k}\right\} \end{cases} \quad (2.28)$$

Tương tự, từ công thức tổng quát (2.24), ta thu được công thức tính toán tín hiệu điện áp điều khiển trên mỗi pha:

$$\begin{cases} u_{a,k} = \frac{L}{T_s} \left[ i_{a,k+1}^* - \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot i_{a,k} + \frac{T_s}{L} \cdot emf_{a,k} - \lambda \cdot (i_{a,k}^* - i_{a,k}) \right] \\ u_{b,k} = \frac{L}{T_s} \left[ i_{b,k+1}^* - \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot i_{b,k} + \frac{T_s}{L} \cdot emf_{b,k} - \lambda \cdot (i_{b,k}^* - i_{b,k}) \right] \end{cases} \quad (2.29)$$

### 2.3.3 Ước lượng tốc độ và vị trí góc từ thông rotor

Trong thực tế, để điều khiển đồng bộ Rotor của động cơ bước lai, ta cần xác định được vị trí của Rotor trong mỗi chu kỳ điện. Một bộ resolver hoặc encoder được sử dụng để thu được thông tin về vị trí và tốc độ. Những thiết bị này có thể gặp vấn đề về độ chính xác do nhiệt độ tăng hoặc rung động cơ học. Encoder tuyệt đối là lựa chọn thường thấy trong thực tiễn khi điều khiển các loại động cơ cần biết chính xác vị trí rotor, thế nhưng sẽ tăng thêm chi phí, cồng kềnh về mặt cơ học và



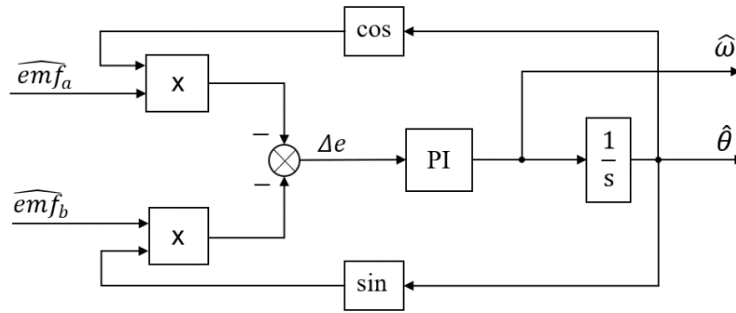
quá trình xác định góc điểm không cho trục động cơ cũng khá phức tạp. Do vậy, phương pháp ước lượng tốc độ và vị trí góc từ thông rotor (hay còn gọi là điều khiển sensorless) được áp dụng.

Sau khi ước lượng được sức phản điện động từ công thức (2.28), vị trí góc rotor ước lượng có thể tính toán trực tiếp như sau [5]:

$$\hat{\theta}_e = \text{Arctan} \left( -\frac{\widehat{emf}_a}{\widehat{emf}_b} \right) \quad (2.30)$$

Theo công thức này, hàm arctan được sử dụng để tính góc điện rotor. Trong thực tế, có rất nhiều sóng hài và nhiễu trong hệ thống điều khiển do tính phi tuyến của hệ mạch van. Do đó, phép chia trong hàm arctan gây ra sai số ước tính tốc độ góc và hiện tượng trễ góc rotor. Đồ án này sử dụng phương pháp khác để ước tính vị trí và tốc độ rotor là sử dụng bộ điều khiển dựa trên vòng khóa pha (PLL), phương pháp này có thể tránh sai số do hàm arctan tạo ra một cách hiệu quả.

Vòng khóa pha (PLL) được sử dụng để tính toán, ước lượng vị trí và tốc độ rotor nhờ vào hiệu suất theo dõi tuyệt vời về tần số và pha của PLL. Sơ đồ khối PLL được thể hiện trên Hình 2.6.



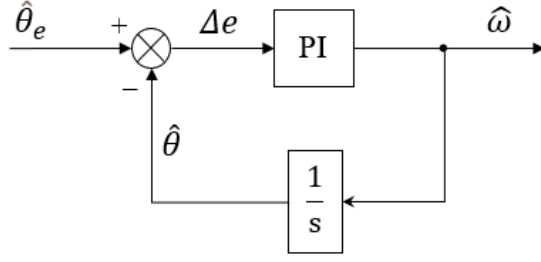
Hình 2.6: Sơ đồ bộ điều khiển vòng khóa pha (PLL)

Trong Hình 2.6,  $\hat{\omega}$  chỉ tốc độ rotor ước tính theo PLL và  $\hat{\theta}$  chỉ vị trí góc rotor ước tính theo PLL. Từ công thức tính sức phản điện động (2.1), giả sử với  $\hat{\theta}_e$  là vị trí góc rotor tham chiếu, ta xét:

$$\begin{aligned} \Delta e &= -\widehat{emf}_a * \cos(\hat{\theta}) - \widehat{emf}_b * \sin(\hat{\theta}) \\ &= K_m \omega \sin(\hat{\theta}_e) \cos(\hat{\theta}) - K_m \omega \cos(\hat{\theta}_e) \sin(\hat{\theta}) \\ &= K_m \omega \sin(\hat{\theta}_e - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Khi  $\hat{\theta}_e - \hat{\theta} < \pi/8$ , ta có thể xấp xỉ:

$$\sin(\hat{\theta}_e - \hat{\theta}) \approx \hat{\theta}_e - \hat{\theta} \quad (2.32)$$



Hình 2.7: Sơ đồ tương đương bộ PLL

Từ (3.31) và (3.32), bỏ qua các thành phần  $K_m \omega$  vì không ảnh hưởng đến độ ổn định của PLL, ta có sơ đồ Hình 2.7 tương đương với Hình 2.6. Theo Hình 2.7, có thể thu được hàm truyền vòng kín và hàm truyền sai số của vòng khóa pha tương ứng như dưới đây [5]:

$$G_1(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\hat{\theta}_e(s)} = \frac{sK_p + K_i}{s^2 + sK_p + K_i} \quad (2.33)$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta e(s)}{\hat{\theta}_e(s)} = \frac{s^2}{s^2 + sK_p + K_i} \quad (2.34)$$

Với  $K_p > 0$  và  $K_i > 0$ , hàm truyền (2.33) và (2.34) đều là hệ pha tối thiểu, nên độ ổn định được xác định bởi điểm cực của chúng. Xét mẫu số của các hàm truyền bằng 0, ta có các cực của (2.33) và (2.34) là:

$$s_{1,2} = \frac{-K_p \pm \sqrt{K_p^2 - 4K_i}}{2} \quad (2.35)$$

Với  $K_p > 0$  và  $K_i > 0$ ,  $s_{1,2} < 0$  khi  $K_p^2 - 4K_i > 0$ , do đó, với mọi  $K_p > 0$  và  $K_i > 0$ , (2.33) và (2.34) đều ổn định.

Vì vị trí rotor là một hàm dốc nên sai số ở trạng thái ổn định của vị trí rotor và ước lượng tốc độ bằng vòng khóa pha có thể được tính như sau:

$$\Delta e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s * \Delta e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{s^2 + sK_p + K_i} = 0 \quad (2.36)$$

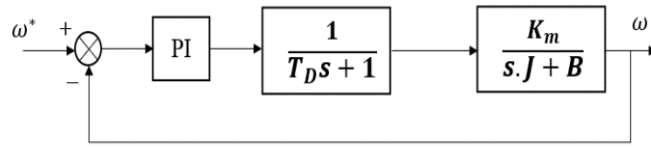
Phương trình (2.36) cho thấy vị trí rotor thực tế có thể được ước tính bằng PLL và PLL có đặc tính lọc thông thấp, có thể thực hiện lọc thứ cấp sức phản điện động để thu được vị trí rotor. Do hiệu suất của vòng khóa pha phụ thuộc vào hệ số  $K_p$ ,  $K_i$  của PLL nên việc tính giá trị của  $K_p$  và  $K_i$  dựa trên giải pháp phân tích là rất phức tạp. Trong đồ án này, tham số  $K_p$ ,  $K_i$  được tham khảo từ bài báo khoa học [2], sau đó được tinh chỉnh trong quá trình mô phỏng nhằm đạt được hiệu suất tối ưu.

#### 2.3.4 Thiết kế bộ điều khiển PI cho mạch vòng tốc độ

Bộ điều khiển PI là một trong những bộ điều khiển phổ biến nhất được sử dụng trong hệ thống điều khiển tự động. PI là viết tắt của Proportional-Integral (tỷ

lệ-tích phân), đại diện cho hai thành phần chính trong bộ điều khiển này. Thành phần tỷ lệ có chức năng điều chỉnh đầu ra của bộ điều khiển dựa trên sai số giữa giá trị đầu vào và giá trị đặt trước sao cho sai lệch giảm dần. Thành phần tích phân tích lũy sai số giữa giá trị đầu vào và giá trị đặt trước trong một khoảng thời gian nhất định, làm giảm sai lệch nhanh chóng và triệt tiêu sai lệch tĩnh. Vì vậy, mạch vòng tốc độ sử dụng một bộ điều khiển PI là hoàn toàn phù hợp.

Trong thực tế, để thu được kết quả điều khiển cho mạch vòng tốc độ, hệ thống cần thực hiện nhiều phép tính toán, chính vì vậy cần bổ sung thêm khâu quán tính bậc nhất với hằng số thời gian là  $T_D$ . Đối với mạch vòng tốc độ, do các giá trị là cơ học, vậy nên giá trị  $T_D$  cần lớn hơn chu kỳ chuyển mạch từ 5 đến 10 lần, với đồ án này, tần số chuyển mạch là 20kHz, có thể chọn  $T_D = 5 \cdot 10^{-4} (s)$ . Khi này ta sẽ có cấu trúc điều khiển PI cho mạch vòng tốc độ như sau:

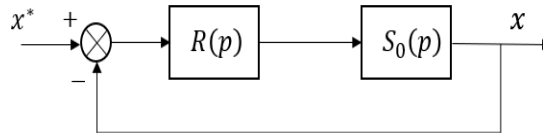


Hình 2.8: Cấu trúc PI cho mạch vòng tốc độ

Có nhiều phương pháp để tính toán tham số cho bộ điều khiển PI như phương pháp Ziegler-Nichols, Cohen-Coon,... Trong đồ án này, ta sử dụng phương pháp chuẩn tối ưu module. Hàm chuẩn module tối ưu là hàm có dạng:

$$F_{MC}(p) = \frac{1}{1 + 2 \cdot \tau_0 + 2 \cdot \tau_0 \cdot p^2} \quad (2.37)$$

Giả sử ta có hệ thống như sau:



Hình 2.9: Hệ thống theo chuẩn tối ưu module

Khi đó, với  $S_0(p) = \frac{K}{(1+T_1 \cdot p)(1+T_2 \cdot p)}$  thì hệ số của bộ điều khiển  $R(p)$  là:

$$K_p = \frac{T_2}{2 \cdot K \cdot T_1} \quad (2.38)$$

$$K_i = \frac{1}{2 \cdot K \cdot T_1}$$

Xét với mạch vòng tốc độ trong Hình 2.8 ta có:

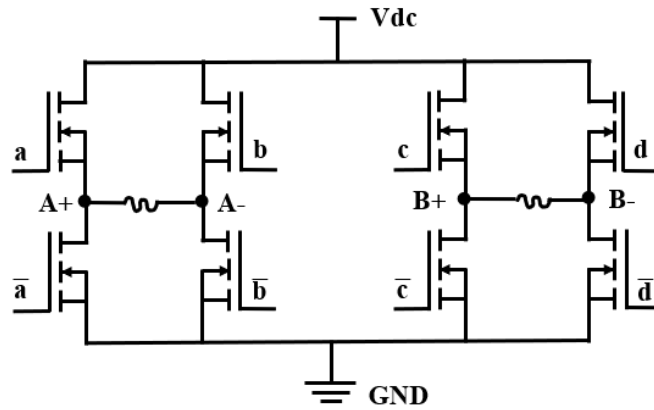
$$S_0(S) = \frac{\frac{K_m}{B}}{(1 + T_D \cdot S)(1 + \frac{J}{B} \cdot S)} \quad (2.39)$$

Khi này  $K = \frac{K_m}{B}$ ,  $T_1 = T_D$ ,  $T_1 = \frac{J}{B}$ , ta có tham số  $K_p$ ,  $K_i$  của bộ điều khiển tốc độ tính bằng công thức như sau:

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_2}{2 \cdot K \cdot T_1} = \frac{\frac{J}{B}}{2 \cdot \frac{K_m}{B} \cdot T_D} = \frac{J}{2 \cdot K_m \cdot T_D} \\ K_i = \frac{1}{2 \cdot K \cdot T_1} = \frac{1}{2 \cdot \frac{K_m}{B} \cdot T_D} = \frac{B}{2 \cdot K_m \cdot T_D} \end{cases} \quad (2.40)$$

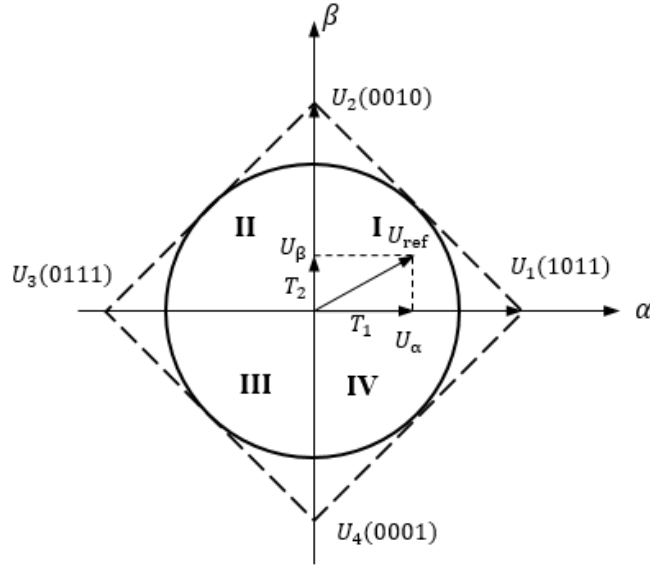
## 2.4 Kỹ thuật điều chế vector không gian cho động cơ bước lai

Đối tượng cần điều khiển là động cơ bước lai hai pha, mỗi pha được điều khiển bởi một cầu H, do vậy, để điều khiển cả hai pha, cần dùng đến hệ cầu H kép (xem Hình 2.10). Các thuật toán SVPWM truyền thống thường hướng đến đối tượng là các động cơ ba pha như AC Motor, vì vậy cần thiết kế lại thuật toán SVPWM để phù hợp với đối tượng hai pha [6].



Hình 2.10: Cấu trúc mạch cầu H kép

Theo nguyên lý điều khiển chuyển mạch, van nhánh trên và van nhánh dưới ở nửa cầu H không thể cùng đóng hoặc cùng mở tại một thời điểm, giả sử trạng thái “1” là van nhánh trên đóng và van nhánh dưới mở, trạng thái “0” thì ngược lại. Theo cấu trúc mạch cầu, ta có 4 nhánh van tương ứng 16 trạng thái hoạt động của cầu H kép, cũng là 16 loại vector điện áp. Nhằm giảm thiểu rung động mômen và cải thiện hiệu suất hoạt động của động cơ, một thuật toán SVPWM tối ưu được được thiết kế. Trong đó, 4 vector trạng thái  $U1(1011)$ ,  $U2(0010)$ ,  $U3(0111)$ ,  $U4(0001)$  và hai vector không  $U0(0000)$ ,  $U5(1111)$  được chọn làm các vector cơ bản. Vì vậy, vòng vector điện áp được chia làm 4 sector và biểu đồ vector điện áp cơ bản được hình thành, mô tả trên Hình 2.11.



Hình 2.11: Biểu đồ vector điện áp cơ bản

Trong Hình 2.11, tổng hợp của vector điện áp cơ bản và vector không trong một sector tạo thành vector điện áp tham chiếu  $U_{ref}$ . Khi  $U_{ref}$  nằm trong sector I, ta có:

$$T_1 = \frac{U_\alpha}{V_{dc}} T_s, T_2 = \frac{U_\beta}{V_{dc}} T_s \quad (2.35)$$

Trong đó:

$T_1, T_2$  – thời gian hoạt động của  $U_1$  và  $U_2$  [s].

$T_s$  – chu kỳ của xung PWM [s].

$V_{dc}$  – điện áp DC bus [V].

$U_\alpha, U_\beta$  – hình chiếu của  $U_{ref}$  lên trục  $\alpha$  và  $\beta$  [V].

Tương tự với các sector khác, giả sử:

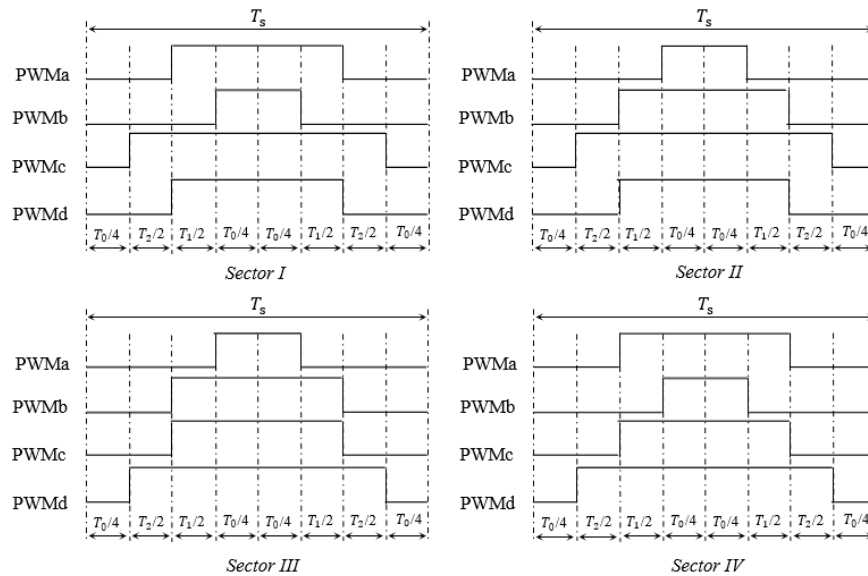
$$X = \frac{U_\alpha}{V_{dc}} T_s, Y = \frac{U_\beta}{V_{dc}} T_s \quad (2.36)$$

Ta thu được  $T_1, T_2, T_0$  ở mỗi sector như bảng:

Bảng 2.1: Giá trị  $T_1, T_2, T_0$  trong mỗi Sector

Sector	I	II	III	IV
$T_1$	$X$	$-X$	$X$	$-X$
$T_2$	$Y$	$Y$	$-Y$	$-Y$
$T_0$	$T_0 = T_s - (T_1 + T_2)$			

Để tiếp tục giảm gọn mômen xoắn của động cơ và giảm tổn thất chuyển mạch, cần phải chỉ định thứ tự của các hàm vector cơ bản. Nguyên tắc phân phối được chọn như sau: khi thay đổi trạng thái chuyển mạch, số lượng pha thay đổi trạng thái chuyển mạch phải được giảm thiểu và vectơ 0 phải được phân bố đồng đều theo thời gian để PWM được tạo ra đối xứng, có thể hiệu quả giảm tần số chuyển mạch, tổn thất chuyển mạch và các thành phần sóng hài của PWM. Đồng thời, cũng dễ dàng đạt được các thuật toán phần mềm. Trình tự chuyển đổi thuật toán SVPWM được hiển thị trong hình sau [6]:



Hình 2.12: Sơ đồ dạng xung điều khiển ở mỗi Sector

Từ trình tự đã sắp xếp, ta tổng hợp được thời gian mở van theo từng nhánh trong các sector khác nhau như sau:

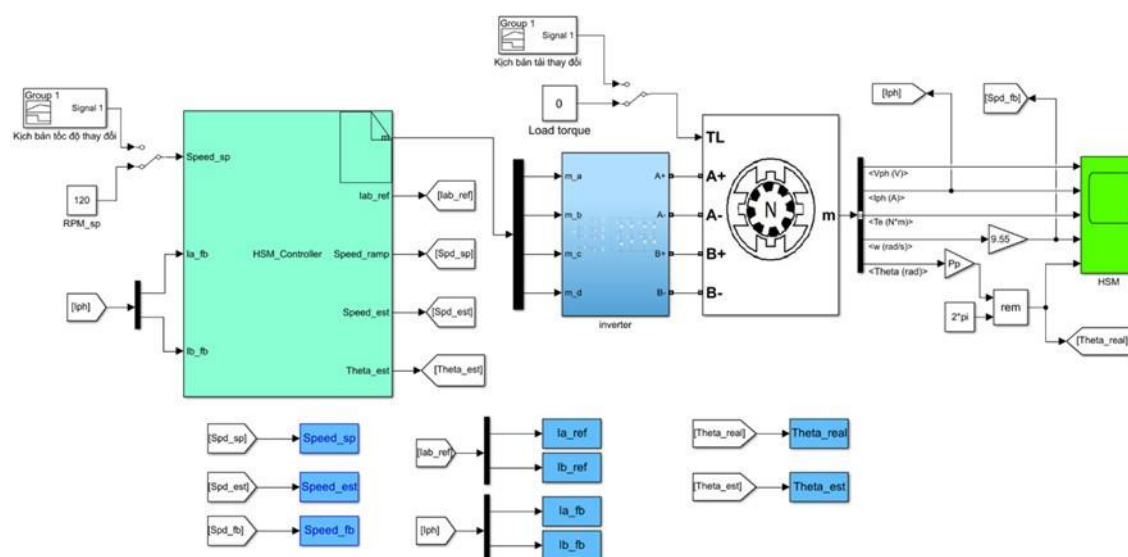
Bảng 2.2: Thời gian mở van của từng nhánh van ở mỗi Sector

Sector	Thời gian mở van
I	$m_a = T_1 + T_0/2$ $m_b = T_0/2$ $m_c = T_1 + T_2 + T_0/2$ $m_d = T_1 + T_0/2$
II	$m_a = T_0/2$ $m_b = T_1 + T_0/2$ $m_c = T_1 + T_2 + T_0/2$ $m_d = T_1 + T_0/2$

III	$m_a = T_0/2$ $m_b = T_1 + T_0/2$ $m_c = T_1 + T_0/2$ $m_d = T_1 + T_2 + T_0/2$
IV	$m_a = T_1 + T_0/2$ $m_b = T_0/2$ $m_c = T_1 + T_0/2$ $m_d = T_1 + T_2 + T_0/2$

## CHƯƠNG 3. MÔ PHỎNG HỆ ĐIỀU KHIỂN VÀ ĐÁNH GIÁ

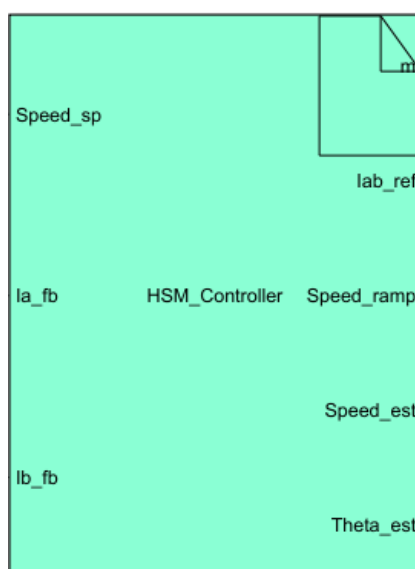
### 3.1 Các thành phần chính trong sơ đồ mô phỏng



Hình 3.1: Tổng quan hệ thống mô phỏng điều khiển sensorless tốc độ cho động cơ bước lai trên phần mềm Matlab-Simulink

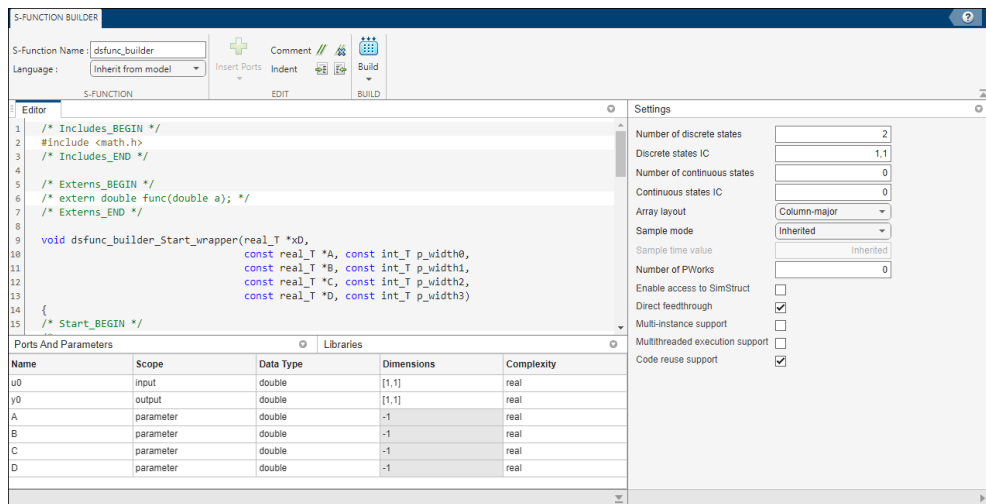
#### 3.1.1 Khối S-Function Builder

Trong đồ án này của chúng em sẽ sử dụng khối S-Function Builder của Matlab để mô phỏng bộ điều khiển trên miền gián đoạn. S-Function Builder có ưu điểm đó là lập trình bằng ngôn ngữ C chuẩn, đảm bảo tính nhất quán giữa mô phỏng và triển khai trên thiết bị thực. Qua đó chứng tỏ khả năng sẵn sàng cài đặt trên thiết bị điều khiển số như vi điều khiển.



Hình 3.2: Khối S-Function Builder

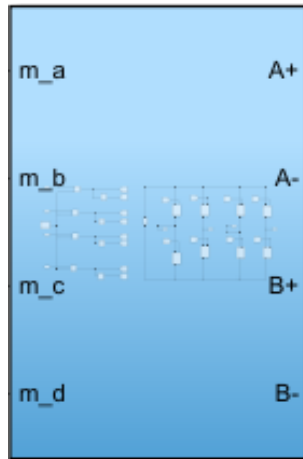




Hình 3.3: Giao diện bên trong của khối S-Function Builder

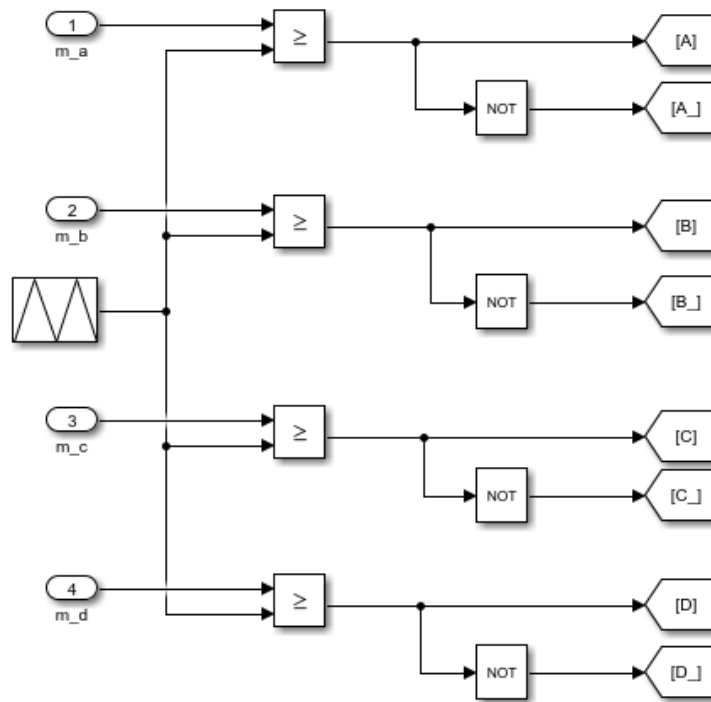
### 3.1.2 Khối mạch lực

Đầu vào của khối mạch lực là các tín hiệu cấp xung mở van mosfet ở trong mạch cầu H kép, đầu ra là điện áp đặt lên hai pha của động cơ.

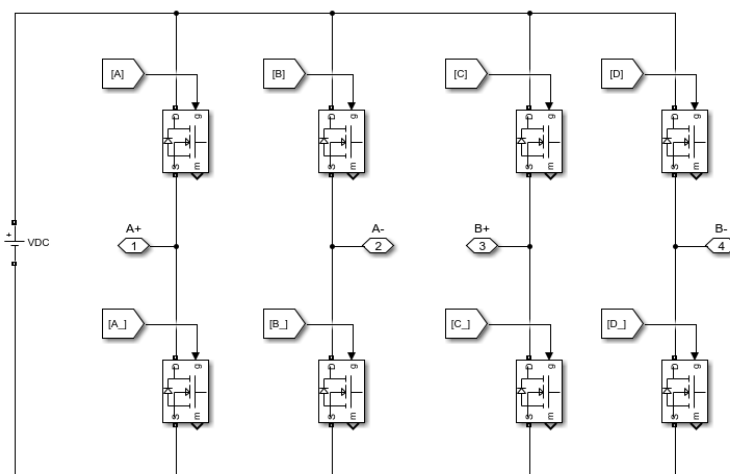


Hình 3.4: Khối mạch lực

Cấu tạo bên trong của khối mạch lực gồm có 2 phần: Phần thứ nhất là sơ đồ điều chế tín hiệu mở van cho từng nhánh được thể hiện trong Hình 3.5 và phần thứ hai là sơ đồ cấu trúc mạch lực (mạch cầu H kép) được thể hiện trong Hình 3.6.



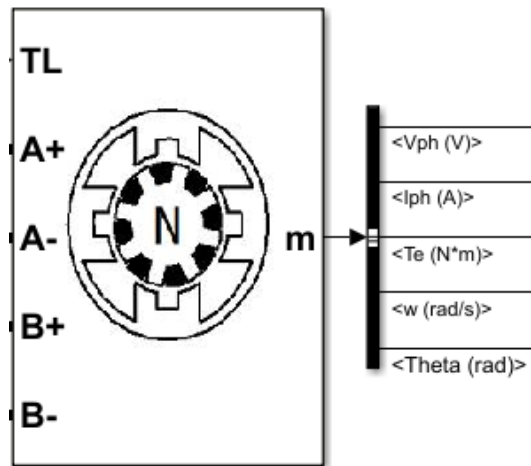
Hình 3.5: Điều chế tín hiệu mở van cho từng nhánh



Hình 3.6: Cấu trúc mạch cầu H kép

### 3.1.3 Khối động cơ bước

Trong đề án này của chúng em sử dụng khối Stepper Motor trong Matlab-Simulink để mô phỏng động cơ bước lai với đầu vào là điện áp cấp cho hai pha động cơ và mômen tải (nếu có), đầu ra gồm có năm thành phần giống như trong Hình 3.7.



Hình 3.7: Khối động cơ bước có sẵn

Thông số của động cơ bước lai được cho trong Bảng 3.1.

Bảng 3.1: Thông số động cơ bước lai

STT	Thông số	Giá trị
1	Độ tự cảm cuộn dây pha stato $L$ [H]	4.2e-3
2	Điện trở cuộn dây pha stato $R$ [Ohm]	2.1
3	Liên kết từ thông tối đa $\psi_m$ [Vs]	4.25e-3
4	Số cặp cực roto $p$	50
5	Mô men quán tính $J$ [kg m <sup>2</sup> ]	1.2e-7
6	Hệ số ma sát $B$ [Nms]	1.3e-3
7	Mô men xoắn định mức $T_n$ [Nm]	0.02
8	Nguồn áp DC cấp cho inverter $V_{dc}$ [V]	24
9	Điện áp tối đa của động cơ $u_{max}$ [V]	24
10	Dòng điện tối đa của động cơ $i_{max}$ [A]	6

11	Tốc độ tối đa của động cơ $rpm_{max}$ [vòng/phút]	500
----	--	-----

### 3.2 Mô phỏng khối điều chế vector không gian (SVPWM)

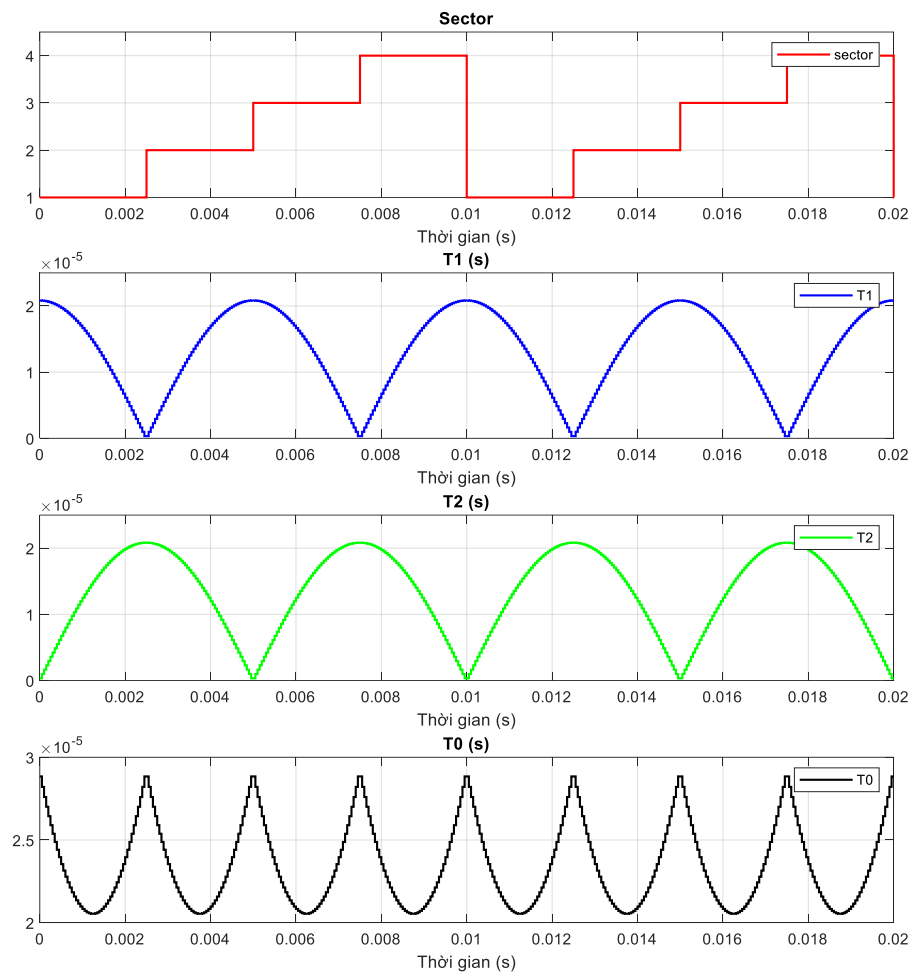
Để mô phỏng khối SVPWM cho động cơ, ta thực hiện lần lượt các bước theo thứ tự sau:

- a) Xác định xem vị trí của  $V_{ref}$  đang ở trong vùng (sector) nào:

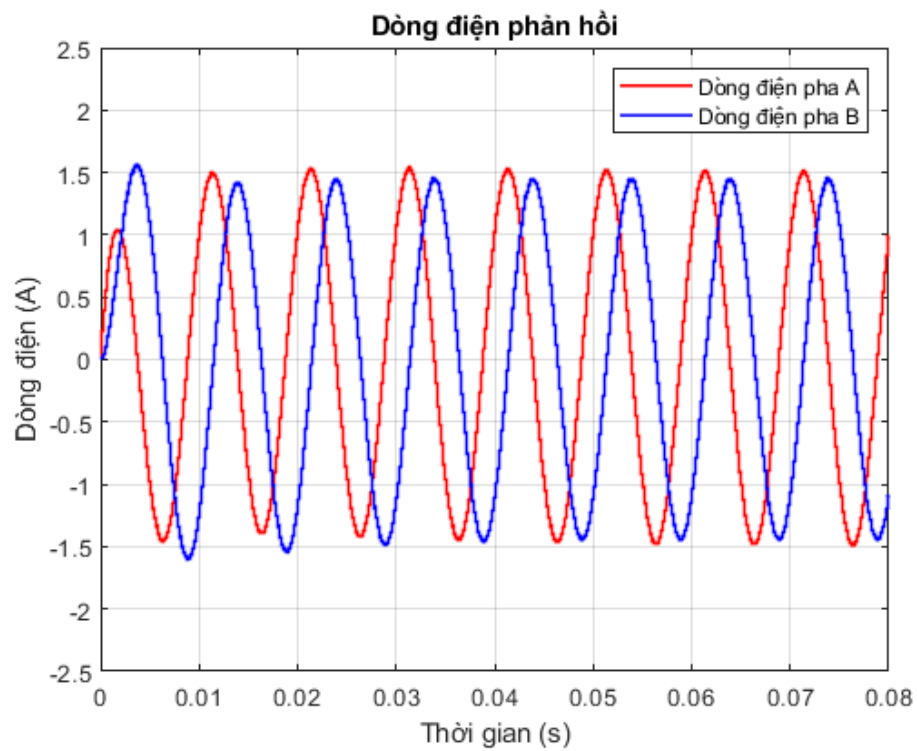
$$angle = \arctan\left(\frac{V_{bref}}{V_{aref}}\right) \quad (3.1)$$

- b) Tính toán các giá trị  $T_1$ ,  $T_2$  và  $T_0$ .  
c) Tính toán thời gian mở van của từng nhánh van.  
d) So sánh xung mở van của từng nhánh với sóng mang hình tam giác ta thu được tín hiệu mở van cung cấp cho mạch lực.

Toàn bộ các bước trên được thực hiện bằng lập trình trong khối S-Function. Để kiểm nghiệm hoạt động của khối SVPWM, ta tiến hành mô phỏng chạy vòng hở như sau: cấp điện áp  $V_a$  và  $V_b$  là hai sóng hình sin với biên độ 10 V và tần số cơ bản là 100Hz lệch pha nhau 90 độ vào pha A và pha B. Tần số sóng mang trong đồ án này là 20kHz, chu kỳ điều khiển là  $T_s = 50\mu s$ . Từ đó ta thu được kết quả mô phỏng như trong Hình 3.8.



Hình 3.8: Giá trị của  $T_1$ ,  $T_2$  và  $T_0$  trong từng sector



Hình 3.9: Dòng điện phản hồi về từ động cơ

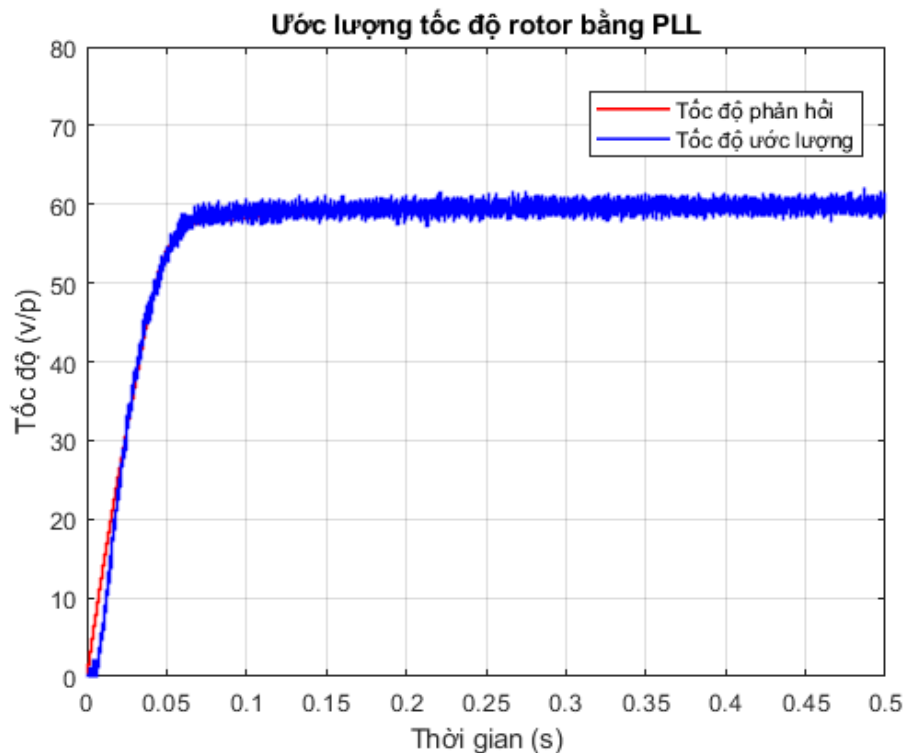
Từ Hình 3.8 ta thấy các giá trị của  $T_1$ ,  $T_2$  và  $T_0$  tăng giảm trong mỗi sector đều đúng so với lý thuyết.

Trong Hình 3.9, dòng điện trong hai pha A và B lệch pha nhau 90 độ. Do vậy có thể thấy kết quả thu được đúng với lý thuyết và từ đó chứng tỏ sự tin cậy khi sử dụng phương pháp điều chế SVPWM.

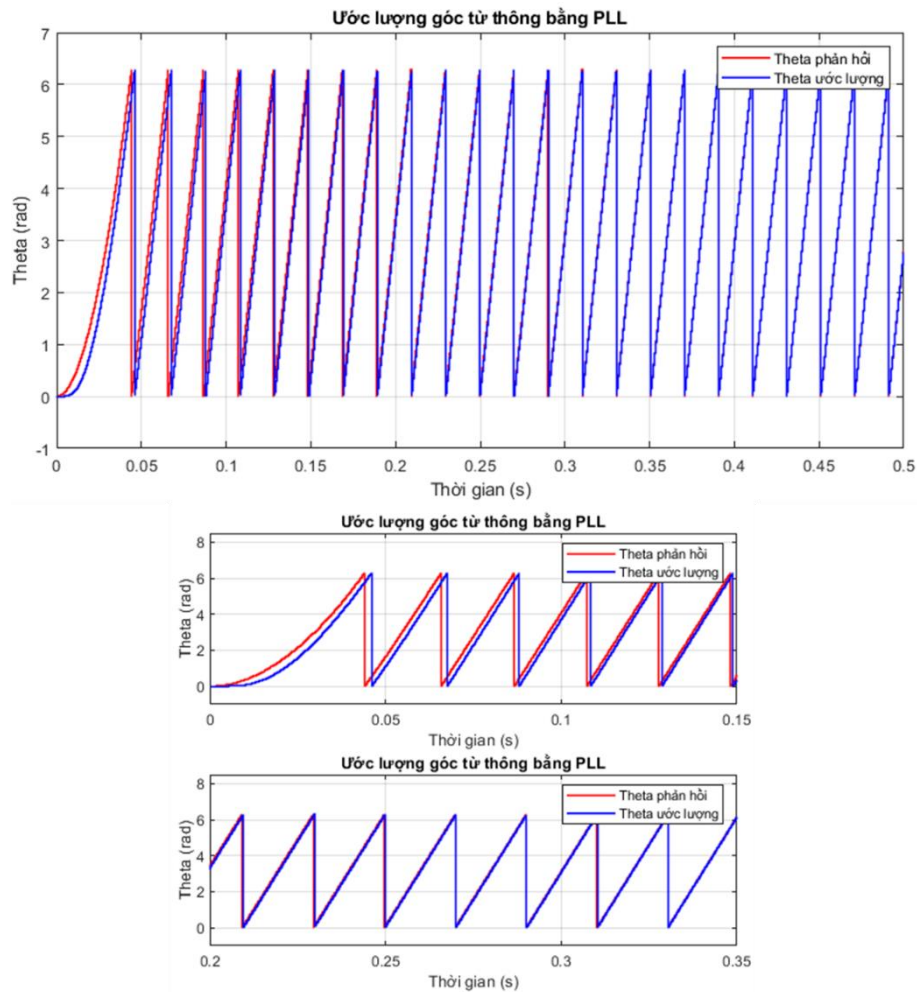
### 3.3 Ước lượng tốc độ và góc từ thông rotor

Với mục tiêu là điều khiển sensorless cho mạch vòng tốc độ thì chúng ta cần phải ước lượng tốc độ và góc từ thông rotor. Trước tiên, để có thể đánh giá độ hiệu quả của bộ ước lượng bằng vòng khóa pha (PLL), ta tiến hành mô phỏng như sau:

Đặt dòng điện là 2 sóng hình sin với tần số cơ bản là 50Hz vào hai pha của cuộn dây (tức quay vòng hở với tốc độ 60 vòng/phút). Bộ PLL sẽ tính toán đầu ra và so sánh với các giá trị tốc độ có sẵn trong khối động cơ bước, kết quả mô phỏng được thể hiện trong 3.10 và 3.11.



Hình 3.10: Ước lượng tốc độ quay của rotor

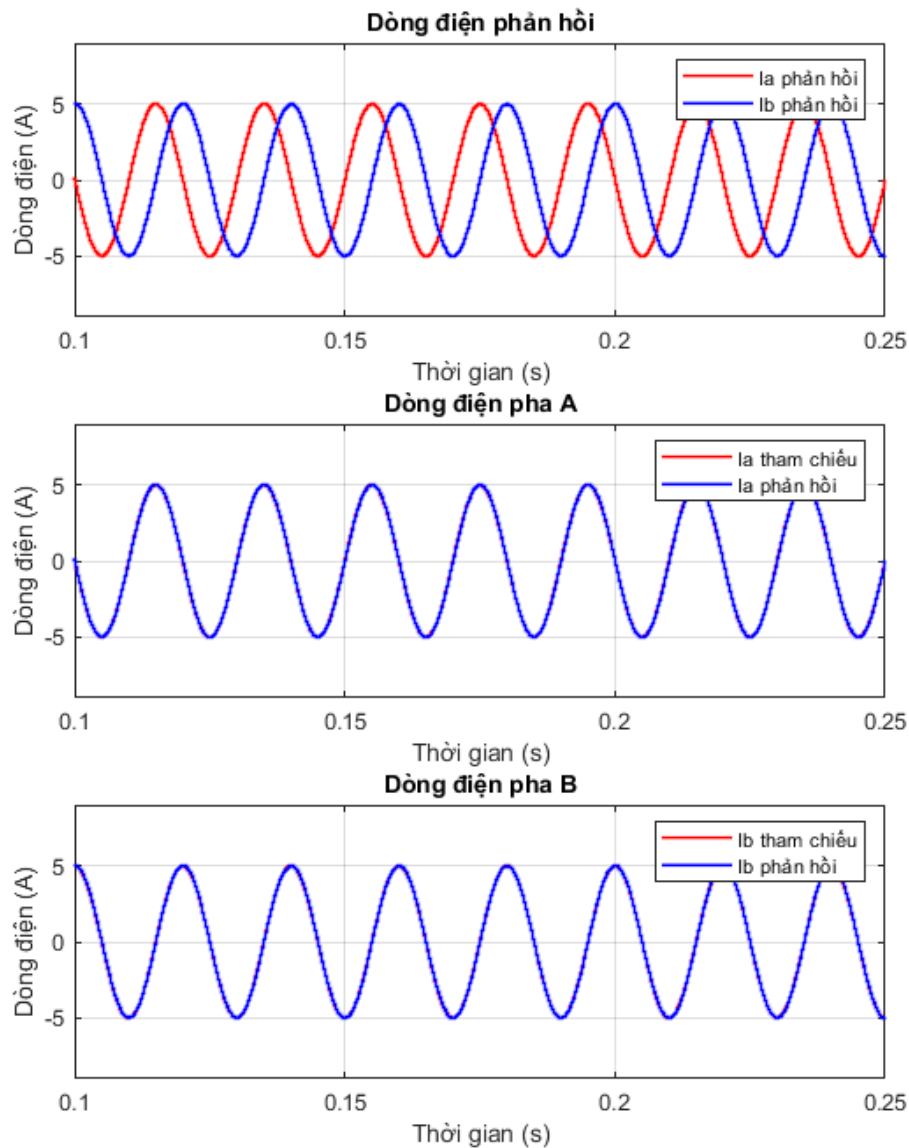


Hình 3.11: Ước lượng góc từ thông rotor

Ta thấy, kết quả tốc độ ước lượng giống với tốc độ thực tế (xem Hình 3.10). Còn góc từ thông rotor thì ở thời điểm ban đầu có xuất hiện sự sai lệch trong quá trình quá độ, tuy nhiên tại thời điểm xác lập sau đó, góc từ thông ước lượng từ PLL bám khá sát so với góc từ thông rotor phản hồi về từ khối động cơ (xem Hình 3.11). Qua đó chứng tỏ được sự hiệu quả của việc ước lượng tốc độ và góc từ thông rotor bằng bộ PLL.

### 3.4 Mạch vòng dòng điện

Sau khi đã kiểm chứng được độ chính xác của bộ PLL, ta tiến hành mô phỏng mạch vòng dòng điện: Đặt dòng điện  $I_q$  có giá trị là 5A sau đó áp dụng góc từ thông rotor đã được ước lượng để tính toán ra các giá trị dòng điện tham chiếu là đầu vào của bộ điều khiển. So sánh giá trị dòng điện tham chiếu với dòng điện phản hồi về từ khối động cơ ta thu được kết quả như trong Hình 3.12.



Hình 3.12: Kết quả mô phỏng mạch vòng dòng điện

Trên Hình 3.12, ta thấy hai dòng điện phản hồi có hai pha lệch nhau 90 độ theo đúng lý thuyết, đồng thời có giá trị bám sát so với các dòng điện tham chiếu.

### 3.5 Mạch vòng tốc độ

Các động cơ bước lai trong thực tế thường hoạt động tốt ở dải tốc độ thấp và trung bình, theo quan sát thực nghiệm, ta thấy rằng nếu tốc độ đặt thấp hơn 60 vòng/phút thì điều khiển vòng hở vẫn có thể đáp ứng tốt hiệu suất về tốc độ và mômen (miễn là đặt vào dòng điện đủ lớn). Vì vậy, đối với các giá trị tốc độ đặt nhỏ hơn 60 vòng/phút, động cơ sẽ chạy vòng hở.

Bên cạnh đó, với phương pháp điều khiển sensorless, ở trong quá trình khởi động, các giá trị sức phản điện động thường nhỏ và không ổn định, khiến cho bộ PLL hoạt động không hiệu quả và gây sai số lớn, ta cũng cần có khoảng thời gian ban đầu để các giá trị ước lượng từ bộ PLL vượt qua quá trình quá độ. Do đó, ta cần một quy trình khởi động phức tạp hơn như sau:

Ban đầu khi khởi động, ta chạy vòng hở với một giá trị  $I_q$  nhỏ (vừa đủ để trực động cơ tạo ra mômen xoắn lớn hơn mômen giữ), việc này là cần thiết nhằm lược

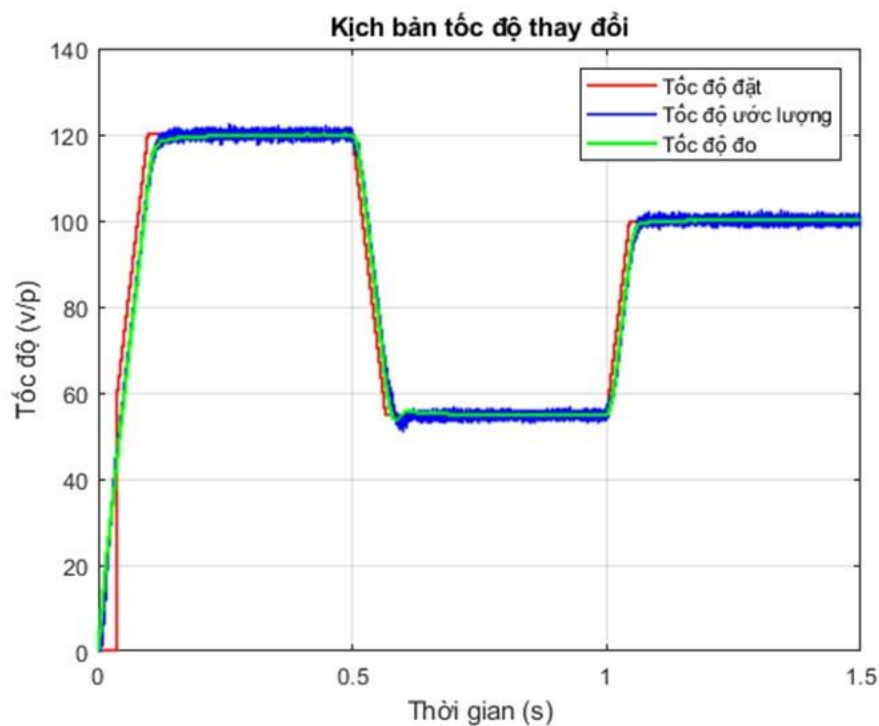


qua quá trình quá độ của PLL đồng thời xác định hướng quay cho động cơ. Khi nào tốc độ ước lượng đạt đến một giá trị đặt trước (giá trị này đủ lớn để sức phản điện động đủ lớn), ta bắt đầu chuyển sang chạy vòng kín, cùng lúc đó tốc độ đặt được cho qua một khâu ramp tăng dần đến giá trị đặt.

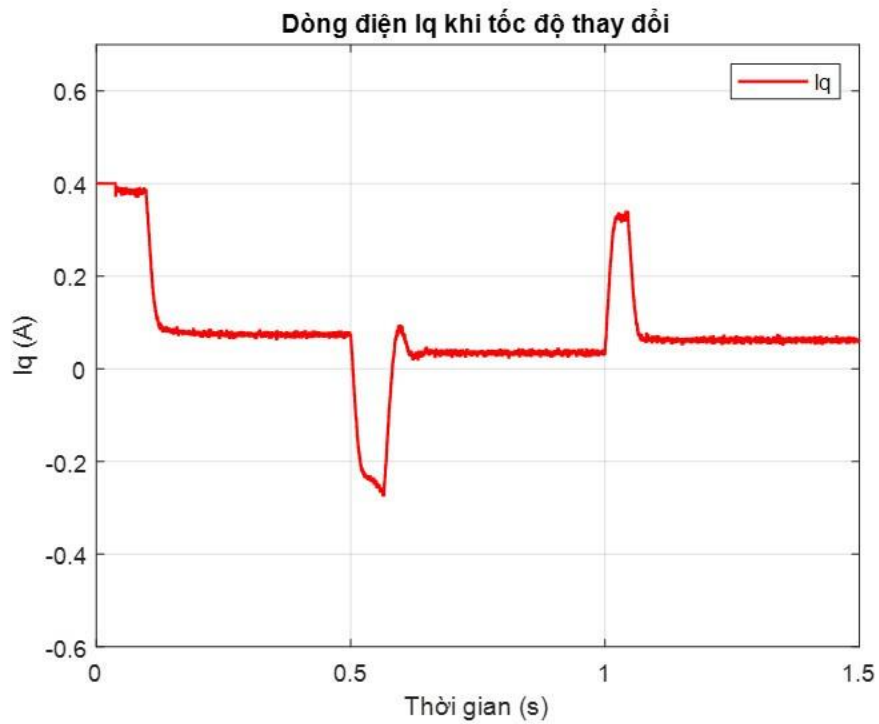
Ta sẽ tiến hành mô phỏng mạch vòng tốc độ với các kịch bản sau đây:

### 3.5.1 Kịch bản tốc độ thay đổi

Ban đầu ta chạy vòng hở, đến khi nào tốc độ ước lượng lớn hơn 40 vòng/phút thì bắt đầu chuyển sang chạy vòng kín. Kịch bản thay đổi tốc độ đặt từ 120 vòng/phút, sau 0.5 giây tốc độ đặt giảm xuống còn 55 vòng/phút và sau 1 giây tốc độ đặt lại tăng lên 100 vòng/phút. Ta thu được kết quả sau:



Hình 3.13: Kịch bản tốc độ thay đổi



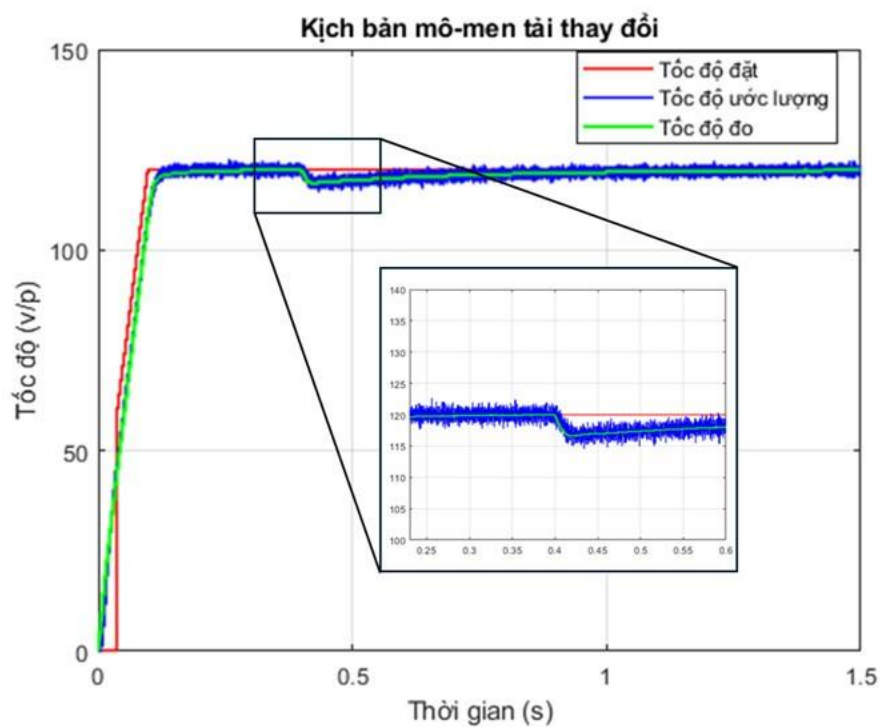
Hình 3.14: Dòng điện đầu ra  $I_q$  khi tốc độ thay đổi

Nhìn vào Hình 3.13 và Hình 3.14, ta thấy tốc độ ước lượng giống với tốc độ đo về và cả hai giá trị này bám so với tốc độ đặt khi thay đổi giá trị đặt. Đồng thời quan sát dòng điện  $I_q$ , là đầu ra của mạch vòng tốc độ, ta thấy phản ứng đúng theo tốc độ đặt.

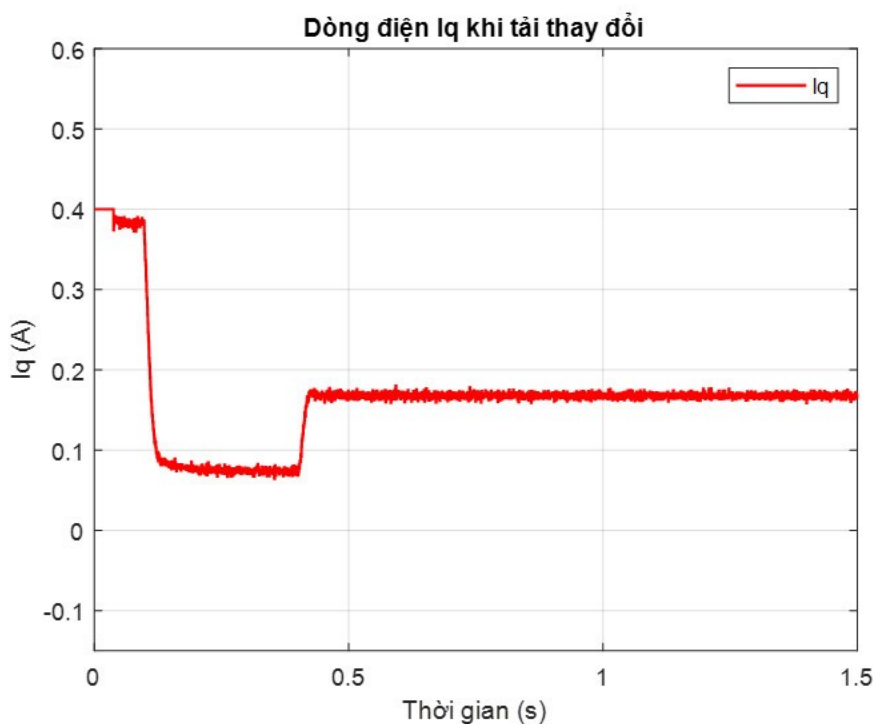
Khi tốc độ đặt từ 120 vòng/phút giảm xuống 55 vòng/phút, dòng điện  $I_q$  cũng giảm theo, và khi tăng tốc độ đặt lên 100 vòng/phút,  $I_q$  cũng tăng theo.

### 3.5.2 Kịch bản mômen tải thay đổi

Trong kịch bản mô phỏng này, động cơ khởi động không tải, sau 0.4 giây ta thực hiện đóng tải vào động cơ.



Hình 3.15: Kịch bản mômen thay đổi



Hình 3.16: Dòng điện đầu ra  $I_q$  khi thay đổi mômen tải

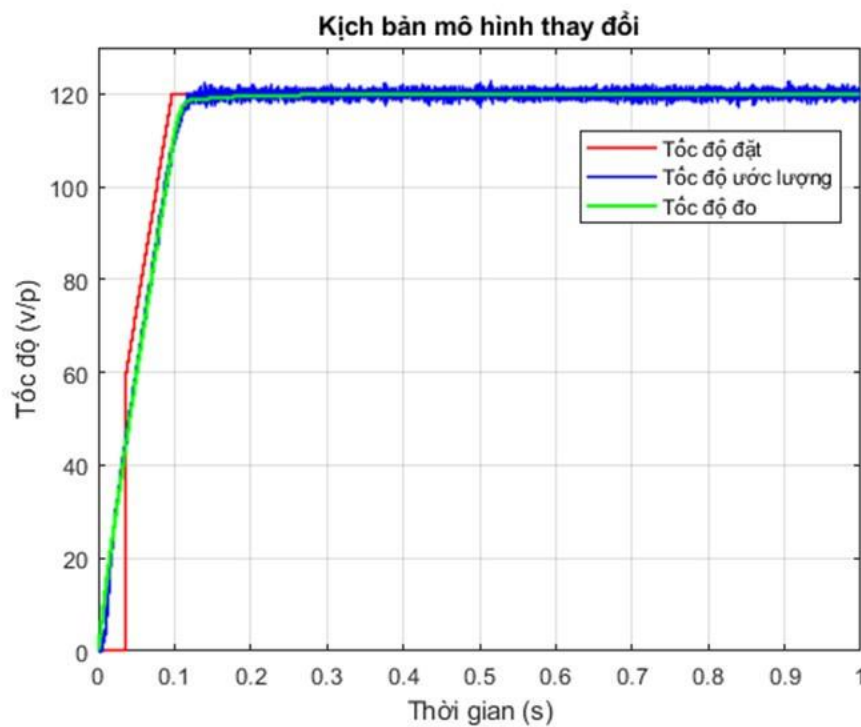
Dựa vào kết quả trong Hình 3.15, ta thấy tốc độ của động cơ giảm xuống khi ta đóng tải vào động cơ. Nhưng nhờ có sự điều chỉnh của bộ điều khiển tốc độ, tốc độ ước lượng nhanh chóng được điều chỉnh ổn định lại và bám theo tốc độ đặt.

Quan sát giá trị dòng điện  $I_q$  trong Hình 3.16 là đầu ra của mạch vòng tốc độ, khi đặt tải vào động cơ,  $I_q$  tăng lên để kéo tốc độ ước lượng về bám so với tốc độ đặt, đồng thời  $I_q$  duy trì ở một giá trị lớn hơn so với lúc chạy không tải.

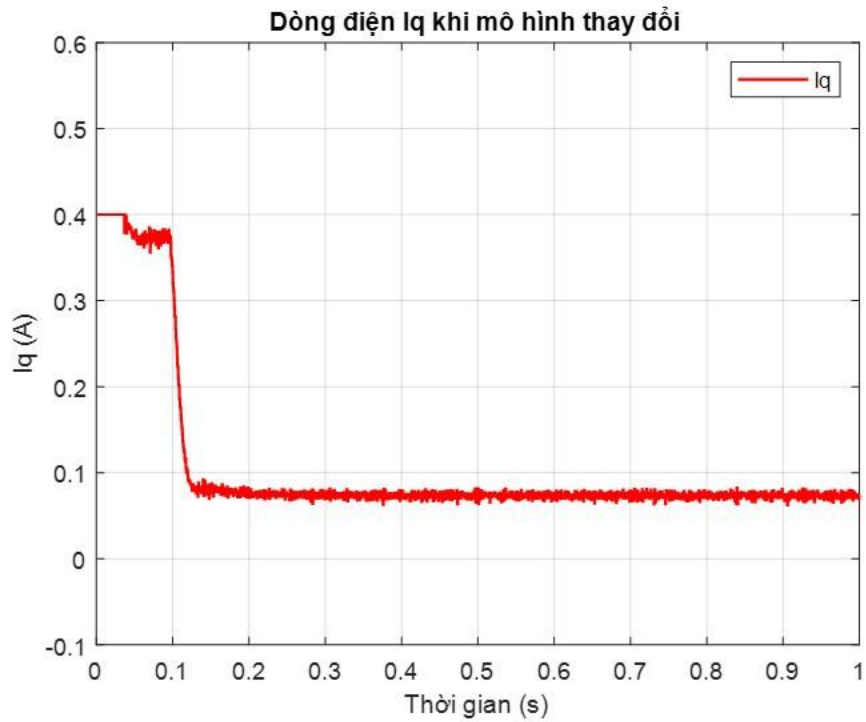
### 3.5.3 Kịch bản mô hình thay đổi

Trong thực tế, các tham số động cơ do nhà sản xuất cung cấp thường không chính xác tuyệt đối, mà vẫn tồn tại sai số nhất định. Hơn thế nữa, trong quá trình vận hành, động cơ có thể bị ảnh hưởng bởi các yếu tố bên ngoài, chẳng hạn như nhiệt độ động cơ tăng cao có thể dẫn tới việc những thông số của động cơ bị thay đổi. Mặc dù sự thay đổi này không lớn, nhưng cần phải thử nghiệm để đánh giá sự ổn định của bộ điều khiển trước khi tiến hành thực nghiệm.

Để có thể kiểm chứng độ ổn định của bộ điều khiển khi có sự thay đổi này, ta sẽ tiến hành mô phỏng mạch vòng tốc độ với giá trị đặt là 120 vòng/phút. Trong đó, các giá trị thông số như điện trở, điện cảm, quán tính rotor,... sẽ được thay đổi, tăng lên hoặc giảm đi khoảng từ 5 đến 10% so với giá trị được cho trong Bảng 3.1.



Hình 3.17: Kịch bản mô hình thay đổi



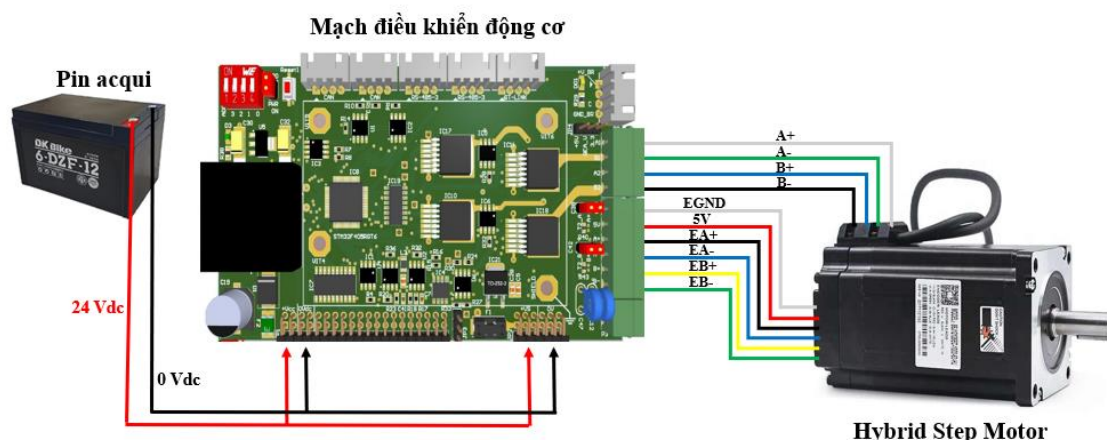
Hình 3.18: Dòng điện đầu ra  $I_q$  khi mô hình thay đổi

Từ kết quả mô phỏng trong Hình 3.17 và Hình 3.18, ta thấy được tốc độ ước lượng vẫn bám so với giá trị đặt, sự thay đổi tham số mô hình trong khoảng 5-10% không ảnh hưởng đến kết quả điều khiển. Qua đó thấy được độ ổn định của hệ thống cũng như chất lượng của bộ điều khiển có thể đáp ứng được trong phạm vi sai số cho phép, từ đó sẵn sàng đưa vào hệ thống thực nghiệm với động cơ thật.

## CHƯƠNG 4. THIẾT KẾ PHẦN CỨNG VÀ THỰC NGHIỆM

### 4.1 Tổng quan hệ thống phần cứng

Toàn bộ hệ thống phần cứng được mô tả trong Hình 4.1.



Hình 4.1: Sơ đồ tổng quan hệ thống phần cứng

Động cơ bước lai được sử dụng trong đồ án này là động cơ 86EBP147ALC-TKO được sản xuất bởi hãng Time Brilliant tại Beijing, China. Nhà sản xuất cung cấp các thông số cơ bản, có giá trị tương tự như thông số của động cơ mô phỏng.

### 4.2 Thiết kế bảng mạch điều khiển

#### 4.2.1 Thiết kế sơ đồ nguyên lý

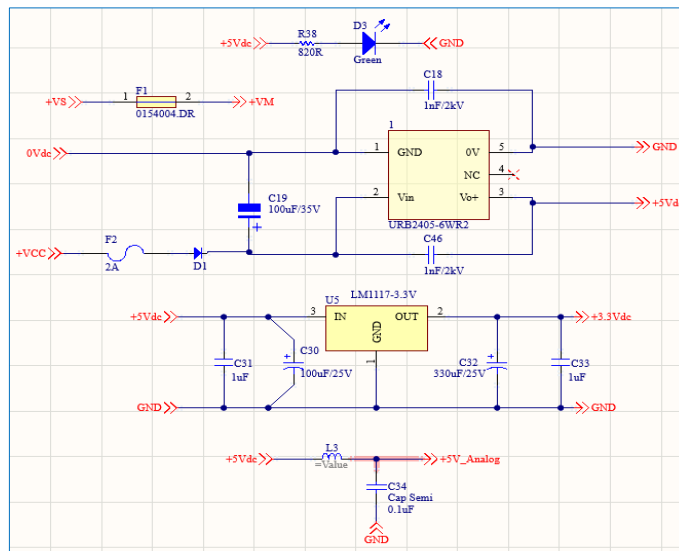
Sơ đồ nguyên lý của mạch điều khiển động cơ chia thành nhiều khối chức năng khác nhau, bao gồm: Khối nguồn, Khối vi điều khiển, Khối Driver, Khối đo dòng, Khối đo áp, Khối Encoder, Khối truyền thông.

##### a) Khối nguồn:

Mạch điều khiển được chia làm 2 phần: phần vi xử lý và phần mạch lực, hai phần này có nguồn riêng biệt, đầu vào đều là 24Vdc.

Phần mạch lực được cấp 24Vdc trực tiếp vào driver mà không đi qua ổn áp nào, tất nhiên phải cần đến một cầu chì 10A để bảo vệ cho mạch van và động cơ, tránh quá dòng.

Khối nguồn được thiết kế với sơ đồ như sau:



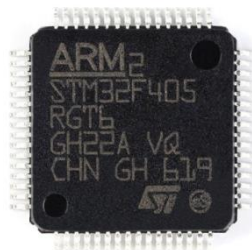
Hình 4.2: Sơ đồ nguyên lý khối nguồn

Ở phần vi xử lý, nguồn 24 Vdc được giảm xuống 5 Vdc thông qua một module chuyển đổi điện áp DC-Link và qua Led Green để báo hiệu, 5V này cấp cho IC cách ly và các ngoại vi khác.

Với các ứng dụng Analog ta dùng một mạch lọc LC như hình vẽ để giảm đập mạch và làm mịn điện áp 5 Vdc. Để cấp nguồn VDDA cho vi điều khiển, sử dụng IC ổn áp LM1117, giảm 5 Vdc xuống 3.3 Vdc.

#### b) Khối vi điều khiển:

Với yêu cầu điều khiển động cơ sao cho chu kỳ các lần tính toán lên đến hàng micro giây, ta cần chọn chip vi điều khiển có tốc độ tính toán và xử lý cao, tin cậy, đồng thời phải đầy đủ các phương thức giao tiếp ngoại vi (Uart, SPI, I2C, CAN...), phát xung (PWM) và các bộ chuyển đổi ADC/DAC,...



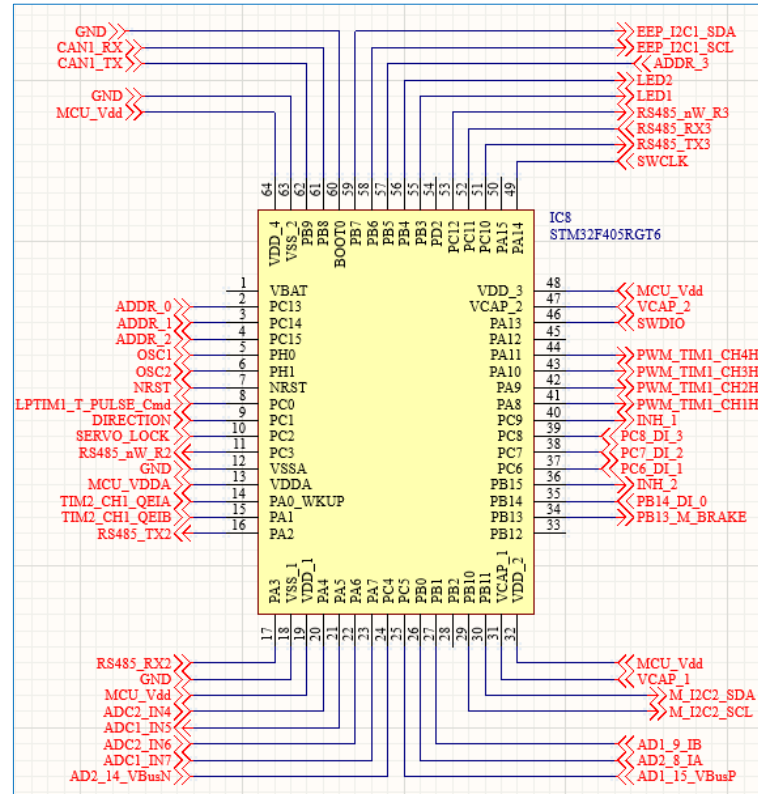
Hình 4.3: Vi điều khiển STM32F405RGT6 trong thực tế

Do đó vi điều khiển STM32F405RGT6 được lựa chọn, đây là dòng chip có tốc độ xử lý cao, có hỗ trợ đầy đủ các thư viện, dễ lập trình, dễ thiết kế và có hỗ trợ các phần mềm lập trình thuận tiện, dễ tiếp cận như KeilC, CubeMX, CubeIDE,...

Thông số kỹ thuật cơ bản của vi điều khiển:

- + Core - ARM® 32-bit Cortex®-M4 CPU
- + Bộ nhớ đệm dữ liệu 4KB và bộ nhớ đệm lệnh 4KB
- + Tốc độ xung nhịp lên đến 168 MHz
- + Bộ nhớ: 1MB bộ nhớ Flash (1024KB), bộ nhớ SRAM: 192KB

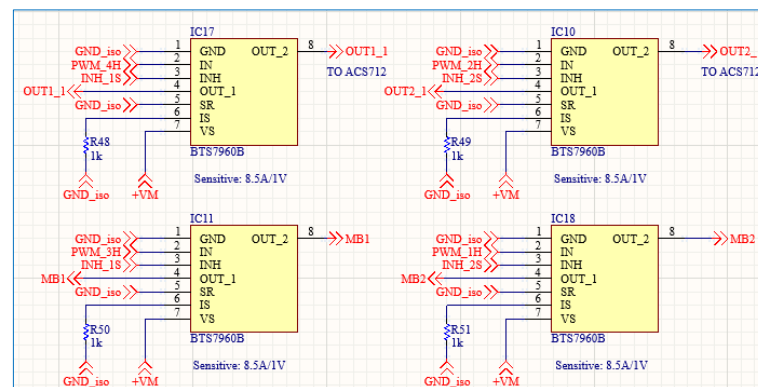
- + 16 bộ định thời Timer trong đó có 13 bộ định thời 16 bit và 2 bộ định thời 32 bit
- + 82 cổng I / O với khả năng ngắt
- + Các giao diện truyền thông (SPI, I2C, UART, CAN, ETHERNET...)



Hình 4.4: Sơ đồ nguyên lý đầu nối chân vi điều khiển

### c) Khối Driver:

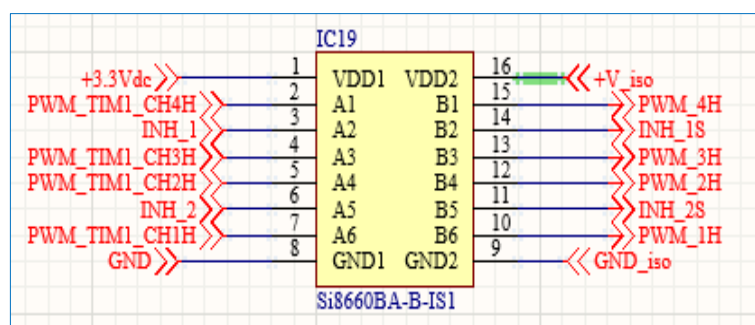
Đối tượng điều khiển là động cơ bước lai 2 pha 4 dây điều khiển lưỡng cực, chính vì thế, để điều khiển động cơ này, mạch lực cần dùng đến 2 cầu H, mỗi cầu H cho mỗi dây pha. Trong mạch này, sử dụng 4 IC BTS7960B, mỗi IC là nửa cầu H. Các IC driver được cấp xung PWM từ vi điều khiển, phối hợp đập mạch cho ra điện áp mong muốn.



Hình 4.5: Sơ đồ nguyên lý mạch cầu H kép



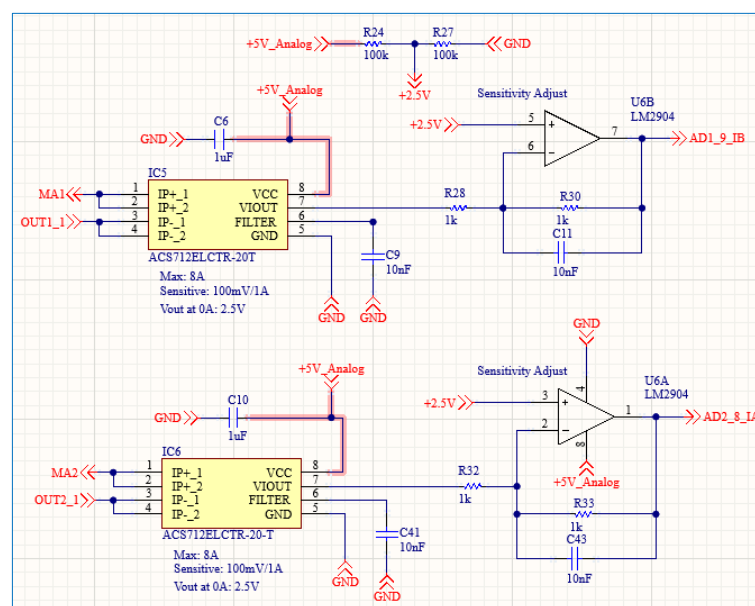
Để bảo vệ cho vi điều khiển khi phát xung PWM cho Driver (cách ly phần vi xử lý và phần mạch lực), sử dụng IC cách ly quang Si8660BA.



Hình 4.6: Sơ đồ nguyên lý đầu nối IC cách ly quang

#### d) Khối đo dòng:

Để điều khiển dòng điện, bắt buộc ta phải đo dòng từ hai pha của động cơ về để xử lý. Ở đây sử dụng hai IC ACS712. Có 3 loại ACS712 bao gồm 5A, 20A và 30A, vì dòng điện định mức của động cơ là 6A nên ta chọn loại 20A với độ nhạy là 0.1.

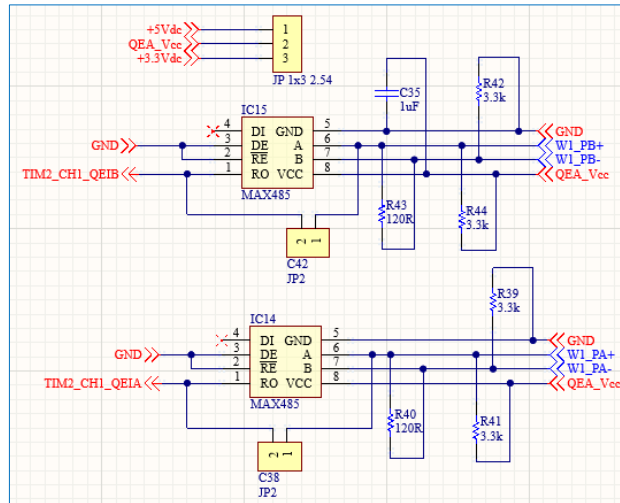


Hình 4.7: Sơ đồ nguyên lý khối đo dòng

Thông thường dải đầu ra điện áp của IC ACS712 là 0 đến 5V, dòng điện bằng 0 tương ứng với đầu ra điện áp là 2.5V, nhưng các IC đo dòng thường xuất hiện offset, làm lệch đi giá trị này, do vậy bổ sung thêm OPAM để đưa giá trị này về đúng 2.5V tại 0A.

#### e) Khối encoder:

Tùy thuộc vào loại động cơ và encoder đi kèm, có loại trả xung trực tiếp, có loại trả xung vi sai, có loại dùng nguồn 5V nhưng cũng có loại dùng nguồn 3.3V, vì thế nên khối encoder được thiết kế linh hoạt cho các loại encoder khác nhau.



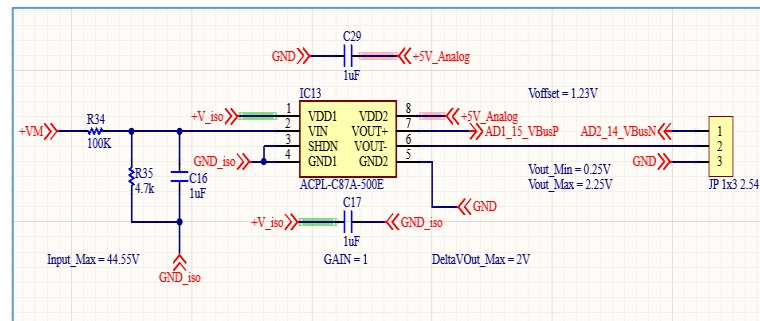
Hình 4.8: Sơ đồ nguyên lý khối encoder

Trong trường hợp xung trả về từ encoder là vi sai, sử dụng IC MAX485 để chuyển đổi từ RS485 sang UART đưa vào vi điều khiển, đồng thời IC này cũng đóng vai trò cách ly, tránh các xung điện áp quá cao từ encoder trả về làm hỏng MCU.

f) Khối đo áp:

Theo nguyên lý điều khiển động cơ, động cơ quay được là do sự chênh lệch liên tục dòng điện giữa hai dây pha của động cơ, điều đó cho thấy điện áp ở mỗi dây pha là thay đổi liên tục. Vì thế, tại mỗi thời điểm, điện áp đặt vào mỗi dây pha của động cơ là một giá trị phần trăm của điện áp VCC cấp từ Pin Acqui.

Theo lý thuyết, pin cấp nguồn 24V, nhưng trong thực tế, giá trị này thay đổi theo thời gian, tùy vào trạng thái acqui nạp đầy hoặc yếu điện, dẫn đến các giá trị điện áp đặt vào mỗi dây pha không được như mong muốn. Chính vì vậy, cần bổ sung khối đo điện áp đầu vào (Vdc) của mạch lực vừa đảm bảo tỷ lệ điện áp giữa hai dây pha, vừa có thể kiểm tra dung lượng của acqui, báo hiệu cho người dùng khi acqui có dấu hiệu yếu điện.

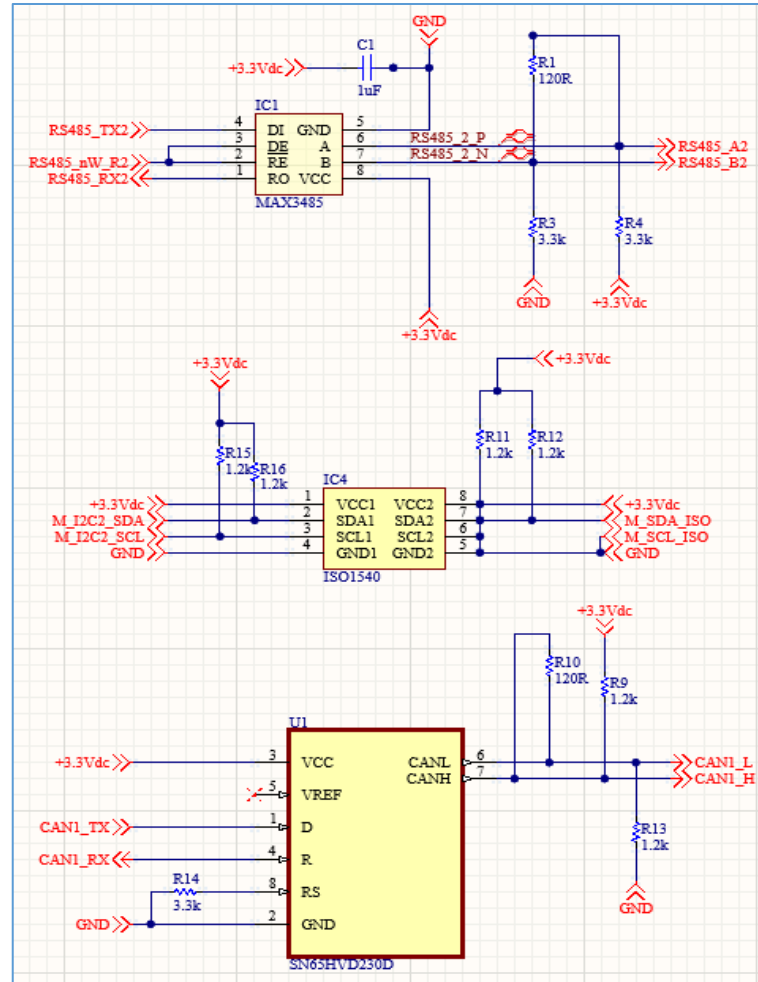


Hình 4.9: Sơ đồ nguyên lý khối đo áp

Mạch này sử dụng IC ACPL-C87A-500e để đo điện áp đầu vào phía mạch lực. Đầu ra của IC là Analog, sử dụng bộ chuyển đổi ADC của vi điều khiển, qua các phép tính toán ta sẽ thu được giá trị điện áp đầu vào phía mạch lực. Sơ đồ khối đo áp được thể hiện qua Hình 4.9.

g) *Khối truyền thông:*

Khối truyền thông là cần thiết cho các ứng dụng phát triển sau này, ở đây có hai loại chính là RS-485 và I2C. Chuẩn RS-485 có thể ứng dụng trong việc đặt giá trị Setpoint cho tốc độ, vị trí, hoặc có thể dùng trong việc thu thập các giá trị dòng điện, điện áp, tốc độ gửi lên giao diện người dùng. Chuẩn I2C có thể được áp dụng vào chế độ Master-Slave khi hệ thống điều khiển gồm nhiều động cơ. Ngoài ra, với ứng dụng xe tự hành 4 bánh tại Lab WSR C1B-409, mạch được trang bị thêm giao thức CAN, nhằm triển khai xây dựng các hệ thống nhúng trên xe điện sau này.

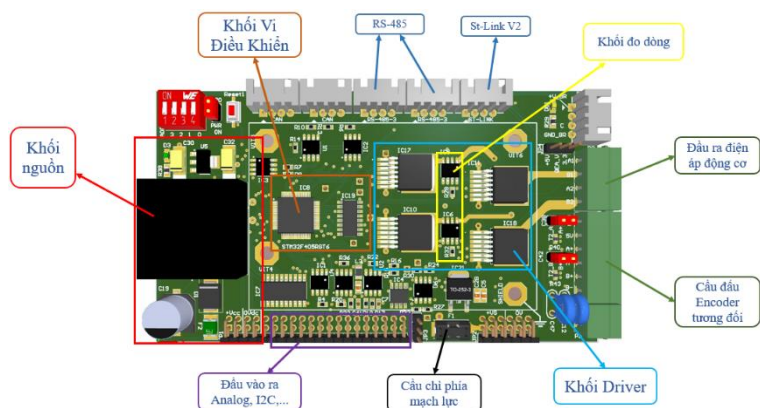


Hình 4.10: Sơ đồ nguyên lý khối truyền thông

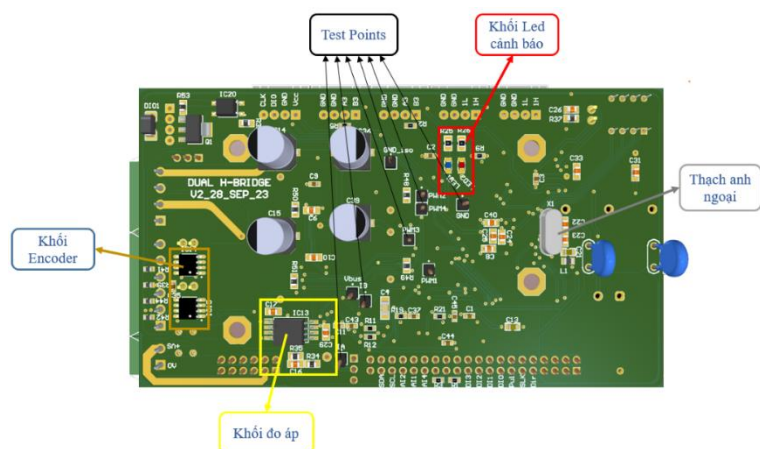
Việc bổ sung khối truyền thông sẽ khiến mạch điều khiển trở nên linh hoạt và đa nhiệm, ứng dụng vào nhiều dự án khác nhau. Sơ đồ của khối truyền thông được mô tả ở Hình 4.10.

#### 4.2.2 Thiết kế mạch in (PCB)

Từ sơ đồ nguyên lý được thiết kế ở trên, ta tiến hành sắp xếp linh kiện và đi dây, phủ đồng,... tạo thành mạch PCB hoàn chỉnh. Mạch PCB hoàn thiện có kích thước là 12x7 cm. Linh kiện được sắp xếp theo các khối chức năng như Hình 4.11 và 4.12, ở phần viên bố trí các cầu đầu.



Hình 4.11: Mặt trước bảng mạch

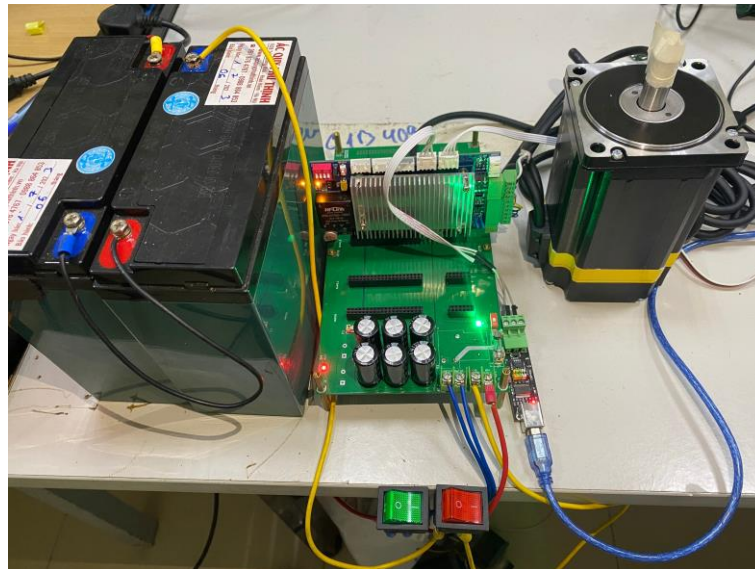


Hình 4.12: Mặt sau bảng mạch

## 4.3 Thực nghiệm

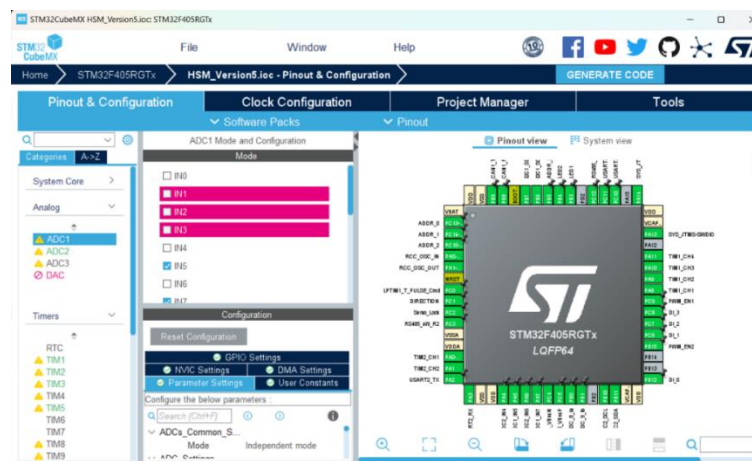
### 4.3.1 Phương pháp triển khai

Từ phần cứng đã thiết kế, tiến hành triển khai lắp đặt hệ thống điều khiển động cơ bước lai. Hình 4.13 là tổng quan hệ thống trong thực tế.



Hình 4.13: Tổng quan hệ thống thực nghiệm tại Lab WSR C1B-409

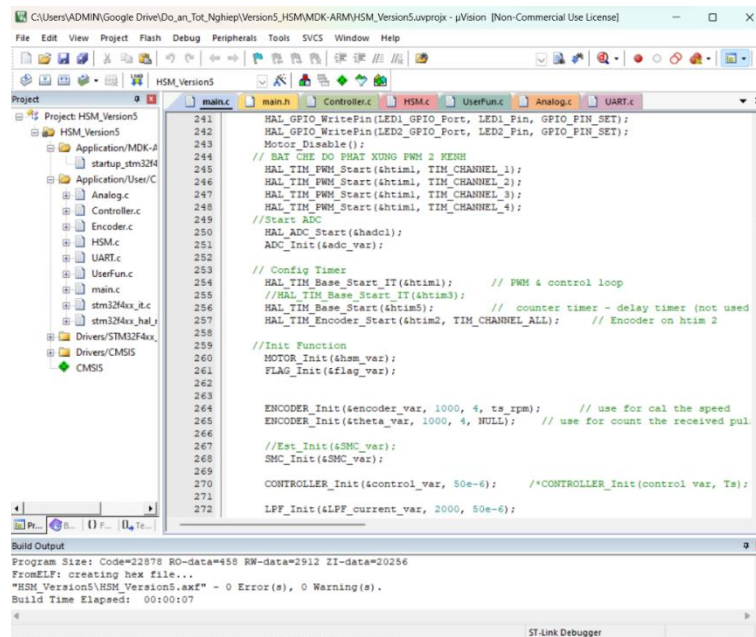
Để lập trình cho vi điều khiển STM32F4, đầu tiên ta phải thiết lập xung clock, các chân vào ra và chức năng bằng cách sử dụng phần mềm STM32CubeMX như hình bên dưới.



Hình 4.14: Giao diện cấu hình phần mềm CubeMX

Sau khi thiết lập xong, Generate code sang phần mềm Keil C để lập trình ngôn ngữ C cho vi điều khiển. Vì đồ án này không yêu cầu tính khắt khe về bộ nhớ cũng như thời gian truy xuất thanh ghi, nên em sử dụng bộ thư viện HAL với các hàm chức năng có sẵn. Trong phần mềm Keil C, khởi tạo các khối thư viện đảm nhận các chức năng khác nhau để dễ dàng cho việc lập trình và quản lý source code, ví dụ: Analog.c để lấy tín hiệu chuyển đổi ADC, UART.c để giao tiếp truyền nhận dữ liệu, Controller.c chứa hàm điều khiển, HSM.c chứa các tham số động cơ,... (xem Hình 4.15).





Hình 4.15: Môi trường lập trình vi điều khiển trên Keil C

Một khó khăn với hệ thống điều khiển động cơ khi triển khai các mạch vòng sao cho các phép tính tối ưu về mặt thời gian và không xung đột nhau. Đồ án này sử dụng tính năng ngắt của dòng vi điều khiển STM32, lập thứ tự ưu tiên ngắt sao cho phù hợp với thuật toán điều khiển.

Sau khi lập trình xong, tiến hành build tạo file hex và nạp chương trình vào vi điều khiển qua module mạch nạp StlinkV2. Sau đó triển khai thử nghiệm các kịch bản, nhằm lấy dữ liệu để điều chỉnh chương trình code sao cho đúng và tối ưu nhất.

Trong quá trình thử nghiệm, việc quan sát các giá trị dòng điện, tốc độ là cần thiết, nhằm chỉnh định các tham số của bộ điều khiển sao cho hệ thống hoạt động ổn định. Chính vì thế, em lập trình phần mềm giao diện đơn giản trên Winform bằng ngôn ngữ C# để thu thập các giá trị dòng điện và tốc độ. Giao diện này giao tiếp với vi điều khiển thông qua cổng COM ảo, vì vậy cần sử dụng một module chuyển đổi từ chuẩn RS485 sang COM. Qua phần mềm giao diện, ta có thể kiểm soát được tốc độ nhận dữ liệu. Tất cả dữ liệu trong một lần gửi sẽ được lưu vào một file text (.txt).



Hình 4.16: Giao diện phần mềm thu thập dữ liệu

Sau khi các file dữ liệu được lưu, sử dụng công cụ Matlab để đọc file, lấy dữ liệu và vẽ thành đồ thị quan sát, từ đây có sự điều chỉnh chương trình code tương ứng để hệ thống làm việc hiệu quả và tối ưu.

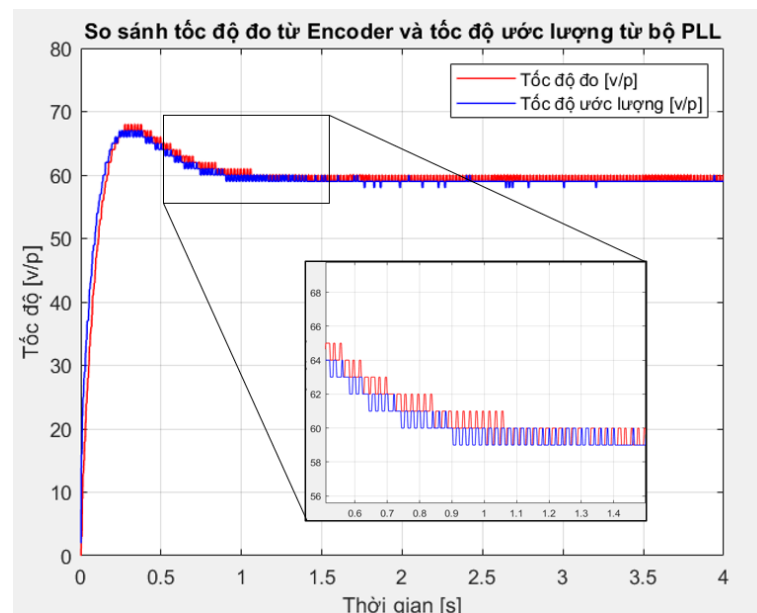
### 4.3.2 Kết quả thực nghiệm

Phần này thể hiện các kết quả thu được khi chạy thực nghiệm trong một khoảng thời gian xác định.

#### a) Ước lượng tốc độ và góc từ thông (Theta):

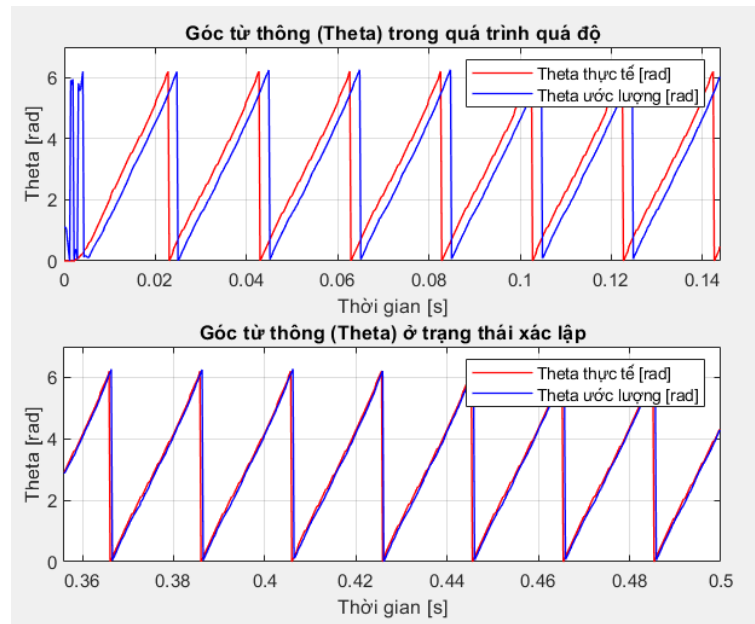
Để kiểm tra xem các giá trị tốc độ và góc từ thông ước lượng từ bộ điều khiển vòng khóa pha (PLL) có bám theo thực tế hay không, trong kịch bản này, ta cho động cơ chạy vòng hở, bằng cách đặt vào dòng điện hai cuộn dây pha một tần số cơ bản là 50Hz (tức quay với tốc độ 60 vòng/phút), sau đó bộ PLL chạy song song, các giá trị được thu thập và vẽ lên đồ thị để quan sát.

Tốc độ thực tế của động cơ được đo bằng encoder tương đối, khi so với tốc độ ước lượng từ PLL, ta thấy tốc độ ước lượng bám khá sát với tốc độ thực tế, do vậy, việc ước lượng tốc độ từ PLL mang lại hiệu quả tốt và đáng tin cậy, thể hiện ở Hình 4.17.



Hình 4.17: So sánh tốc độ đo và tốc độ ước lượng

Để kiểm tra xem góc từ thông rotor ước lượng từ PLL có bám với thực tế không, ta đem so sánh góc theta ước lượng từ PLL với góc theta thực tế được đo và tính toán bằng encoder tương đối.



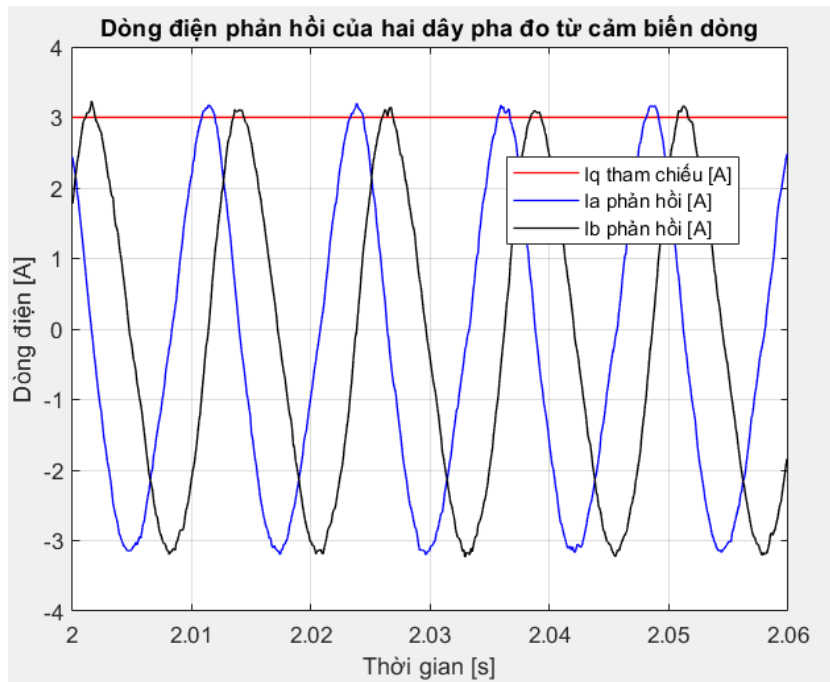
Hình 4.18: So sánh góc từ thông đo và góc từ thông ước lượng

Nhìn vào Hình 4.18 ta thấy, ban đầu trong quá trình quá độ xảy ra sự trễ pha do bộ PLL chưa bắt được pha, nhưng sau đó tại thời điểm xác lập, sự sai lệch giảm dần, góc từ thông ước lượng từ PLL bám với góc từ thông rotor thực tế, hành vi giống với khi mô phỏng. Điều này chứng tỏ hiệu quả ước lượng góc từ thông rotor của bộ PLL khá cao.

#### b) Mạch vòng dòng điện

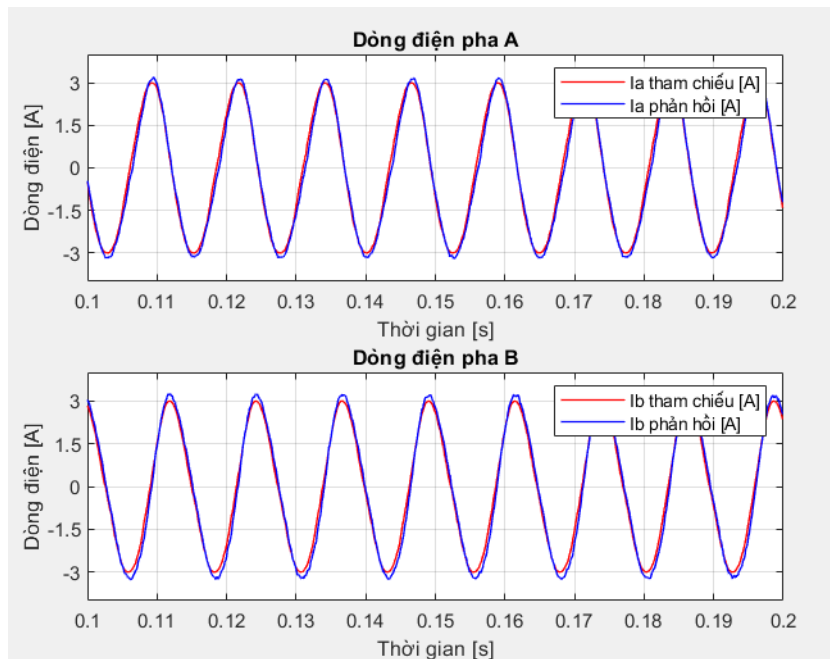
Sau khi đã ước lượng được góc từ thông rotor, ta đưa góc ước lượng ấy vào chạy vòng kín dòng điện. Ta cho dòng điện tham chiếu  $I_q$  là 3A và quan sát giá trị dòng điện của hai dây pha Ia và Ib thu về từ cảm biến dòng điện. Trên Hình 4.19, ta thấy dòng điện phản hồi hai pha lệch nhau 90 độ theo đúng lý thuyết, đồng thời biên độ của chúng dao động từ -3 đến 3, có thể vượt hơn một chút vì nhiễu đo (hoặc do offset cảm biến).





Hình 4.19: Dòng điện hai pha phản hồi so với dòng điện tham chiếu

Quan sát dòng điện hai pha của động cơ, ở trạng thái xác lập, ta thấy được dòng điện hai pha bám so với dòng điện tham chiếu của mỗi pha, chứng tỏ hiệu quả của bộ điều khiển trượt cho mạch vòng dòng điện, thể hiện ở Hình 4.20.



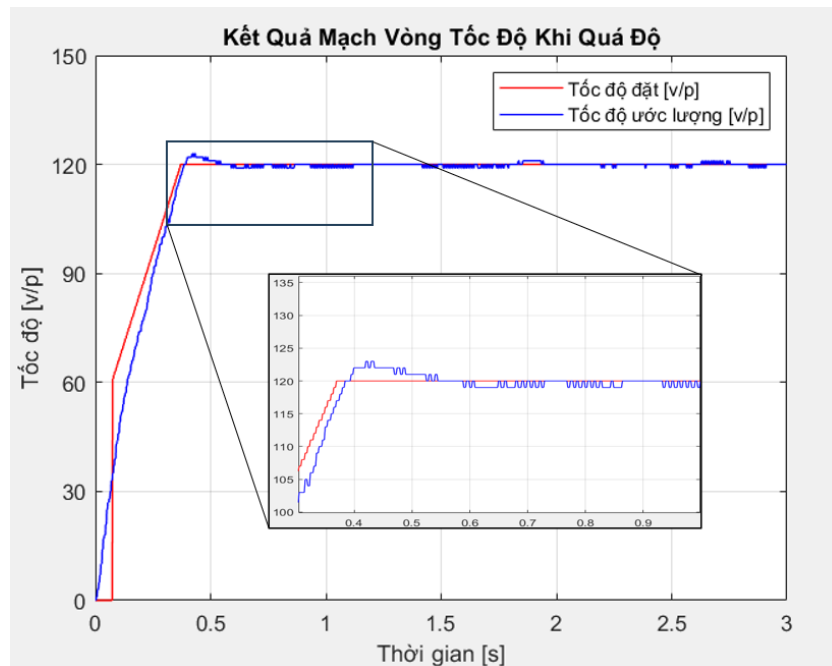
Hình 4.20: Độ bám dòng điện tại mỗi pha

### c) Mạch vòng tốc độ

#### ❖ Kịch bản 1: Quá trình quá độ

Ban đầu khi khởi động, ta chạy vòng hở với  $I_q = 1A$ , khi nào tốc độ ước lượng lớn hơn 30 vòng/phút, ta bắt đầu đóng vòng kín tốc độ, khi ấy tốc độ đặt qua một khâu ramp tăng dần đến giá trị đặt (ở đây là 120 vòng/phút), dòng điện  $I_q$  tham

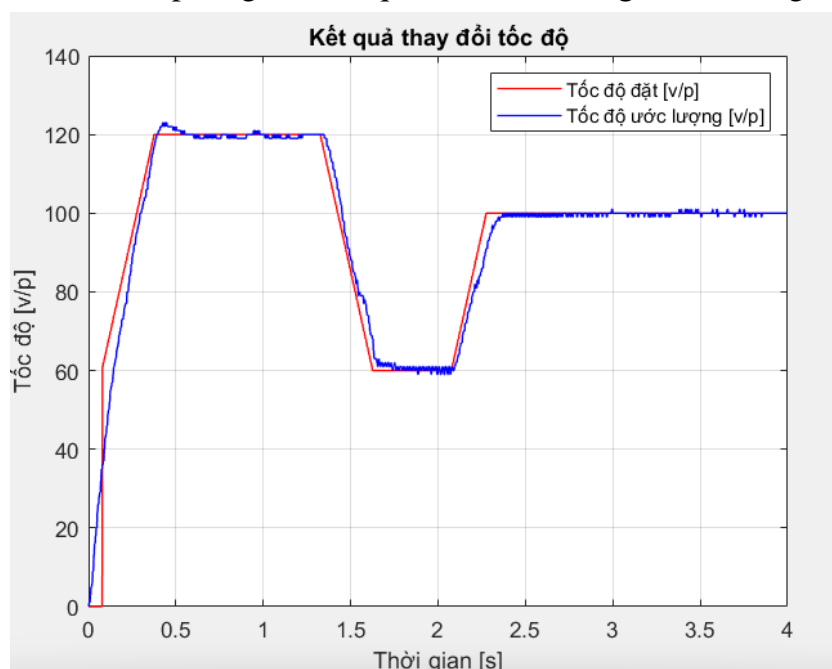
chiều lúc này là đầu ra điều chỉnh của mạch vòng tốc độ, ta thu được kết quả như Hình 4.21, tốc độ ước lượng có vọt lố nhưng không đáng kể, sau đó bám so với tốc độ đặt.



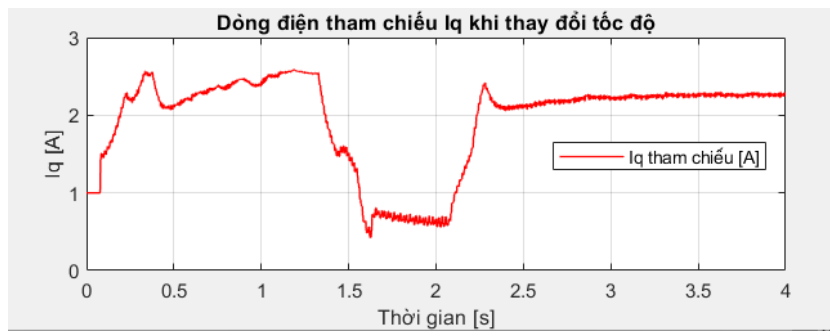
Hình 4.21: Mạch vòng tốc độ khi quá độ

#### ❖ Kịch bản 2: Thay đổi tốc độ

Tốc độ đặt thay đổi từ 120 vòng/phút (ban đầu), giảm xuống 60 vòng/phút, sau đó lại tăng lên 100 vòng/phút, các giá trị đặt đều được cho qua khâu ramp để làm mịn, tránh thay đổi đột ngột. Quan sát Hình 4.22, ta thấy khi tốc độ đặt thay đổi, tốc độ ước lượng cũng thay đổi theo và bám với tốc độ đặt. Dòng điện  $I_q$  (xem Hình 4.23) giảm khi tốc độ đặt giảm, mà tăng khi tốc độ đặt tăng, cho thấy hành vi tương tự với khi mô phỏng và hiệu quả của mạch vòng tốc độ trong thực nghiệm.



Hình 4.22: Đáp ứng tốc độ ước lượng so khi thay đổi tốc độ đặt



Hình 4.23: Đáp ứng dòng điện đầu ra khi thay đổi tốc độ đặt

### ❖ Kịch bản 3: Thay đổi mômen tải

Để kiểm tra phản ứng của mạch vòng tốc độ khi có tải, ta phải thiết kế tải cho động cơ. Nhằm triển khai cho kịch bản này, tận dụng trọng lực của trái đất, em thiết kế một loại tải với một đầu nối với quả tạ, đầu kia cố định trên trục động cơ. Ban đầu khi mạch vòng tốc độ chưa xác lập, ta để dây chùng xuống, khi động cơ quay, trục của động cơ tự động cuốn dây lên và làm căng dần sợi dây đến khi kéo toàn bộ quả tạ lên bằng lực mômen xoắn của động cơ. Hình 4.24 mô tả tải được thiết kế.

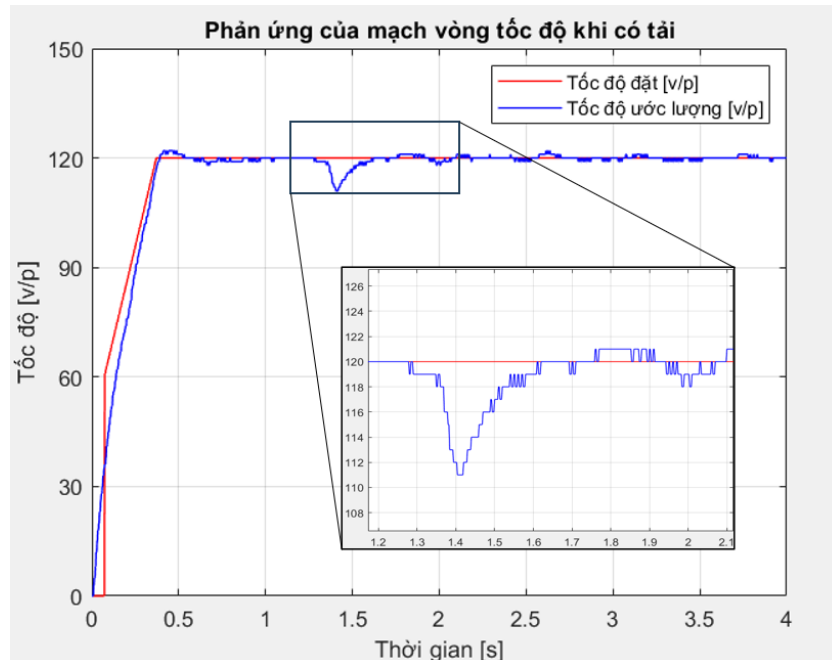


Hình 4.24: Giả lập tải tại Lab WSR C1B-409

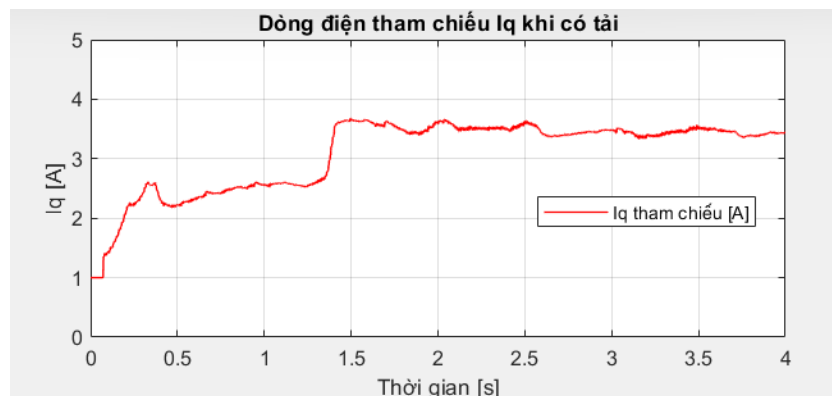
Kết quả thể hiện trong Hình 4.25 và 4.26, ta thấy, khi tải đặt vào trục động cơ, tốc độ của động cơ bị tụt xuống, nhưng nhờ sự điều chỉnh của bộ điều khiển

tốc độ, tốc độ của động cơ mau chóng được kéo lên bám với tốc độ đặt, cho thấy khả năng đáp ứng tốt của mạch vòng tốc độ khi đóng tải vào đột ngột.

Quan sát dòng điện  $I_q$  là đầu ra của mạch vòng tốc độ, khi đặt tải vào trực động cơ,  $I_q$  tăng lên để kéo tốc độ trục về bám so với tốc độ đặt đồng thời  $I_q$  duy trì ở một giá trị cao hơn so với lúc không có tải.



Hình 4.25: Đáp ứng của tốc độ ước lượng khi có tải



Hình 4.26: Đáp ứng dòng điện đầu ra khi có tải

**\*\*Link youtube video demo:** <https://youtu.be/yWfuBm57Agk>

## CHƯƠNG 5. KẾT LUẬN

### 5.1 Kết luận

Trong đồ án này, để điều khiển sensorless cho động cơ bước lai hai pha, một cơ chế điều khiển tựa từ thông mới được đề xuất, đem lại hiệu quả tương tự như phương pháp điều khiển tựa từ thông truyền thống. Trong đó, bộ điều khiển trượt cho mạch vòng dòng điện được thực hiện trên hệ tọa độ tĩnh, loại bỏ các phép tính chuyển đổi tọa độ, giúp tối ưu chất lượng và tốc độ tính toán. Đồng thời, việc điều khiển sensorless tốc độ giúp giảm thiểu đáng kể chi phí về phần cứng khi không phải trang bị thêm các cảm biến tốc độ như encoder hay resolver. Kết quả cho thấy, hệ thống điều khiển theo cơ chế mới này hoạt động tốt cả trên mô phỏng và thực nghiệm.

Thông qua đồ án này, em đã tích lũy được nhiều kinh nghiệm cũng như các kỹ năng quan trọng, có cái nhìn mới và sáng tạo trong tư duy xử lý vấn đề, hiểu rõ về các loại động cơ bước và nguyên lý hoạt động của chúng, đặc biệt là động cơ bước lai. Ngoài ra, việc triển khai đồ án đi từ ý tưởng cho đến sản phẩm, giúp em có cái nhìn tổng quan khi xây dựng một dự án thực tế, biết cách đưa bài toán từ mô phỏng đến thực nghiệm. Quá trình thực hiện hệ thống trên thực nghiệm cũng mang lại cho em nhiều kinh nghiệm bổ ích, nâng cao kỹ năng lập trình, kỹ năng thiết kế mạch, kỹ năng xử lý khi gặp lỗi phần cứng hoặc phần mềm, giúp em trang bị các kỹ năng cần thiết cho công việc sau này. Đặc biệt, đồ án còn giúp em học được các kỹ năng mềm như tìm kiếm tài liệu tham khảo, làm việc nhóm, trình bày và báo cáo theo tiến độ dự án,...

### 5.2 Hướng phát triển đồ án trong tương lai

Như đã phân tích ở mục thiết kế phần cứng, mạch được thiết kế cho nhiều tính năng ứng dụng mở rộng, đặc biệt các cổng truyền thông, từ một hệ thống điều khiển riêng lẻ một động cơ, có thể xây dựng thành hệ thống điều khiển nhiều động cơ theo cơ chế Master-Slave. Trong tương lai gần, hệ thống điều khiển này sẽ được ứng dụng vào các dự án thực tế như: hệ truyền động của xe tự hành, hệ truyền động cho hệ thống dây tu lưu trữ tài liệu thông minh, hệ truyền động cho cánh tay máy robot... Với lợi thế trong việc tính toán bằng bộ điều khiển trượt, các tham số điều khiển như điện áp, dòng điện, sức phản điện động,.. được theo dõi liên tục, làm tiền đề cho việc xây dựng các bộ quan sát trạng thái, từ đó biết được trạng thái hoạt động của động cơ, ứng dụng vào các yêu cầu khác nhau của mỗi dự án.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] R. Petrella, High-Performance Full-Digital Drive System For Hybrid Stepper Motor.
- [2] L. Karlsson, "Sensorless Control of a Hybrid Stepper Motor," *Master of Science Thesis in Electrical Engineering, Linköping University*, 2016.
- [3] D. C. Chunlei Wang, "New Sensorless Speed Control of a Hybrid Stepper Motor Based on Fuzzy Sliding Mode Observer," *MPDI*, 21 Sep 2020.
- [4] T. M. T. M. L. N. P. V. H. Bao Binh Pho, "Discrete-Time Quasi Sliding Mode Control of Single-phase T-type Inverters for Residential PV Applications," *Proceedings of the 2022 International Conference on Advanced Mechatronic System, Hanoi Vietnam*, Dec 10-13, 2020.
- [5] Z. W. Y. S. Rongfu Luo, "Optimized Luenberger Observer-Based PMSM Sensorless Control by PSO," *Hindawi*, 22 Aug 2022.
- [6] Y. Z. Y. L. Xiaolin Hu, "Research on Vector Control and Subdivision Drive Technology of two phase Hybrid Stepper Motor Based on SVPWM," *Materials Science and Engineering, IOP*, 2018.
- [7] P. V. Manh Linh Nguyen, "Advanced single-loop discrete-time control for T-type voltage source inverter with minimum capacitor voltage ripple modulation," *Turk J Elec Eng & Comp Sci*, 2021.