

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



ISO 9001:2008

**TÌM HIỂU VÀ MÔ PHỎNG ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ
NAM CHÂM VĨNH CỬU**

**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN CÔNG NGHIỆP**

HẢI PHÒNG - 2016

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



ISO 9001:2008

**TÌM HIỂU VÀ MÔ PHỎNG ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ
NAM CHÂM VĨNH CỬU**

**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN CÔNG NGHIỆP**

Sinh viên: Quách Duy Khánh

Người hướng dẫn: GS.TSKH. Thân Ngọc Hoàn

HẢI PHÒNG - 2016

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

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Sinh viên: Quách Duy Khánh Mã sv: 1513102001
Lớp: DCL901 Ngành Điện Tự động công nghiệp
Tên đề tài: Tìm hiểu và mô phỏng động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu

CÁC CÁN BỘ HƯỚNG DẪN ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Người hướng dẫn thứ nhất:

Họ và tên : Thân Ngọc Hoàn

Học hàm, học vị : Giáo sư - Tiến sĩ Khoa học

Cơ quan công tác : Trường Đại học dân lập Hải Phòng

Nội dung hướng dẫn : Toàn bộ đề án

Người hướng dẫn thứ nhất:

Họ và tên :

Học hàm, học vị :

Cơ quan công tác :

Nội dung hướng dẫn :

Đề tài tốt nghiệp được giao ngày tháng năm 2016.

Yêu cầu phải hoàn thành xong trước ngày tháng năm 2016

Đã nhận nhiệm vụ Đ.T.T.N

Sinh viên

Quách Duy Khánh

Đã giao nhiệm vụ Đ.T.T.N

Cán bộ hướng dẫn Đ.T.T.N

GS.TSKH Thân Ngọc Hoàn

Hải Phòng, ngày tháng năm 2016

HIỆU TRƯỞNG

GS.TS.NGUYỄN VĂN HỮU NGHỊ

MỤC LỤC

LỜI MỞ ĐẦU	1
CHƯƠNG 1: MÁY ĐIỆN ĐỒNG BỘ	
1.1. KHÁI NIỆM VÀ CẤU TẠO CỦA MÁY ĐIỆN ĐỒNG BỘ	2
1.2. NGUYÊN LÝ LÀM VIỆC CỦA MÁY ĐIỆN ĐỒNG BỘ	5
1.3. PHẢN ỨNG PHẦN ỨNG CỦA MÁY PHÁT ĐIỆN ĐỒNG BỘ	9
1.4. CÁC ĐẶC TÍNH MÁY PHÁT ĐỒNG BỘ	12
CHƯƠNG 2: ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM)	
2.1. MỞ ĐẦU	23
2.2. CẤU TẠO CỦA PMSM	24
2.3. NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA PMSM	27
2.4. MÔ TẢ TOÁN HỌC CỦA PMSM	28
2.5. CÁC VẤN ĐỀ ĐIỀU KHIỂN PMSM	42
CHƯƠNG 3: ĐIỀU KHIỂN TRỰC TIẾP MÔ MEN PMSM (DTC)	
3.1. ĐẶT VẤN ĐỀ	46
3.2. ĐIỀU KHIỂN TỪ THÔNG STATOR	47
3.3. ĐIỀU KHIỂN MÔ MEN	49
3.4. LỰA CHỌN VECTOR ĐIỆN ẮP	50
3.5. ƯỚC LƯỢNG TỪ THÔNG STATOR, MÔ MEN ĐIỆN TỪ	52
3.6. THIẾT LẬP BỘ MÁY ĐIỀU CHỈNH TỪ THÔNG, MÔ MEN	55
3.7. THIẾT LẬP BẢNG CHUYỂN MẠCH	57
3.8. CẤU TRÚC HỆ THỐNG DTC	58

3.9. ẢNH HƯỞNG CỦA ĐIỆN TRỞ STATOR TRONG DTC.....	59
3.10. BÙ ẢNH HƯỞNG ĐIỆN TRỞ	60
3.11. MÔ PHỎNG VÀ SO SÁNH KẾT QUẢ	64
3.12. ĐÁNH GIÁ PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN.....	67
KẾT LUẬN	69
TÀI LIỆU THAM KHẢO	70

LỜI MỞ ĐẦU

Ngày nay trong quá trình công nghiệp hóa hiện đại hóa đang đất nước, động cơ điện được sử dụng nhiều và phổ biến trong các ngành công nghiệp. Trong đó động cơ điện đồng bộ đang được sử dụng để dần thay thế các động cơ cũ trước đây với các ưu điểm vượt trội hơn như hiệu suất, $\cos\varphi$ cao, tốc độ ít phụ thuộc vào điện áp.

Cũng như các hệ thống điều khiển khác, chất lượng của các hệ truyền động điện phụ thuộc rất nhiều vào các bộ điều khiển. Yêu cầu đòi hỏi hệ thống phải tạo ra khả năng thay đổi tốc độ tron, mịn với phạm vi điều khiển rộng.

Nhiều phương pháp điều khiển động cơ đồng bộ đã được nghiên cứu và ứng dụng trong lĩnh vực truyền động như: Phương pháp điều khiển vô hướng ($V/f = \text{const}$), Phương pháp điều khiển theo từ thông (FOC), Phương pháp điều khiển trực tiếp mô men (DTC), Phương pháp mờ - thích nghi.

Để tìm hiểu thêm kiến thức về động cơ đồng bộ em đã được giao đề tài đồ án “*Tìm hiểu và mô phỏng động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu*” do thầy giáo **GS.TSKH Thân Ngọc Hoàn** hướng dẫn. Nội dung bao gồm các chương:

Chương 1: Máy điện đồng bộ.

Chương 2: Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu.

Chương 3: Điều khiển trực tiếp mô men động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu.

CHƯƠNG 1.

MÁY ĐIỆN ĐỒNG BỘ

1.1. KHÁI NIỆM VÀ CẤU TẠO CỦA MÁY ĐIỆN ĐỒNG BỘ

1.1.1. Khái niệm

Máy điện đồng bộ là máy điện quay có tốc độ rotor bằng tốc độ của từ trường quay. Ở chế độ xác lập máy điện đồng bộ có tốc độ quay không đổi khi tải thay đổi. Hầu hết các máy điện đồng bộ làm việc như máy phát có tần số 50Hz hoặc 60Hz. Máy điện đồng bộ cũng có thể làm việc như một động cơ đồng bộ công suất lớn. Máy điện đồng bộ còn được dùng làm máy bù đồng bộ nhằm cải thiện hệ số công suất của lưới điện.

1.1.2. Cấu tạo

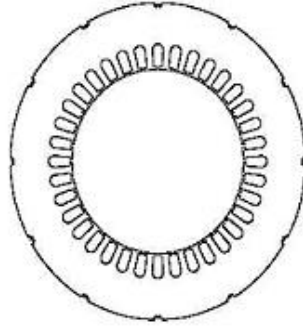
Cấu tạo của máy điện đồng bộ gồm 2 phần rotor (phần cảm) và stato (phần ứng).

1.1.2.1. Stato (phần ứng)

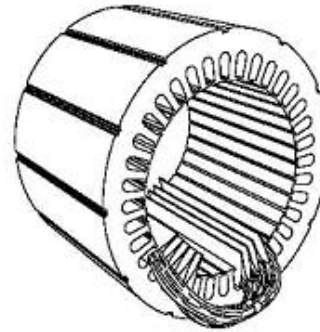
Stato của máy điện đồng bộ gồm các lá thép kỹ thuật được dập theo hình vành khăn ghép chặt lại với nhau. Phía trong có xẻ các rãnh để đặt dây quấn.

Dây quấn stato thường là dây đồng hoặc dây nhôm. Máy điện 3 pha có 3 cuộn dây giống nhau đặt lệch nhau trong không gian góc 120^0 điện. Dây quấn stato gọi là dây quấn phần ứng.

Lá thép kỹ thuật điện
của lõi thép stato



Lõi thép stato



Hình 1.1: Stato máy điện đồng bộ

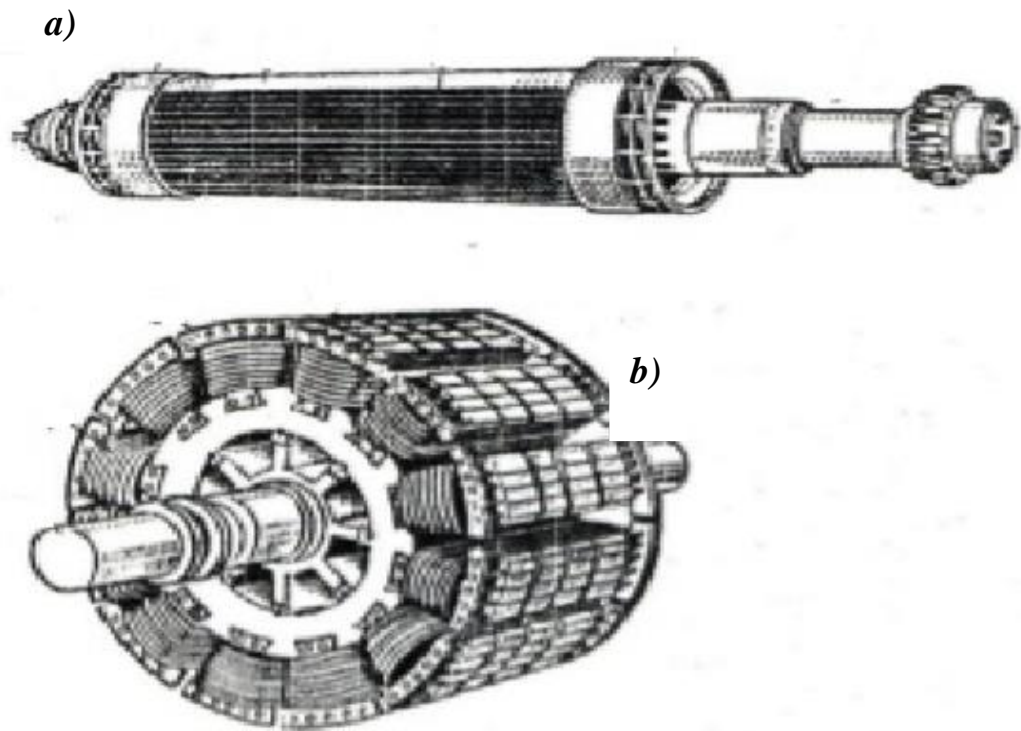
1.1.2.2. Rotor (phần cảm)

a) Lõi thép rotor được làm bằng thép rèn hoặc thép đúc

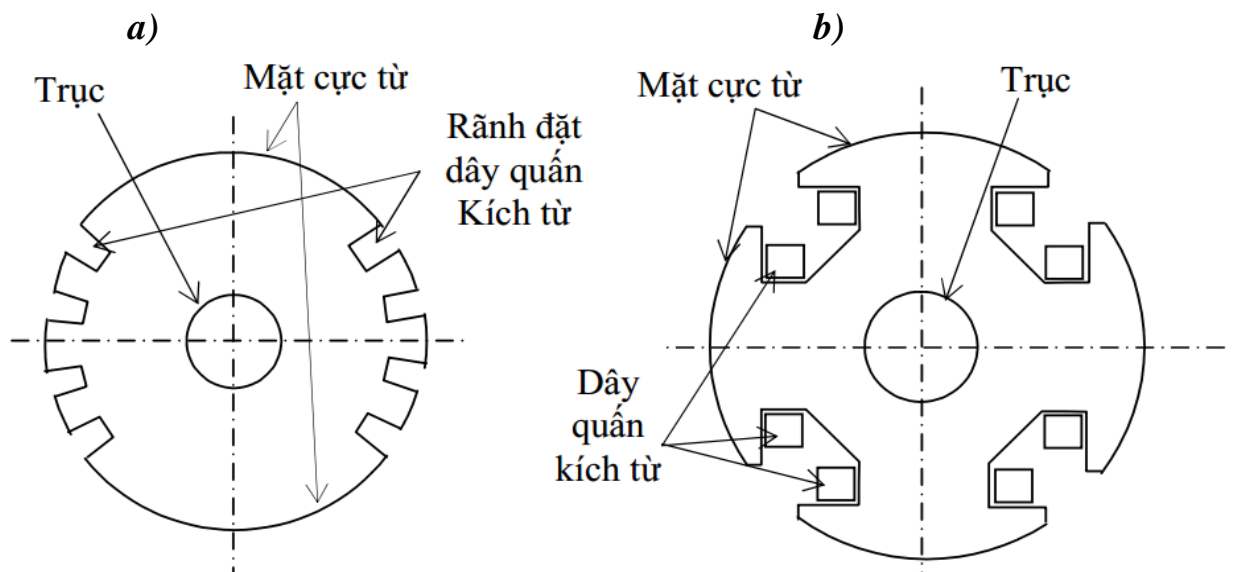
Với rotor cực ỏn lõi thép có dạng hình trụ (hình 1.2a), trên một phần mặt có xẻ các rãnh để đặt dây quấn kích từ như hình 1.3b. Phần mặt rotor không có rãnh tạo thành cực từ của rotor. Rotor cực ỏn dùng cho máy có $p=1$, tốc độ quay cao (3000 v/p). Để hạn chế lực ly tâm, rotor cực ỏn thường có đường kính nhỏ chiều dài lớn (chiều dài bằng khoảng 6 lần đường kính).

Rotor cực lồi lõi thép có dạng như (hình 1.2b) và thường có số đôi cực lớn ($p > 1$), tốc độ thấp (vài trăm vòng/phút). Vì vậy khác với rotor cực ỏn, rotor cực lồi thường có đường kính lớn và chiều dài rotor nhỏ. Dây quấn rotor được quấn quanh cực.

Ngoài ra còn có loại rotor dùng vật liệu nam châm vĩnh cửu thay cho dây quấn nam châm điện. Đó chính là động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu mà ta sẽ tìm hiểu sau đây.



Hình 1.2: Hình dáng bề ngoài của rotor cực ẩn (a) và rotor cực lồi (b)



Hình 1.3: Mặt cắt ngang của rotor cực ẩn (a) và rotor cực lồi (b)

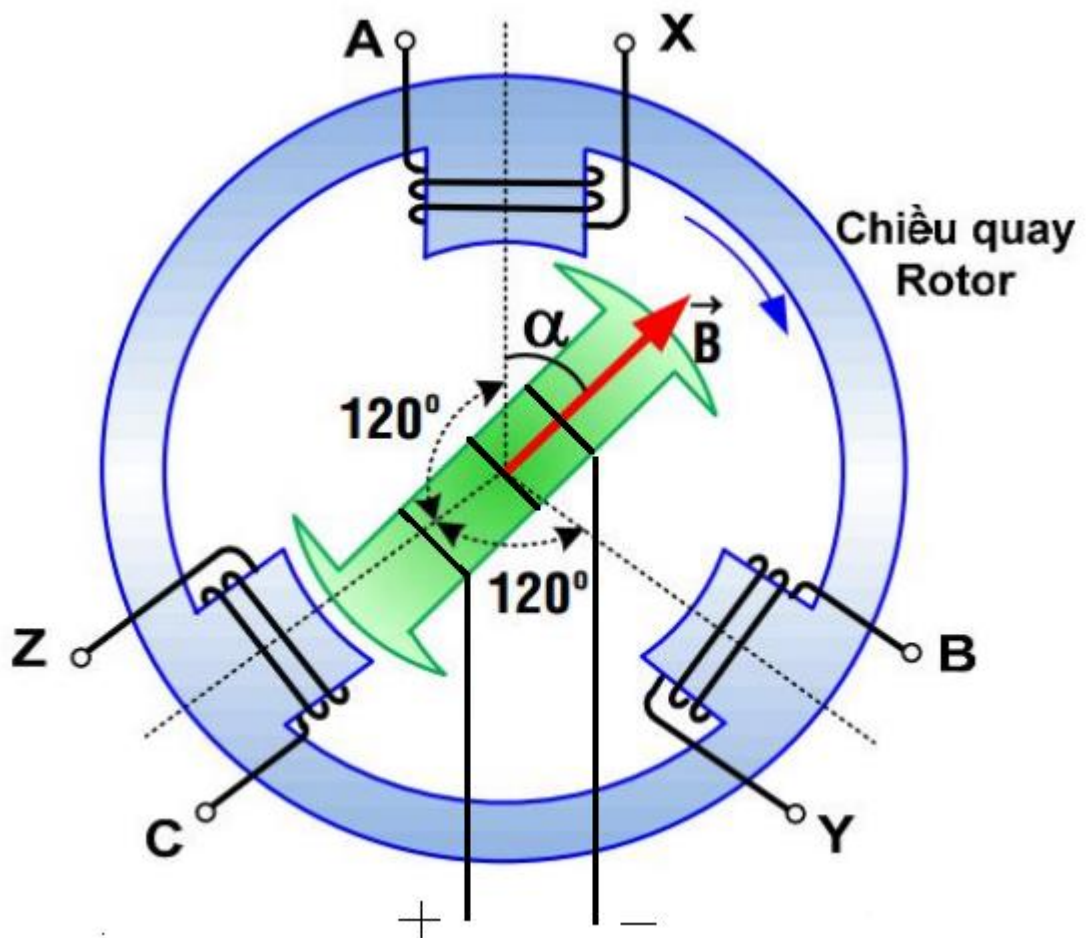
b) Vành trượt và chổi than

Đối với loại máy đồng bộ có cuộn kích từ đặt ở roto thì trên đầu trục của rotor máy còn đặt thêm bộ vành trượt và chổi than dùng để đưa dòng kích từ 1 chiều vào dây quấn kích từ để khởi động máy điện.

1.2. NGUYÊN LÝ LÀM VIỆC CỦA MÁY ĐIỆN ĐỒNG BỘ [1]

1.2.1. Nguyên lý làm việc của máy phát điện đồng bộ

Trên hình 1.4 biểu diễn mô hình máy phát điện đồng bộ 3 pha 2 cực. Cuộn dây phần ứng đặt ở stato còn cuộn dây kích từ đặt ở rotor. Cuộn dây kích từ được nối với nguồn kích từ 1 chiều thông qua hệ thống vành trượt chổi than.



Hình 1.4: Máy phát điện đồng bộ 3 pha 2 cực

Để nhận được điện áp 3 pha, trên chu vi stato đặt 3 cuộn dây lệch nhau 120° và được nối sao (hoặc tam giác). Đưa nguồn một chiều (dòng I_{kt} không đổi) vào dây quấn kích từ sẽ tạo nên từ trường không đổi. Bây giờ ta gắn vào

trục rotor 1 động cơ lai quay với tốc độ n . Ta được 1 từ trường quay tròn có từ thông chính ϕ khép kín qua rotor, cực từ và lõi thép stato.

Từ thông của từ trường quay cắt các thanh dẫn phân ứng, làm xuất hiện trong 3 cuộn dây 3 sđđ:

$$E_A = E_m \sin \omega t;$$

$$E_B = E_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$E_C = E_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

Trong đó tần số biến thiên của các sđđ $\omega = 2\pi f$. Nếu số cặp cực là p thì tần số biến thiên f của dòng điện sẽ là:

$$f = \frac{np}{60} \text{ (Hz)} \quad (1.1)$$

Nhận thấy tần số biến thiên của dòng điện phụ thuộc vào tốc độ quay của rotor và số đôi cực.

Nếu như bây giờ tải 3 pha của máy điện bằng 3 tải đối xứng, sẽ có dòng ba pha đối xứng.

Theo nguyên lý tạo từ trường quay nên trong máy phát đồng bộ lúc này cũng xuất hiện từ trường quay mà tốc độ xác định bằng biểu thức:

$$n_{tt} = \frac{60f}{p} \quad (1.2)$$

Thay (1.1) vào (1.2) ta được $n_{tt} = n$. Như vậy, ở máy đồng bộ, tốc độ quay của rotor và tốc độ quay của từ trường tải bằng nhau.

1.2.2. Nguyên lý làm việc của động cơ đồng bộ

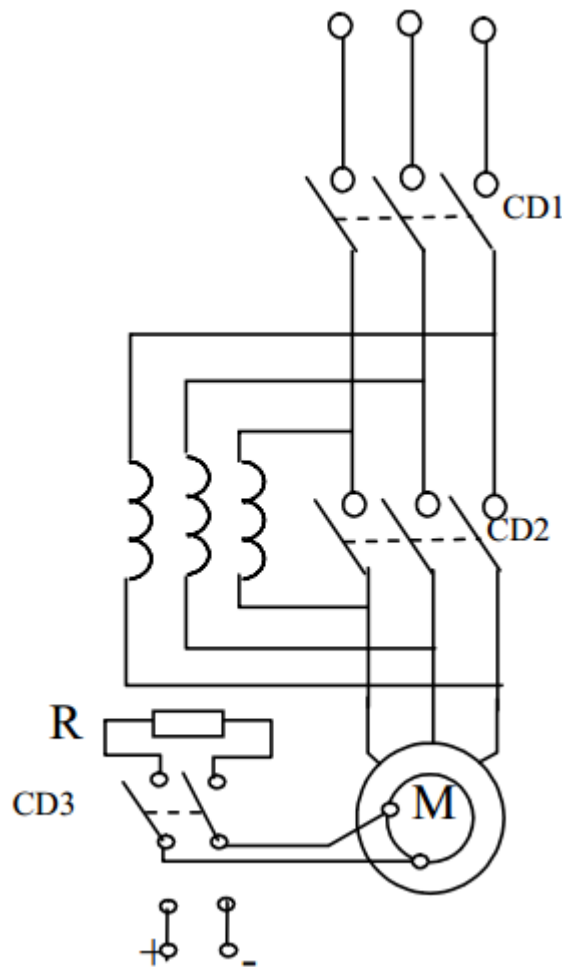
Cho dòng điện ba pha i_A, i_B, i_C vào ba pha dây quấn stator, dòng điện ba pha ở stator sinh ra từ trường quay với tốc độ $n = \frac{60f}{p}$. Khi cho dòng điện một chiều vào dây quấn rotor, rotor biến thành một nam châm điện. trong điều kiện này ở trong máy đồng bộ xuất hiện mô men biến đổi. Chu kỳ biến đổi của mô men biến đổi xác định:

$$T_M = \frac{1}{f_m} = \frac{60}{p(n_{tt} \pm n)} = \frac{1}{\frac{f(n_{tt} \pm n)}{n_{tt}}}$$

Trong đó: n - tốc độ tức thời của rotor, dấu “ - “ khi quay thuận chiều quay, còn dấu “ + “ khi quay ngược chiều quay. Khi $n = 0$ thì $f_m = f_1 = 50\text{Hz}$. Một mô men biến đổi với tần số như vậy thì do rotor có quán tính lớn sẽ không chuyển động. Có thể nói gọn lại là máy điện đồng bộ không có mô men khởi động ($M_{tb} = 0$). Do đó ta phải tìm cách khởi động động cơ đồng bộ.

1.2.2.1. Phương pháp khởi động dị bộ

Đây là phương pháp giống như khởi động động cơ dị bộ. Để thực hiện được phương pháp này người ta đặt ở mặt cực các thanh dẫn ngắn mạch làm bằng các đồng (giống như rotor lồng sóc).



Hình 1.5: Sơ đồ nối dây khởi động động cơ đồng bộ bằng phương pháp dị bộ

Nếu bỏ qua cuộn kích từ khi nối cuộn dây 3 pha phân ứng vào lưới sẽ có dòng 3 pha chạy vào và tạo ra từ trường quay làm rotor quay như máy điện dị bộ, mô men khởi động lúc đó có thể bằng $(0,8 \div 1,0)$ mô men định mức. Trong thời gian khởi động dây quấn kích từ được nối với một điện trở có trị số khoảng $(10 \div 12)$ lần điện trở của dây quấn để hạn chế điện áp cảm ứng trong dây quấn. Khi đã đạt được tốc độ nhất định (gần bằng tốc độ từ trường quay) thì nối cuộn kích từ vào nguồn kích từ 1 chiều, rotor trở thành 1 nam châm điện, từ trường 1 chiều của rotor và từ trường quay sẽ tác động lên nhau và tạo ra mô men có biên độ tăng dần. Chu kỳ T_M của mô men này khi độ trượt nhỏ có giá trị lớn, nên mô men sinh ra động cơ có thể giúp rotor tăng tốc và bước vào quay với tốc độ đồng bộ (bằng với tốc độ từ trường quay).

Để giảm dòng khởi động người ta sử dụng các phương pháp như ở động cơ dị bộ. Ví dụ như hình 1.5 là phương pháp khởi động dị bộ có sử dụng cuộn kháng để giảm dòng khởi động.

1.2.2.2. Phương pháp hòa đồng bộ

Phương pháp này ta dùng một động cơ sơ cấp (động cơ dị bộ hoặc 1 chiều) để quay rotor động cơ cho nó làm việc ở chế độ máy phát đồng bộ. Dùng phương pháp hòa đồng bộ máy phát để cho dây quấn stator vào lưới điện, sau đó tách động cơ sơ cấp khỏi trục động cơ. Phương pháp này có nhược điểm là cần dùng một động cơ ngoài nên tốn kém và cồng kềnh, ít được sử dụng.

1.2.2.3. Phương pháp tần số

Nếu ta cấp cho stator một nguồn điện có khả năng điều chỉnh tần số. Khi tăng dần tần số nguồn điện cung cấp từ 0 đến tần số đồng bộ đồng thời đưa vào mạch kích từ động cơ một dòng cùng tăng với tần số nguồn cung cấp, tốc độ động cơ cũng sẽ tăng theo. Đến khi đạt tốc độ đồng bộ thì ta nối động cơ và lưới và tách nguồn cung cấp có tần số ra khỏi động cơ.

Với sự phát triển của các bộ biến tần hiện nay thì phương pháp này cũng đang được phổ biến.

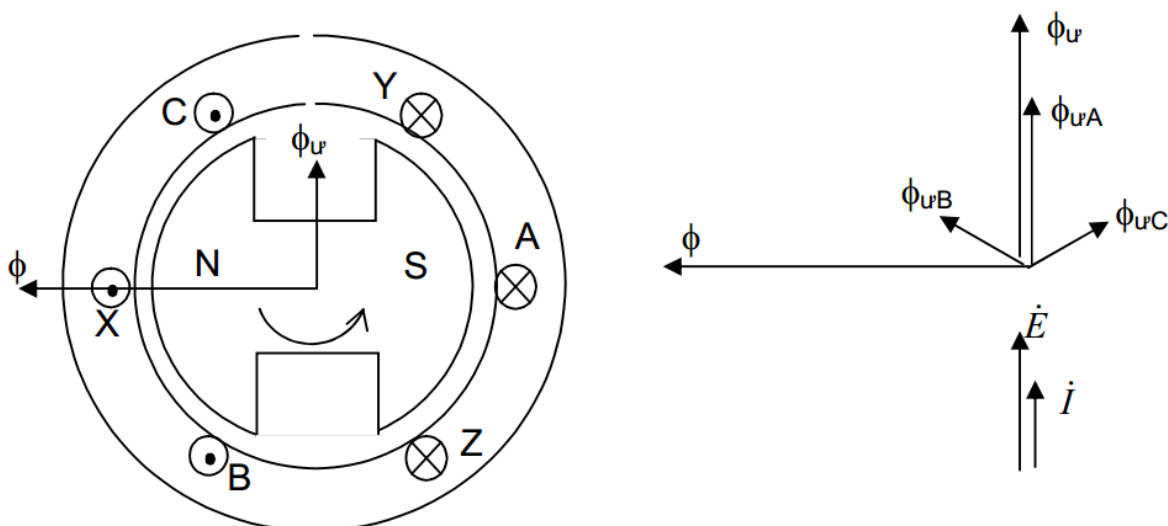
1.3. PHẢN ỨNG PHẦN ỨNG CỦA MÁY PHÁT ĐIỆN ĐỒNG BỘ [3]

Khi máy phát có tải trong máy xuất hiện hai từ trường là từ trường kích từ và từ trường phần ứng, nằm ở trạng thái nghỉ với nhau nên chúng sẽ tác động tương hỗ với nhau.

Sự tác động từ trường phần ứng lên từ trường kích từ (từ trường chính) gọi là phản ứng phần ứng.

Phản ứng phần ứng có thể làm yếu, làm tăng hoặc làm biến dạng từ trường chính. Ta xét cho từng loại tải.

1.3.1. Tải thuần trở ($\psi=0$)

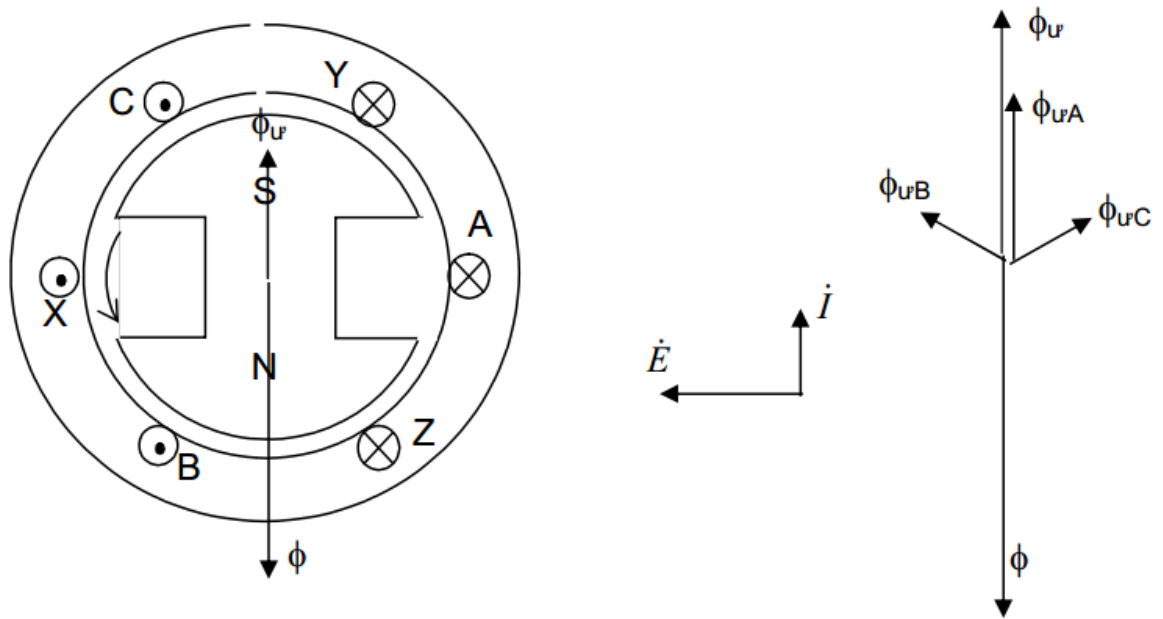


Hình 1.6: Phản ứng ngang máy điện đồng bộ

Gọi sức điện động do từ trường rotor tạo ra trong một cuộn dây stator là e , dòng điện trong cuộn dây đó là i . Khi tải thuần trở thì e, i cùng pha (góc lệch pha giữa e và i là $\psi = 0$). Dòng i tạo ra từ thông ϕ_{Ur} cùng pha với i . Trong khi đó e chậm pha 90° so với ϕ , do đó hướng của ϕ_{Ur} vuông góc với hướng của ϕ . Trên hình vẽ biểu diễn thời điểm: $i_A = I_m$ và $i_B = i_C = -I_m/2$.

1.3.2. Tải thuần cảm ($\psi = \frac{\pi}{2}$)

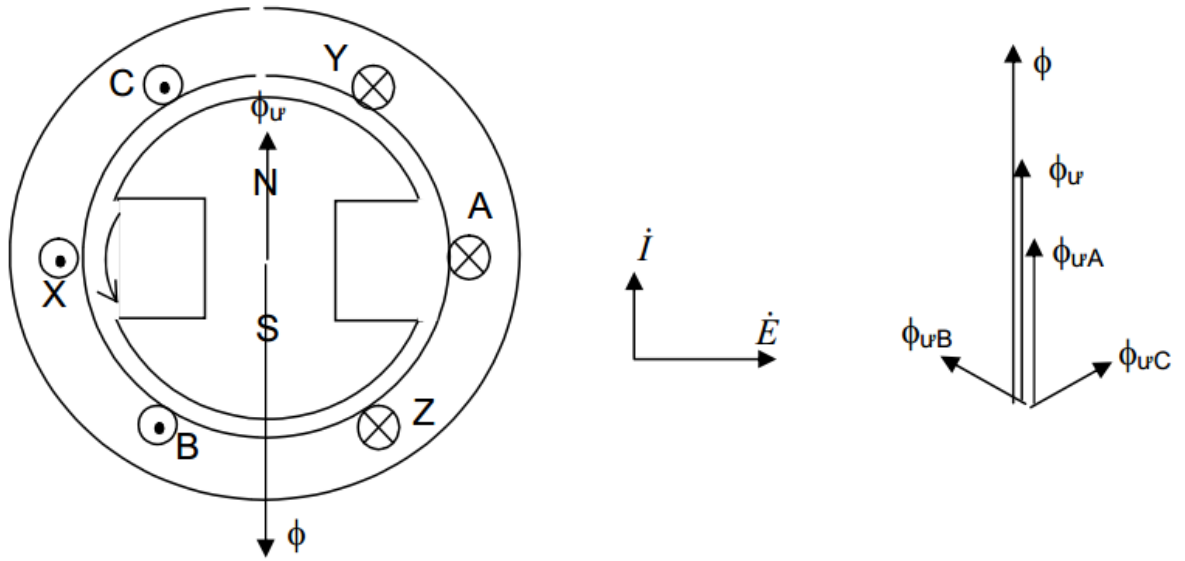
Khi tải điện cảm dòng i chậm pha góc 90° so với e , vậy i và ϕ_{ur} chậm pha 180° so với ϕ , hay ϕ_{ur} cùng phương ngược chiều với ϕ . Tác động này làm giảm ϕ và gọi là phản ứng dọc trục khử từ. Từ trường ứng với thời điểm: $i_A=I_m$ và $i_B=i_C=I_m/2$ trong trường hợp này như hình 1.7



Hình 1.7: Phản ứng dọc trục khử từ máy điện đồng bộ

1.3.3. Tải thuần dung ($\psi = -\frac{\pi}{2}$)

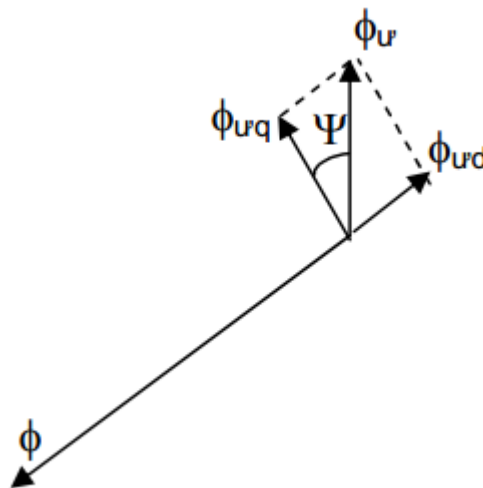
Khi tải thuần dung i nhanh pha hơn e góc 90° , và do đó i và ϕ_{ur} cùng pha với $\phi \Rightarrow \phi_{ur}$ cùng phương, cùng chiều với ϕ làm tăng ϕ , nên gọi là phản ứng dọc trục trợ từ. Từ trường ứng với thời điểm: $i_A=I_m$ và $i_B=i_C=I_m/2$ trong trường hợp này như hình 1.8



Hình 1.8: Phản ứng dọc trục từ máy điện đồng bộ

1.3.4. Tải hỗn hợp ($0 < \psi < \pm \frac{\pi}{2}$)

Khi đó e, i lệch pha góc ψ ($-90^0 < \psi < 90^0$) và phương của ϕ và ϕ_u lệch nhau góc $(90^0 \pm \psi)$. Hình 1.9 vẽ véc tơ ϕ, ϕ_u trong trường hợp tải có tính điện cảm.



Hình 1.9: véc tơ ϕ, ϕ_u trong trường hợp tải có tính điện

Để xét tác động của ϕ_u ta qui về các trường hợp đã xét ở trên bằng cách phân tích ϕ_u thành hai thành phần:

Thành phần dọc trục:

$$\phi_{ud} = \phi_u \sin \psi$$

Thành phần ngang trục:

$$\phi_{un} = \phi_u \cos \psi$$

Tương ứng với hai thành phần từ thông đó dòng điện phần ứng cũng gồm hai thành phần

$$I_d = I \sin \psi$$

$$I_n = I \cos \psi$$

Dòng điện stator:

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q$$

Thành phần \dot{I}_d vuông pha với \dot{E} và có tác dụng tạo ra ϕ_d

Thành phần \dot{I}_q vuông pha với \dot{E} và có tác dụng tạo ra ϕ_q

Phản ứng phần ứng lúc này gồm cả phản ứng ngang trục và dọc trục (dọc trục là khử từ nếu tải có tính cảm; là trợ từ nếu tải có tính dung).

1.4. CÁC ĐẶC TÍNH MÁY PHÁT ĐỒNG BỘ

Để phân tích máy đồng bộ người ta dựa vào các đặc tính lấy được từ thí nghiệm hay xây dựng trên cơ sở của đồ thị vectơ. Thông thường các máy điện đồng bộ làm việc với tốc độ không đổi nhằm gửi đi tần số không đổi. Vì thế các đặc tính được lấy với tốc độ không đổi.

Để so sánh các máy điện có cấu tạo, công suất khác nhau người ta không dùng các đại lượng vật lý mà dùng đại lượng tương đối. ở hệ thống đo lường này các đại lượng điện áp, dòng điện, công suất được biểu diễn bằng phần trăm đại lượng so sánh (đại lượng cơ bản), nhận giá trị 1. Ở máy điện đồng bộ các đại lượng sau đây được coi là đại lượng cơ bản (so sánh).

1. Công suất định mức $P_{dm} = m \cdot U_{dm} \cdot I_{dm}$
2. Điện áp pha định mức khi máy không tải $U_{dm} = E_o$
3. Dòng định phức pha I_{dm}
4. Mô men định mức M_{dm}
5. Tốc độ quay định mức của rotor ω_{dm}
6. Tổng trở định mức $Z_{dm} = \frac{E_o}{I_{dm}}$

Trên cơ sở các đại lượng cơ bản này ta biểu diễn các đại lượng khác của máy đồng bộ ở đại lượng tương đối (thêm dấu sao) như sau:

$$P^* = \frac{P}{P_{dm}}$$

$$U^* = \frac{U}{U_{dm}}$$

$$I^* = \frac{I}{I_{dm}}$$

$$M^* = \frac{M}{M_{dm}}$$

m

Hình 1.10: Sơ đồ nối dây xác định đặc tính của máy phát đồng bộ

1.4.1. Đặc tính không tải

Đặc tính không tải là quan hệ $E = U_0 = f(i_t)$ khi $I = 0$ và $f = f_{dm}$.

Dạng đặc tính không tải biểu thị theo hệ đơn vị tương đối $E_* = E/E_{dm}$ và $i_{t*} = i_t/i_{tdm0}$ như trên hình 1.11. Ở đây i_{tdm0} là dòng kích từ để khi không tải $U_0 = U_{dm}$.

Ta thấy, dạng đặc tính không tải của máy phát điện đồng bộ cực ẩn và cực lồi khác nhau không nhiều.

Mạch từ của máy phát tuabin hơi bão hoà hơn mạch từ của máy phát tuabin nước. Khi $E = E_{dm} = 1$, với máy phát tuabin hơi $k_{\mu d} = k_{\mu} = 1,2$, còn đối với máy phát điện tuabin nước $k_{\mu d} = 1,06$.

E
b
a
I
0
0

1.4.2. Đặc tính ngắn mạch và tỉ số ngắn mạch K

Đặc tính ngắn mạch là quan hệ $I_n = f(i_t)$ khi $U = 0$, $f = f_{dm}$.

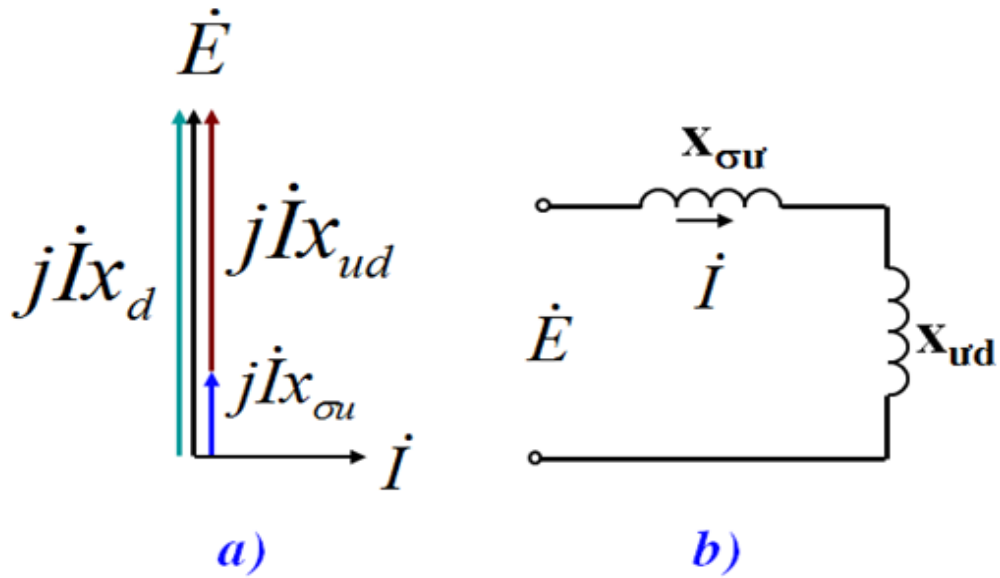
Nếu bỏ qua điện trở dây quấn nhân từ ($r = 0$) mạch dây quấn phần

Hình 1.11: Đặc tính không tải của máy phát tuabin hơi (a) và máy phát tuabin nước (b)
ứng là

$$I_q = I \cdot \cos\psi = 0, I_d = I \cdot \sin\psi = I.$$

Đồ thị vectơ khi ngắn mạch như ở hình 1.12a. Mạch điện thay thế như ở hình 1.12b.

Ta có: $\dot{E} = jI x_d$



Hình 1.12: Đồ thị vector (a) và mạch điện thay thế (b) của máy phát điện đồng bộ khi ngắn mạch.

Lúc ngắn mạch phản ứng phần ứng là khử từ, mạch từ của máy không bão hoà vì từ thông khe hở Φ_δ rất nhỏ, s.đ.đ. $E_\delta = E_0 - I \cdot x_{ud}$ rất nhỏ, do đó đặc tính ngắn mạch là đường thẳng (hình 1.13).

I
I
i

Tỷ số ngắn mạch K: Là tỷ số giữa dòng điện ngắn mạch I_{n0} ứng với dòng kí I_{dm} . **Hình 1.13:** Đặc tính ngắn mạch của máy phát đồng bộ n định mức I_{dm} .

$$K = I_{n0} / I_{dm} \quad (1.3)$$

E
E
A
I
I
B
i

Hình 1.14: Xác định tỉ số ngắn mạch K

Theo định nghĩa đó, từ hình 1.14 ta có:

$$I_{n0} = U_{dm} / x_d \quad (1.4)$$

Trong đó x_d là trị số bão hoà của điện kháng đồng bộ dọc trục ứng với

$$E = U_{dm}.$$

Thay trị số I_{n0} theo (1.4) vào (1.3) ta có:

$$K = \frac{U_{dm}}{x_d I_{dm}} = \frac{1}{x_{d*}}$$

Thường $x_{d*} > 1$ nên $K < 1$ và dòng điện ngắn mạch xác lập $I_{n0} < I_{dm}$.

Từ hình 1.13, dựa vào các tam giác đồng dạng OAA' và OBB' ta có:

$$K = \frac{I_{n0}}{I_{dm}} = \frac{i_{t0}}{i_{tm}}$$

Trong đó: i_{t0} – dòng kích thích ứng với khi không tải $U_0 = U_{dm}$

i_{tm} – dòng kích thích ứng với lúc ngắn mạch $I = I_{dm}$.

Máy phát điện đồng bộ có K lớn thì có ưu điểm là độ thay đổi điện áp ΔU nhỏ và sinh ra công suất điện từ lớn, máy làm việc ổn định khi tải dao động.

Muốn có K lớn (tức là x_{d*} nhỏ) thì phải tăng khe hở, đòi hỏi máy phải tăng cường dây quấn kích thích, kích thước của máy tăng, giá thành cao.

Thông thường với máy phát tuabin nước $K = 0,8 \div 1,8$, còn với máy phát tuabin hơi $K = 0,5 \div 1,0$.

1.4.3. Đặc tính ngoài và độ thay đổi điện áp Δu_{dm} của máy phát điện đồng bộ.

Đặc tính ngoài: $U = f(I)$ khi $i_t = \text{const}$, $\cos\varphi = \text{const}$ và $f = f_{dm}$.



Khi lấy đặc tính ngoài, phải thay đổi Z sao cho $\cos\varphi = \text{const}$ rồi đo U và I ứng với các trị số khác nhau của tải Z .

Dạng của đặc tính ngoài ứng với các tính chất khác nhau của tải như ở hình 1.15.

Hình 1.15: Đặc tính ngoài của máy phát điện đồng bộ sao cho khi $I = I_{dm}$ có $U = U_{dm}$, sau đó giữ không đổi khi thay đổi tải.

Dòng kích từ i_t ứng với $I = I_{dm}$, $U = U_{dm}$, $\cos\varphi = \cos\varphi_{dm}$, $f = f_{dm}$ được gọi là dòng điện kích từ định mức.

Từ hình 1.15 thấy dạng của đặc tính ngoài phụ thuộc vào tính chất của tải. Tải có tính cảm thì U giảm theo I , tải có tính dung thì U tăng theo I .

Độ thay đổi điện áp định mức của máy phát điện đồng bộ ΔU_{dm} là sự thay đổi điện áp của máy phát khi tải thay đổi từ định mức ứng với $\cos\varphi_{dm}$ đến không tải trong điều kiện dòng kích từ không đổi.

$$\Delta U_d \% = \frac{E - U_{dm}}{U_{dm}} \cdot 100$$

Máy phát điện tuabin hơi có x_d lớn nên ΔU lớn hơn so với máy phát tuabin nước.

Thông thường $\Delta U \% = 25 \div 35\%$. ΔU của máy phát điện có thể xác định trực tiếp trên máy đã chế tạo. Lúc thiết kế, để tính ΔU có thể dựa vào đồ thị vectơ s.d.d. hoặc đồ thị vectơ s.t.d.d.

1.4.4. Đặc tính điều chỉnh

Đặc tính điều chỉnh: $i_t = f(I)$ khi $U = \text{const}$; $\cos\varphi = \text{const}$; $f = f_{dm}$

Đặc tính điều chỉnh cho biết hướng điều chỉnh dòng kích từ i_t của máy phát để giữ cho điện áp đầu cực máy không đổi.

c
 φ
 i
 c
 i
 c

Hình 1.16: Đặc tính điều chỉnh của máy phát điện đồng bộ

Đặc tính điều chỉnh cho biết hướng điều chỉnh dòng kích từ i_t của máy phát để giữ cho điện áp đầu cực máy không đổi.

Khi làm thí nghiệm để lấy đặc tính điều chỉnh, phải thay đổi tải Z và đồng thời thay đổi dòng kích từ i_t để có $\cos\varphi = \text{const}$ và $U = \text{const}$.

Dạng của đặc tính điều chỉnh với các trị số $\cos\varphi$ khác nhau như ở hình 1.16.

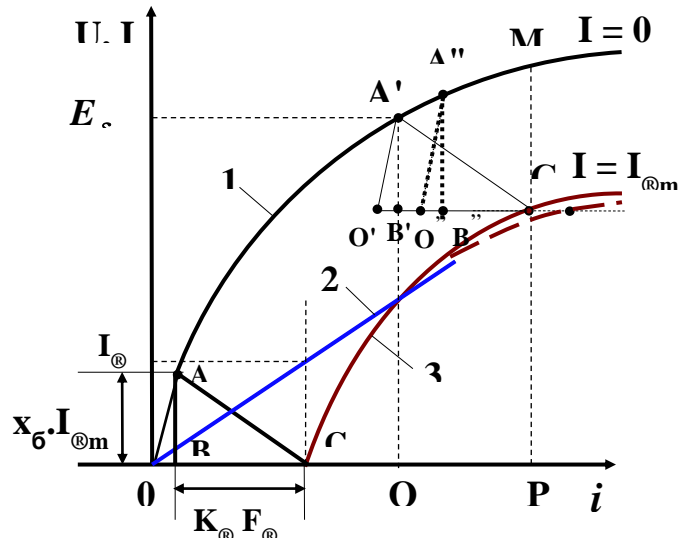
Với tải cảm, khi I tăng muốn giữ cho U không đổi phải tăng dòng kích từ i_t .

Với tải dung, khi I tăng, muốn giữ U không đổi thì phải giảm dòng kích từ i_t .

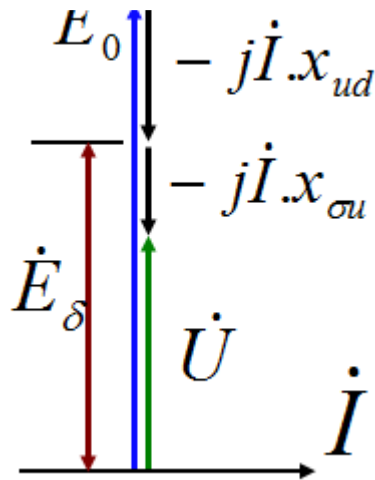
Thông thường $\cos\varphi_{dm} = 0,8$ (thuần cảm), từ không tải ($I = 0, U = U_{dm}$) đến tải định mức ($I = I_{dm}, U = U_{dm}$) phải tăng dòng kích từ i_t khoảng $1,7 \div 2,2$ lần.

1.4.5. Đặc tính tải

Đặc tính tải là qua hệ: $U = f(i_t)$ khi $I = \text{const}$; $\cos\varphi = \text{const}$; $f = f_{dm}$



Hình 1.17: Xác định đặc tính tải thuần cảm từ đặc tính không tải và tam giác điện kháng.



Hình 1.18: Đồ thị véctơ s.đ.đ. của máy phát điện đồng bộ ở tải thuần cảm

Với mỗi trị số của I và $\cos\varphi$ ta có một đặc tính tải.

Trong các đặc tính tải, đường đặc tính tải thuần cảm với $\cos\varphi = 0$ và $I = I_{dm}$ là có ý nghĩa nhất.

Dạng của đặc tính tải thuần cảm như đường 3 trên hình 1.17. Đồ thị véctor ứng với chế độ đó khi bỏ qua r_r như ở hình 1.18.

Đặc tính tải thuần cảm có thể suy ra từ đặc tính không tải và tam giác điện kháng.

- *Tam giác điện kháng:*

Từ đặc tính ngắn mạch (đường 2 trên hình 1.18), để có $I_n = I_{dm}$ thì dòng kích từ cần thiết i_{tn} (hoặc F_{tn}) là $F_{tn} \equiv i_{tn} = OC$.

S.t.đ $F_{tn} = OC$ gồm hai phần: phần BC để khắc phục phản ứng phần ứng khử từ E_{ud} ($BC = K_{ud} \cdot F_{ud}$), phần OB còn lại để sinh ra s.đ.đ tản từ $E_{or} = I_{dm} \cdot x_{or} = AB$.

Điểm A nằm trên đường đặc tính không tải vì lúc đó mạch từ không bão hoà.

Tam giác ABC được gọi là tam giác điện kháng. Các cạnh BC và AB của tam giác điện kháng tỷ lệ với dòng điện tải định mức I_{dm} .

- *Cách thành lập đặc tính tải thuần cảm từ đặc tính không tải và tam giác điện kháng:*

Tịnh tiến tam giác ABC hoặc OAC sao cho đỉnh A tựa trên đặc tính không tải thì đỉnh C sẽ vẽ thành đặc tính tải thuần cảm (đường 3).

Nếu các cạnh của tam giác điện kháng được vẽ tỷ lệ với $I = I_{dm}$ thì đặc tính tải thuần cảm vẽ được là ứng với $I = I_{dm}$

- *Chứng minh:*

Khi ngắn mạch với $I = I_{dm}$ và khi tải thuần cảm với $I = I_{dm}$, cả s.đ.đ. tản E_{or} và phản ứng phần ứng khử từ F_{ud} đều không đổi, do đó các cạnh của tam giác điện kháng $AB = E_{or}$ và $BC = K_{ud} \cdot F_{ud}$ đều không đổi.

Với một s.t.đ. tùy ý của cực từ $F_0 = OP$, lúc không tải điện áp đầu cực máy phát là $U_0 = E = PM$. Khi có tải thuần cảm $I = I_{dm}$, s.t.đ. có hiệu lực chỉ bằng $OQ = OP - PQ$ và s.đ.đ. $E_\delta = QA$. Kết quả điện áp đầu cực máy phát là:

$$U = E_\delta - E_{\sigma} = QA - AB = PC.$$

Trên thực tế, do ảnh hưởng của bão hoà mạch từ, đặc tính tải thuần cảm có được bằng thí nghiệm trực tiếp có dạng như đường nét đứt. Sự khác đó là do khi dòng điện kích từ tăng, cực từ của máy càng bão hoà, từ thông tản của dây quấn kích thích tăng, do đó s.t.đ. của cực từ cần thiết để khắc phục phản ứng khử từ của phần ứng càng phải lớn, nghĩa là cạnh BC của tam giác điện kháng càng phải dài hơn.

CHƯƠNG 2.

ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU (PMSM)

2.1. MỞ ĐẦU

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (Permanent magnet synchronous motors - PMSM) là một dạng đặc biệt của máy điện đồng bộ. Động cơ đồng bộ thông thường có cuộn dây quấn phần ứng và cuộn dây quấn kích từ ở rotor được cấp dòng điện một chiều qua chổi than và vành trượt. Điều đó gây tổn hao rotor, thường xuyên phải bảo dưỡng chổi than, làm giảm tuổi thọ máy. Đây là lý do chính đòi hỏi phải phát triển PMSM. Nhằm khắc phục những nhược điểm của máy điện đồng bộ thông thường như đã trình bày ở trên, người ta thay cuộn kích từ, nguồn kích từ một chiều, chổi than vành trượt bằng một nam châm vĩnh cửu. Vì thế máy PMSM cần phải có sđđ cảm ứng hình sin, dòng điện phải có dạng hình sin để tạo ra mô men điện từ không đổi giống như ở máy đồng bộ thông thường.

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) có rất nhiều ưu điểm so với các loại động cơ khác đang sử dụng cho truyền động điện xoay chiều. Ở động cơ dị bộ dòng stator vừa để tạo từ trường vừa để tạo mô men, Khi sử dụng nam châm vĩnh cửu ở rotor, động cơ PMSM không cần cấp một dòng điện kích từ qua stator để tạo từ thông không đổi ở khe hở không khí, dòng stator chỉ cần để tạo mô men. Như vậy, với cùng một đại lượng ra động cơ PMSM sẽ làm việc với hệ số $\cos\varphi$ lớn vì không cần dòng kích từ, dẫn đến hiệu suất động cơ sẽ cao hơn.

Ngoài động cơ PMSM có cấu tạo như trên còn có một loại động cơ đồng bộ thuộc nhóm động cơ một chiều không có ổ góp (BLDC). Sự khác biệt giữa động cơ PMSM và động cơ BLDC ở chỗ: dạng của sđđ cảm ứng trong cuộn dây stator của BLDC có dạng hình thang còn của PMSM có dạng

hình sin. Sự khác nhau về cấu tạo cuộn dây stator ở 2 loại máy này quyết định dạng sức phản điện động của cuộn dây.

2.2. CẤU TẠO CỦA PMSM

Về cơ bản cấu tạo của PMSM cũng gần giống như động cơ đồng bộ thông thường.

Stator của PMSM giống như động cơ đồng bộ thông thường đều sử dụng các lá thép kỹ thuật ghép lại với nhau. Bên trong có xẻ rãnh để đặt dây quấn. Động cơ PMSM có 3 cuộn dây quấn phân tán hình sin trên chu vi stator. Ba cuộn dây được cấp 3 điện áp xoay chiều. Dạng dòng điện trong cuộn dây là hình sin hoặc gần hình sin. Sự phân bố từ thông ở khe hở không khí có dạng hình sin hoặc gần hình sin.

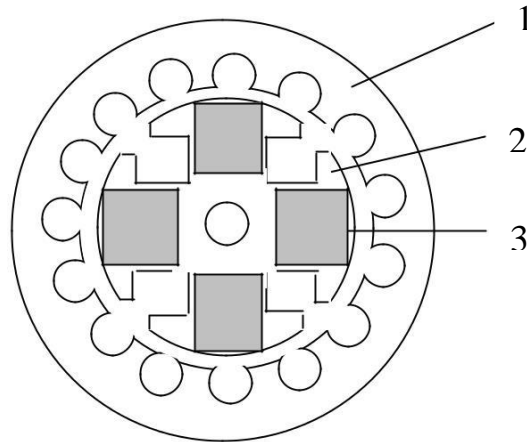
Rotor của PMSM là một nam châm vĩnh cửu được cấu trúc sao cho sự phân bố độ tự cảm (hoặc mật độ từ thông) là hình sin. Các thanh nam châm được làm bằng đất hiếm ví dụ như Samarium Cobalt (SmCo), Neodymium Iron Boride (NdFeB). Có suất năng lượng cao và tránh được khử từ, thường được gắn bên trong (cực ẩn) hoặc bên ngoài (cực lồi) lõi thép rotor để đạt được độ bền cơ khí cao. Nhất là khi làm việc với tốc độ cao thì khe hở không khí giữa các nam châm có thể đắp bằng vật liệu từ sau đó bọc bằng vật liệu có độ bền cao như sợi thủy tinh hoặc bắt vít lên các thanh nam châm.

Theo kết cấu của động cơ ta có thể chia PMSM ra thành hai loại : Động cơ cực ẩn và động cơ cực lồi mà ta xét dưới đây để thấy rõ đặc điểm cấu tạo của từng loại máy điện này.

2.2.1. Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực lồi (SPMSM)

Rotor máy điện cực lồi thường có tốc độ quay thấp nên đường kính rotor có thể lớn, trong khi chiều dài lại nhỏ. Tỷ số “chiều dài/ đường kính” nhỏ. Rotor thường là đĩa nhôm hay nhựa trọng lượng nhẹ có độ bền cao. Các nam châm được gắn chìm trong đĩa này. Các loại máy này thường được gọi là

máy từ trường hướng trục (rotor đĩa). Loại này hay được sử dụng trong kỹ thuật robot [6].

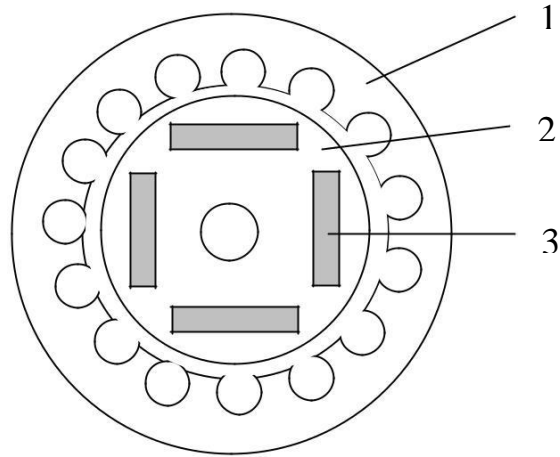


Hình 2.1: Động cơ PMSM cực lõi
1 - Lõi thép stator; 2 - rotor; 3 - nam châm vĩnh cửu

2.2.2. Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực ẩn (IPMSM) [6]

Rotor của máy điện cực ẩn thường làm bằng thép hợp kim chất lượng cao, được rèn thành khối trụ sau đó gia công phay rãnh để đặt các thanh nam châm. Khi các thanh nam châm ẩn trong rotor thì có thể đạt được cấu trúc cơ học bền vững hơn, kiểu này thường được sử dụng trong các động cơ cao tốc. Tốc độ loại này thường cao nên để hạn chế lực li tâm rotor thường có dạng hình trống với tỷ số “chiều dài/đường kính” lớn. Máy này được gọi là máy từ trường hướng kính (rotor trụ dài), nó hay được sử dụng trong các máy công cụ.

Tuy nhiên với cấu trúc nam châm vĩnh cửu chìm, máy không thể được coi là khe hở không khí đều. Trong trường hợp này các thanh nam châm được lắp bên trong lõi thép rotor về mặt vật lý coi là không có sự thay đổi nào của bề mặt hình học các nam châm. Mỗi nam châm được bọc bởi một mảng cực thép nên nó làm mạch từ của máy thay đổi khá mạnh, vì do các mảng cực thép này tạo ra các đường dẫn từ sao cho từ thông cắt ngang các cực này và cả trong không gian vuông góc với từ thông nam châm. Do đó hiệu ứng cực lồi là rõ ràng và nó làm thay đổi cơ chế sản sinh mô men của máy điện.



Hình 2.2: Động cơ PMSM cực ẩn

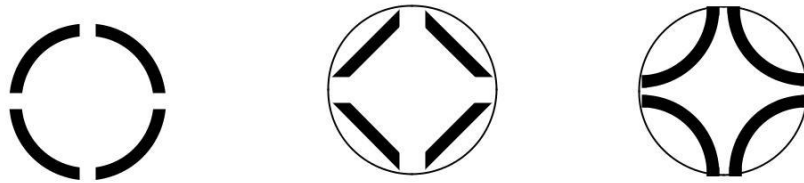
1 - Lõi thép stator; 2 - rotor; 3 - nam châm vĩnh cửu

Với yêu cầu của truyền động secvô là vận hành phải êm, do đó cần phải hạn chế mô men răng (rãnh) và mô men đập mạch do các sóng hài không gian và thời gian sinh ra. Để đạt được điều này người ta thường tạo hình cho các nam châm, uốn các nam châm lượn chéo theo trục rotor, uốn rãnh và dây quấn startor kết hợp với tính toán số răng và kích thước của nam châm. Kỹ thuật tạo ra các rotor xiên là khá đắt tiền và phức tạp. Trong điều kiện bình thường của truyền động secvô, nếu mô men điều hoà răng cỡ 2% mô men định mức thì có thể coi là chấp nhận được. Tuy nhiên có thể hạn chế được đa số các mô men điều hoà răng (rãnh) trong truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cấp từ bộ biến đổi bằng cách sử dụng bộ biến đổi chất lượng cao và các bộ điều khiển có chứa các phần tử đo chính xác các thông số hoạt động như tốc độ, vị trí của động cơ.

Trong các máy điện nam châm vĩnh cửu kinh điển, trên startor có các răng, ngày nay ta có thể chế tạo startor không răng. Trong trường hợp này dây quấn startor được chế tạo từ bên ngoài sau đó được lồng vào và định vị trong startor. Máy điện như vậy sẽ không đập mạch ở tốc độ thấp và tổn thất sẽ giảm, tăng được không gian hơn cho dây quấn startor, nên có thể sử dụng dây quấn tiết diện lớn hơn và tăng dòng điện định mức của máy điện do đó tăng

được công suất của máy. Nhưng khe hở không khí lớn gây bất lợi cho từ thông khe hở nên phải chế tạo rotor có đường kính lớn hơn và có bề mặt nam châm lớn hơn.

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cực ắc có nhiều kiểu rotor khác nhau. Dưới đây là ba kiểu rotor thường gặp trong thực tế.



Hình 2.3: Các kiểu rotor nam châm vĩnh cửu cực ắc

2.3. NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA PMSM [1]

Việc khởi động động cơ PMSM cũng gần giống với việc khởi động động cơ đồng bộ thông thường. Nhưng không cần đưa nguồn kích từ vào rotor vì là rotor nam châm vĩnh cửu. Cụ thể như sau:

Khi cấp 3 dòng điện hình sin vào 3 cuộn dây stator sẽ xuất hiện từ trường quay với tốc độ $n = 60f/p$, trong đó f - tần số dòng điện, p là số đôi cực.

Do từ trường của nam châm vĩnh cửu là từ trường không đổi không quay, sự tác động giữa từ trường quay với từ trường không đổi tạo mô men dao động, giá trị trung bình của mô men này là 0. Để máy điện có thể làm việc được phải quay nam châm vĩnh cửu tới tốc độ bằng tốc độ từ trường, lúc đó mô men trung bình của động cơ sẽ khác 0.

Việc đưa nam châm vĩnh cửu đạt tới tốc độ từ trường là phương pháp khởi động động cơ đồng bộ thông thường mà ta đã nghiên cứu trước đây. Đó là sử dụng động cơ sơ cấp lai ngoài, phương pháp này đắt tiền, cồng kềnh nên ít được sử dụng phổ biến. Phương pháp được sử dụng phổ biến nhất đó là phương pháp khởi động đồng bộ.

Sau khi khởi động mới đặt tải lên động cơ. Như vậy máy đồng bộ nam châm vĩnh cửu có nam châm quay đồng bộ với từ trường quay, hay còn gọi là quay với tốc độ đồng bộ.

Phần lớn các nghiên cứu về PMSM tập trung vào hoạt động của động cơ này được cung cấp từ điện áp lưới. Cuộn dây dập dao động được sử dụng để khởi động máy điện theo nguyên lý hoạt động của máy dị bộ sau đó kéo máy vào đồng bộ bằng sự phối hợp của mô men dao động và mô men đồng bộ sinh ra do nam châm vĩnh cửu. Trong khi khởi động, nam châm vĩnh cửu sinh ra mô men hãm chống lại mô men tạo ra theo nguyên lý động cơ dị bộ của cuộn dập dao động. Vì vậy mô men cung cấp bởi cuộn ổn định phải lớn hơn mô men hãm, tải và quán tính để động cơ chạy thành công. Về việc khởi động PMSM ta sẽ tìm hiểu kỹ hơn ở các phần sau.

2.4. MÔ TẢ TOÁN HỌC CỦA PMSM

Để xây dựng, thiết kế bộ điều chỉnh cần phải có mô hình mô tả chính xác đến mức tối đa đối tượng cần điều chỉnh. Mô hình toán học thu được cần phải thể hiện rõ đặc tính thời gian của đối tượng điều chỉnh. Tuy nhiên mô hình được xây dựng ở đây chủ yếu là để phục vụ cho việc xây dựng các thuật toán điều chỉnh. Để đơn giản hoá mô hình có lợi cho việc thiết kế sau này, trong phạm vi sai lệch cho phép ta giả thiết rằng:

- 1) Bỏ qua bão hòa, nó có thể lưu ý đến khi tính sự thay đổi tham số.
- 2) Stđ là hình sin.
- 3) Dòng Foucault (Foucault) và hiện tượng từ trễ bỏ qua.
- 4) Không có dòng kích từ động.
- 5) Không có thanh dẫn dạng lồng sóc ở rotor.
- 6) Các cuộn dây của stator được bố trí đối xứng về mặt không gian.
- 7) Các giá trị điện trở, điện cảm coi là không đổi.

2.4.1. Hệ phương trình cơ bản của PMSM

Với cách quan sát ba pha kinh điển ta có ba phương trình điện áp cho ba cuộn dây stator của động cơ là:

$$u_{sa}(t) = \frac{d\psi_{sa}(t)}{dt} + R_s i_{sa} \quad (2.3)$$

$$u_{sb}(t) = \frac{d\psi_{sb}(t)}{dt} + R_s i_{sb} \quad (2.4)$$

$$u_{sc}(t) = \frac{d\psi_{sc}(t)}{dt} + R_s i_{sc} \quad (2.5)$$

Trong đó: R - điện trở cuộn dây pha stato

$\psi_{sc}, \psi_{sb}, \psi_{sa}$ - từ thông cuộn dây A, B, C

Áp dụng công thức điện áp ta có:

$$u_s(t) = \frac{2}{3} [u_{sa}(t) + au_{sb}(t) + a^2 u_{sc}(t)] \quad (2.6)$$

Thay các điện áp pha trong (2.3) (2.4) (2.5) vào (2.6) ta có phương trình điện áp stator dưới dạng vector như sau:

$$u_s = \frac{d\psi_s}{dt} + R_s i_s \quad (2.7)$$

Phương trình (2.7) thu được từ việc quan sát hệ thống ba pha cuộn dây stator, do đó ta có thể viết:

$$u_s^2 = \frac{d\psi_s^2}{dt} + R_s i_s^2 \quad (2.8)$$

Chuyển phương trình (2.8) sang quan sát trên hệ tọa độ dq ta được:

$$u_s^f = \frac{d\psi_s^f}{dt} + R_s i_s^f + j\omega_s \psi_s^f \quad (2.9)$$

Véc tơ từ thông rotor ψ_s^f chỉ có thành phần thực ψ_p do trục thực d đi qua trục của chính véc tơ ψ_s^f , ta có: $\psi_s^f = \psi_p$

Véc tơ từ thông stator ψ_s^f bao gồm hai thành phần: một thành phần do dòng stator tự cảm trong các cuộn dây stator và một thành phần là chính ψ_p cảm ứng sang:

$$\psi_s^f = L_s i_s^f + \psi_p$$

Phương trình mô men của động cơ:

$$m_M = \frac{3}{2} p_c (i_s \cdot \psi_s)$$

Phương trình chuyển động:

$$m_M = m_T + \frac{j d\omega}{p_c dt} \quad (2.10)$$

Trong động cơ đồng bộ do luôn tồn tại một hướng xác định của từ thông rotor nên đối với động cơ này ta chỉ sử dụng phương thức mô tả toán học trên cơ sở quan sát từ hệ tọa độ dq.

Đối với động cơ đồng bộ ω_s trong phương trình (2.9) cũng chính là ω trong (2.10). Nhờ phương pháp điều chỉnh tựa theo từ thông rotor (T^4R), đặc điểm đồng bộ giữa tốc độ góc ω_s của các véc tơ điện và tốc độ góc cơ học ω của rotor luôn được đảm bảo trong mọi chế độ làm việc của động cơ

Trong động cơ điện đồng bộ cực lồi khe từ giữa rotor và stator tại đỉnh cực (vị trí trục d) bé hơn rất nhiều so với khe từ tại vị trí trục q. Điều đó dẫn đến các trị số điện cảm stator khác nhau khi đo với các vị trí khác nhau của rotor.

L_{sd} điện cảm stator đo ở đỉnh cực (vị trí trục d)

L_{sq} điện cảm stator đo ở đỉnh cực (vị trí trục q)

Ở động cơ cực ẩn sự chênh lệch này ít hơn ở cực lồi, nhưng chất lượng của hệ truyền động được nâng lên rất nhiều nếu như sự chênh lệch ấy được tính đến một cách đầy đủ trong mô hình.

2.4.2. Hệ phương trình của động cơ trong hệ tọa độ (a, b, c)

2.4.2.1. Phương trình điện áp

Sử dụng định luật Kirchhoff2, chúng ta có 3 phương trình vi phân. Trường hợp riêng cho từng dây quấn stator, các phương trình cân bằng điện áp như sau:

$$u_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt}$$

$$u_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\psi_{bs}}{dt}$$

$$u_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\psi_{cs}}{dt}$$

Trong đó các từ thông ψ_{as} , ψ_{bs} , ψ_{cs} , được xác định như sau :

$$\psi_{as} = L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + \psi_{asm}$$

$$\psi_{bs} = L_{bsas}i_{as} + L_{bsbs}i_{bs} + L_{bscs}i_{cs} + \psi_{bsm}$$

$$\psi_{cs} = L_{csas}i_{as} + L_{csbs}i_{bs} + L_{cscs}i_{cs} + \psi_{csm}$$

Viết dưới dạng ma trận như sau :

$$u_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\psi_{abcs}}{dt}$$

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi_{as}}{dt} \\ \frac{d\psi_{bs}}{dt} \\ \frac{d\psi_{cs}}{dt} \end{bmatrix}$$

Các dây quấn stator lệch nhau góc 120° và từ thông ψ_{asm} , ψ_{bsm} , ψ_{csm} được tạo ra do nam châm vĩnh cửu có dạng hàm tuần hoàn của độ dời góc rotor θ_r , giả sử theo luật hình sin, biên độ từ thông ψ_m được tạo ra bởi nam châm vĩnh cửu, ta có:

$$\psi_{asm} = \psi_m \sin\theta_r$$

$$\psi_{bsm} = \psi_m \left(\sin\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right)$$

$$\psi_{csm} = \psi_m \left(\sin\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right)$$

Trong đó : θ_r : độ dời góc rotor

ψ_m : biên độ từ thông tạo ra bởi NCVC

2.4.2.2. Phương trình từ thông :

$$\psi_{as} = (L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2\theta_r) i_{as} + \left(-\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) \right) i_{bs} + \left(-\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) \right) i_{cs} + \psi_m \sin \theta_r$$

$$\psi_{bs} = \left(-\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) \right) i_{as} + \left(L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{2}{3} \right) \right) i_{bs} + \left(-\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \theta_r \right) i_{cs} + \psi_m \sin \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$\psi_{cs} = \left(-\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) \right) i_{as} + \left(-\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \theta_r \right) i_{bs} + \left(L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{2}{3} \right) \right) i_{cs} + \psi_m \sin \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right)$$

Viết vectơ từ thông dưới dạng ma trận:

$$\psi_{abcs} = L_s i_{abcs} + \psi_m =$$

$$\begin{bmatrix} L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) \\ -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) & L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{2}{3} \right) & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \theta_r \\ -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \theta_r & L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{2}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \psi \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin \left(\theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \sin \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix}$$

Ma trận điện cảm stator L_s như sau :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) \\ -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{1}{3} \pi \right) & L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r - \frac{2}{3} \right) & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \theta_r \\ -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{1}{3} \pi \right) & -\frac{1}{2} \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \theta_r & L_{ls} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos 2 \left(\theta_r + \frac{2}{3} \right) \end{bmatrix}$$

Đối với động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu rotor hình tròn vậ đường sức từ theo các trục d, q giống nhau, ta có : $\mathbf{R}_{mq} = \mathbf{R}_{md}$.

Vì vậy:

$$\bar{L}_m = \frac{2N_s^2}{3R_{qm}} = \frac{2N_s^2}{3R_{md}} \text{ và } L_{\Delta m} = 0$$

Ma trận L_s trở thành :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m \end{bmatrix}$$

Và từ thông được diễn tả như sau

$$\psi_{as} = (L_{ls} + \bar{L}_m)i_{as} - \frac{1}{2}\bar{L}_m i_{bs} - \frac{1}{2}\bar{L}_m i_{cs} + \psi_m \sin\theta_r$$

$$\psi_{bs} = -\frac{1}{2}\bar{L}_m i_{as} + (L_{ls} + \bar{L}_m)i_{bs} - \frac{1}{2}\bar{L}_m i_{cs} + \psi_m \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$\psi_{cs} = -\frac{1}{2}\bar{L}_m i_{as} - \frac{1}{2}\bar{L}_m i_{bs} + (L_{ls} + \bar{L}_m)i_{cs} + \psi_m \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)$$

Hoặc là:

$$\psi_{abcs} = L_s i_{abcs} + \psi_m$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}$$

Từ đó ta có phương trình cân bằng điện áp dưới dạng vectơ như sau:

$$U_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\psi_m}{dt}$$

$$U_{abcs} = R_s i_{abcs} + L_s \frac{di_{abcs}}{dt} + \frac{d\psi_m}{dt}$$

Ở đây:

$$\frac{d\psi_m}{dt} = \psi_m \begin{bmatrix} \omega_r \cos \theta_r \\ \omega_r \cos \left(\theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \omega_r \cos \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix}$$

Bằng cách dùng ma trận đảo L_s^{-1} biến đổi phương trình trên ta được :

$$\frac{di_{abcs}}{dt} = L_s^{-1} R_s i_{abcs} - L_s^{-1} \frac{d\psi_m}{dt} - L_s^{-1} U_{abcs}$$

$$L_s^{-1} = \frac{1}{L_{ss}^3 - \frac{3}{4} L_{ss} \bar{L}_m^2 - \frac{1}{4} \bar{L}_m^3} \begin{bmatrix} 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 \end{bmatrix}$$

Trong đó: $L_s = L_{ls} + \bar{L}_m$

2.4.2.3. Phương trình động học của PMSM [7].

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{as}}{dt} \\ \frac{di_{bs}}{dt} \\ \frac{di_{cs}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{ss}^3 - \frac{3}{4} L_{ss} \bar{L}_m^2 - \frac{1}{4} \bar{L}_m^3} \begin{bmatrix} 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \frac{\psi_m}{L_{ss}^3 - \frac{3}{4} L_{ss} \bar{L}_m^2 - \frac{1}{4} \bar{L}_m^3} \begin{bmatrix} 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \omega_r \cos \theta_r \\ \omega_r \cos \left(\theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \omega_r \cos \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{ss}^3 - \frac{3}{4} L_{ss} \bar{L}_m^2 - \frac{1}{4} \bar{L}_m^3} \begin{bmatrix} 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 \\ 2L_{ss} \bar{L}_m^{-2} + \bar{L}_m^2 & 2L_{ss} \bar{L}_m^2 + \bar{L}_m^2 & 4L_{ss}^2 - \bar{L}_m^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix}$$

Sau khi đơn giản hóa ta có:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{as}}{dt} \\ \frac{di_{bs}}{dt} \\ \frac{di_{cs}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_s(2L_{ss}-\bar{L}_m)}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{r_s\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{r_s\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \\ -\frac{r_s\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{r_s(2L_{ss}-\bar{L}_m)}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{r_s\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \\ -\frac{r_s\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{r_s\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{r_s(2L_{ss}-\bar{L}_m)}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\
+ \begin{bmatrix} -\frac{\psi_m(2L_{ss}-\bar{L}_m)}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\psi_m\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\psi_m\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \\ -\frac{\psi_m\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\psi_m(2L_{ss}-\bar{L}_m)}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\psi_m\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \\ -\frac{\psi_m\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\psi_m\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\psi_m(2L_{ss}-\bar{L}_m)}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \cos\theta_r \\ \omega_r \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \omega_r \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \\
+ \begin{bmatrix} -\frac{2L_{ss}-\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \\ -\frac{\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{2L_{ss}-\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \\ -\frac{\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} & -\frac{2L_{ss}-\bar{L}_m}{2L_{ss}^2-L_{ss}\bar{L}_m-\bar{L}_m^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Chúng ta rút ra được các phương trình vi phân mô tả động học của động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu Trong đó: ω_r là tốc độ góc và θ_r là độ dời góc, được dùng như các biến trạng thái. Sử dụng định luật Newton

$$T_e - B_m\omega_{rm} - T_L = J \frac{d^2\theta_{rm}}{dt^2}$$

$$\text{Chúng ta có: } \frac{d\psi_{rm}}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B_m\omega_{rm} - T_L)$$

$$\frac{d\theta_{rm}}{dt} = \omega_{rm}$$

Dạng năng lượng:

$$w_c = w_f = \frac{1}{2} [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}] L_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}] \begin{bmatrix} F_m \sin\theta_r \\ F_m \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ F_m \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} W_{PM}$$

Trong đó : W_{PM} là năng lượng chứa trong nam châm vĩnh cửu.

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu rotor dạng hình tròn. Vì vậy L_s được xác định như sau :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{ls} + \bar{L}_m \end{bmatrix}$$

Trong đó: L_s , W_{PM} không phải là hàm của θ_r . Vì vậy công thức tính mô men điện từ của động cơ PMSM 3 pha được xác định như sau:

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{\partial W}{\partial \theta_c} = \frac{PF_m}{2} \left[i_{as} \cos \theta_r + i_{bs} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{cs} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

Vì vậy:

$$\frac{d\psi_{rm}}{dt} = \frac{PF_m}{2J} \left[i_{as} \cos \theta_r + i_{bs} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{cs} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right] - \frac{B_m \omega_{rm}}{J} - \frac{T_L}{J}$$

$$\frac{d\psi_{rm}}{dt} = \omega_{rm}$$

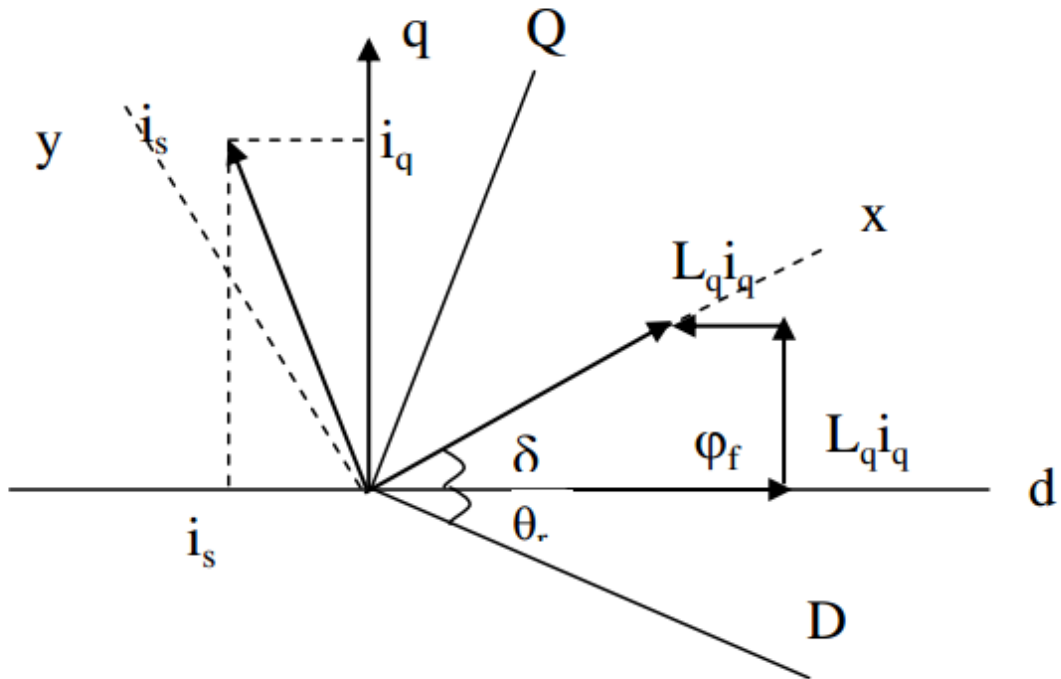
Sử dụng mối liên hệ giữa vận tốc điện ω_r và độ dời góc θ_r với vận tốc góc cơ và độ rời:

$$\omega_{rm} = \frac{2}{P} \omega_r \text{ và } \theta_{rm} = \frac{2}{P} \theta_r$$

Các phương trình vi phân sau đây chỉ ra kết quả động học của động cơ PMSM:

$$\frac{d\psi_{rm}}{dt} = \frac{PF_m}{2J} \left[i_{as} \cos \theta_r + i_{bs} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{cs} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right] - \frac{2B_m \omega_r}{JP} - \frac{T_L}{J}$$

2.4.3 Phương trình của động cơ trong hệ tọa độ (dq)



Hình 2.4: Từ thông stato và rotor trong các hệ trục tọa độ

Vector từ thông stator φ_s và vector từ thông rotor φ_f , có thể vẽ vector từ thông rotor, stator trong các hệ tọa độ cố định (d, q), (x, y) như hình 2.4.

Góc giữa từ thông stator và từ thông rotor là góc tải δ khi không quan tâm đến điện trở stator. Ở trạng thái ổn định góc tải δ là hằng số tương ứng với một mô men tải và cả từ thông rotor và stator tỷ lệ với tốc độ đồng bộ. Khi hoạt động góc δ và từ thông stator và rotor tỷ lệ với các tốc độ khác nhau. Vì hằng số thời gian về điện từ thông thường nhỏ hơn nhiều so với hằng số thời gian cơ học, tốc độ quay của từ thông stator có quan hệ với từ thông rotor, có thể thay đổi dễ dàng. Nó được chứng minh trong phần này rằng sự gia tăng mô men có thể điều khiển bằng cách thay đổi góc δ hoặc thay đổi tốc độ quay của từ thông rotor.

Các phương trình từ thông stator, điện áp, mô men trong hệ tọa độ (dq) như sau:

- Phương trình từ thông:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_s \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases}$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}$$

Và $\delta = \tan^{-1} \left(\frac{L_q i_q}{L_d i_d + \psi_s} \right)$

- Phương trình điện áp

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega_r \psi_q \\ U_q = R_s i_q + p\psi_q + \omega_r \psi_d \end{cases}$$

- Phương trình mô men

$$T = \frac{3}{2} P (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

Trong đó: φ_s , L_d , L_q là hằng số sức điện động cảm ứng và các điện cảm phản ứng trục d, trục q. Khi sức điện động cảm ứng và sự thay đổi của các điện cảm stator là hình sin. Biến đổi thành tọa độ (xy), một cách tổng quát:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix}$$

Phép biến đổi ngược:

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta & -\sin\delta \\ \sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix}$$

F: thể hiện điện áp, dòng điện và từ thông

2.4.4. Phương trình trong hệ tọa độ từ thông stator (xy)

Từ hình 2.4 ta có:

$$\sin\delta = \frac{\psi_q}{|\psi_s|}$$

$$\cos\delta = \frac{\psi_d}{|\psi_s|}$$

$|\psi_s|$ là biên độ từ thông stator.

Ta tính được mô men:

$$\begin{aligned}
T &= \frac{3}{2}P[\psi_d(i_x \sin\delta + i_y \cos\delta) - \psi_q(i_x \cos\delta - i_y \sin\delta)] \\
&= \frac{3}{2}P\left[i_x \frac{\psi_d \psi_q}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_d^2}{|\psi_s|} - i_x \frac{\psi_d^2}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_d \psi_q}{|\psi_s|}\right] = \frac{3}{2}P|\psi_s|i_y \quad (2.11)
\end{aligned}$$

Từ phương trình trên chúng ta mô men quan hệ một cách trực tiếp với thành phần trên trục y của dòng điện stator, nếu biên độ của từ thông stator là hằng số.

2.4.4.1. Phương trình từ thông trong hệ tọa độ xy

Phương trình từ thông có thể viết dưới dạng ma trận như sau:

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_x & 0 \\ 0 & L_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

PMSM với khe hở không khí không đổi:

$$L_x = L_y = L_s$$

Phương trình (2.12) có thể đơn giản hóa như sau:

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_s \begin{bmatrix} \cos\delta \\ -\sin\delta \end{bmatrix}$$

$$\text{Hoặc: } \psi_x = L_s i_x + \psi_s \cos\delta$$

$$\psi_y = L_s i_y - \psi_s \sin\delta$$

ψ_y bằng 0 vì trục x hoàn toàn trùng với từ thông stator, vì vậy i_y có thể được tính như sau:

$$i_y = \frac{1}{L_s} \psi_s \sin\delta \quad (2.13)$$

Thay (2.13) vào (2.11) ta có

$$T = \frac{3}{2L_s} P |\psi_s| \psi_s \sin\delta \quad (2.14)$$

Trong đó: δ là góc vận tốc giữa vector từ thông stator và từ thông nam châm.

Nhận xét: Từ phương trình (2.14) chúng ta thấy rằng sự gia tăng mô men tương ứng sự gia tăng δ , nếu biên độ của từ thông stator được giữ là hằng số và δ được điều khiển trong phạm vi $-\frac{\pi}{2}$ đến $\frac{\pi}{2}$ thì mô men đạt cực đại khi

$\delta = \frac{\pi}{2}$. Hay nói cách khác, từ thông stator sẽ được điều khiển theo cách giữ biên độ bằng hằng số, tốc độ quay được điều khiển càng nhanh càng tốt, để đạt sự thay đổi momentn cực đại.

2.4.5. Mô hình trạng thái của PMSM trên hệ tọa độ từ thông rotor

Ta có hai hệ phương trình của động cơ ở hệ tọa độ từ thông rotor (hệ tọa độ dq) đã tìm hiểu ở trên:

- Phương trình thành phần từ thông

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_s \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.15)$$

- Phương trình thành phần điện áp

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_d i_q \\ U_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r L_q i_d + \omega_r \psi_s \end{cases}$$

Ta có thể viết lại phương trình thành phần điện áp dưới dạng phương trình trạng thái:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{1}{T_d} i_d + \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{1}{T_q} i_q - \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} u_q - \omega_r \frac{\psi_s}{L_q} \end{cases}$$

Trong đó: $T_d = L_d/R_s$ hằng số thời gian trục d của mạch stato.

$T_q = L_q/R_s$ hằng số thời gian trục q của mạch stato.

Ta có phương trình mô men quay của tổng cơ:

$$T = \frac{3}{2} P (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

Thay ψ_q, ψ_d ở phương trình 2.15 ta có phương trình cuối của mô men quay động cơ:

$$T = \frac{3}{2} P [\psi_s i_q + i_d i_q (L_d - L_q)] = \frac{3}{2} P \left[\left(\frac{\psi_s}{L_d} + i_d \right) L_d i_q - L_q i_d i_q \right] \quad (2.16)$$

Từ phương trình 2.16 cho thấy mô men quay của PMSM bao gồm hai

thành phần:

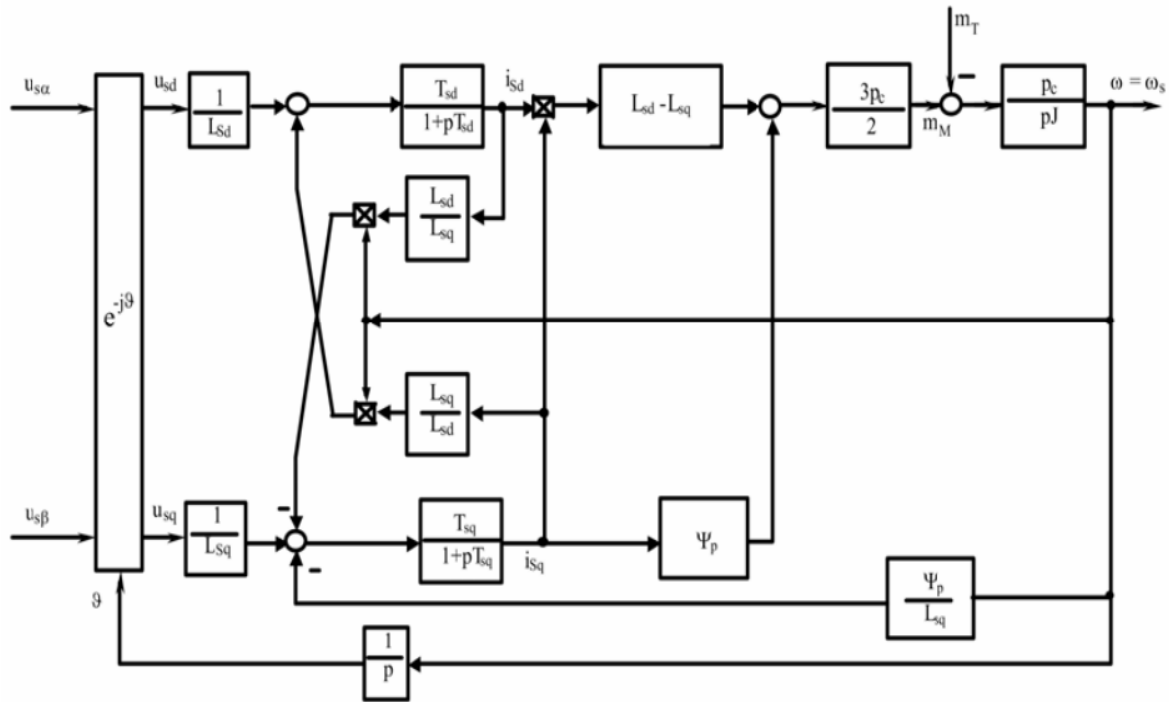
- Thành phần chính với tích $(\psi_s i_q)$.

- Thành phần phản kháng do sự chênh lệch điện cảm stator $(L_{sd} - L_{sq}) \neq 0$ gây ra. Trong mọi chế độ vận hành ĐCĐB phải sinh ra một thành phần mô men phụ để bù thành phần phản kháng. Đối với loại động cơ cực lồi thì thành phần này không thể bỏ qua được. ở dải tốc độ thấp dưới tốc độ danh định ta luôn có $i_d = 0$ nên ta có thể bỏ qua thành phần này để đơn giản hoá hệ thống điều chỉnh. Ngược lại ở dải tốc độ quay lớn trên tốc độ danh định, để thu thêm được điện áp điều chỉnh ta phải giảm biên độ từ thông rotor (vĩnh cửu) bằng cách bơm vào trục d một thành phần dòng $i_d < 0$, Động cơ lúc này hoạt động ở chế độ giảm từ thông và dòng i_d sẽ có biên độ tăng tỷ lệ với tốc độ quay rotor. Điều đó dẫn đến thành phần mô men phản kháng có khả năng đạt được biên độ đáng kể không thể bỏ qua được. Từ phương trình 2.16 với ψ_s/L_d cho thấy rõ tương quan hai loại kích thích:

- Đối với loại (cực lồi) kích thích độc lập bằng dòng một chiều ψ_s/L_d chính dòng kích thích. Để động cơ làm việc ở chế độ giảm từ thông ta chỉ việc giảm dòng kích thích và vẫn giữ nguyên $i_d = 0$.

- Đối với loại (cực ẩn, cực tròn) kích thích bởi nam châm vĩnh cửu thì ψ_s/L_d chính là dòng kích thích giả định tương ứng được dùng thay thế trong tính toán. Tỷ lệ đó cho biết kích cỡ của dòng $i_d < 0$ dùng ở chế độ giảm từ thông của động cơ đồng bộ.

Từ các phương trình trên ta xây dựng được mô hình ĐCĐB như hình 2.5



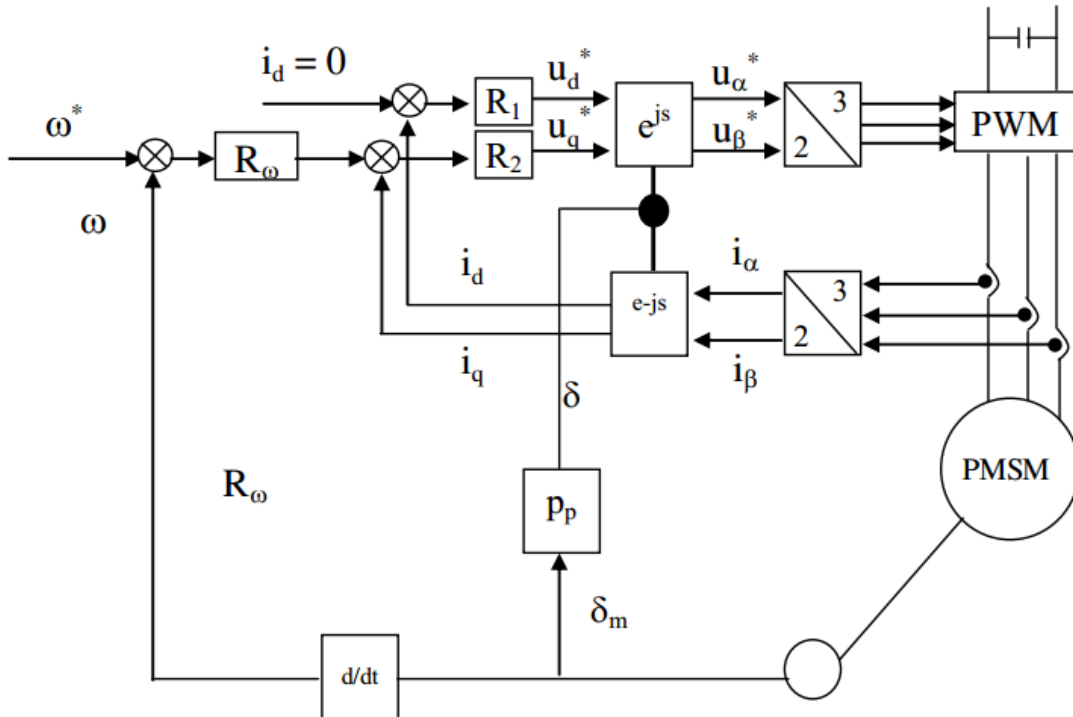
Hình 2.5: Mô hình động cơ PMSM trên hệ tọa độ từ thông rotor (dq)

2.5. CÁC VẤN ĐỀ ĐIỀU KHIỂN PMSM

2.5.1. Vấn đề chung về điều khiển vector (FOC)

Trong sơ đồ điều khiển vector động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, bộ nghịch lưu là điều chế độ rộng xung nguồn áp, bộ đo vị trí sử dụng encoder để xác định chính xác vị trí của rotor. Các đại lượng điều khiển được thực hiện trong tọa độ (dq), sau đó được đưa qua các khâu biến đổi chuyển thành các đại lượng ba pha điều khiển bộ điều khiển độ rộng xung. Các đại lượng dòng điện được đo được là sử dụng các khâu biến đổi để biến đổi thành các đại lượng dòng điện trong tọa độ (dq).

Với giả thiết bỏ qua thành phần mô men đập mạch nên sơ đồ điều khiển này không đề cập tới việc bù các thành phần mô men này. Cũng vì giả thiết rằng thành phần mô men phản kháng là không đáng kể nên trong sơ đồ này thành phần dòng điện theo trục d, i_d coi như bằng không. Các bộ điều khiển dòng điện ở đây thường sử dụng bộ điều chỉnh PI nhằm khử sai lệch tĩnh.



Hình 2.6: Sơ đồ điều khiển vector trong truyền động điện động cơ PMSM

Phương pháp điều khiển vector với bộ điều khiển chỉnh dòng điện và bộ điều biến độ rộng xung cũng đã đem lại một số kết quả trong truyền động. Bên cạnh những ưu điểm, phương pháp này cũng còn tồn tại một số nhược điểm:

- Điều khiển mô men của động cơ thông qua điều khiển dòng điện, đây là phương pháp điều khiển gián tiếp sẽ gây nên sự chậm trễ trong điều khiển.
- Đáp ứng mô men dưới tác dụng của điều khiển dòng điện bị giới hạn bởi hằng số dây quấn phần ứng.
- Không kiểm soát được từ thông stator.
- Để điều khiển dòng điện cần biết vị trí của rotor của động cơ, vì vậy cần phải có bộ đo vị trí, gây phức tạp trong truyền động và độ tin cậy cơ khí khi hoạt động ở tốc độ cao.

2.5.2. Vấn đề chung điều khiển trực tiếp mô men (DTC)

Trong chiến lược điều khiển máy điện 3 pha, điều khiển bởi nguồn điện áp cho đến nay được xem như là một giải pháp khá hoàn hảo, nguồn áp có thể

cung cấp cho các cuộn dây của máy điện điện áp mong muốn. Một biến tần 3 pha đơn giản có thể cung cấp 8 vectơ điện áp cơ bản tức thời, trong đó có 2 vectơ module 0 và 6 vectơ module khác 0.

Một số tác giả điều khiển trực tiếp mô men với hai mạch vòng điều khiển, việc giải bài toán dạng này khá phức tạp. Một cách đơn giản hơn, để điều khiển trực tiếp mô men thể hiện theo 2 hướng:

1. Điều kiện biên độ từ thông stator $|\varphi_\sigma|$ với cách này biên độ từ thông lớn sẽ gây nên bão hoà mạng từ, đặc biệt ở tốc độ thấp không điều khiển được.

2. Điều khiển góc tải δ – góc lệnh pha giữa từ thông stato và từ thông rotor, đồng thời giữ biên độ từ thông stator $|\varphi_\sigma|$ không đổi. Ta tập trung nghiên cứu vấn đề này.

Góc tải δ điều khiển thông qua việc lựa chọn các vectơ điện áp chuẩn, để đảm bảo giữ từ thông stator không đổi thì vectơ điện áp chuẩn, để đảm bảo giữ từ thông stator không đổi thì vectơ phải được lựa chọn đảm bảo lượng thay đổi biên độ từ thông là nhỏ nhất, do đó các vectơ chuẩn được chọn phải thoả mãn yêu cầu tăng, giảm mô men và tăng, giảm từ thông tại vị trí đang xét của vectơ thông stator.

Điều khiển trực tiếp mô men dựa theo từ thông stator bằng cách sử dụng các giá trị tức thời của vectơ điện áp. Việc lựa chọn vectơ điện áp stator tùy thuộc vào độ sai lệch giữa giá trị đặt và giá trị thực của mô men và từ thông stator, từ đó xây dựng một bảng chuyển mạch.

Hệ thống điều khiển trực tiếp mô men chỉ sử dụng một tham số duy nhất của động cơ là điện trở R_s , không sử dụng bộ điều khiển dòng điện có điều khiển biên độ rộng xung, do đó không cần cảm biến vị trí rotor của máy điện xoay chiều. Vì vậy kết cấu đơn giản, thời gian tác động nhanh.

Phương pháp điều khiển trực tiếp mô men thông qua việc điều khiển góc tải và giữ biên độ từ thông stator không đổi. Điều khiển được thực hiện bằng cách lựa chọn các vectơ điện áp thích hợp từ các vectơ điện áp chuẩn.

Việc nghiên cứu điều khiển trực tiếp mô men trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, sẽ chứng minh: khi mô men điện từ gia tăng trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, tương ứng với sự gia tăng góc giữa từ thông stator và từ thông rotor và đáp ứng mô men nhanh, điều này có thể đạt được bằng cách điều chỉnh tốc độ quay của từ thông stator càng nhanh càng tốt.

Trong chương tiếp ta sẽ trình bày việc sản sinh mô men trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, trên cơ sở đo điện áp một chiều của biến tần và dòng điện stator, từ thông stator được ước lượng và góc lệch pha giữa từ thông stator với từ thông rotor được xác định. Điều khiển biên độ và tốc độ quay của từ thông stator.

Ngày nay với sự xuất hiện của các bộ xử lý tín hiệu tốc độ cao, phương pháp điều khiển được gọi là điều khiển trực tiếp mô men cần được quan tâm nghiên cứu trong truyền động động cơ.

Ưu điểm của phương pháp điều khiển trực tiếp mô men:

- Ít phụ thuộc tham số máy điện chỉ sử dụng một tham số duy nhất của động cơ là điện trở stator R.
- Không sử dụng bộ điều khiển dòng điện, có điều biến độ rộng xung.
- Không cần biết vị trí rotor, kết cấu đơn giản, thời gian tác động nhanh.

CHƯƠNG 3.

ĐIỀU KHIỂN TRỰC TIẾP MÔ MEN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU

3.1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Trong chương 2 đã giới thiệu những vấn đề chung và phương pháp luận điều khiển trực tiếp mô men động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu từ đó đưa ra hướng nghiên cứu điều khiển trực tiếp nhằm tăng nhanh mô men trong hệ truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, ít ảnh hưởng bởi các tham số động cơ kết cấu mạch đơn giản, không cần xác định vị trí rotor là một hướng tiếp cận mới. Tuy nhiên trong DTC hiện nay còn gặp một số hạn chế ở vùng tốc độ thấp không điều khiển được mô men, gây tổn thất cho động cơ. Đây là vấn đề được đặt ra và ta cần nghiên cứu.

Trong thực tế sản xuất cho đến nay người ta dùng phương pháp điều khiển vectơ đã được sử dụng một cách rộng rãi, nó đáp ứng mô men khá tốt. Trong các thuật toán điều khiển vectơ người ta sử dụng hệ tọa độ đồng bộ để điều khiển các thành phần dòng điện tương ứng. Tuy nhiên phương pháp điều khiển vectơ với bộ điều khiển chỉnh dòng điện và bộ điều khiển biến độ rộng xung còn tồn tại một số nhược điểm:

- Điều khiển mô men của động cơ thông qua điều khiển dòng điện, đây là phương pháp điều khiển gián tiếp sẽ gây nên sự chậm trễ trong điều khiển.
- Trong hệ truyền động điều khiển vectơ bị ảnh hưởng bởi nhiều thông số của máy điện như điện trở, điện cảm, độ bão hoà mạch từ...
- Đáp ứng mô men dưới tác dụng của điều khiển dòng điện bị giới hạn bởi hằng số dây quấn phản ứng.
- Không kiểm soát được từ thông stator.

- Để điều khiển dòng điện cần biết vị trí của rotor của động cơ, vì vậy cần phải có bộ đo vị trí, gây phức tạp trong truyền động và độ tin cậy cơ khí khi hoạt động ở tốc độ cao.

Để khắc phục các nhược điểm trên, hệ thống truyền động điều khiển trực tiếp mô men là vấn đề được đặt ra có tính cấp thiết đối với hệ thống truyền động, mà hệ truyền động điều khiển trực tiếp mô men động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu có khả năng giải quyết được nhược điểm trên.

Trong chương 3 trình bày cấu trúc và các phần tử cơ bản của hệ truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu điều khiển trực tiếp mô men.

3.2. ĐIỀU KHIỂN TỪ THÔNG STATOR [7][8].

Từ các công thức ở chương 2 đã chứng minh rằng mô men thay đổi có thể điều khiển bằng cách giữ biên độ của từ thông stator bằng hằng số và tăng tốc độ quay của từ thông stator càng nhanh càng tốt, để đạt sự thay đổi mô men cực đại. Trong phần này sẽ chứng minh cả biên độ và tốc độ quay của từ thông stator có thể điều khiển bằng cách lựa chọn các vector điện áp thích hợp.

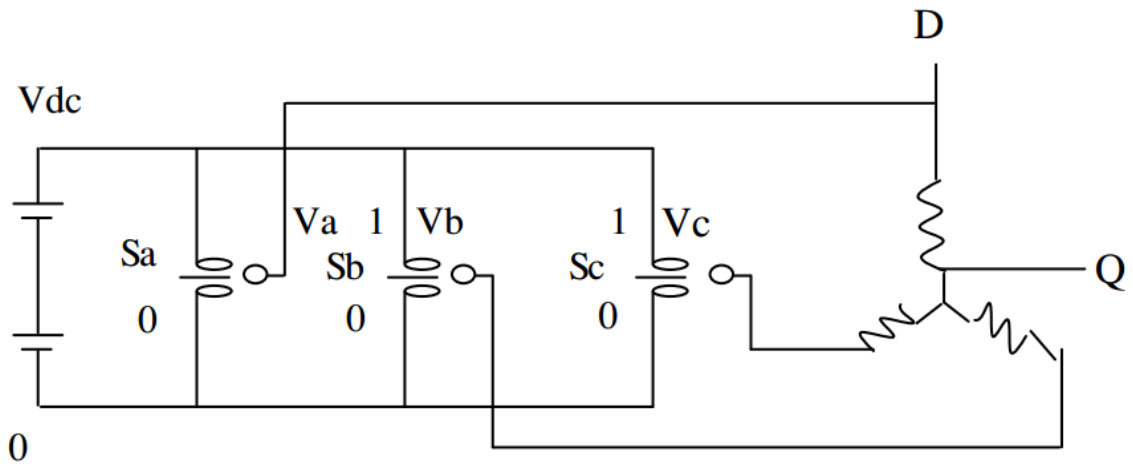
Vector điện áp V_s , được xác định bởi biểu thức sau:

$$V_s = \frac{2}{3} (V_a V_b e^{j(2/3)\pi} + V_c e^{j(3/4)\pi})$$

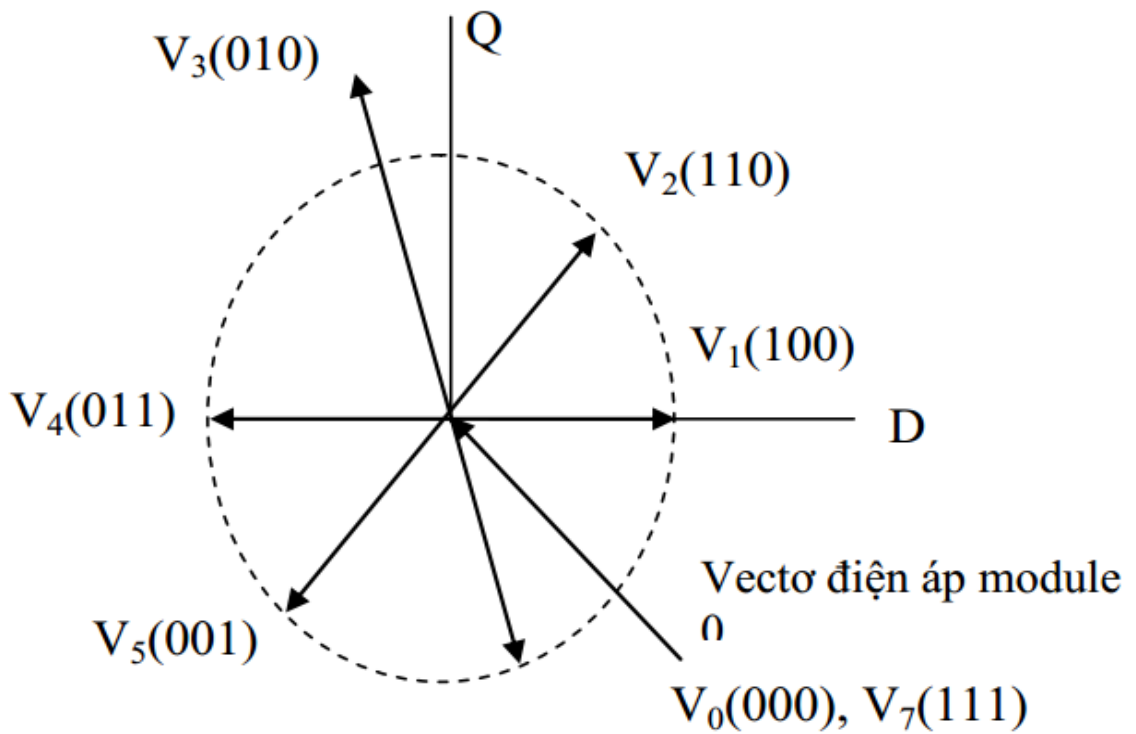
Trong đó: V_a, V_b, V_c là các giá trị tức thời của điện áp các pha a, b, c. Khi các cuộn dây stator được cung cấp bởi một biên tần biểu diễn hình 3.1, các vector điện áp cơ bản V_a, V_b, V_c được xác định bởi vị trí của 3 công tắc S_a, S_b, S_c . V_a được nối tới V_{dc} , nếu S_a ở vị trí 1 hoặc ở vị trí 0, cũng tương tự cho V_b, V_c . Vì vậy có 6 vector điện áp module khác 0: $V_1(100), V_2(110), V_3(010), V_4(011), V_5(001), V_6(101)$ và 2 vector điện áp module bằng 0: $V_0(000), V_7(111)$. Sáu vector điện áp module khác 0 lệch nhau 60° , biểu diễn hình 3.2. Tám vector điện áp này có thể được diễn tả như sau:

$$V_{sabc} = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + S_b e^{j(2/3)\pi} + S_c e^{j(3/4)\pi})$$

Trong đó: V_{dc} là điện áp một chiều và $2/3$ là thừa số của phép biến đổi
Part.



Hình 3.1: Bộ biến tần



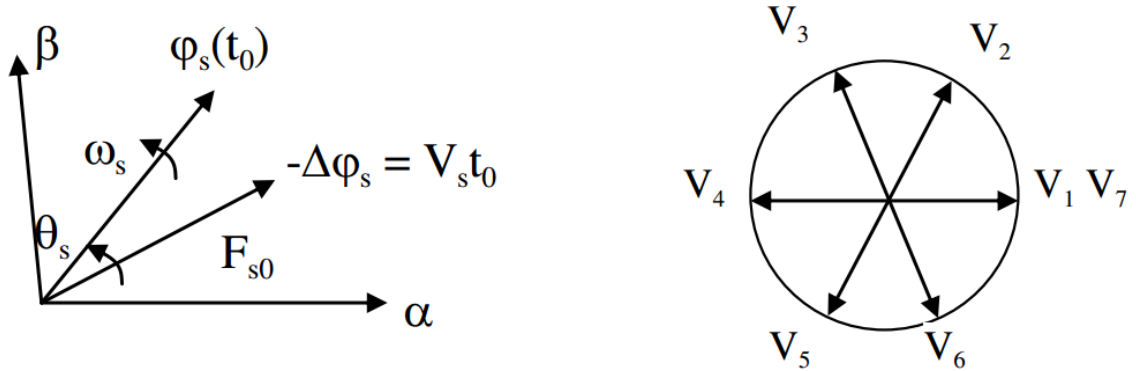
Hình 3.2: Vector điện áp tạo ra từ bộ biến tần

Điều khiển trực tiếp mô men căn cứ vào sự định hướng từ thông stator trong hệ qui chiếu concordia:

$$\varphi_t(t) = \int_0^1 (V_s + R_s I_s) dt + \varphi_s \quad (3.1)$$

Trong trường hợp áp dụng vector điện áp module khác 0, trong một khoảng thời gian ngắn $[0, t_0]$, ta có $V_s \gg R_s I_s$, vì vậy có thể viết:

$$\varphi_s(t) = \varphi_t(0) + V_s t$$



Hình 3.3: Sai lệch vector từ thông stator

Thành phần vector điện áp làm thay đổi biên độ vector từ thông và thành phần mô men làm thay đổi vị trí vector từ thông. Nếu chu kỳ điều khiển quá ngắn, bằng cách lựa chọn thích hợp các vector điện áp, đầu mút của vector từ thông có thể đi theo đúng quỹ đạo mong muốn.

Để vận hành với module từ thông ổn định, cần chọn quỹ đạo vòng cung cho đầu mút vector từ thông. Chỉ thực hiện được nếu chu kỳ điều khiển là rất ngắn so với chu kỳ quay của từ thông.

3.3. ĐIỀU KHIỂN MÔ MEN

Mô men chủ yếu của động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu được sinh ra do sự tương tác giữa 2 từ trường quay, một từ trường được tạo nên do dòng điện trong dây quấn 3 pha của stator và từ trường thứ hai do các thanh nam châm của động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu gắn lên bề mặt rotor.

Đơn giản, ta giả thiết tốc độ quay của động cơ và biên độ từ thông rotor là không đổi và biên độ vector từ thông stator là hằng số, tốc độ quay trung bình ω_s cũng chính là tốc độ từ thông rotor.

$$T = \frac{3}{2L_s} P |\varphi_s| |\varphi_f| \sin \delta \text{ và } \delta = \theta_s - \theta_0$$

Tại các giá trị tức thời t_0 ta đặt:

$$\varphi_{s0} = \varphi_{s0} e^{j\theta_{s0}}$$

$$\varphi_{r0} = \varphi_{r0} e^{j\theta_{s0}}$$

$$\delta_{s0} = \theta_s - \theta_0$$

Và nếu dùng vectơ điện áp thích hợp trong khoảng thời gian T ngắn so với thời gian của máy điện, ta có:

$$\psi_s = \psi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \theta_s)}$$

$$\psi_r = \psi_{r0} e^{j(\theta_{s0} + \theta_s)}$$

$$T(t + t_0) = \frac{P}{L} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin(\delta + \Delta\delta)$$

Với: $\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s)t_0$

$$\Delta\theta_r = \omega_{s0}t_0$$

Và do đó: $\Delta\delta = \Delta\omega_s t_0$

$$\Delta T = \left[\frac{P}{L} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos\delta_0 \right] \Delta\delta \quad (3.2)$$

Biểu thức (3.2) chứng tỏ rằng mô men được điều khiển dựa vào tốc độ quay của vectơ từ thông stator, chúng ta thấy $\Delta\omega_s$ đạt cực đại nếu thành phần tiếp tuyến của vectơ điện áp đạt cực đại.

Khi vectơ sử dụng là vectơ module 0, từ thông stator dừng và ta có:

$$\Delta\delta = -\omega_s t_0$$

Vì vậy mô men giảm và độ nghiêng tùy thuộc vào tốc độ.

$$\Delta T = \left[\frac{P}{L} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos\delta_0 \right] (-\omega_s t_0)$$

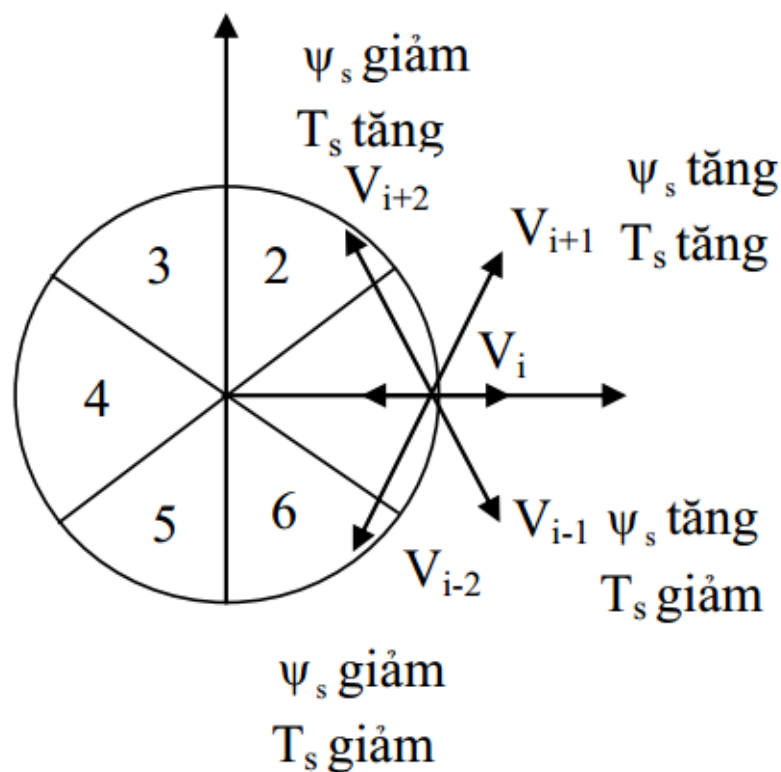
3.4. LỰA CHỌN VECTOR ĐIỆN ÁP

Để cố định biên độ từ thông stator, đầu mút vectơ từ thông có quỹ đạo vòng tròn. Để đạt được điều này, vectơ điện áp sử dụng phải luôn luôn thẳng góc với vectơ từ thông. Nhưng chúng ta chỉ có 8 vectơ, điều này buộc ta phải chấp nhận sự thay đổi biên độ xung quanh giá trị cố định. Vì vậy việc lựa chọn 1 vectơ điện áp thích hợp, đầu mút từ thông có thể được điều khiển và di

chuyển thế nào để giữ biên độ vector từ thông trong một phạm vi giới hạn. Sự lựa chọn vector điện áp phụ thuộc vào sai lệch giữa từ thông đặt với từ thông ước lượng của stator, mô men đặt và mô men ước lượng.

Để xác định giới hạn tổng quát không gian φ_s , trong hệ quy chiếu cố định (stator), bằng cách phân ra 6 vùng đối xứng của các vector điện áp module khác 0. Vị trí vector từ thông trong các vùng ấy được xác định từ các thành phần của nó.

Khi vector từ thông ở vùng được đánh dấu i , 2 vector V_i và V_{i+3} không có tác dụng. Mà ta biết mô men ảnh hưởng là phụ thuộc vào vị trí vector, như vậy 2 vector này không được ta sử dụng. Điều khiển từ thông và mô men được đảm bảo bằng cách chọn một trong bốn vector module khác 0 hoặc một trong 2 vector module 0. Vai trò các vector điện áp được lựa chọn thể hiện như sau:



Hình 3.4: Sự lựa chọn vector điện áp tùy thuộc theo vùng, với $S = 1$

- + Nếu V_{i+1} được chọn thì biên độ từ thông tăng và mô men tăng.
- + Nếu V_{i+2} được chọn thì biên độ từ thông giảm và mô men tăng.

- + Nếu V_{i-1} được chọn thì biên độ từ thông tăng và mô men giảm.
- + Nếu V_{i-2} được chọn thì biên độ từ thông giảm và mô men giảm.
- + Nếu V_0 hoặc V_7 được chọn thì vectơ từ thông dừng và mô men giảm nếu tốc độ dương và mô men tăng lên nếu tốc độ âm.

Tuy nhiên mức độ ảnh hưởng của mỗi vectơ tuỳ thuộc vào vị trí vectơ từ thông trong mỗi vùng. Ở vùng i , các vectơ V_{i+1} , V_{i-2} là thẳng góc với vectơ từ thông, vì thế thành phần từ thông không đáng kể, biên độ từ thông không thay đổi mấy, sự thay đổi mô men là rất nhanh chóng.

Các lệnh đầu vào của hệ thống điều khiển là mô men và biên độ của vectơ từ thông. Hiệu suất của hệ thống điều khiển phụ thuộc vào sự chính xác trong việc ước lượng các giá trị này.

3.5. ƯỚC LƯỢNG TỪ THÔNG STATOR, MÔ MEN ĐIỆN TỪ

Cơ sở để thực hiện việc ước lượng từ thông stator là biểu thức tích phân sau: $\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s + R_s I_s) dt + \varphi_s$, khi thực hiện tích phân theo kiểu vòng hở thì sẽ dẫn tới kết quả thu được có lượng sai lệch lớn dẫn tới mất ổn định trong hệ thống. Viết lại phương trình trên ta có:

$$p\varphi_s = V_s - R_s I_s \quad (3.3)$$

Với $p = d/dt$, xấp xỉ $1/p \rightarrow T/(1 + pT)$, thay vào phương trình (3.3) ta được

$$p\varphi_s = U_s - R_s I_s - \frac{1}{T\varphi}$$

Số hoá phương trình trên với $p = \Delta/\Delta t$:

$$\varphi_s^{n+1} = \varphi_s^n + (U_s - R_s I_s)\Delta t - \frac{\Delta}{T\varphi_s^n}$$

Phương pháp tích phân kiểu vòng kín được Hu và Wu đưa ra năm 1998, nội dung chính của phương pháp tích phân mới là:

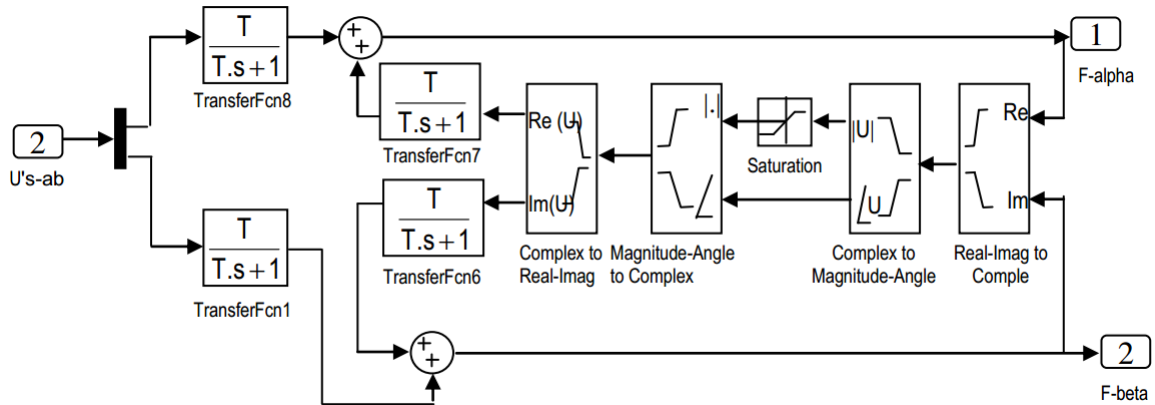
Đầu ra y của bộ tích phân được tính theo đầu vào x và tín hiệu bù z :

$$y = \frac{T}{1+pT} x + \frac{1}{pT} z$$

Nếu tín hiệu bù z đạt bằng 0 thì bộ tính tích phân mới chính là bộ tích phân theo phương pháp cũ, số hoá biểu thức tích phân:

$$y_s^{n+1} = y_s^n + x\Delta t - \frac{\Delta}{T(z - y^n)}$$

Hu và Wu đưa ra 3 thuật toán tính tích phân dựa trên ý tưởng trên, ở đây ta sử dụng thuật toán thứ hai có sơ đồ cấu trúc như biểu diễn trên hình 3.5



Hình 3.5: Thuật toán tích phân của Hu và Wu

Trong sơ đồ trên, biên độ đầu ra của bộ tích phân bị giới hạn, theo Hu và Wu thì điều này đặc biệt thích hợp khi tính tích phân biến có hai thành phần kiểu số phức như từ thông trong máy điện xoay chiều. Trong cấu trúc tính được trình bày, có sử dụng hai khâu chuyển đổi tọa độ, tọa độ thứ nhất là tọa độ cực sau khi giới hạn biên độ nó được chuyển trở lại là tọa độ Đề các quen thuộc. Việc chuyển tọa độ liên quan tới việc tính toán góc lệch hai thành phần và biên độ từ thông stator thông qua các phép tính đơn giản do vậy đưa ra thời gian tính toán tích phân nhỏ.

Biểu thức thực hiện giới hạn biên độ từ thông stator:

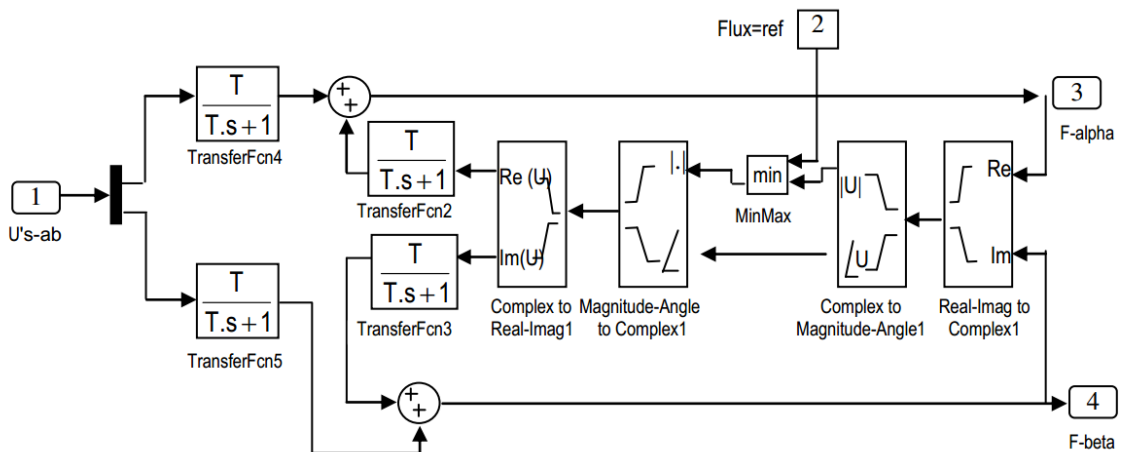
$$Z = \begin{cases} \sqrt{\varphi_{S\alpha}^2 = \varphi_{S\beta}^2} & \text{khi } \sqrt{\varphi_{S\alpha}^2 = \varphi_{S\beta}^2} < L \\ L & \text{khi } \sqrt{\varphi_{S\alpha}^2 = \varphi_{S\beta}^2} \geq L \end{cases}$$

Các thành phần bị giới hạn alpha và beta của từ thông stator sau đó được tính lại theo tỷ số giữa biên độ bị giới hạn và biên độ không bị giới hạn của từ thông stator:

$$Z_{L\alpha} = \frac{Z_L}{\sqrt{\varphi_{S\alpha}^2 = \varphi_{S\beta}^2}} \varphi_{S\alpha}$$

$$Z_{L\beta} = \frac{Z_L}{\sqrt{\varphi_{S\alpha}^2 = \varphi_{S\beta}^2}} \varphi_{S\beta}$$

Sử dụng thuật toán thứ hai của Hur và Wu rất thuận lợi khi tính toán trong Mab/Simulink. Theo Hu và Wu thì giá trị đặt biên độ từ thông stator thay đổi, giá trị giới hạn ZL không có khả năng thay đổi theo. Tuy nhiên trong bài toán cụ thể đang xét thì điều này không hoàn toàn đúng, bởi vì ta có thể thay đổi khâu giới hạn biên độ từ thông bằng một khâu khác, có chức năng giới hạn nhưng cũng có khả năng dễ dàng thay đổi giá trị giới hạn. Điều này đặc biệt cần thiết trong điều khiển động cơ xoay chiều nói chung và trong phương pháp điều khiển trực tiếp mô men nói riêng, do giá trị từ thông stator đặt là một hàm phụ thuộc vào tốc độ và mô men. Để thu được tính điều khiển tối ưu trên toàn dải làm việc của máy điện, sơ đồ cấu trúc thực hiện trên hình 3.6.



Hình 3.6: Cấu trúc bộ ước lượng

Ta có: $\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s + R_s I_s) dt + \varphi_s$

Các thành phần trên trục α , β của b của vectơ dòng điện I_α , I_β là dựa vào các dòng điện được đo và ứng dụng phép biến đổi concordia:

$$I_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} I_a$$

$$I_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_b - I_c)$$

Thiết lập thành phần vectơ điện áp bằng cách đo điện áp vào bộ biến đổi, các trạng thái của thiết bị đóng cắt và áp dụng biện pháp biến đổi concordia:

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right]$$

$$V_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{dc} (S_b - S_c)$$

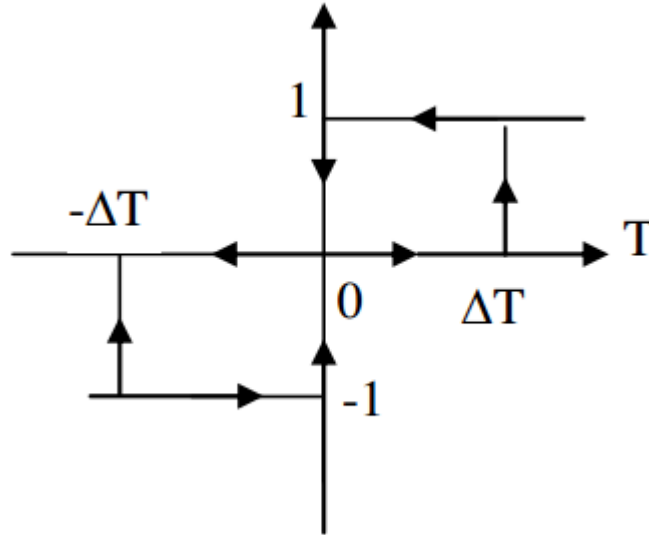
Mô men điện từ có thể ước lượng từ các đại lượng $\varphi_\alpha, \varphi_\beta$ và các đại lượng việc ước lượng từ thông.

3.6. THIẾT LẬP BỘ MÁY ĐIỀU CHỈNH TỪ THÔNG, MÔ MEN

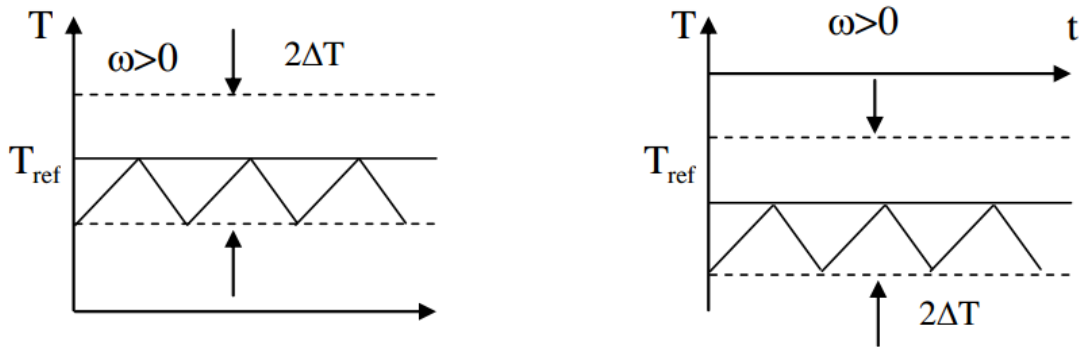
Khi từ thông ở trong vùng i , V_{i+1} hoặc V_{i-1} được chọn để tăng biên độ từ thông và V_{i+2} hoặc V_{i-2} được chọn để giảm biên độ từ thông, việc lựa chọn các vectơ điện áp này phụ thuộc vào tín hiệu sai lệch của từ thông chứ không phụ thuộc vào biên độ từ thông. Điều này chứng tỏ rằng đầu ra của bộ phận hiệu chỉnh từ thông có thể là biến số Bool.

Giá trị 1 khi tín hiệu sai lệch từ thông dương.

Giá trị 0 khi tín hiệu sai lệch từ thông âm.



Hình 3.7: Hàm đầu ra của bộ hiệu chỉnh mô men



Hình 3.8: Biến thiên mô men sử dụng bộ hiệu chỉnh trễ 3 vị trí

Để thay đổi mô men, ta có thể dự kiến một bộ phận hiệu chỉnh mô men cũng đa dạng như bộ hiệu chỉnh từ thông, ta thấy mô men có thể tăng hoặc giảm, bằng cách sử dụng các vectơ điện áp module khác 0 và vectơ module bằng 0, vectơ module bằng 0 được chọn làm sao để giảm số lượng chuyển mạch. Để sử dụng được vectơ V_{i-1} sau V_{i+1} hay ngược lại, phải chuyển mạch 2 phía khác nhau, tương tự để sử dụng V_{i-2} sau V_{i+2} và ngược lại cũng phải chuyển mạch 2 phía khác nhau. Nhưng trình tự có lợi nhất sẽ là trình tự buộc các nhánh van ít chuyển mạch nhất. Đó là trình tự đi đòi hỏi mỗi nhánh chỉ phải chuyển mạch một lần. Với chuyển mạch một lần thì luôn luôn có một vectơ điện áp module 0 mà chúng ta có thể sử dụng sau một vectơ khác 0.

$$V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1} \quad : \quad 2 \text{ chuyển mạch}$$

$V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2}$: 2 chuyển mạch

$V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: 1 chuyển mạch

Nếu chọn một vectơ module khác 0, mô men giảm nhanh hơn là dùng một vectơ điện áp module 0. Vì vậy ta xét một bộ hiệu chỉnh trễ 3 vị trí đối với mô men.

Bộ so sánh trễ 3 vị trí cho phép điều khiển máy điện theo 2 hướng quay hoặc mô men dương hoặc mô men âm. Như vậy bộ so sánh 3 vị trí chấp nhận khả năng vận hành trong 4 góc phần tư, mà không cần thay đổi cấu trúc điều khiển.

3.7. THIẾT LẬP BẢNG CHUYỂN MẠCH

Thiết lập bảng chuyển mạch cấu trúc điều khiển trên cơ sở đầu ra của bộ hiệu chỉnh trễ từ thông, bộ hiệu chỉnh trễ mô men và vùng vị trí vectơ từ thông stator.

Bảng chuyển mạch được thiết lập để lựa chọn vectơ V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} , tương ứng vùng i và điều này phù hợp với bộ điều chỉnh 3 vị trí mô men.

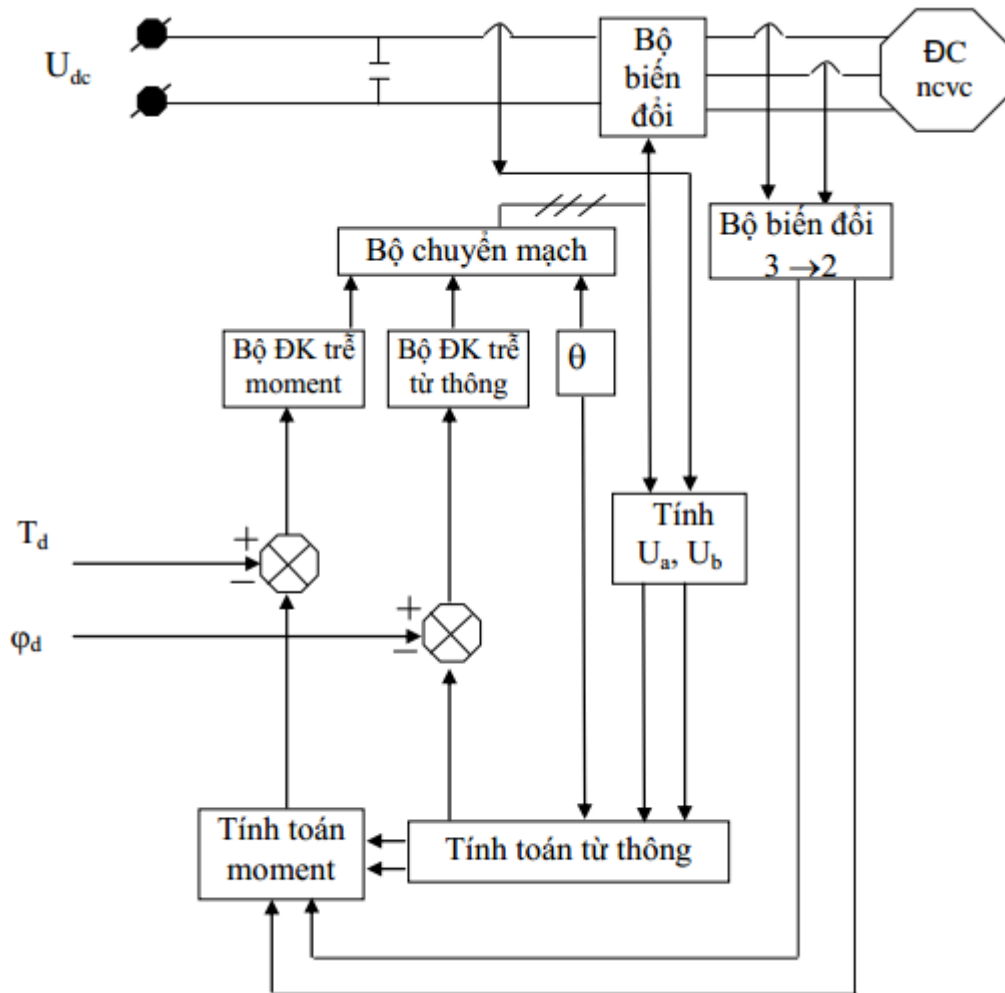
Các vectơ có module 0 là V_0 , V_7 được chọn làm sao để đạt được số lượng chuyển mạch của biến tần là ít nhất.

Bảng 3.1: Bảng lựa chọn vectơ điện áp điều khiển trễ mômen 3 vị trí, 6 vector

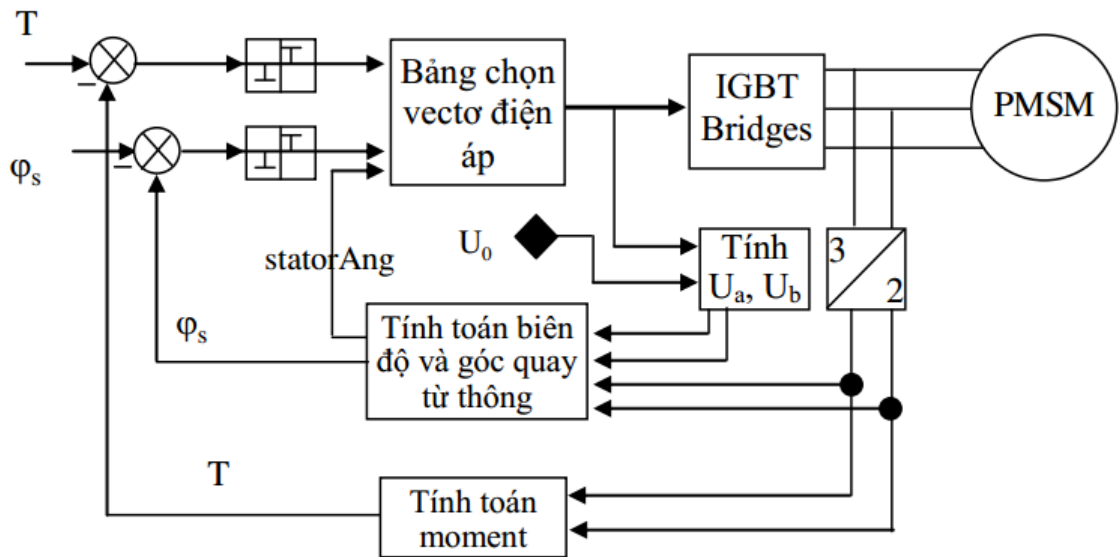
Từ thông $\Delta\varphi$	Mô men Δt	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	0	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

3.8. CẤU TRÚC HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN TRỰC TIẾP MÔ MEN

Cấu trúc của các bộ phận chủ yếu của hệ thống điều khiển trực tiếp mô men của máy điện đồng bộ, đó là điều khiển mẫu mà chu kỳ điều khiển t_c quá ngắn đối với hằng số thời gian của máy điện.



Hình 3.9: Cấu trúc hệ thống DTC của PMSM



Hình 3.10: Sơ đồ khối điều khiển trực tiếp mô men động cơ PMSM

Hình 3.10 là sơ đồ điều khiển trực tiếp mô men (DTC) động cơ PMSM ba pha biến thiên là biến thiên trên trục dq. Dòng điện trên trục dq i_d, i_q có thể đo được từ dòng điện 3 pha và điện áp V_d, V_q là tính toán từ điện áp động cơ một chiều (DC), còn các vectơ điện áp được xác định bằng bảng chọn vectơ điện áp đã tìm được. Dòng điện và điện áp trên trục dq là để xác định vectơ từ thông bởi công thức sau:

$$\varphi_s = V_s - R \int i_s dt + \varphi_s t = 0$$

Bù ảnh hưởng của điện trở stator và DC offset là rất cần thiết đặc biệt ở tốc độ thấp.

3.9. ẢNH HƯỞNG CỦA ĐIỆN TRỞ STATOR TRONG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRỰC TIẾP MÔ MEN (DTC)

Điện trở stator R_s là tham số duy nhất của máy điện được sử dụng trong phương pháp DTC, do vậy ảnh hưởng của tham số này tới chất lượng điều khiển cần xét tới. Phần cốt lõi của phương pháp DTC là dựa vào sai lệch giữa mô men đặt với mô men được ước lượng và sai lệch giữa từ thông đặt với từ thông được ước lượng, trong đó việc ước lượng mô men được tính theo giá trị

từ thông được ước lượng, do vậy việc ước lượng từ thông có tính quyết định trong phương pháp điều khiển trực tiếp mô men.

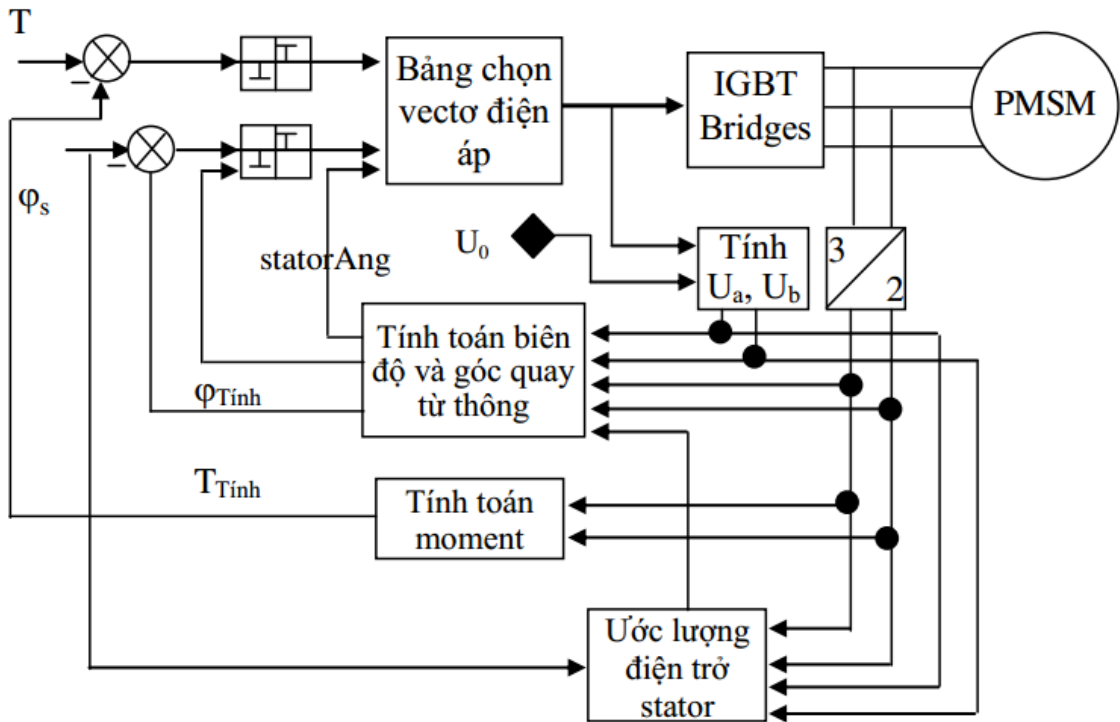
Từ biểu thức (3.1) ta thấy rằng ước lượng thành phần từ thông sẽ không được chính xác khi bỏ qua thành phần điện trở R , hoặc bỏ qua sự thay đổi biện trở stator R_S , như vậy sẽ ảnh hưởng xấu tới chất lượng điều khiển. Ở dải tốc độ thấp, thành phần sức điện động là bé, khi đó thành phần I_s , R_S có giá trị đủ lớn khi so sánh với thành phần điện áp V_s , trong trường hợp này nếu thành phần R_S so sánh với thành phần điện áp V_s , trong trường hợp này nếu thành phần R_S không được xét tới sẽ dẫn đến giá trị biên độ từ thông stator không đúng, điều này kéo theo giá trị mô men ước lượng không đúng và do vậy làm bộ điều khiển thực hiện lựa chọn vectơ chuẩn cũng không đúng, dẫn đến chất lượng điều khiển xấu, hệ thống mất ổn định. Khi hoạt động ở dải tốc độ cao thì thành phần điện áp rơi trên điện trở stator R_S là rất bé so với thành phần điện áp và vì vậy ảnh hưởng là không đáng kể, có thể bỏ qua.

3.10. BÙ ẢNH HƯỞNG ĐIỆN TRỞ

Để bù ảnh hưởng của điện trở stator có 2 phương pháp thực hiện ước lượng điện trở. Phương pháp 1 là sử dụng bộ điều khiển PI để ước lượng điện trở (M.E.Haque và M.F.Rahamn,1998), thông qua lượng sai lệch từ thông tại thời điểm đang xét và hai bộ lọc thông thấp. Phương pháp 2 ước lượng điện trở stator ở trạng thái nghỉ của động cơ.

3.10.1 Ước lượng điện trở stator sử dụng bộ điều khiển bù PI

Trong phương pháp này, sai lệch giữa giá trị đặt từ thông stator với giá trị từ thông stator được ước lượng tại thời điểm đang xét là đầu vào bộ ước lượng PI. Sơ đồ cấu trúc điều khiển trực tiếp mô men có tính đến bộ bù điện trở stator được trình bày hình (3.11).

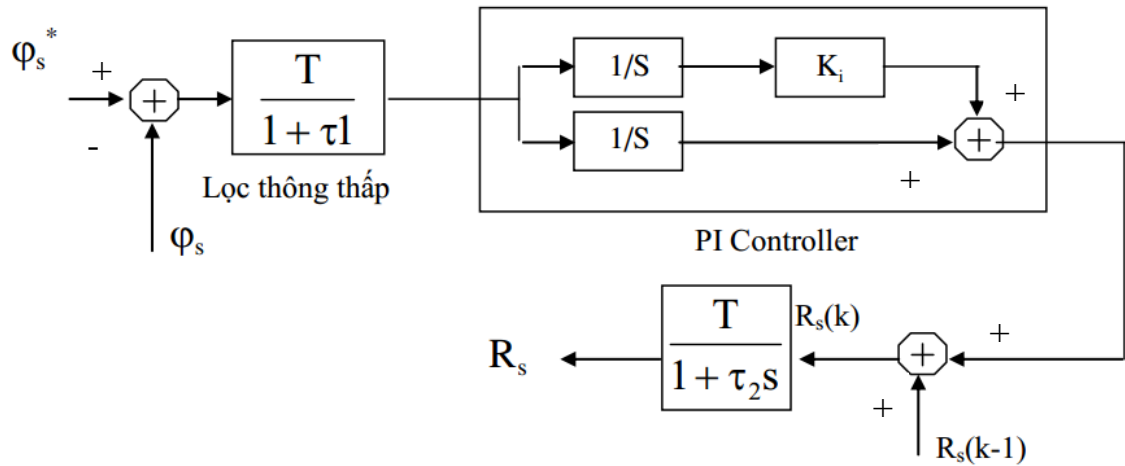


Hình 3.11: Sơ đồ cấu trúc DTC của PMSM có bù R_s

Phương pháp này dựa trên lập luận, sự thay đổi giá trị điện trở stator sẽ tạo nên sự thay đổi thành phần dòng điện stator và biên độ từ thông stator, giá trị sai lệch từ thông tỉ lệ với lượng thay đổi phía trị điện trở stator, phương trình được sử dụng cho bộ bù điện trở PI có biểu thức:

$$\Delta R_s = \left(K_p + \frac{K_p}{s} \right) \Delta F_s$$

Với K_p , K_i là hệ số tỷ lệ, hệ số tích phân của bộ bù PI. Cấu trúc như hình (2.12)



Hình 3.12: Cấu trúc bù điện trở PI

Sai lệch giữa từ thông stator đặt với từ thông stator ước lượng được đi qua bộ lọc thông thấp có tần số cắt lớn nhằm làm suy giảm thành phần tần số cao của giá trị từ thông được ước lượng, tín hiệu sau bộ lọc đưa qua bộ PI để ước lượng giá trị thay đổi của R_s (do nhiệt độ hay tần số), giá trị thay đổi của điện trở stator sau đó được cộng với giá trị điện trở stator ở chu kỳ trước, giá trị điện trở stator được ước lượng lại được đưa qua bộ lọc thông thấp, giá trị điện trở stator được ước lượng lại chu kỳ tính sau sẽ được sử dụng cho lần tiếp theo.

3.10.2. Ước lượng điện trở stator ở trạng thái nghỉ của động cơ

Trong phương pháp này, giá trị điện trở stator được ước lượng dựa vào hai giá trị từ thông stator được lượng tại hai thời điểm, cùng với giá trị dòng cột chiều đưa vào, do vậy thu được công thức tính đơn giản, dễ thực hiện.

Cấu trúc DTC của PMSM có bù R_s hầu như không thay đổi so với cấu trúc khi chưa tính tới khâu bù ngoại trừ việc đưa thêm công thức tính toán bù giá trị R_s trong khối ước lượng từ thông stator.

Điện trở stator có thể được ước lượng bằng cách đưa dòng điện một chiều vào stator của động cơ, khi đó từ thông của động cơ bên phía stator được tính như sau:

$$\varphi_s^s = L_{sd}i_s + F_r$$

Dòng i_s là hằng số nên $d\varphi_s^s/dt = 0$, do đó từ thông stator ước lượng được tính:

$$\bar{\varphi}_s^s = \bar{\varphi}_0 + \int_{t_0}^t (u_s - \bar{R}_s i_s) dt$$

Điện trở stator được ước lượng là R_s được tính bằng tổng giá trị cố định R_s và lượng thay đổi ΔR_s :

$$\bar{R}_s = R_s + \Delta R_s$$

Giả sử giá trị điện áp stator được ước lượng bằng với giá trị điện áp stator thực và giá trị dòng điện đo là chính xác, thì sai lệch giữa từ thông ước lượng và từ thông thực là:

$$\bar{\varphi}_s^s - \varphi_s = \int_{t_0}^t (\Delta R_s i_s) dt = \Delta R_s i_s (t - t_0)$$

Lượng sai lệch ΔR_s được tính từ phương trình trên. Khi từ thông thực φ_s là chưa biết thì từ thông ước lượng $\bar{\varphi}_{s1}^s, \bar{\varphi}_{s2}^s$ là cần thiết:

$$\bar{\varphi}_{s1}^s = \Delta R_s i_s (t - t_1)$$

$$\bar{\varphi}_{s2}^s = \Delta R_s i_s (t - t_2)$$

Vì dòng điện stator là hằng số, do đó $\bar{\varphi}_{s1}^s = \bar{\varphi}_{s2}^s$. Từ phương trình trên tính được sai lệch ΔR_s .

$$\Delta R_s = \frac{\bar{\varphi}_{s1}^s}{i_s(t_2 - t_1)} \quad (3.4)$$

Sau đó giá trị điện trở được ước lượng ở lần sau sẽ là:

$$\bar{R}_s^{n+1} = \bar{R}_s^n - \Delta R_s$$

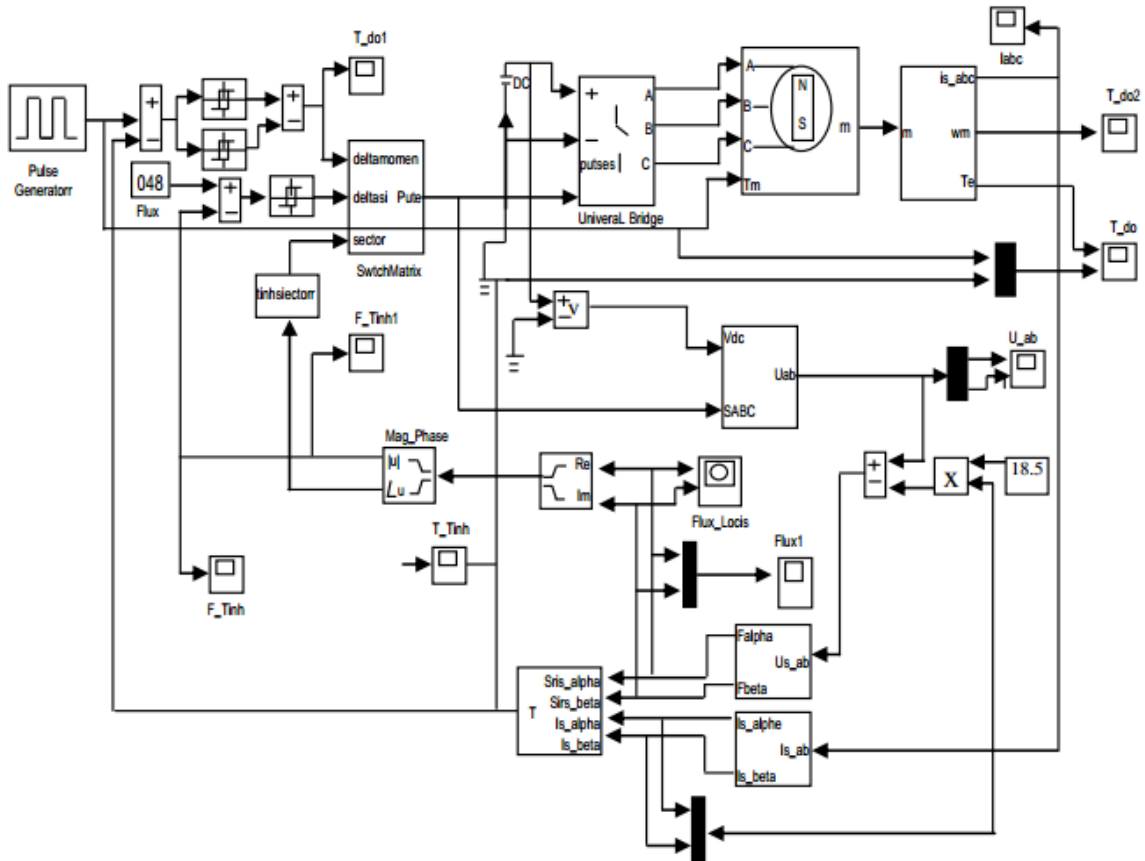
Giá trị sai lệch ΔR_s được giảm dần thông qua một thuật toán lặp với giá trị đầu vòng lặp là $\bar{\varphi}_{s1}^s = 0$ chu kỳ được thực hiện theo biểu thức (3.32) mỗi chu kỳ lặp khoảng vài ms cho tới khi giá trị $|\Delta R_s| < \varepsilon$ nào đó (ε là sai lệch cho phép). Phương pháp này đặc biệt thích hợp với các biến tần công nghiệp bởi tính đơn giản và chính xác. Tuy nhiên, phương pháp này không có khả năng ước lượng giá trị điện trở stator khi động cơ đang chạy.

Nhận xét:

- Khi bù không ảnh hưởng điện trở R_s , hệ thống làm việc sẽ dễ rơi vào vùng mất ổn định.

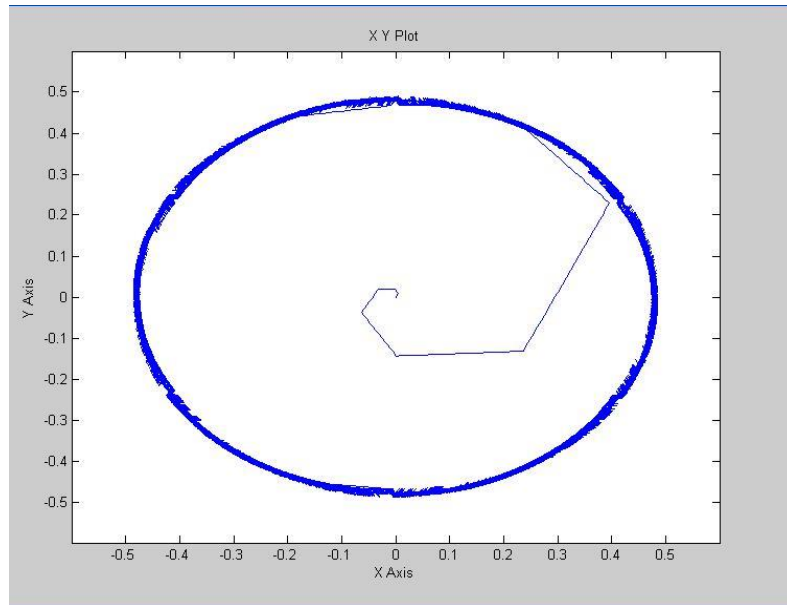
- Sau khi bù ảnh hưởng của sự thay đổi điện trở làm cho hệ thống làm việc ổn định.

3.11. MÔ PHỎNG VÀ SO SÁNH KẾT QUẢ

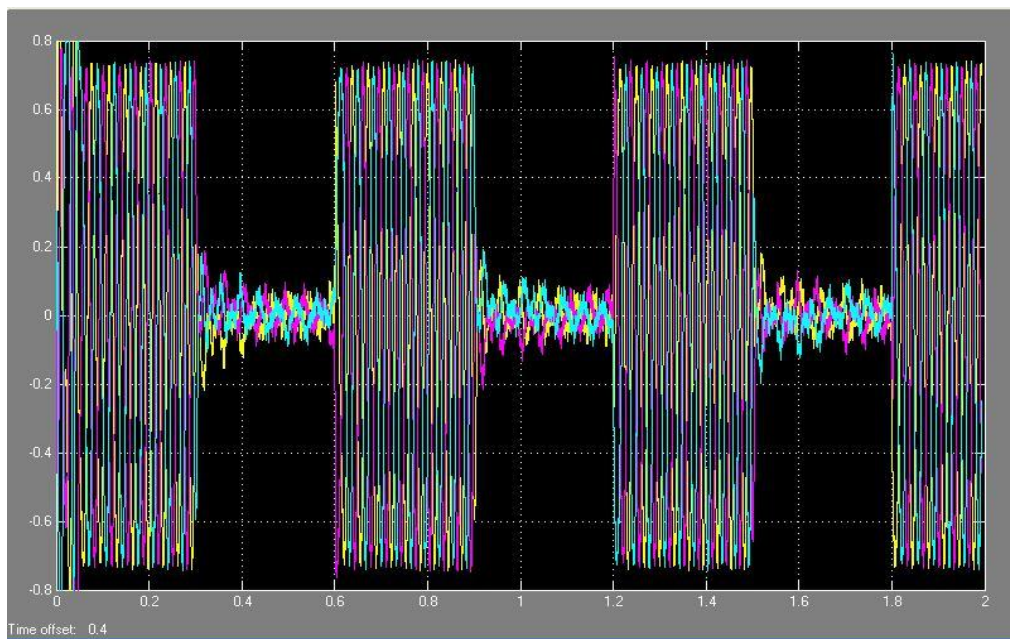


Hình 3.13: Mô phỏng bằng Matlab điều khiển 3 vị trí

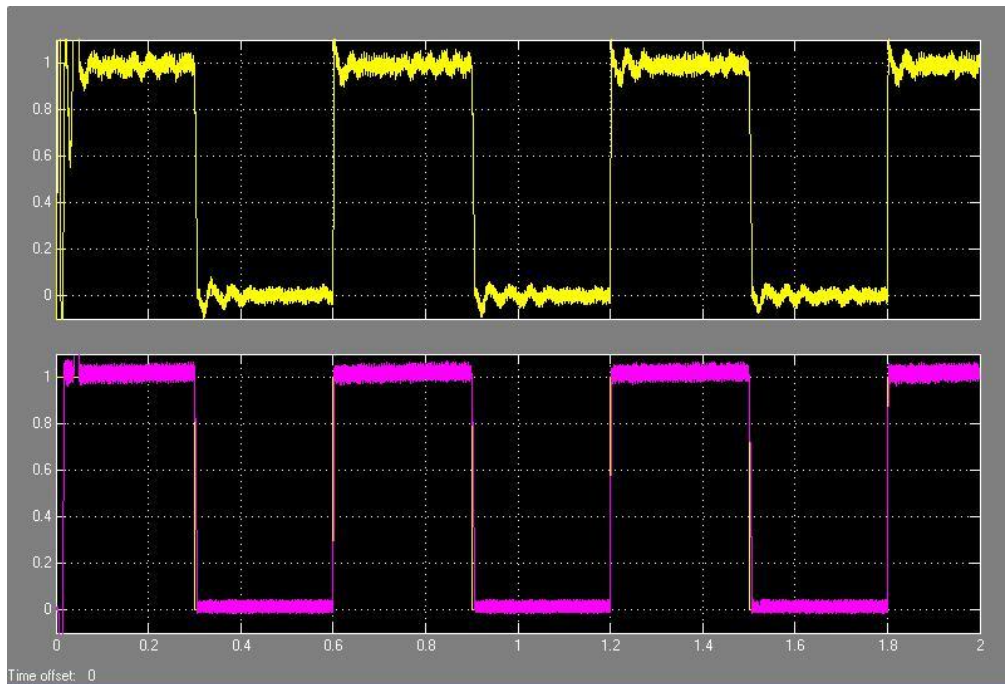
Kết quả mô phỏng điều khiển trực tiếp mô men động cơ PMSM sử dụng khâu trễ mô men 3 vị trí.



a. Quỹ đạo từ thông, điều khiển 3 vị trí



b. Dòng điện (A), điều khiển 3 vị trí



c. Mô men (N.m), điều khiển 3 vị trí

Hình 3.14: Các đặc tính của động cơ, khi điều khiển trở mô men 3 vị

Nhận xét kết quả các đặc tính của động cơ, khi điều khiển trở mô men 3 vị trí:

Để điều khiển trực tiếp mô men của động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu như ở chương 2 đã phân tích là biên độ từ thông stator được giữ là hằng số, trong khi đó điều khiển dòng điện i_d được giữ ở 0. Trong trường hợp trên mô men đặt có thể thay đổi 1 cách đột ngột, đáp ứng mô men thực hiện bằng điều khiển trực tiếp mô men thì nhanh hơn nhiều so với điều khiển dòng điện (gấp 5÷6 lần).

Từ kết quả mô phỏng, chúng ta thấy rằng: điều khiển trở mô men 3 vị trí, quá trình quá độ này xảy ra nhanh, nhiều mô men, dòng điện nhỏ hơn.

Việc áp dụng điều khiển trực tiếp mô men, trong truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu đã được khảo sát, đã được chứng minh một cách toán học sự gia tăng mô men điện từ, trong động cơ nam châm vĩnh cửu thì

tương ứng với sự gia tăng về góc lệch pha giữa từ thông rotor và stator và vì vậy mô men nhanh chóng được hình thành, bằng cách điều chỉnh tốc độ quay từ thông stator càng nhanh càng tốt.

3.12. ĐÁNH GIÁ PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN

Để đáp ứng mô men nhanh chóng được hình thành, trong chương 3 đã nghiên cứu và mô phỏng phương pháp điều khiển trực tiếp mô men động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, phương pháp mới này đã chứng tỏ những ưu điểm nổi bật so với phương pháp điều khiển vectơ kinh điển.

Ưu điểm của phương pháp mới:

- Không sử dụng mạch vòng dòng điện, chỉ sử dụng duy nhất một tham số là R_S .

- Cấu trúc đơn giản vì bản chất của phương pháp điều khiển là tựa theo từ thông stator. Do đó không cần khâu điều khiển chuyển đổi - một khâu tương đối phức tạp trong các phương pháp điều khiển từ thông rotor.

- Qua kết quả mô phỏng bằng phương pháp điều khiển trực tiếp mô men với khâu trễ mô men 3 vị trí, thấy được đáp ứng mô men nhanh chóng được hình thành.

Trong chương này đã trình bày phương pháp điều khiển trực tiếp mô men động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu và có phân tích ảnh hưởng của tham số duy nhất R_S của động cơ đến sự làm việc ổn định của hệ thống, từ đó đề xuất thuật toán bù ảnh hưởng điện trở stator của động cơ, đây cũng được xem là một vấn đề mới của đề tài.

Nhược điểm của phương pháp mới:

Phương pháp DTC cho đáp ứng mô men nhanh, ít phụ thuộc vào tham số của động cơ, tuy nhiên khả năng ứng dụng của phương pháp này còn gặp một số hạn chế ở vùng tốc độ thấp - khi đó mạch từ bị bão hoà nên mô men không thể đạt được như yêu cầu, điều này ảnh hưởng đến chất lượng hệ

truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu điều khiển trực tiếp mô men.

KẾT LUẬN

Sau một khoảng thời gian thực hiện đề tài tốt nghiệp, cùng với nỗ lực cố gắng của bản thân sự giúp đỡ tận tình của các thầy cô giáo trong khoa, bạn bè cùng lớp, đến nay em đã hoàn thành đề tài tốt nghiệp của mình. Trong đề tài của mình em đã tìm hiểu và thực hiện được các yêu cầu sau:

- Tìm hiểu về động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu.
- Tìm hiểu về phương pháp điều khiển trực tiếp từ thông (DTC).
- Xây dựng sơ đồ và mô phỏng hệ thống điều khiển trực tiếp từ thông bằng phần mềm Matlab - Simulink.
- Đánh giá ưu nhược điểm của phương pháp điều khiển từ đó khai thác phát triển hệ thống để ứng dụng vào việc lắp đặt các hệ thống máy móc dây chuyền hiện đại.

Tuy nhiên để làm được những việc trên cần đòi hỏi một tầm hiểu biết nhất định về điện tử, tin học cũng như kiến thức chuyên ngành chuyên sâu nên em cũng gặp không ít khó khăn. Trong quá trình làm đồ án, mặc dù đã rất cố gắng nhưng do kiến thức và kinh nghiệm còn hạn chế nên đồ án này không thể tránh khỏi những thiếu sót. Em rất mong nhận được sự chỉ bảo đóng góp của các thầy, cô giáo và các bạn để đồ án này được hoàn thiện hơn.

Một lần nữa em xin chân thành cảm ơn sự chỉ bảo, hướng dẫn tận tình của thầy giáo **GS.TSKH. Thân Ngọc Hoàn**, các thầy cô trong khoa cùng bạn bè trong lớp đã giúp đỡ em trong quá trình thực hiện đề tài.

Em xin chân thành cảm ơn!

Hải Phòng, ngày.....tháng.....năm 2016

Sinh viên thực hiện

Quách Duy Khánh

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] GS. TSKH. Thân Ngọc Hoàn - TS. Nguyễn Trọng Thắng (2016), *Nguyên lý hoạt động của máy điện*, Nhà xuất bản Xây dựng
- [2] GS. TSKH. Thân Ngọc Hoàn - TS. Nguyễn Tiến Ban (2007), *Điều khiển tự động các hệ thống truyền động điện*, Nhà xuất bản Khoa học kỹ thuật.
- [3] GS. TSKH. Thân Ngọc Hoàn (2005), *Máy điện*, Nhà xuất bản Xây dựng.
- [4] GS. TSKH. Thân Ngọc Hoàn (2002), *Mô phỏng hệ thống điện tử công suất và truyền động điện*, Nhà xuất bản Xây dựng.
- [5] Nguyễn Hoàng Hải - Nguyễn Việt Anh (2006), *Lập trình Matlab và ứng dụng*, Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật.
- [6] Jorge Zambada - Microchip Corporation (2007), *Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors*, Microchip Technology Inc.
- [7] M.S.Merzoug - F.Naceri (2008), *Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)*, World Academy of Science, Engineering and Technology 45.
- [8] Pragasen Pillay and Ramu Krishnan (1991), *Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives*, IEEE Transactions of Industry Applications.