LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan bản luận văn thạc sỹ **"Điều khiển cực đại moment động cơ nam châm vĩnh cửu chìm ứng dụng cho ô tô điện"** là công trình của tôi và được thực hiện dưới sự hướng dẫn của **Giảng viên**. Các số liệu và kết quả là hoàn toàn trung thực.

Để hoàn thành luận văn này, tôi chỉ sử dụng các tài liệu được ghi trong danh mục "Tài liệu tham khảo" và không sao chép hay sử dụng bất kỳ tài liệu nào khác. Nếu phát hiện có sự sao chép tôi xin chịu hoàn toàn trách nhiệm.

Học viên

LỜI CẢM ƠN

Luận văn này được hoàn thành tại trường Đại học Bách khoa Hà Nội.

Lời đầu tiên, em xin bày tỏ lòng biết ơn chân thành và sâu sắc của mình đến các thầy cô trường Đại học Cần Thơ, những người đã dìu dắt, truyền dạy, chia xẻ và định hướng để em có được kiến thức, sự hiểu biết về nghề nghiệp như ngày hôm nay.

Em xin trân trọng tỏ lòng biết ơn của mình đến Giảng viên A. Không chỉ là người hướng dẫn luận văn này, thầy còn là người tạo cảm hứng về tác phong trong công việc cũng như truyền cho em nhiệt huyết để theo đuổi con đường học tập và nghiên cứu khoa học.

Chân thành cảm ơn bạn Nguyễn Bảo Huy, bạn Đỗ Văn Hân về nhưng trao đổi thẳng thắn cùng những góp ý sâu sắc và bổ ích trong luận văn.

Cảm ơn các bạn sinh viên học tập và nghiên cứu tại trung tâm CTI về sự hỗ trợ nhiệt tình dành cho tôi trong suốt quá trình tôi học tập và nghiên cứu tại đây.

Cuối cùng, tôi xin dành tình yêu của mình cho gia đình, đặc biệt là con gái Diệu Linh.

MỤC LỤC

DANH MỤC HÌNH VẼ iii
DANH MỤC BẢNG iv
DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT v
LỜI NÓI ĐẦU vi
CHƯƠNG I. TỔNG QUAN VỀ ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU 1
1.1. Khái quát động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu 1
1.2. Mô hình hóa động cơ PMSM 4
1.2.1. Điện cảm của động cơ PMSM 4
1.2.1.1. Điện cảm của động cơ SPMSM 5
1.2.1.2. Điện cảm của động cơ IPMSM 6
1.2.2. Phương trình điện áp động cơ SPMSM 7
1.2.2.1. Phương trình điện áp động cơ SPMSM trong hệ tọa độ abc 7
1.2.2.2. Phương trình điện áp SPMSM trong hệ tọa độ đứng yên αβ 9
1.2.2.3. Phương trình điện áp SPMSM trong hệ tọa độ đồng bộ dq 11
1.2.3. Phương trình điện áp IPMSM 12
1.2.3.1. Từ thông móc vòng trong IPMSM 12
1.2.3.2. Chuyển đổi ma trận từ trở 14
1.2.3.3. Phương trình điện áp động cơ IPMSM trong hệ tọa đứng yên αβ 16
1.2.3.4. Phương trình điện áp động cơ IPMSM trong hệ tọa độ đồng bộ dq 16
1.2.4. Phương trình moment động cơ PMSM 18
1.2.5. Phương trình động học động cơ PMSM 19
CHƯƠNG II. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ 20
2.1. Các vùng làm việc của động cơ PMSM 20
2.1.1. Vùng moment không đổi 20
2.1.2. Vùng công suất không đổi 21
2.2. Các phương pháp điều khiển động cơ đồng bộ 28
2.2.1. Điều khiển vô hướng U/f 28
2.2.2. Phương pháp điều khiển trực tiếp moment DTC 30

2.2.3. Điều khiển vector tựa từ thông rotor FOC 30
CHƯƠNG III. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN MTPA CHO ĐỘNG CƠ IPMSM 33
3.1. Khái niệm điều khiển MTPA 33
3.2. Khái quát các kỹ thuật áp dụng trong điều khiển MTPA 35
3.3. Phương pháp điều khiển MTPA dựa trên quan hệ i_d, i_q 37
3.3.1. Giới hạn làm việc của động cơ 37
3.3.2. Phương pháp điều khiển MTPA cho IPMSM 39
CHƯƠNG IV. TÍNH TOÁN CÁC MẠCH VÒNG ĐIỀU KHIỂN VÀ MÔ PHỎNG HỆ THỐNG 41
4.1. Thiết kế mạch vòng điều khiển dòng điện 41
4.2. Mô phỏng hệ thống 44
4.2.1. Các tính toán cơ bản 44
4.2.2. Mô phỏng và kết quả 49
KẾT LUẬN 55
TÀI LIỆU THAM KHẢO 56
PHỤ LỤC 58
A. Khởi tạo các tham số 58
B. Tính toán đường MTPA 59
C. Quỹ đạo tính toán đường giới hạn moment động cơ 60
D. Mô hình mô phỏng 61

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Mặt cắt của động cơ PMSM. 1
Hình 1.2. Cấu trúc động cơ PMSM: (a) SPMSM, (b) ISMSM, (c) IPMSM, (d) IPMSM (Từ thông tập trung) 3
Hình 1.3. Đường dẫn từ thông SPMSM. (a) theo trục d. (b) theo trục q 5
Hình 1.4. Đường dẫn từ thông IPMSM: (a) theo trục d, (b) theo trục q 6
Hình 1.5. Sự thay đổi từ thông móc vòng của cuộn dây pha a khi rotor quay 8
Hình 1.6. Khe hở không khí và nghịch đảo của nó là một hàm của 13
Hình 1.7. Mô hình động cơ đồng bộ IPMSM trên hệ tọa độ dq 19
Hình 2.1. Các vùng làm việc của động cơ PMSM. 20
Hình 2.2. Vector dòng và áp: (a) có r_s. (b) không có r_s 22
Hình 2.3. Giới hạn dòng và áp cho các tốc độ khác nhau: (a) $L_d<L_q$, (b) $L_d>L_q$ 23
Hình 2.4. Đường cong dòng điện và đồ thị quan hệ công suất- tốc độ: (a) , (b) , (c) 24
Hình 2.5. Góc điện áp và dòng điện 25
Hình 2.6. Moment tổng bao gồm moment điện từ và moment từ trở. (a)$L_d<L_q$, (b)$L_d>L_q$ 27
Hình 2.7. Đặc tính U/f 29
Hình 2.8. Cấu trúc hệ truyền động vô hướng 29
Hình 2.9. Sơ đồ cấu trúc điều khiển trực tiếp moment PMSM. 30
Hình 2.10. Sơ đồ cấu trúc điều khiển vector tựa từ thông rotor cho PMSM 31
Hình 3.1. Đường MTPA 34
Hình 3.2. Quỹ đạo MTPA trong hệ tọa độ i_d-i_q 38
Hình 3.3. Cấu trúc điều khiển MTPA cho IPMSM. 39
Hình 3.4. Lưu đồ thuật toán điều khiển MTPA cho động cơ IPMSM 40
Hình 4.1. Cấu trúc tách kênh điều khiển dòng điện 41
Hình 4.2. Mạch vòng điều khiển dòng điện 42
Hình 4.3. Ảnh hưởng của hệ số tắt dần D tới chất lượng hệ thống 43
Hình 4.5. Quỹ đạo tính toán đường MTPA 46
Hình 4.6. Quỹ đạo tính toán đường giới hạn moment động cơ 47
Hình 4.7. Kết quả mô phỏng điều khiển vector thông thường 50
Hình 4.8. Kết quả mô phỏng điều khiển thuật toán MTPA. 52
Hình 4.9. Kết quả mô phỏng điều khiển thuật toán FW 54
Hình C.1. Mô hình mô phỏng động cơ IPMSM. 61
Hình C.2. Mô hình mô phỏng bộ điều khiển dòng 61
Hình C.3. Mô hình mô phỏng toàn hệ thống 62

DANH MỤC BẢNG

Bảng 1.1. Bảng so sánh giữa động cơ SPMSM và động cơ IPMSM 4
Bảng 4.1. Thông số động cơ IPMSM. 44
Bảng 4.2. Bảng các giá trị đặt cho điều khiển vector thông thường 49
Bảng 4.3. Bảng các giá trị đặt cho điều khiển MTPA. 51
Bảng 4.4. Bảng các giá trị đặt cho điều khiển FW 53

DTC	Direct Torque Control	Điều khiển moment trực tiếp
FOC	Field Oriented Control	Điều khiển tựa từ thông
PI	Proportional- Integral	Khâu ti lệ- tích phân

LỜI NÓI ĐẦU

Ngày nay, nhờ sự phát triển của công nghệ vật liệu và các kỹ thuật điều khiển mà PMSM ngày càng được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp với những ưu điểm về dải công suất lớn và có thể mở rộng vùng tốc độ hoạt động tùy theo yêu cầu của tải.

Hầu hết các phương pháp điều khiển động cơ đồng bộ hiện nay sử dụng phương pháp điều khiển vector trong hệ tọa độ dq, quay với tốc độ từ trường quay. Với PMSM thì thành phần dòng điện tạo từ thông i_d được giữ bằng không do đã có sự tồn tại từ thông của nam châm vĩnh cửu, ta chỉ phải điều chỉnh thành phần dòng điện i_q. Tuy nhiên, phương pháp này chỉ có thể điều chỉnh được động cơ hoạt động trong chế độ moment không đổi, khi bộ biến tần chưa bão hòa. Đối với những ứng dụng đòi hỏi động cơ phải làm việc trên dải tốc độ định mức, giải pháp đưa ra là giảm từ thông stator bằng cách bơm vào dòng điện stator một thành phần dòng điện âm trục d để tạo phản ứng dọc trục khử từ. Tuy nhiên dòng khử từ i_d phải được điều chỉnh ở một mức độ cho phép do mỗi nam châm đều có giới hạn khử từ nhất định, vì thế mà vùng mở rộng dải tốc độ của PMSM còn tương đối nhỏ.

Những năm gần đây có rất nghiên cứu mới về điều chỉnh tốc độ PMSM. Một trong các phương pháp đó là biểu diễn dòng i_d theo dòng điện I_s là giới hạn dòng điện tối đa mà nguồn cấp có thể đáp ứng được, sao cho moment đạt lớn nhất. Tác giả Shiego Morimoto và các công sự đã đưa ra một kỹ thuật sử dụng thuật toán và cấu hình điều khiển để tìm đường MTPA. Tuy vậy, phương pháp này không thể áp dụng cho vùng trên tốc độ cơ bản do bị giới hạn về điện áp.

Với đề tài được giao: Điều khiển cực đại moment động cơ nam châm vĩnh cửu chìm ứng dụng cho ô tô điện, tác giả đã xây dựng mô hình mô phỏng để kiểm chứng lại thuật toán và mở rộng thêm vùng hoạt động của động cơ lên trên tốc độ cơ bản cho phù hợp với đặc điểm truyền động của ô tô điện.

Đồ án được trình bày làm bốn chương gồm:

- Chương I: Tổng quan về động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu.
- Chương II: Điều khiển động cơ đồng bộ.
- Chương III: Phương pháp điều khiển MTPA cho IPMSM
- Chương IV: Tính toán các mạch vòng điều khiển và mô phỏng.

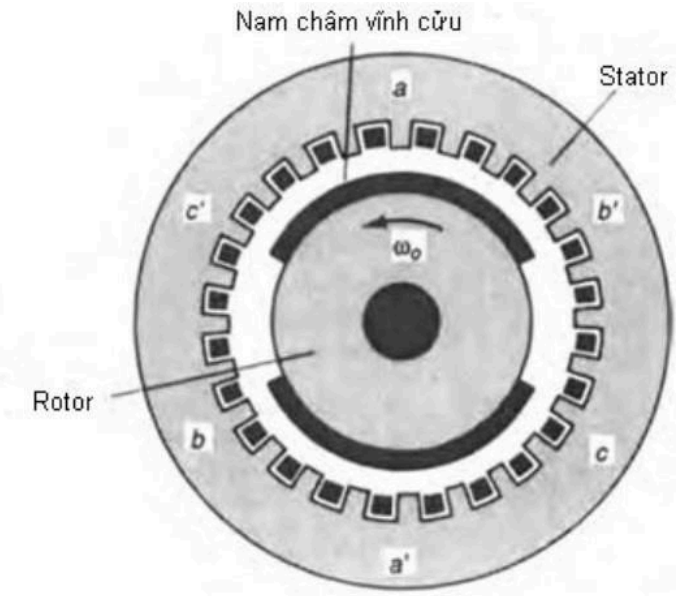
Đề tài này chỉ dừng lại ở mức độ xây dựng trên cơ sở lý thuyết phương pháp điều khiển IPMSM nhằm nâng cao chất lượng hệ truyền động và phù hợp với ứng dụng trong ô tô điện. Để có thể xây dựng được mô hình thực tế thử nghiệm thì còn nhiều yếu tố khác mà tác giả chưa thể đáp ứng được.

CHƯƠNG I. TỔNG QUAN VỀ ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU

1.1. Khái quát động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu

Mặc dù động cơ không đồng bộ và động cơ một chiều vẫn chiếm ưu thế trên thị trường nhưng ngày nay đã có nhiều nghiên cứu và ứng dụng hơn dành cho động cơ đồng bộ, đặc biệt là các động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu PMSM. PMSM sử dụng nam châm tạo ra từ trường ở khe hở không khí thay vì sử dụng cuộn dây như trong các động cơ một chiều hoặc từ hóa một phần dòng stator như trong động cơ không đồng bộ.

Ưu thế lớn của động cơ này phát sinh từ việc đơn giản hóa trong cấu trúc. Do không có cổ góp nên nó gọn nhẹ hơn động cơ một chiều, ít phải bảo dưỡng và làm việc với độ tin cậy cao.



Hình 1.1. Mặt cắt của PMSM.

Rotor PMSM làm bằng sắt đặc hình trụ hoặc được ghép lại từ các lá thép kỹ thuật điện dát mỏng có đục lỗ cho đơn giản trong quá trình sản xuất. Các thanh nam châm được gắn trên bề mặt của thân. Nam châm xoay theo hướng từ hóa mật độ từ thông qua khe hở không khí. Mật độ từ thông sau đó phản ứng với dòng điện trong cuộn dây đặt

vào các rãnh trên bề mặt bên trong stator để sinh moment. Rotor trong PMSM thường được sản xuất kín hoàn toàn để bảo vệ các nam châm không hút bụi sắt từ không khí và bị ảnh hưởng bởi các chất ô nhiễm khác từ cách nhiệt động cơ. Nam châm PMSM thường được từ hóa trước khi hoàn thiện và lắp ráp.

Do không có cuộn dây trong rotor, PMSM có quán tính thấp, cường độ từ trường cao, tiếng ồn động cơ khi chạy giảm. Hơn nữa do không có tổn thất đồng ở cuộn thứ cấp nên hiệu suất cao hơn động cơ đồng bộ. Ngoài ra PMSM có lợi thế trong việc kết hợp momen từ trở trên vùng suy giảm từ thông nên nó có thể được thiết kế để có công suất không đổi trong cả dải tốc độ. Kết quả là PMSM có mật độ năng lượng cao hơn các loại động cơ khác.

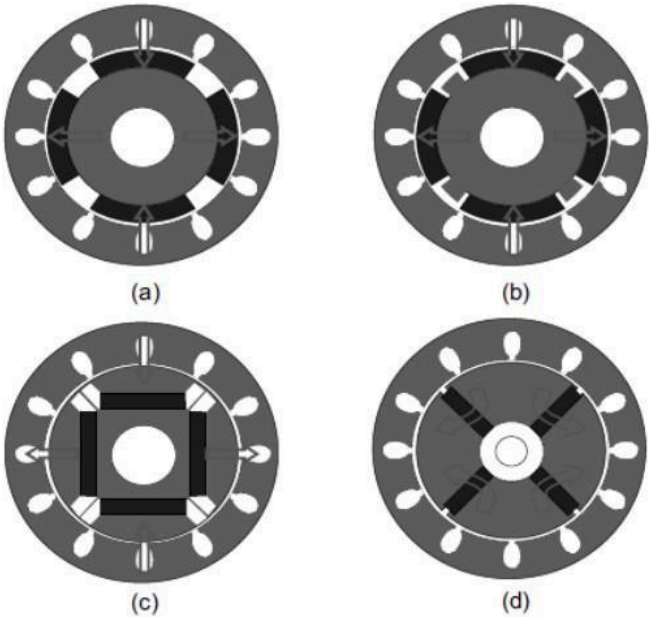
Ngày nay, hiệu suất của các thiết bị gia dụng được quan tâm hơn do ảnh hưởng của môi trường cũng như các quan điểm mới về tiêu dùng. Với việc chi phí vật liệu trong thiết kế ngày càng giảm, nên PMSM ngày càng được sử dụng rộng rãi như trong tủ lạnh, điều hòa không khí, hút bụi, máy giặt…Ngoài ra, thiết bị thủy lực trên xe máy và máy bay được thay thế dần bởi PMSM cho hiệu quả nhiên liệu cao hơn.

Dựa vào sự khác biệt ở vị trí đặt nam châm mà PMSM được phận ra làm hai loại. Nếu nam châm được đặt trên bề mặt rotor, nó được gọi là động cơ đồng bộ nam châm bề mặt SPMSM. Nếu nam châm được đặt chìm trong thân của rotor, nó được gọi là động cơ đồng bộ nam châm chìm IPMSM

Các động cơ với rotor có nam châm đặt trên bề mặt sẽ cho mật độ từ thông trong khe hở không khí lớn hơn nhưng kết cấu cơ khí kém vững chắc nên chỉ phù hợp với các ứng dụng tốc độ thấp. Ngược lại, các động cơ với rotor có nam châm được đặt chìm trong thân sẽ có kết cấu cơ khí vững chắc và phù hợp cho các ứng dụng tốc độ từ cao đến rất cao.

Việc sắp xếp nam châm trong thân rotor dẫn tới điện cảm stator sẽ có giá trị khác nhau theo hướng dọc trục và ngang trục. Điện cảm dọc trục được định nghĩa là điện cảm

của stator khi trục cuộn dây stator trùng với trục của cực nam châm. Ngược lại, khi quay rotor đi một góc 90° điện, ta sẽ có điện cảm stator là điện cảm ngang trục. Với các động cơ có cấu trúc nam châm đặt nổi trên bề mặt, điện cảm dọc trục sẽ xấp xỉ bằng điện cảm ngang trục do đường dẫn từ thông không khác biệt nhiều giữa vị trí dọc trục và ngang trục. Nhưng ở chiều ngược lại, các động cơ có cấu trục nam châm đặt chìm trong thân rotor, điện cảm dọc trục sẽ nhỏ hơn so với điện cảm ngang trục. Nguyên nhân dẫn đến sự khác biệt này chính là do yếu tố không đồng đều về đường dẫn từ thông trong cấu trúc rotor với nam châm đặt chìm trong thân.



Hình 1.2. Cấu trúc PMSM: (a) SPMSM, (b) ISMSM, (c) IPMSM, (d) IPMSM (Từ thông tập trung)

Một vấn đề thường gặp trong SPMSM là cách cố định nam châm trên thân rotor. Keo dính đặc biệt được sử dụng nhưng thường bị thoái hóa dần dưới tác động của nhiệt độ và lực ly tâm lớn sinh ra khi động cơ hoạt động. Nếu dùng các đai kẹp bằng thép không rỉ để cố định và bảo vệ nam châm cũng sẽ có tổn thất trên bề mặt thép không rỉ do các dòng xoáy gây ra bởi song hài qua khe hở không khí kết hợp với các sóng mang

từ nghịch lưu PWM. Mặt khác, các thiết bị bảo vệ như sợi thủy tinh hoặc thép không gỉ cũng đòi hỏi một khe hở không khí lớn hơn. Trong khi đó, với IPMSM, các thiết bị cố định, định hình cho nam châm là không cần thiết do nam châm được đưa vào bên trong thân rotor. Được bảo vệ khỏi các sóng hài lực từ động stator và sóng hài rãnh, cho phép các nam châm hoạt động hiệu quả và tiết kiệm chi phí hơn.

Dưới đây là bảng so sánh một số đặc điểm của hai loại PMSM, qua đó giúp ta có những hình dung cơ bản về sự khác biệt giữa hai loại động cơ này.

	SPMSM	IPMSM
Vị trí nam châm	Tỉ lệ L_q/L_d	Công suất
Định vị nam châm	Momen từ trở	Dải tốc độ (vùng suy giảm từ thông)
Mật độ sóng hài trên nam châm	Mật độ	
Lượng nam châm sử dụng		

Trên mặt rotor Keo hoặc đai Lớn	Chìm trong rotor
Lớn 1	Gắn trong lõi rotor
Không	Nhỏ
Thấp Trung bình	Tương đối nhỏ
	>1
	Có
	Cao
	Lớn

Bảng 1.1. Bảng so sánh giữa SPMSM và IPMSM.

1.2. Mô hình hóa PMSM

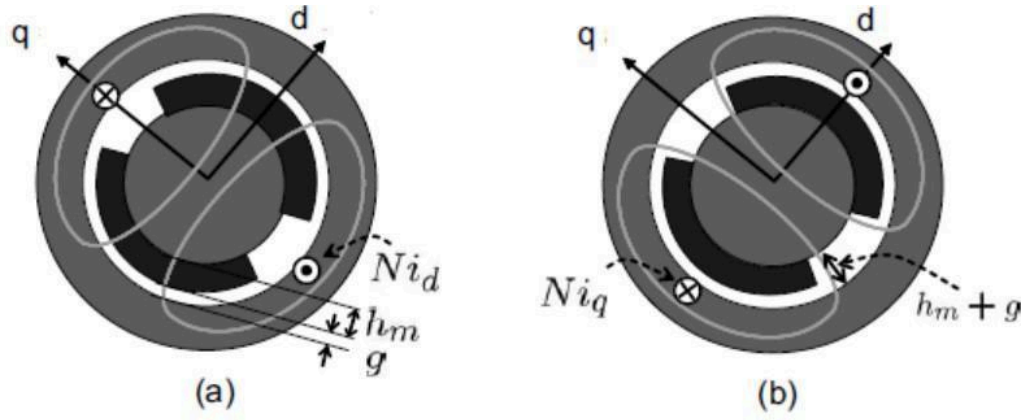
1.2.1. Điện cảm của PMSM

Ta xem xét độ từ thẩm của các nam châm dùng trong động cơ PMSM: Độ từ thẩm tương đối của Ferrite: 1,05-1,15. Của Neodymium-Iron-Boron (NdFeB): 1,04-1,11 và của Samarium Cobalt (SmCo): 1,02-1,07. Trong xe điện, đa phần sử dụng động cơ

IPMSM dùng nam châm NdFeB để có mật độ từ dư B_r vượt trội, khoảng 1,4T. Vật liệu kết dính dễ bị ăn mòn do đó yêu cần phải có lớp sơn phủ đặc biệt trên bề mặt nam châm. Mật độ từ dư B_r giảm dần khi nhiệt độ tăng khiến nam châm dễ bị khử từ khi nhiệt độ ở 100°C. Các vật liệu hợp kim với Dysprodium giúp tăng khả năng chịu đựng lên khoảng 175°C, phù hợp cho hầu hết các ứng dụng. Mặt khác, do tính sẵn có của Neodymium

trong tự nhiên cũng như việc khai thác dễ dàng, giúp giảm chi phí sản xuất xuống khá nhiều.

1.2.1.1. Điện cảm của SPMSM



Hình 1.3. Đường dẫn từ thông SPMSM. (a) theo trục d. (b) theo trục q.

Hình 1.3.(a) biểu diễn từ thông trục d tương ứng với dòng điện trục d. Các cuộn dây trục d xác định dọc theo trục q. Áp dụng định luật Ampere để dòng điện trục d chạy dọc theo vòng lặp như trong hình, ta có:

(1.1)

l

Với

à

đ

ộ

t

ừ

t

h

ẩ

m t
n h
a é
m p
c đ
h i
â ệ
m n
v là tổng chiều dài từ thông chạy trong lõi thép
ớ tương đối nhỏ, có thể bỏ qua
i

Khi ta có

(1.2)

Mặt khác, nếu coi A là diện tích khe hở không khí mà từ thông đi qua

– (1.3)

D_r, l_{st} lần lượt là đường kính và chiều dài xếp chồng lên nhau của rotor tương ứng. Với:

N là số vòng dây của cuộn dây trục d

Ta có điện cảm trục d là

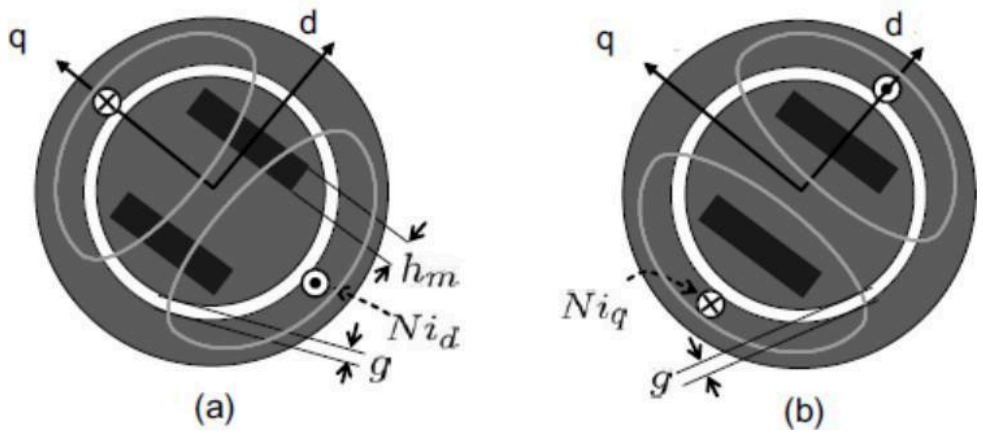
——— (1.4)

Hình 1.3.(b) mô tả từ thông qua trục q. Chú ý rằng từ thông không đi qua nam châm. Áp dụng định luật Ampere ta có

——— (1.5)

Sự có mặt của nam châm không ảnh hưởng đến từ trở của các vòng từ thông, nghĩa là khoảng cách khe hở không khí là đều nhau theo chu vi rotor trong SPMSM. Do đó L_d=L_q.

1.2.1.2. Điện cảm của IPMSM



Hình 1.4. Đường dẫn từ thông IPMSM: (a) theo trục d, (b) theo trục q.

Từ trở khác nhau tùy thuộc đường dẫn từ thông trong IPMSM. Dòng từ thông theo trục d cắt nam châm trong khi dòng từ thông theo trục q không cắt nam châm. Lúc này từ trở trục d lớn hơn truc q dẫn đến $L_d<L_q$.

$$= \quad (1.6)$$

$$= \quad (1.7)$$

Vậy, với IPMSM, điện cảm không đối xứng $L_d<L_q$ sinh ra momen từ trở, góp phần tăng moment trục với dòng âm trên trục d.

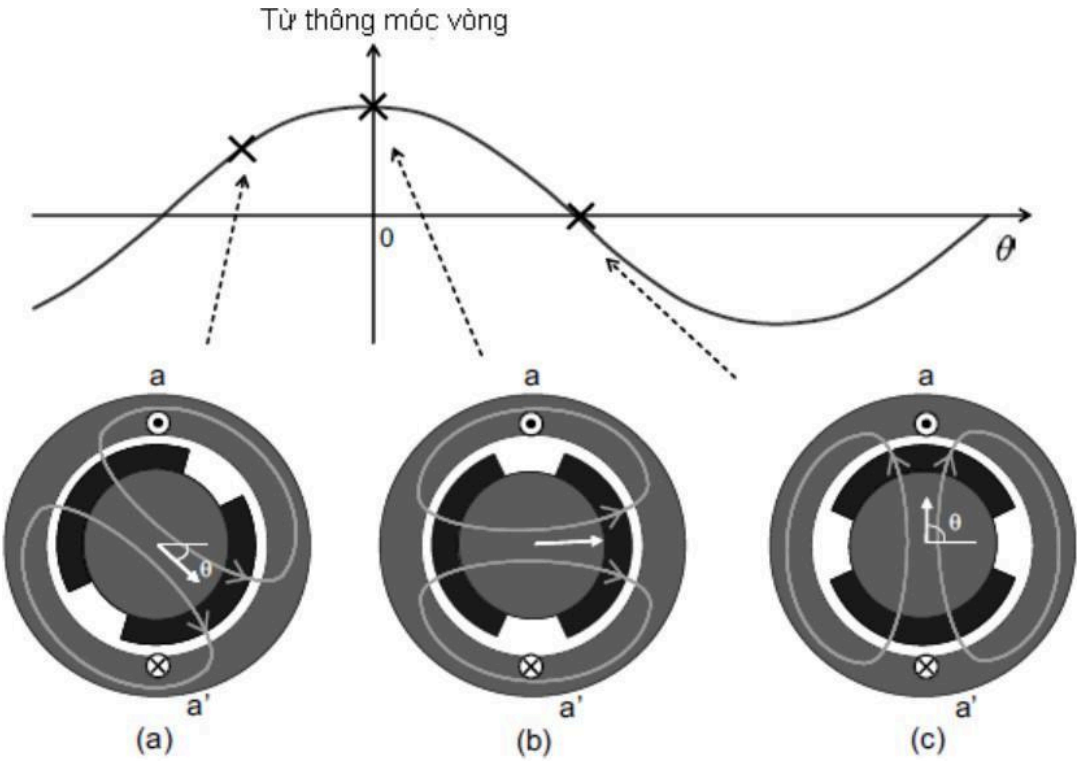
1.2.2. Phương trình điện áp SPMSM

Phương trình điện áp SPMSM được mô tả trên hệ tọa độ abc.

Trong động cơ đồng bộ: – – . Về lý thuyết, ta xây dựng các tính toán cho động cơ hai cực (p=2). Nên được áp dụng cho động cơ có số cực lớn hơn 2.

1.2.2.1. Phương trình điện áp SPMSM trong hệ tọa độ abc

Trong phương trình điện áp, 2 yếu tố góp phần hình thành từ thông móc vòng là cuộn dây stator và từ thông rotor. Tuy nhiên, tác động của từ thông rotor lên cuộn dây pha a thay đổi khi rotor quay. Điều này có nghĩa từ thông chịu ảnh hưởng của góc quay θ



Hình 1.5. Sự thay đổi từ thông móc vòng của cuộn dây pha a khi rotor quay.

Hình 1.5 cho thấy cách từ thông móc vòng với cuộn dây pha a. Khi từ thông móc vòng rotor đạt cực đại tai θ=0 (b), và =0 tại θ=π/2 (c). Vì vậy, các thành phần cơ bản được mô tả bằng hàm cos. Từ thông móc vòng stator của SPMSM được mô tả bằng phương trình trạng thái

Đặt

Như đã phân tích ở mục trước, ta có khoảng cách khe hở không khí trong SPMSM là như nhau. Vì độ từ thẩm của nam châm xấp xỉ 1 nên L_{abcs} là hằng số độc lập với vị trí rotor.

Phương trình điện áp được tính

=

=

(1.9)

Dưới dạng phương trình vi phân

—

(1.10)

Với

1.2.2.2. Phương trình điện áp SPMSM trong hệ tọa độ đứng yên αβ

Ta có

(1.11)

Vector từ thông rotor gồm hai thành phần là độ lớn và góc θ. Khi góc tăng, vector từ thông quay ở tâm gốc tọa độ. Do đó từ thông móc vòng trong tọa độ đứng yên αβ được viết thành:

(1.12)

Hoặc

(1.13)

Với

Phương trình điện áp SPMSM trong hệ tọa độ đứng yên αβ

(1.14)

Hoặc

— — —— — (1.15)

1.2.2.3. Phương trình điện áp SPMSM trong hệ tọa độ đồng bộ dq , tương đương với

Chuyển đổi vào hệ tọa độ đồng bộ bằng việc thêm vào

. Phương trình điện áp sẽ được mô tả trong tọa độ vật lý gắn với liên kết giữa rotor với góc quay ở tốc độ w của rotor.

(1.16)

Hoặc

(1.17)

Phương trình điện áp trong hệ trục tọa độ đồng bộ

—

(1.18)

Vậy ta có: —

— (1.19)

(1.20)

Với là sức phản điện động, chỉ phụ thuộc vào tốc độ. và là các xen kênh sinh ra trong quá trình chuyển đổi trong hệ tọa độ quay. Ở dạng phương trình vi phân

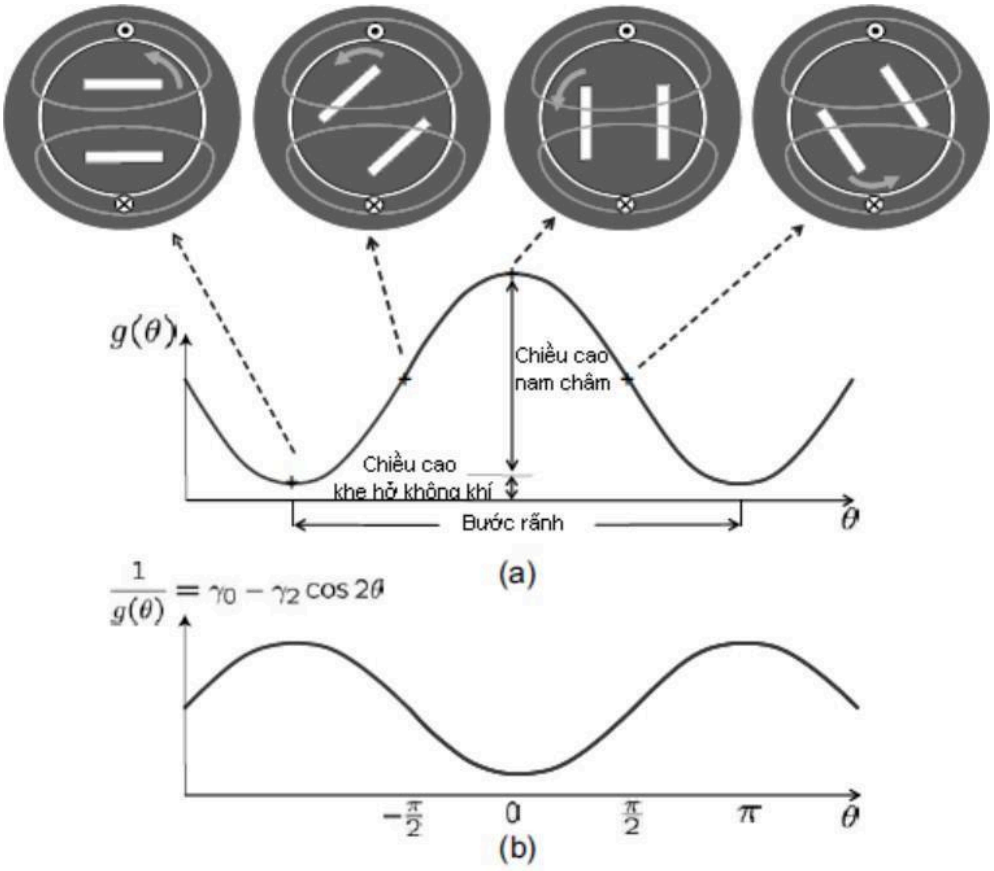
(1.21)

1.2.3. Phương trình điện áp IPMSM

Trong IPMSM, giá trị điện cảm thay đổi phụ thuộc vào vị trí rotor. Liên kết từ thông thay đổi được mô tả bằng hàm sin của góc rotor là .

1.2.3.1. Từ thông móc vòng trong IPMSM

Xem xét từ thông móc vòng của cuộn dây pha a cho các vị trí khác nhau của rotor trong hình 1.6 dưới đây.



Hình 1.6. Khe hở không khí và nghịch đảo của nó là một hàm của .

Hình 1.6.(a) cho thấy các vị trí rotor khác nhau của dòng từ thông cuộn dây pha a. Lưu ý rằng khe hở không khí thay đổi khi rotor quay. Khe hở không khí lớn nhất khi từ thông đi qua hết các nam châm từ góc bên phải. Tuy nhiên, nó cũng bị giảm đến nhỏ nhất khi từ thông không đi qua được nam châm nào. Một đồ thị biểu diễn hàm được miêu tả như trên hình 1.6, có thể coi là một chu kỳ tuần hoàn. Điện cảm là một hàm nghịch đảo của khe hở không khí nên —— có thể được xấp xỉ thành

——

(1.22)

γ_0 và γ_2 là các hằng số tích cực. Khi từ trở không phân cực, cho thấy hai sự thay đổi chu kỳ trên 1 vòng quay rotor. Bằng cách này ta có điện cảm cuộn dây pha a là

——— (1.23)

Với —— và —— mô tả thành

L_{ms} là thành phần tĩnh, tương ứng chiều dài khe hở trung bình. phần từ trở. (1.24)

Mở rộng kết quả cho các cuộn dây pha khác nhau ta có

Với — —

— —

— —

L_{abcs} là điện cảm tương ứng với khe hở không khí không đổi. là điện cảm thay đổi theo góc, nó chỉ mô tả các thành phần góc thay đổi cơ bản. Từ thông móc vòng tổng là —

—

(1.25)

1.2.3.2. Chuyển đổi ma trận từ trở

L_{rlc} được coi là ma trận từ trở vì nó là kết quả của moment từ trở đã nói ở phần trước

(1.26)

Sử dụng

(1.27)

Vector mong muốn được tính trực tiếp

(1.28)

V là liên hợp phức của

Từ thông stator của IPMSM trong hệ tọa độ đứng yên là

(1.29)

Hoặc

(1.30)

và là các giá trị chuẩn theo tỷ lệ lồi của rotor

1.2.3.3. Phương trình điện áp IPMSM trong hệ tọa đứng yên αβ

(1.31)

Viết dưới dạng ma trận

(1.32)

Mô hình trên hệ tọa độ đứng yên này phù hợp cho việc phát triển dựa trên các thuật toán không dùng cảm biến đo trực tiếp.

1.2.3.4. Phương trình điện áp IPMSM trong hệ tọa độ đồng bộ dq

(1.33)

Hoặc

(1.34)

Bằng cách so sánh, trong hệ tọa độ đứng yên, ta thấy đã biến mất trong hệ tọa độ đồng bộ. Điều này gây ra sự mất cân bằng giữa điện cảm 2 trục d và q.

Phương trình điện áp

=

=

Với và

Ta có

= (1.35)

= (1.36)

Tương đương với

(1.37)

Sự tồn tại của tạo ra sự khác thì phương trình
biệt của và
. Nếu

động học của IPMSM tương
đương với SPMSM.

1.2.4. Phương trình moment với PMSM

Moment là kết quả của sự tương tức chéo giữa liên kết từ thông stator

dòng stator . Theo quy tắc bàn tay phải, moment được lấy theo hướng dọc trục. Sử dụng các vector đơn vị trên tọa độ trực giao ta có

–

–

–

–

–

— (1.38)

Với là moment điện từ dựa trên lực Lorentz. là moment từ trở do sai lệch giữa L_q và L_d tạo nên. Với mô hình có tổn thất nhỏ, và . Tổng công suất điện

–

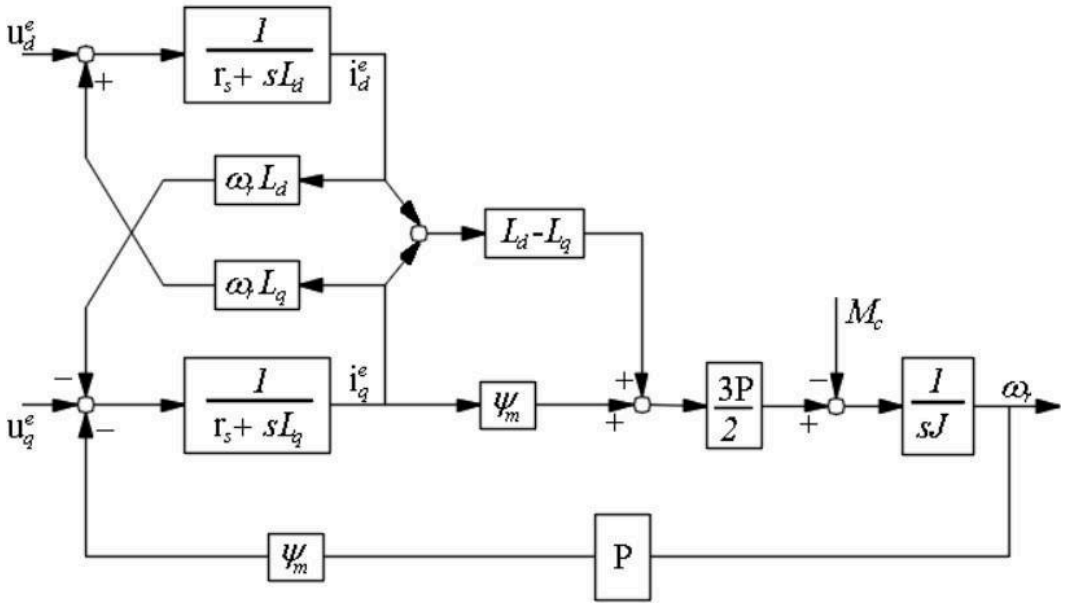
—

——— (1.39)

1.2.5. Phương trình động học PMSM

Với J là moment quán tính rotor, đặc trưng cho quán tính hệ thống. B là hệ số ma sát nhớt và M_c là moment tải, ta có phương trình động học của PMSM

——— (1.40)

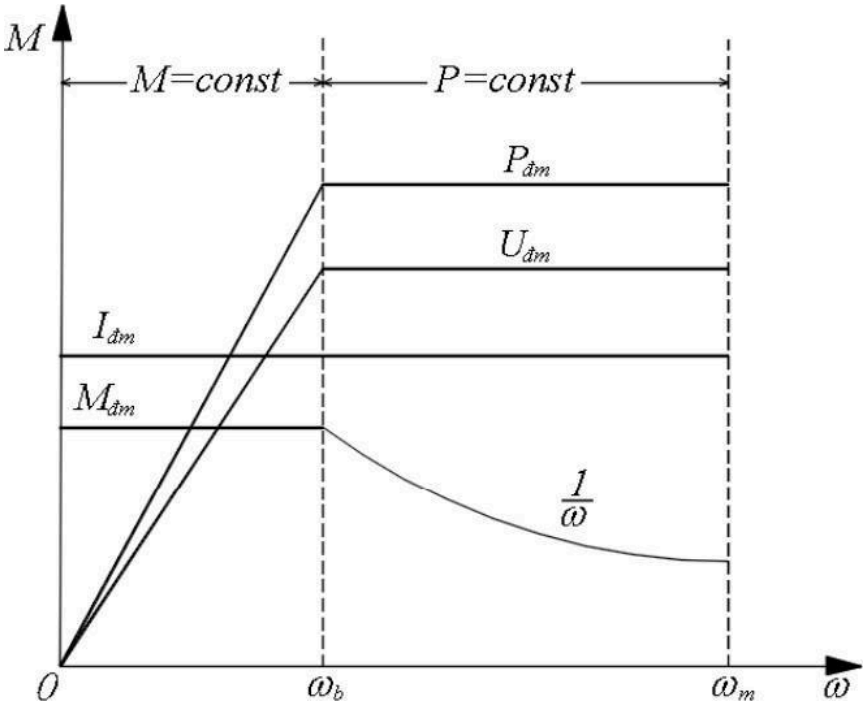


Hình 1.7. Mô hình IPMSM trên hệ tọa độ dq.

CHƯƠNG II. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ

2.1. Các vùng làm việc của PMSM

Đặc tính moment và tốc độ của động cơ được chia thành hai vùng làm việc theo sự tăng dần của tốc độ.



Hình 2.1. Các vùng làm việc của động cơ PMSM.

2.1.1. Vùng moment không đổi

Vùng moment không đổi hay còn gọi là vùng dưới tốc độ cơ bản là vùng mà tốc độ động cơ nằm trong khoảng từ 0 đến tốc độ cơ bản . Trong vùng này, muốn tăng tốc độ động cơ ω, ta điều chỉnh giữ nguyên dòng điện stator tại giá trị lớn nhất , điều chỉnh điện áp tăng từ 0 tới . Khi đó công suất động cơ tăng từ 0 tới và momen động cơ được giữ nguyên tại giá trị để gia tốc của động cơ là lớn nhất.

Trong vùng này, ta có phương pháp điều khiển vector IPMSM kinh điển bằng cách điều chỉnh cho dòng . Khi đó moment điện từ sẽ tỷ lệ thuận với thành phần

dòng điện . Phương pháp này có ưu điểm là đơn giản, dễ thực hiện và cho đáp ứng khá tốt.

Tuy nhiên nếu sử dụng phương pháp này sẽ không tận dụng được tính chất không đẳng trị về điện cảm ngang trục và dọc trục của IPMSM, khiến moment sinh ra bị triệt tiêu mất thành phần thứ hai do trong phương trình, tức là moment sinh ra vẫn chưa được tối ưu.

2.1.2. Vùng công suất không đổi

Vùng công suất không đổi, là vùng trên tốc độ cơ bản có tốc độ nằm trong dải từ tốc độ cơ bản tới tốc độ tới hạn . Khi động cơ đang chạy ở tốc độ cơ bản , lúc này ta tiếp tục tăng tốc độ động cơ lên cao hơn nữa, ta bắt buộc phải thay đổi một số đại lượng vật lý của động cơ để phù hợp với sự thay đổi của động cơ.

Khi động cơ làm việc ở tốc độ cao tại ranh giới của giới hạn điện áp và công suất mà bộ nghịch lưu có thể cung cấp và động cơ có thể chịu đựng. Khi đó, để tăng được tốc độ hơn nữa, ta phải giảm từ thông ψ, điều này kéo theo giảm moment.

Như ta đã biết trong PMSM

= — (2.1)

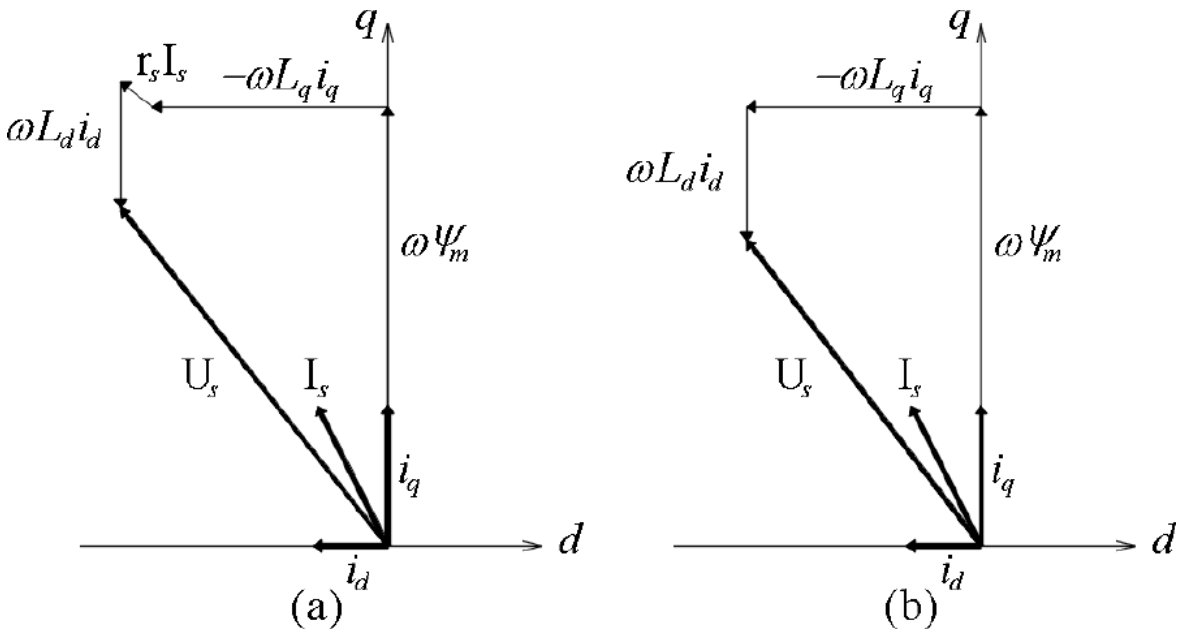
= — (2.2)

Các vector dòng và áp được mô tả trong hình. (a) khi $i_d<0$ và $i_q>0$. Điện áp xen kênh ngược với sức phản điện đông khi . Do đó khi tăng theo chiều âm sẽ giúp bù sức phản điện động.

Tuy nhiên, trong vùng tốc độ cao, điện áp giảm qua điện trở của stator là tương đối nhỏ. Bỏ qua điện áp thuần trở và giả thiết các điều kiện làm việc là ổn định. Ta sẽ có

= (2.3)

= (2.4)



Hình 2.2. Vector dòng và áp: (a) có r_s. (b) không có r_s

Các vector được đơn giản hóa trong (b). Để tăng tốc độ, điều cần làm là tăng dòng i_d theo hướng âm, đồng nghĩa với việc giảm i_q. Với phương pháp này, moment giảm nhưng công suất lại được giữ ổn định. Vùng công suất không đổi này có thể được mở rộng vô hạn hoặc giới hạn. Nó được xác định bởi biên độ tương đối giữa và .

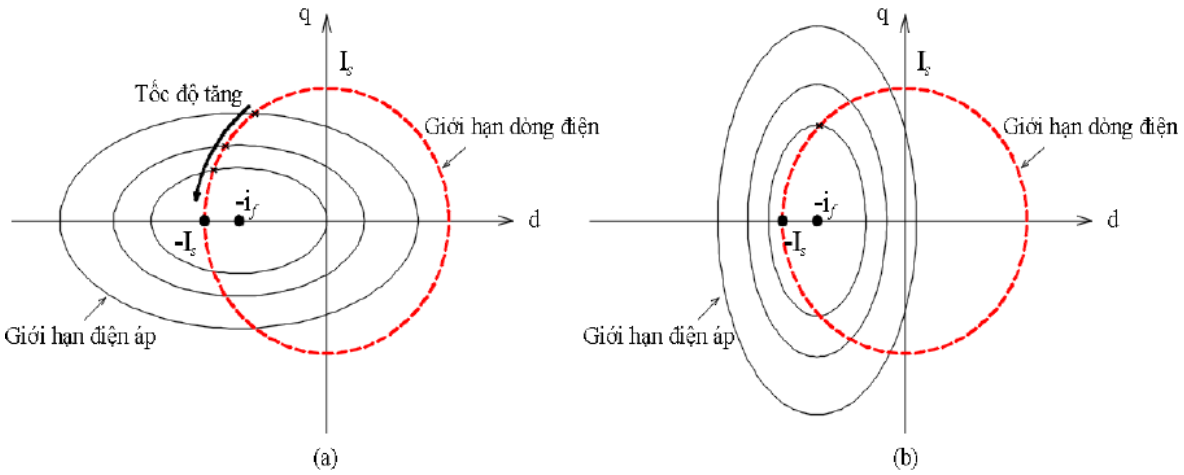
Nếu điện áp tối đa có độ lớn là U_s. Giới hạn điện áp được mô tả bằng công thức

(2.5)

Với từ thông rotor:

Ta có

(2.6)



Hình 2.3. Giới hạn dòng và áp cho các tốc độ khác nhau: (a) $L_d<L_q$, (b) $L_d>L_q$

Giới hạn điện áp là một tập hợp các hình elip tương ứng với các tốc độ khác nhau. Giới hạn dòng điện là đường tròn được xác định bởi công thức

(2.7)

Nhìn vào hình vẽ ta nhận thấy, các elip thu nhỏ dần tới giá trị $(-i_f, 0)$ tương ứng với tốc độ tăng dần. Giá trị thực (i_d, i_q) là tập hợp các điểm giao nhau của elip và đường tròn.

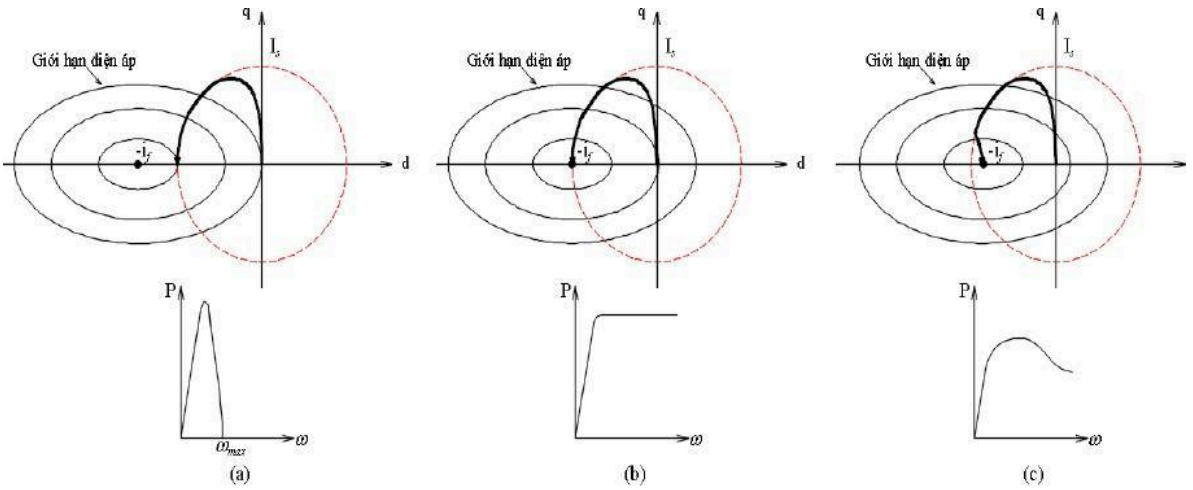
Để chống lại sự tăng dần của sức phản điện động, dòng i_d phải được tăng theo chiều âm. Tuy nhiên, các giao điểm trong hình vẽ cho thấy sự gia tăng của i_d thu được tương đương với việc giảm dòng i_q. Mặt khác, moment cũng cần phải được giảm để cung cấp một lượng lớn hơn dòng i_d âm. Vậy, phương trình giới hạn điện áp sẽ là

(2.8)

Với w đủ lớn, vế phải được triệt tiêu. Do đó nếu khi . Thì khả năng xác định công suất ở tốc độ vô cùng được xác định bởi tiêu chuẩn

(2.9)

Dựa vào biểu thức tiêu chuẩn trên, ta xác định được ba trường hợp với điện áp và dòng giới hạn cùng đồ thị biểu diễn quan hệ công suất- tốc độ.



Hình 2.4. Đường cong dòng điện và đồ thị quan hệ công suất- tốc độ: (a) ,
(b) , (c)

+ : Tương ứng với trường hợp liên kết từ thông rotor lớn hơn trường cảm ứng tối đa mà dòng stator có thể cung cấp. Trên tốc độ định mức, công suất giảm về không rất nhanh. Từ tâm hình elip, dòng $-i_f$ nằm ngoài giới hạn dòng điện, nên sẽ không có giao điểm trên vùng tốc độ giới hạn được xác định bởi công thức

——— (2.10)

Đường cong giới hạn dòng điện và điện áp tách biệt nhau khi .

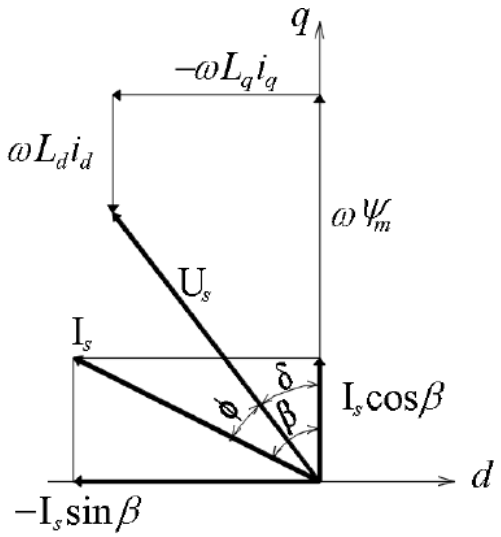
+ : Tương đương với $i_f=I_s$. Tâm elip nằm trên đường tròn giới hạn dòng điện. Luôn có giao điểm với tốc độ bất kỳ. Do đó vùng công suất không đổi có thể được mở rộng với tốc độ đến vô cùng (về mặt lý thuyết).

+ : Giống như trường hợp trên, vùng công suất không đổi được mở rộng với tốc độ đên vô cùng. Tuy nhiên công suất ra thấp hơn nhiều so với trường hợp

.

Điều này cho thấy để mở rộng vùng công suất không đổi. Độ bền của nam châm rotor phải cân bằng với dòng stator lớn nhất.

Nếu coi (i_d, i_q)là một điểm trên đường tròn giới hạn dòng điện và đường tròn giới hạn dòng điện được cố định thì:



Hình 2.5. Góc điện áp và dòng điện.

Ta có và với là góc giữa trục q và vector dòng.

Phương trình moment sẽ trở thành

=

— –

(2.11)

— – từ theo lực là

ới moment điện từ là một hàm của

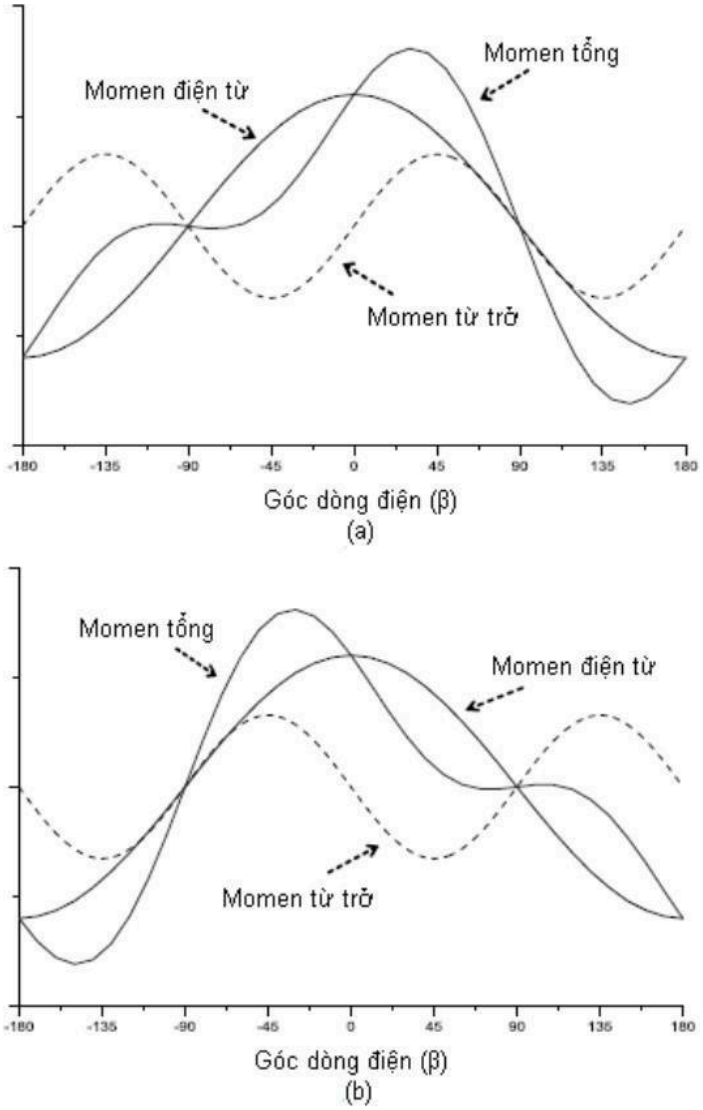
— trong khi moment từ trở là một hàm của — – .

Khi $L_q > L_d$, , tương ứng với moment so với góc được thể hiện trong hình (a). Mặt khác nếu $L_d > L_q$, moment tới hạn như hình (b). Tuy nhiên thu được cho

trường hợp $L_d > L_q$ ít gặp. Do đó ta chỉ xét tương trường hợp $L_q > L_d$. Lưu ý rằng

đương với dòng i_d là âm. Độ lớn tương đối của moment từ trở khá lớn khi giá trị cao,

thậm chí moment từ trở còn có thể cao hơn moment điện từ bằng cách tăng tỉ lệ .



Hình 2.6. Moment tổng bao gồm moment điện từ và moment từ trở. (a)$L_d<L_q$, (b)$L_d>L_q$

Từ các phân tích trên ta thấy động cơ IPMSM phù hợp cho EVs vì loại động cơ này có thể làm việc tốt trong cả vùng moment không đổi và vùng công suất không đổi thông qua các hoạt động suy giảm phù hợp. Trong một chu kỳ hoạt động của điển hình của EVs, IPMSM là một lựa chọn lý tưởng vì có thể sản sinh moment xoắn cao ở tốc độ thấp và làm giảm từ thông ở tốc độ cao nhưng cần một thuật toán điều khiển để tối ưu hiệu suất khi chuyển từ vùng moment không đổi sang vùng công suất không đổi.

2.2. Các phương pháp điều khiển động cơ đồng bộ

Nguyên tắc chính trong điều khiển động cơ là giữ cho tốc độ mong muốn của động cơ không đổi. Điều này phụ thuộc vào moment cung cấp của tải. Vậy nên để có tốc độ mong muốn, moment cung cấp của tải phải được kiểm soát.

Từ phương trình moment của PMSM (2.11), ta thấy rằng, điều khiển moment chính là điều khiển các thành phần dòng (Coi thành phần điện cảm L_d và L_q là không đổi). Tương tự như động cơ cảm ứng, các phương pháp điều khiển cho loại động cơ này cũng được áp dụng cho điều khiển PMSM

2.2.1. Điều khiển vô hướng U/f

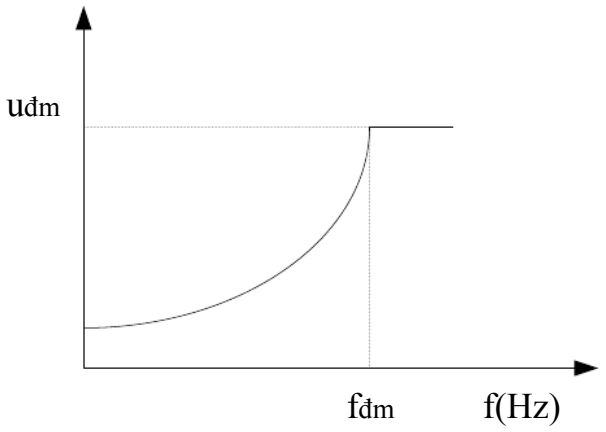
Đây là phương pháp điều khiển kinh điển, điều khiển vòng hở và không có phản hồi. Sử dụng cho các ứng dụng đơn giản như bơm, quạt…những ứng dụng không có yêu cầu cao về hiệu suất truyền động.

Bằng việc điều chỉnh tần số và điện áp đặt cho động cơ theo một hàm cố định (hằng số tỉ lệ U/f) để đạt được giá trị điều khiển mong muốn. Tốc độ động cơ phụ thuộc trực tiếp và hoàn toàn vào tần số điện áp đặt cho stator động cơ.

Điện áp đặt trên stator trong chế độ ổn định được tính bằng công thức

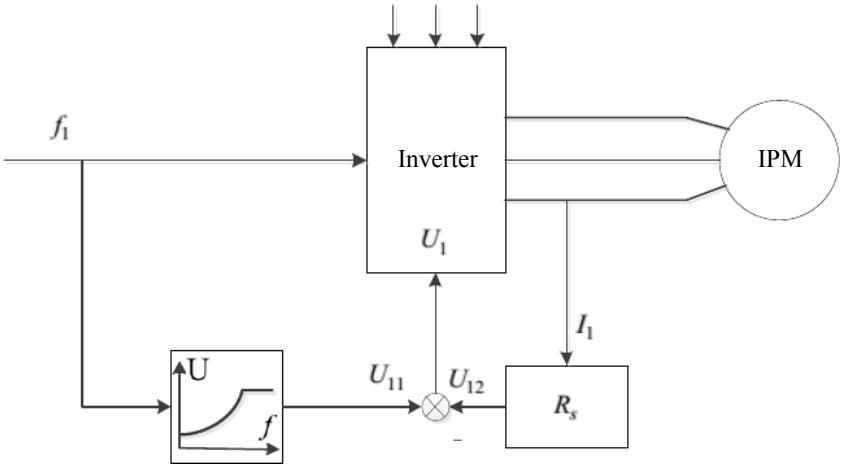
(2.12)

Nếu bỏ qua điện áp rơi trên điện trở stator thì điện áp stator sẽ tỉ lệ thuận với tần số điện áp cấp cho nó. Vì vậy phương pháp điều khiển U/f=const sẽ cho phép điều khiển được đáp ứng tốc độ động cơ.



Hình 2.7. Đặc tính U/f.

Từ công thức điện áp, ta thấy khi tốc độ động cơ lớn thì thành phần điện áp rơi trên điện trở stator chiếm tỉ lệ nhỏ. Nhưng khi động cơ hoạt động ở cùng tốc độ thấp thì thành phần này lại chếm tỉ lệ lớn. Vì vậy để nâng cao chất lượng điều khiển, ta cần thược hiện bù điện áp cho phương pháp điều khiển này.



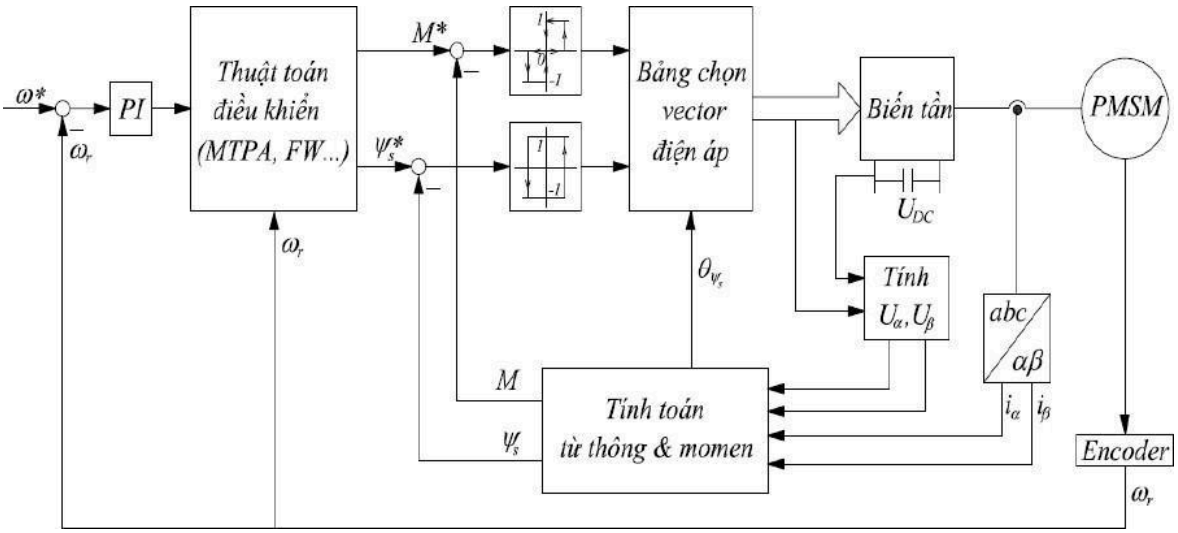
Hình 2.8. Cấu trúc hệ truyền động vô hướng.

Ưu điểm của phương pháp này là đơn giản, giá thấp nhưng có hạn chế là moment không được kiểm soát. Không có phản hồi dòng cũng như phản hồi tốc độ trên trục động cơ. Vị trí rotor cũng được bỏ qua.

2.2.2. Phương pháp điều khiển trực tiếp moment DTC

Là phương pháp không có phản hồi tốc độ. Moment động cơ được điều khiển trực tiếp thông qua đóng mở các van công suất của nghịch lưu. Điều này cũng có nghĩa là không sử dụng các phương pháp điều chế độ rộng xung. Với việc chọn một vector điện áp phù hợp từ bảng chuyển đổi được xây dựng trước dựa vào trạng thái tức thì của moment và liên kết từ thông. Sai lệch giữa moment và liên kết từ thông được so sánh với một khâu tạo trễ, tạo ra tín hiệu điều khiển bộ phát xung vào van công suất.

Ưu điểm của phương pháp này là đáp ứng moment nhanh hơn hàng chục lần so với điều khiển tựa từ thông FOC. Do không phải đo vị trí rotor cũng như không có phản hồi tốc độ và điều chế độ rộng xung mà mô hình điều khiển của DTC khá đơn giản, khối lượng tính toán ít. Tuy vậy, độ nhấp nhô moment là một tồn tại làm tính ổn định của phương pháp giảm đi nhiều. Động cơ làm việc cũng khó ổn định ở vùng tốc độ thấp.



Hình 2.9. Sơ đồ cấu trúc điều khiển trực tiếp moment PMSM.

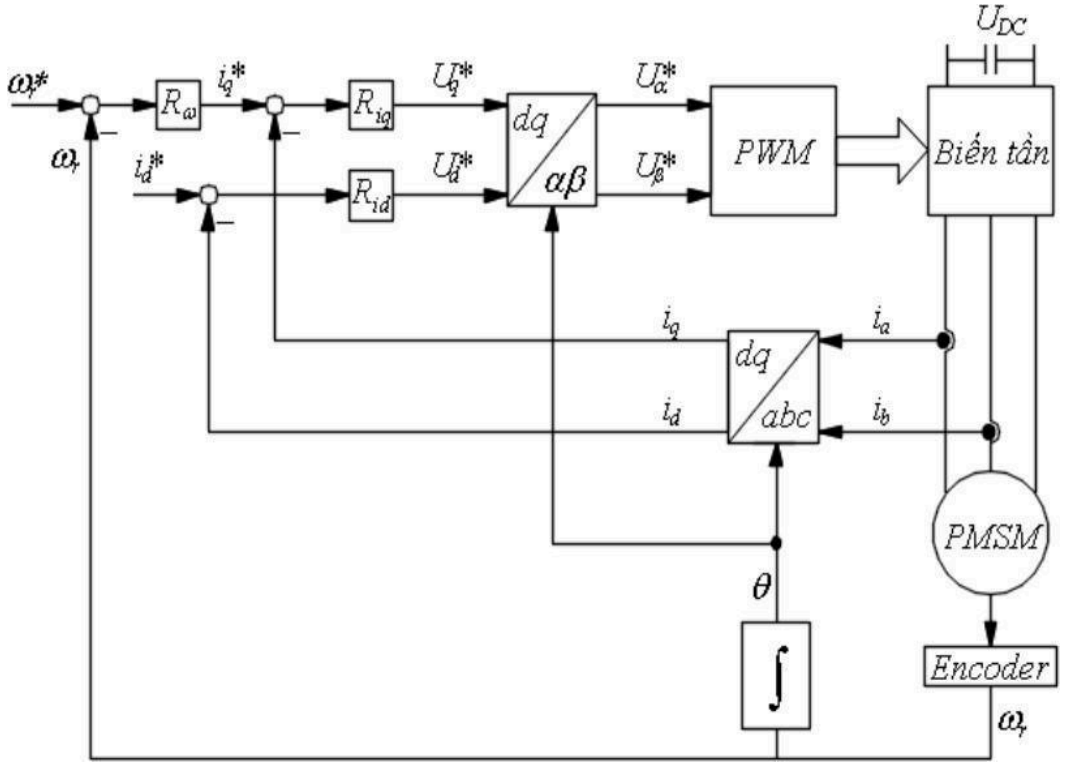
2.2.3. Điều khiển vector tựa từ thông rotor FOC

FOC là giải pháp điều khiển tốt nhất cho các ứng dụng tốc độ thấp và hiệu suất truyền động cao như cần cẩu…FOC là phương pháp điều khiển vòng kín với hai mạch

vòng tốc độ mà moment. Mạch vòng tốc độ đo tốc độ tức thì của động cơ và phản hồi về thông qua bộ mã hóa, đây được coi như tín hiệu phản hồi vòng ngoài. Vòng trong là điều khiển moment điện từ. Đây cũng là lý do mà FOC được gọi là điều khiển gián tiếp (indirect). Điều khiển gián tiếp moment thông qua điều khiển dòng điện.

Phương pháp điều khiển vector tựa từ thông rotor dựa trên mô hình động cơ trong hệ trục tọa độ quay đồng bộ. Trong đó hệ trục được gắn vào vector từ thông rotor.

Ưu điểm của phương pháp này là điều khiển tốc độ chính xác, đáp ứng moment tốt. Nhược điểm của nó là chi phí cao, phải áp dụng các kỹ thuật điều chế độ rộng xung cho nghịch lưu khá phức tạp.



Hình 2.10. Sơ đồ cấu trúc điều khiển vector tựa từ thông rotor cho PMSM.

Ngày nay, FOC có hai hướng phát triển chính:

- Hướng điều khiển sử dụng cảm biến và các bộ mã hóa (Encoder)

- Hướng điều khiển không cùng cảm biến mà dùng cách ước lượng vị trí và tốc độ rotor (Sensorless).

Với PMSM, phương pháp điều khiển lựa chọn phải có khả năng đáp ứng moment tốt, nhanh chóng. Ngoài việc kiểm soát được tối ưu các mạch vòng dòng điện và tốc độ thì vị trí rotor cũng là một biến quan trọng cần xem xét. Dựa vào phân tích các phương pháp điều khiển động cơ đồng bộ ở phần trên. Ta nhận thấy rằng phương pháp phù hợp cho điều khiển PMSM chính là phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor (FOC)

CHƯƠNG III. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN MTPA CHO IPMSM

3.1. Khái niệm điều khiển MTPA

Với SPMSM, do không có thành phần moment từ trở nên giá trị moment được xác định chỉ bằng dòng điện i_q. Tuy nhiên với trường hợp của IPMSM, moment từ trở được quyết định bởi dòng điện i_d. Do đó để sinh có rất nhiều sự kết hợp giữa moment.

Phương pháp điều khiển cổ điển và đơn giản đầu tiên là cho dòng điện $i_d=0$ và tận dụng lợi thế tuyến tính của quan hệ giữa moment và dòng điện i_q. Phương pháp này thích hợp cho điều khiển SPMSM do không còn lựa chọn nào khác ngoại trừ việc điều khiển dòng điện trục q. Nhưng với IPMSM lại kém hiệu quả hơn vì khi cố định $i_d=0$ đồng nghĩa với việc làm mất khả năng giảm từ thông của động cơ, nghĩa là làm hạn chế giới hạn làm việc của IPMSM ở vùng tốc độ cao.

. Như đã phân tích ở chương trước, trong phương trình moment, i_d và i_q có thể được thay thế bằng vector dòng điện stator I_s. Từ phương trình moment IPMSM

(3.1)

Thay và lấy đạo hàm moment với dòng điện i_q, ta có

(3.2)

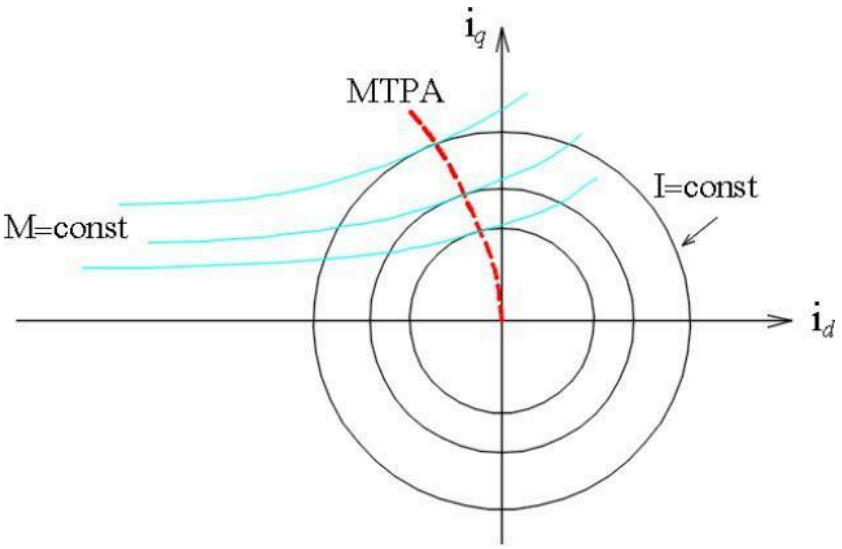
Tương đương với

(3.4)

Từ (3.4), suy ra giá trị i_d

(3.5)

Công thức (3.5) theo dòng để moment đạt giá trị cho phép biểu diễn dòng lớn nhất.



Hình 3.1. Đường MTPA.

Ngoài ra, để có đáp ứng tức thời nhanh và moment của động cơ đạt giá trị lớn nhất ở một cường độ dòng điện nhất định được cấp từ biến tần thì góc β phải được kiểm soát. Trước tiên, ta cố định cường độ dòng điện I_s, sau đó thay đổi góc β cho đến khi moment đạt mức tối đa. Để tính toán góc phù hợp, ta lấy đạo hàm của moment đối với góc β.

(3.6)

Tương đương với (3.7)

Do đó ta có

(3.8)

Phương trình trên cho ta góc ứng với cường độ dòng điện I_s. Mặt khác, như đã phân tích ở phần trên, nên ta được

(3.9)

Công thức (3.9) cho phép biểu diễn dòng theo dòng điện satotor I_s sao cho giá trị moment đạt lớn nhất. Đường nét đứt trong hình là đường MTPA khi cường độ dòng điện tăng từ không đến I_s. Nó là tập hợp các điểm có giá trị .

Morimoto và các công sự trong [9], [10] đã nêu ra một kỹ thuật sử dụng thuật toán và cấu hình điều khiển rất chi tiết để tìm đường MTPA dựa vào công thức (3.5).

Phương pháp MTPA được sử dụng rộng rãi trong nhiều ứng dụng thực tế vì nó đơn giản và giảm thiểu được tổn thất đồng. Tuy vậy, phương pháp này không thể áp dụng cho vùng trên tốc độ cơ bản do bị giới hạn về điện áp.

3.2. Khái quát các kỹ thuật áp dụng trong điều khiển MTPA

Với sự tiến bộ của khoa học kỹ thuật hiện nay, IPMSM ngày càng được ưa chuộng và sử dụng nhiều hơn trong công nghiệp do các đặc điểm ưu việt về moment, hiệu suất hoạt động, kích thước động cơ…Song song đó, việc nghiên cứu các phương pháp điều khiển để thỏa mãn các yêu cầu về tải, tối ưu hiệu suất cho động cơ cũng là một lĩnh vực rất rộng và đa dạng.

Moment sinh ra trong động cơ là kết quả tương tác giữa dòng điện phần ứng với từ thông sinh ra trong hệ thống kích từ động cơ. Từ thông phải được giữ ở mức tối ưu nhằm đảm bảo sinh ra moment lớn nhất và giảm thiểu tối đa bão hòa của mạch từ. Động cơ, nói cách khác như một nguồn moment điều khiển được. Yêu cầu điều khiển chính xác giá trị moment tức thời của động cơ đặt ra trong các hệ truyền động có đặc tính truyền động cao và sử dụng phương pháp điều khiển vị trí trục rotor.

Việc điều khiển moment ở chế độ xác lập có thể mở rộng cho quá độ được thực hiện trong các hệ thống điều khiển vector theo nguyên lý định hướng từ trường. Việc điều khiển theo nguyên lý định hướng từ trường có nhiều phương pháp khác nhau: Định hướng từ thông rotor, định hướng từ thông stator, định hướng từ thông khe hở không khí. Trong đó phương pháp định hướng từ thông rotor được ứng dụng rộng rãi nhất.

Phương pháp điều khiển cực đại moment IPMSM đã thu hút được rất nhiều sự chú ý của các nhà nghiên cứu và đến nay đã có rất nhiều các giải pháp được đưa ra. Từ công thức (3.9) cho phép biểu diễn dòng theo dòng điện satotor I_s sao cho moment đạt lớn nhất, ta thấy phụ thuộc vào các tham số . Những nghiên cứu ban đầu dựa trên các tham số cố định có được từ mô hình động cơ. Sau đó, các kỹ thuật xem xét

đến độ bão hòa từ và nhiệt độ cũng được đề xuất. Với sự tiến bộ trong khả năng xử lý của DSP, những thuật toán chuyên sâu hơn bắt đầu được nghiên cứu phát triển trong những năm gần đây.

Các kỹ thuật dựa trên thông số quy đổi từ mô hình động cơ là các tính toán chuyên sâu để giải quyết các phương trình trong thời gian thực nên hầu hết các giá trị tối ưu được tính toán trước để lưu vào một bảng tính hoặc đường đặc tính phù hợp với các phương trình ước lượng quy chuẩn. Việc giảm thiểu tổn thất trong động cơ là một hướng được nghiên cứu để nâng cao hiệu suất moment. Dựa vào các phương án cụ thể hoặc áp dụng các kỹ thuật điều khiển phức tạp [11], [12]. Tổn thất Cu và Fe có thể được giảm, đặc biệt ở tốc độ thấp khi tổn thất Fe thành không đáng kể so với tổn thất Cu. Điều khiển hoạt động tối ưu có thể được xác định với tổn thất Cu tối thiểu trong [13]. Có rất nhiều kỹ thuật tính toán để xác định đường MTPA bằng cách dựa vào mô hình toán học đủ chính xác của động cơ sau đó thu thập các số liệu đo trực tiếp để đạt hiệu quả tối đa như trong [14] nhưng nhược điểm là thiếu sự chính xác. Không thể theo dõi được sự thay đổi của các tham số hoặc có sự khác biệt giữa mô hình toán học được sử dụng để tính toán và động cơ thực tế. Giải pháp khắc phục là cập nhật trước các tính toán bằng cách sử dụng ước lượng trực tiếp tham số động cơ trong [15]. Nhưng phương pháp này có hạn chế như tăng gánh nặng tính toán [16] hay việc bắt buộc phải có các giả thiết hạn chế, ví dụ như cho phép thay đổi các giá trị đo điện áp thực tế bằng các giá trị tham chiếu trong [17]. Nhóm kỹ thuật này có ưu điểm là dựa trên sự phát triển trong công nghệ chế tạo để xây dựng mô hình động cơ. Xem xét sự phụ thuộc của tải vào các biến điện cảm. Nhưng nhược điểm chung là việc xây dựng các mô hình đòi hỏi các bài kiểm tra và thử nghiệm đặc biệt mà chỉ có thể được thực hiện trong phòng thí nghiệm. Thứ đến là dựa vào các phép đo cảm biến trực tiếp khi hoạt động của tải thay đổi. Để đáp ứng được cần phải có các kết nối và cảm biến phù hợp, chưa kể nhiều tham số chưa tìm được phép đo chính xác mà phải quy đổi bằng các tính toán. Việc này làm tăng chi phí cho hệ thống. Và mặc dù việc kiểm soát trực tiếp tham số có thể bù đắp được các thay đổi của tham số trong quá trình hoạt động nhưng phản ứng động năng lại chậm do khối lượng tính toán lớn dẫn đến chỉ hiệu quả khi các điểm hoạt động có cường độ thay đổi chậm

Một cách tiếp cận thay thế cho các tính toán và tìm quỹ đạo đường MTPA trực tiếp mà ít dựa vào mô hình toán học của động cơ, giúp giảm sự phụ thuộc vào các tham số động cơ là kỹ thuật điều khiển dựa vào việc tìm cực trị điều khiển [18]. Được phát triển đầy đủ hơn trong [19] và hoàn thiện trong [20]. Kỹ thuật này sử dụng một tần số cao hình sin bơm vào mạch vòng điều khiển tốc độ để trích xuất các thông tin cần thiết, tìm và theo dõi hoạt động của đường MTPA. Cách thức thực hiện rất đa dạng nhưng sự

ổn định và hội tụ không được đề cập đến. Ngoài ra các kỹ thuật này còn bị ảnh hưởng bởi các lỗi trong qua trình chuyển đổi giai đoạn, phụ thuộc vào điều kiện hoạt động. Trong một số trường hợp có thể gây mất ổn định hệ thống. Lỗi chuyển đổi giai đoạn (phase shift) được sinh do các thay đổi của điện cảm ở tần số cao và thường được bù bằng cách dùng bảng tính mà không chú ý đến các lỗi ước lượng vị trí rotor được phản ánh trên đường MTPA. Tuy nhiên, các bảng tính lại chỉ thu được trong phòng thí nghiệm bằng cách so sánh hiệu suất cảm biến và các phương pháp điều khiển cảm biến.

Những phân tích trên đã cho ta một cái nhìn cơ bản về ưu, nhược điểm của các kỹ thuật áp dụng trong phương pháp điều khiển MTPA. Kỹ thuật của Morimoto trong [9] đưa ra tuy không mới nhưng có nhiều ưu điểm nổi trội. Đưa ra được những khái niệm cơ bản về giới hạn dòng điện và điện áp. Ngoài ra còn có thể mở rộng để tối ưu momen trên toàn dải tốc độ làm việc của động cơ. Việc sử dụng các DSP có thể cải thiện được tốc độ tính toán. Theo cách tiếp cận được đề xuất trong đề tài này. Tác giả lựa chọn kỹ thuật điều khiển dựa trên quan hệ i_d và i_q của Morimoto để xác định đường MTPA.

3.3. Phương pháp điều khiển MTPA dựa trên quan hệ i_d, i_q

3.3.1. Giới hạn làm việc của động cơ

Như đã phân tích ở chương II, mục 2.1 về vùng làm việc của động cơ. Ta đã có các khái niệm cơ bản về vùng moment không đổi, vùng công suất không đổi, giới hạn dòng điện và điện áp của PMSM. Trong phần này, ta nhắc lại một số khái niệm, qua đó làm rõ hơn về phương pháp MTPA áp dụng cho vùng làm việc của PMSM nào và cách tính quỹ đạo đường MTPA cho vùng làm việc ấy.

Như đã biết, đối với các hệ truyền động điện, ta luôn có một giá trị dòng điện cực đại mà động cơ và các thiết bị trong hệ thống còn hoạt động mà không bị hư hại hoặc dòng điện tối đa mà nguồn cấp có thể đáp ứng được. Nếu gọi giá trị này là I_{sm}, ta có quan hệ dòng điện

_____

(3.10)

Tương tự ta cũng có quan hệ về điện áp như sau

_____

(3.11)

Ta có phương trình điện áp IPMSM theo Morimoto trong [8]

(3.12)

Từ (3.6) và (3.7) ta có

(3.13)

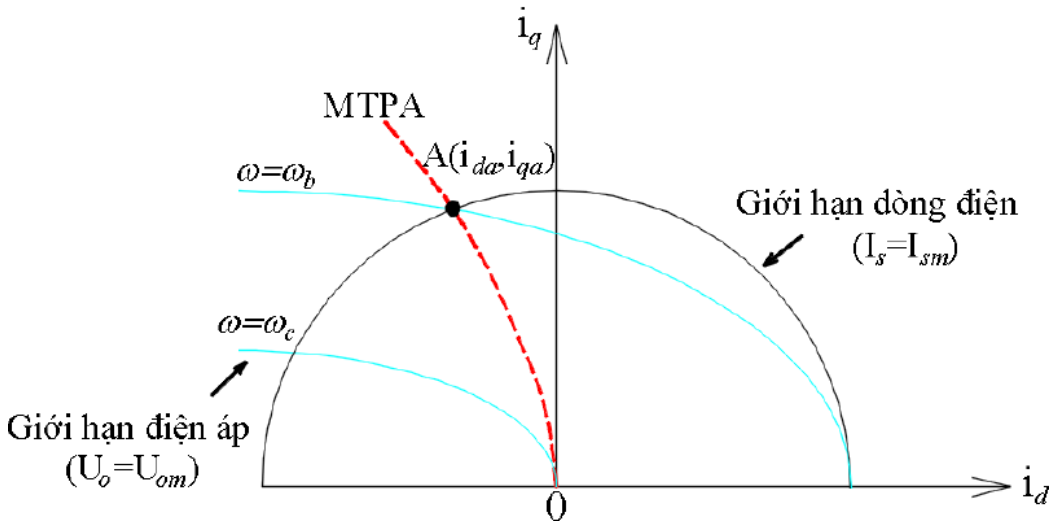
Nếu bỏ qua điện trở stator, (3.13) có thể được viết lại thành

(3.15)

Ở mục trước, ta đã chứng minh với mỗi dòng điện stator I_s, ta điều chỉnh dòng i_d âm theo dòng i_q thì giá trị moment điện từ sẽ đạt cực đại.

Từ đó ta biểu diễn được quỹ đạo đường MTPA là quỹ tích các điểm trên mặt phẳng (i_d, i_q) sao cho moment là cực đại với mỗi đơn vị dòng điện I_s.

Dựa vào các phân tích về giá trị moment cực đại ở trên cho dòng điện giới hạn I_{sm}, từ đó có thể đưa ra điểm làm việc cực đại cho các giá trị dòng điện tương ứng với mức tải.



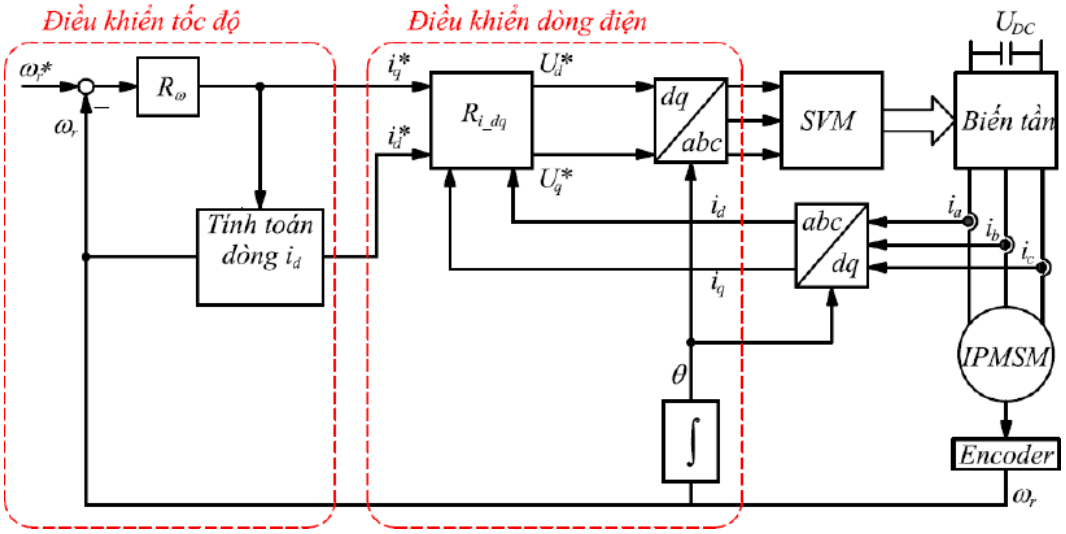
Hình 3.2. Quỹ đạo MTPA trong hệ tọa độ i_d-i_q.

Điểm A(i_{da}, i_{qa}) nằm trên quỹ đạo đường MTPA và là giao điểm giữa đường tròn giới hạn dòng điện I_{sm} với đường elip giới hạn điện áp U_{sm}. Dựa vào hình vẽ ta thấy:

+ Vùng dưới tốc độ w_b(vùng moment không đổi): Đường elip giới hạn điện áp lúc này luôn bao đường MTPA. Vậy để có đường moment cực đại, điểm làm việc phải nằm trên đường MTPA được xác định theo công thức (3.5)

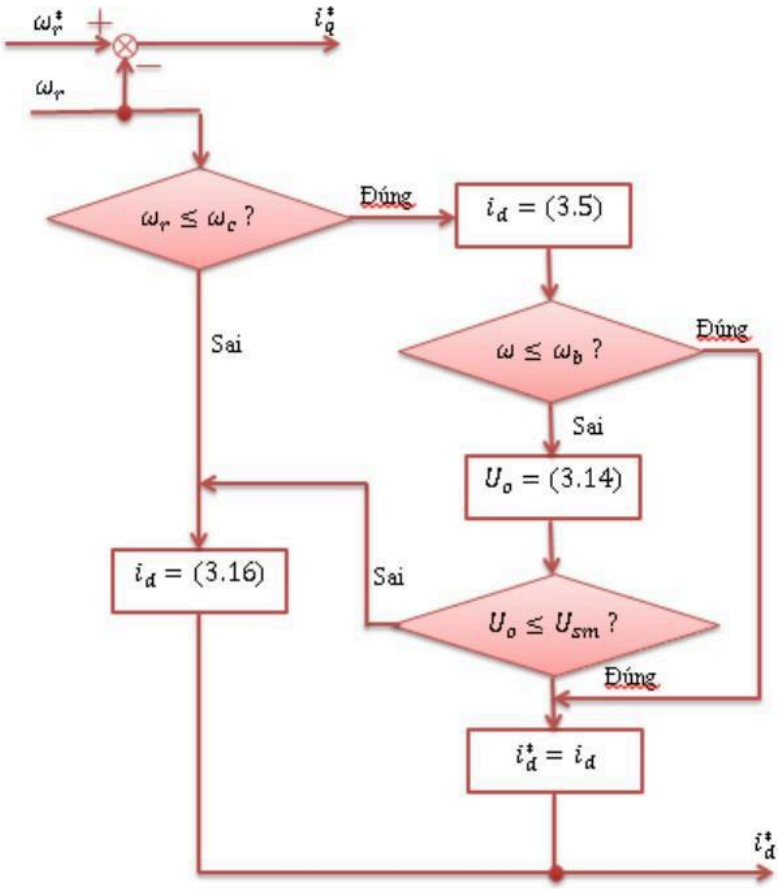
+ Vùng trên tốc độ w_c(Vùng công suất không đổi): Lúc này đường giới hạn điện áp không còn bao đường MTPA. Giá trị moment cực đại ứng với mỗi dòng I_s đạt được tại giao điểm giữa đường elip và đường tròn. Ta có thể xác định điểm này theo công thức đường elip

(3.16)



Hình 3.3. Cấu trúc điều khiển MTPA cho IPMSM.

Do động cơ hoạt động trên cả hai vùng tốc độ nên giá trị i_d cũng được tính theo các cách khác nhau. Từ các phân tích trên, ta có lưu đồ thuật toán



Hình 3.4. Lưu đồ thuật toán điều khiển MTPA cho IPMSM.

Bộ điều khiển được sử dụng để ổn định tốc độ, đầu ra của bộ điều khiển tốc độ là giá trị dòng đặt , giá trị này được hạn chế bởi bộ hạn chế thay đổi theo tốc độ rồi đưa vào bộ tính toán theo thuật toán. Vì giá trị của id được tính toán sao cho thỏa mãn điều kiện điện áp và dòng điện nên việc hạn chế là không cần thiết. Sau đó, giá trị đặt được đưa qua bộ điều khiển dòng tách rồi chuyển đổi tọa độ kênh tạo tín hiệu đặt để đưa vào bộ nghịch lưu.

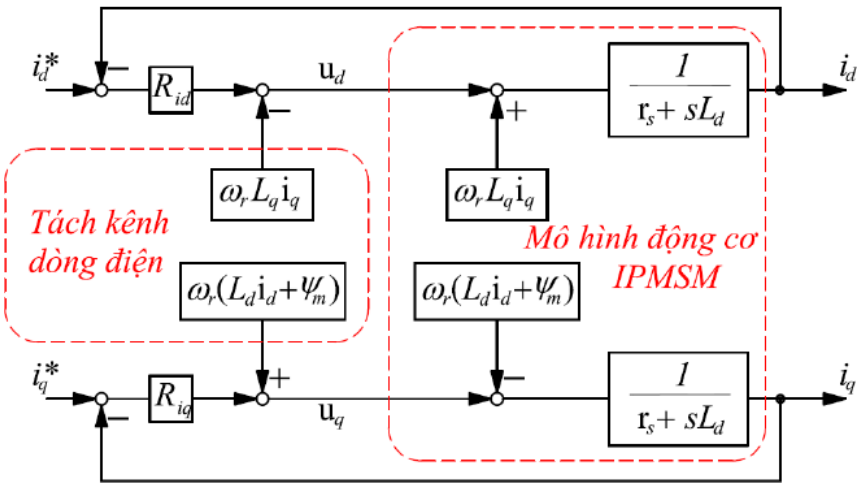
CHƯƠNG IV. TÍNH TOÁN MẠCH VÒNG ĐIỀU KHIỂN VÀ MÔ PHỎNG HỆ THỐNG

4.1. Thiết kế mạch vòng điều khiển dòng điện

Như phân tích trong chương I, nhận thấy rằng các giá trị điện áp u_d, u_q không những phụ thuộc các giá trị dòng điện i_d, i_q và tốc độ mà còn phụ thuộc lẫn nhau. Điều này gây ra các tương tác chéo làm ảnh hưởng đến động cơ. Tốc độ càng tăng thì ảnh hưởng lại càng rõ rệt. Giải pháp khắc phục được đưa ra là thực hiện một khâu bù lại tác động của thành phần chéo, từ đó giúp tách kênh, điều khiển độc lập được hai thành phần i_d và i_q. Các thành phần dòng điện này có thể tuyến tính hóa bằng cách coi chúng không bị ảnh hưởng chéo lẫn nhau và từ đó ta có thể tổng hợp được các bộ điều khiển PI với hàm truyền tổng quát mô tả theo công thức sau:

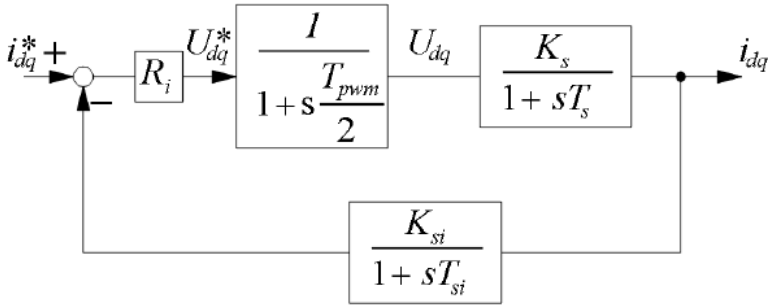
(4.1)

Với và là các hệ số của bộ điều khiển PI cần được tính toán và lựa chọn.



Hình 4.1. Cấu trúc tách kênh điều khiển dòng điện.

Xét mạch vòng điều khiển dòng điện



Hình 4.2. Mạch vòng điều khiển dòng điện.

Hàm truyền hệ hở của mạch vòng dòng điện:

=

= (4.1)

Do và là những hằng số thời gian nhỏ vì thế có thể sấp xỉ

thành

(4.2)

Để nâng cao chất lượng đáp ứng dòng điện ta cần bù hằng số thời gian , nếu đặt thì hàm truyền hệ hở sẽ có dạng:

(4.3)

Hàm truyền hệ kín được tính:

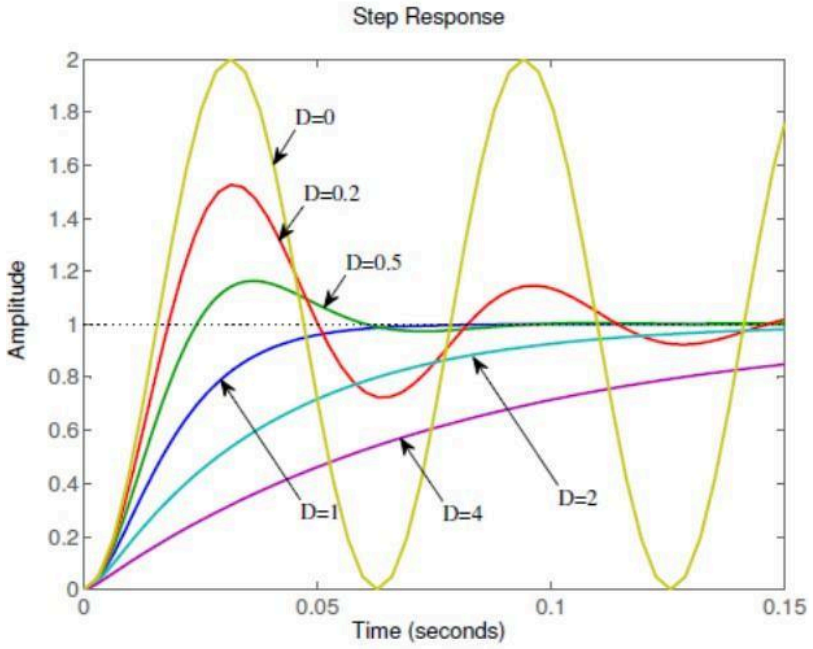
(4.4)

Nhận thấy hệ kín mạch vòng dòng điện là một khâu dao động bậc hai, do vậy có thể đưa hệ kín về dạng khâu dao động bậc hai tổng quát với các đặc tính mong muốn.

Hàm chuẩn bậc hai có dạng

(4.5)

Với D là hệ số tắt dần (Damping factor) và là tần số giao động tự nhiên (natural frequency) của hệ dao động bậc hai. Hệ số D ảnh hưởng đến đáp ứng của hệ thống. Khi cho D thay đổi từ 0 đến 4, ta được đồ thị như trên hình 4.3



Hình 4.3. Ảnh hưởng của hệ số tắt dần D tới chất lượng hệ thống. [5]

Đồng nhất hệ thức ta có:

(4.6)

Rút từ phương trình thứ hai vào phương trình thứ nhất của (4.6), ta được

(4.7)

Từ đây ta tính được các hệ số và của bộ điều khiển dòng

(4.8)

Vậy bộ điều khiển dòng điện sẽ có dạng

(4.9)

4.2. Mô phỏng hệ thống

4.2.1. Các tính toán cơ bản

Động cơ được lựa chọn có các tham số như sau

Công suất đầu ra định mức ($P_{đm}$) [kW]	40
Momen định mức($M_{đm}$) [Nm]	134
Tốc độ định mức($n_{đm}$) [rpm]	2600
Dòng pha định mức ($I_{đm}$) [a]	216
Số cực	6
Từ thông nam châm ($\psi_{đm}$) [Wb]	0,07
Điện cảm trục d (L_d) [µH]	375
Điện cảm trục q (L_q) [µH]	835
Điện trở stator (r^s) [mΩ]	29 5
Momen quán tính (J) [Kg.m]	0,018

2

Bảng 4.1. Thông số động cơ IPMSM.

Tốc độ cơ định mức

(4.13)

Tốc độ điện định mức

(4.14)

Với điều khiển vector thông thường, dòng điện i_d=0 dẫn đến

(4.15)

Điện áp động cơ đạt định mức khi và tương đương với

(4.16)

Điện áp DC link nhỏ nhất của biến tần:

Từ công thức (4.9) và (4.12), sau quá trình tính toán và thử nghiệm, với giá trị D=2,5 và a=6. Ta có bộ điều khiển dòng điện và bộ điều khiển tốc độ

(4.17)

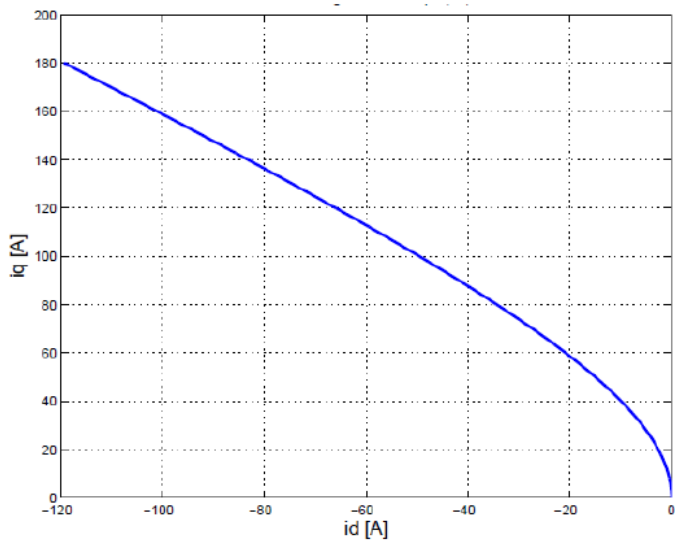
(4.18)

Như đã phân tích ở chương III, quỹ đạo đường MTPA có được là do việc điều chỉnh dòng i_d theo công thức (3.5). Moment động cơ đạt giá trị cực đại khi dòng điện stator là cực đại. Công thức (3.10) sẽ được viết lại thành

(4.19)

Khi đó giao điểm giữa đường quỹ đạo cực đại moment và đường giới hạn dòng điện là điểm moment sinh ra đạt giá trị lớn nhất. Từ công thức (3.9), ta có tọa độ điểm A là điểm cực đại moment

(4.20)



Hình 4.4. Quỹ đạo tính toán đường MTPA.

Moment cực đại của động cơ

(4.21)

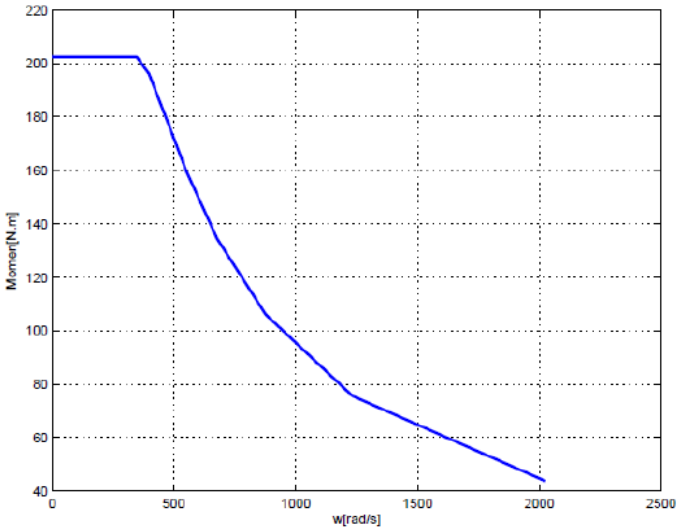
Khi thực hiện thuật toán MTPA, dòng i_d âm được bơm vào làm giảm từ thông dọc trục động cơ, do đó tốc độ động cơ không còn bằng nữa mà tăng lên tốc độ cơ bản

.

(4.22)

Tương ứng với tốc độ cơ

(4.23)



Hình 4.5. Quỹ đạo tính toán đường giới hạn moment động cơ.

Khi động cơ hoạt động với tốc độ vượt tốc độ cơ bản, điện áp stator lúc này đã đạt định mức do đó muốn tăng tốc phải giảm kích từ bằng cách bơm dòng i_d âm được tính toán theo công thức (3.16) để khử bớt từ thông nam châm của rotor. Khi đó điện áp động cơ sẽ không bị vượt quá mà giữ nguyên tại giá trị định mức, tuy nhiên khả năng sinh moment của động cơ cũng sẽ giảm. Lúc này động cơ hoạt động trong vùng làm việc có công suất cực đại không đổi.

Giá trị điện áp

(4.24)

Từ thông dọc trục sẽ bị khử hoàn toàn khi dòng điện trục d đạt tới giá trị min

(4.25)

Khi đó dòng điện trục q sẽ là

(4.25)

Moment động cơ

(4.26)

Tốc độ cực đại theo thuật toán giảm từ thông

(4.27)

Tương ứng với tốc độ cơ

(4.28)

4.2.2. Mô phỏng và kết quả

1. Thực hiện mô phỏng với điều khiển vector thông thường i_d=0

Các đại lượng đặt được thay đổi là tốc độ và moment tải.

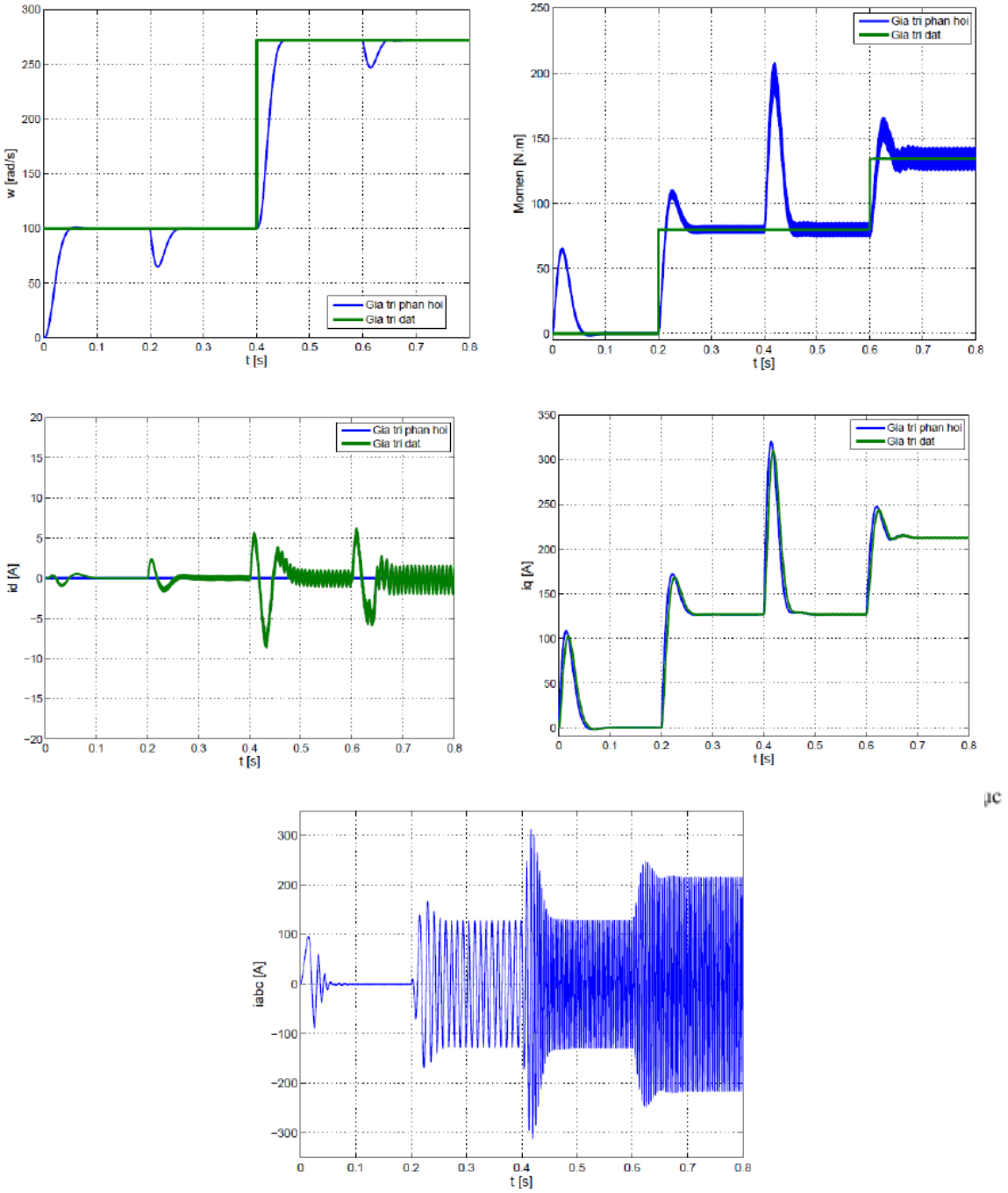
Thời gian [s]	Tốc độ [rad/s]	Moment [Nm]
0	100	0
0,2	100	80
0,4	272	80
0,6	272	134

Bảng 4.2. Bảng các giá trị đặt cho điều khiển vector thông thường.

Kết quả mô phỏng:

Khi thay đổi tốc độ ở 0s và 0,4s, thời gian xác lập khoảng 0,05s. Độ quá điều chỉnh . Thời ở 0,2s và 0,6s độ sụt tốc khoảng 30%. điểm đóng tải moment

Moment đáp ứng nhanh khoảng 0,02s. Biên độ đập mạch nhỏ khoảng 5%.



(e) Đáp ứng dòng điện stator

Hình 4.6. Kết quả mô phỏng điều khiển vector thông thường.

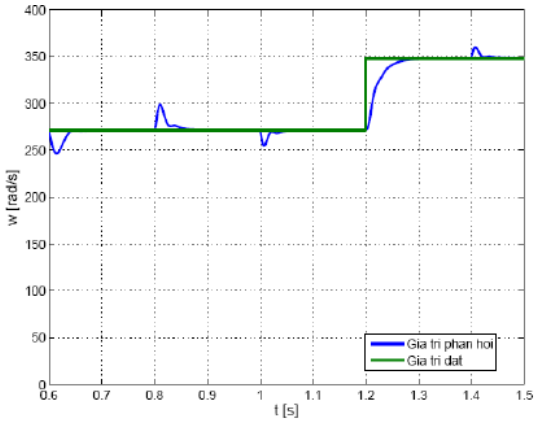
2. Thực hiện mô phỏng khi sử dụng thuật toán MTPA

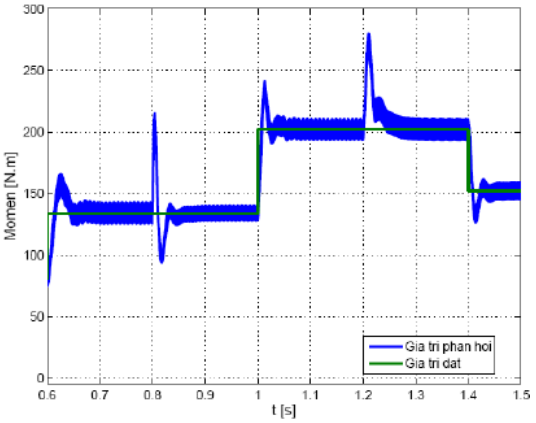
Thời gian [s]	Tốc độ [rad/s]	Moment [Nm]
0,8	272	134
1,0	272	202
1,2	348	202

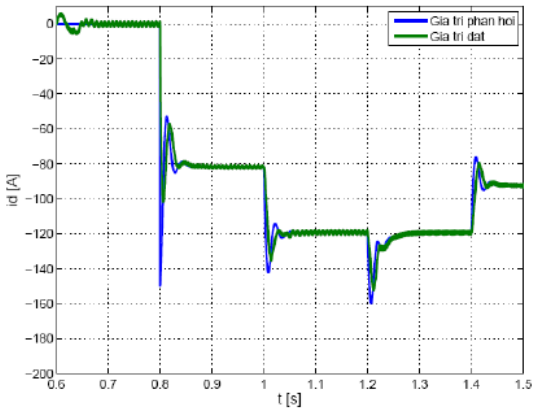
Bảng 4.3. Bảng các giá trị đặt cho điều khiển MTPA.

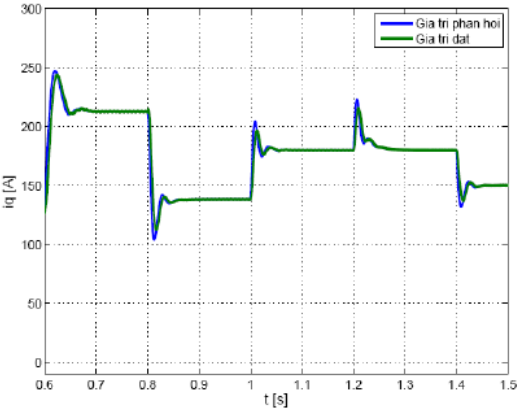
Kết quả mô phỏng:

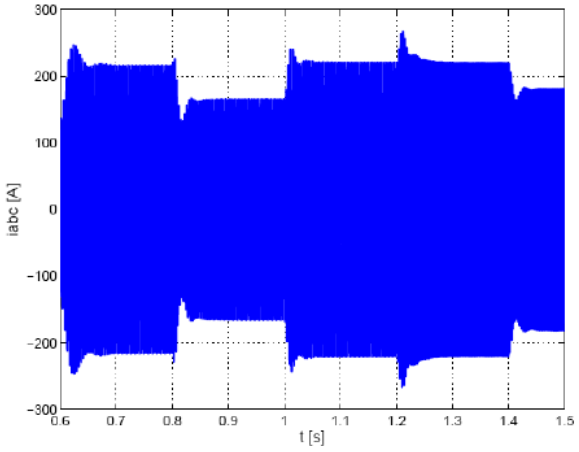
Khi thay đổi moment lên max ở 1s, độ sụt tốc khoảng 19%. Khi thay đổi tốc độ ở 1,2s, thời gian xác lập khoảng 0,08s. Độ quá điều chỉnh . Khi tăng tốc độ lên tốc độ cơ bản ở 1,2s. Dòng điện i_d giảm xuống -160A đồng thời momet tăng lên khoảng 270Nm.











(e) Đáp ứng dòng điện stator

Hình 4.7. Kết quả mô phỏng điều khiển thuật toán MTPA.

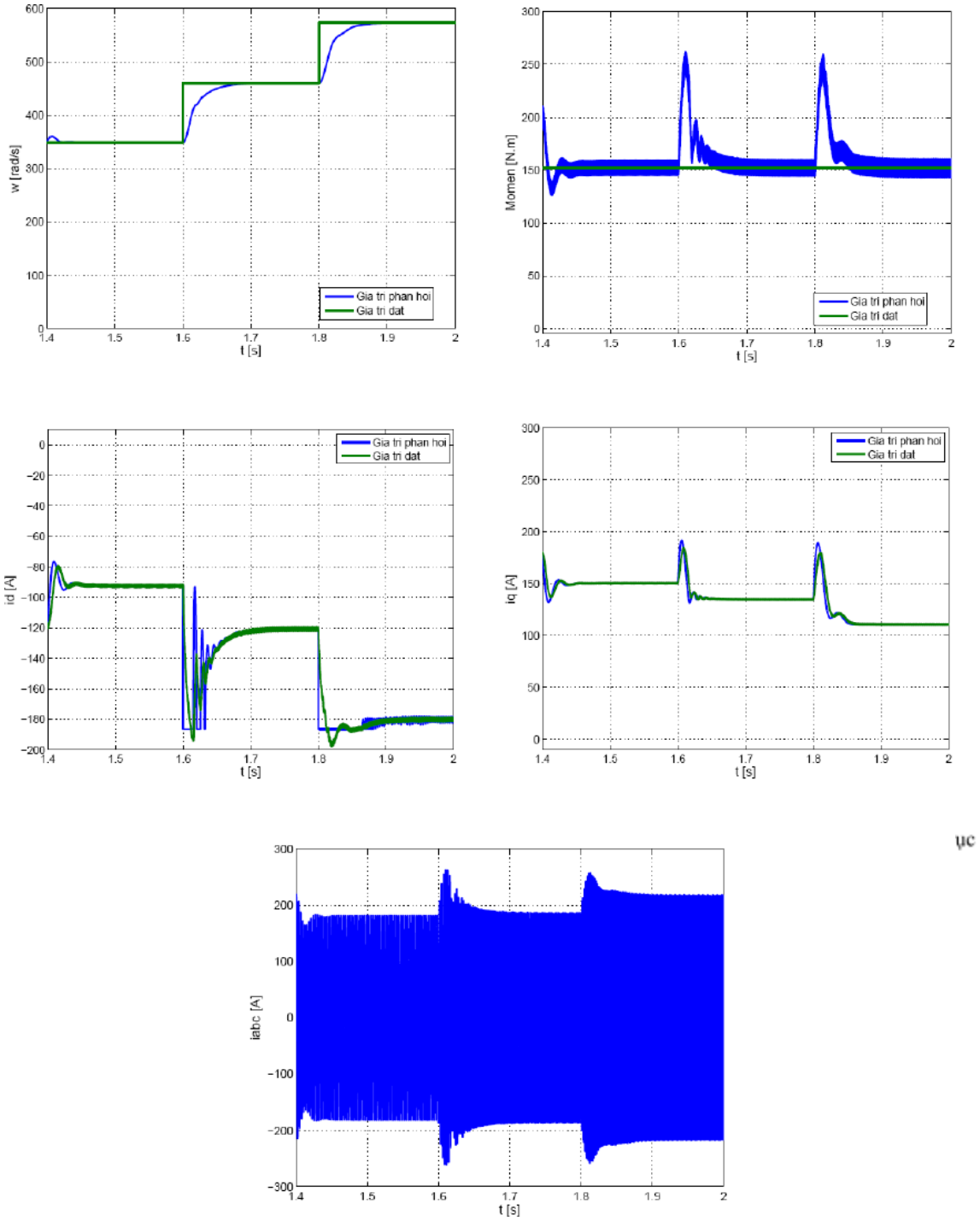
3. Thực hiện mô phỏng cho thuật toán FW

Thời gian [s]	Tốc độ [rad/s]	Moment [Nm]
1,4	272	152,3
1,6	460	152,3
1,8	573	152,3

Bảng 4.4. Bảng các giá trị đặt cho điều khiển FW.

Kết quả mô phỏng:

Khi thay đổi tốc độ lên trên tốc độ cơ bản ở 1,6s. Thời gian xác lập khoảng 0,08s. Độ quá điều chỉnh . Moment giữ ở 152,3Nm. Dòng điện$_d$=i 187A, có biên độ giao động tương đối lớn. Moment đập mạch tương đối lớn khoảng 260Nm. Thay đổi tốc độ lên max ở 1,8s. i_d đạt max ở 189A.



(e) Đáp ứng dòng điện stator

Hình 4.8. Kết quả mô phỏng điều khiển thuật toán FW.

KẾT LUẬN

Với sự tiến bộ của khoa học kỹ thuật ngày nay, động cơ IPMSM ngày càng được ưa chuộng và sử dụng nhiều hơn trong công nghiệp do các đặc điểm ưu việt về moment, hiệu suất hoạt động, kích thước động cơ… Song song đó, việc nghiên cứu các phương pháp điều khiển để thỏa mãn các yêu cầu về tải cũng như tối ưu hiệu suất động cơ cũng là một lĩnh vực rất rộng và đa dạng.

Trong khuôn khổ đề tài được giao: Điều khiển cực đại moment động cơ nam châm vĩnh cửu chìm ứng dụng cho ô tô điện, dưới sự định hướng và giúp đỡ của PGS.TS. Tạ Cao Minh cùng với nỗ lực của bản thân, tác giả đã hoàn thành đề tài và đạt được các mục tiêu cơ bản sau:

- Hiểu về ứng dụng, phân loại, cấu tạo và các đặc điểm nổi bật của động cơ nam châm vĩnh cửu cực chìm dùng trong ô tô điện.
- Áp dụng hệ điều khiển vector cho động cơ, xây dựng bộ điều khiển dòng điện có khâu tách kênh để loại bỏ ảnh hưởng của các tương tác chéo.
- Mô phỏng thành công thuật toán điều khiển cực đại moment và mở rộng cho cả vùng tốc độ trên tốc độ cơ bản.

Tuy nhiên, trong quá trình thực hiện vẫn còn một số điểm cần phải tìm hiểu sâu thêm. Vì vậy, trong thời gian tới của tác giả mong muốn thực hiện thêm các vấn đề:

- Nghiên cứu các thuật toán và phương pháp tìm quỹ đạo đường MTPA online qua đó làm giảm sự phụ thuộc vào các tham số của động cơ.
- Thiết kế bộ quan sát nhiễu để nâng cao chất lượng bộ điều khiển.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn. (2007), Cơ sở truyền động điện, NXB Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.

[2] Nguyễn Doãn Phước. (2009), Lý thuyết điều khiển tuyến tính, NXB Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.

[3] Nguyễn Phùng Quang. (2006), Truyền động điện thông minh, NXB Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.

[4] Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn, Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi. (2012), Điều chỉnh tự động truyền động điện, NXB Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.

[5] Nguyễn Bảo Huy. (2015), Điều khiển hệ truyền động cho ô tô điện, Luận văn Thạc sỹ khoa học, Đại học Bách khoa Hà Nội.

[6] Bimal K. Bose. (2002), Modern Power Electronics and AC drives, Prentice Hall PTR, New Jersey.

[7] Kwang Hee Nam. (2010), AC motor control and electric vehicle applications, CRC Press, New York.

[8] R. Krishnan. (2010), Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives, CRC Press, New York.

[9] Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. (Aug.1994), "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motor with high – performance current regulator", IEEE Trans. Ind, Appl. Vol. 30, pp.920-926.

[10] S. Morimoto, T. Ueno, M. Sanada, A. Yamagiwa, Y. Takeda, and T. Hirasa. (1993), "Effects and compensation of magnetic saturation in permanent magnet synchronous motor drives," in Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, no. 2, pp. 59–64.

[11] S. Kim, Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, and K. Ide. (2013), "Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation," IEEE Trans. Power Electron, vol. 28, no. 1, pp. 488–497.

[12] W. Wang, B. Fahimi, and M. Kiani. (2012), "Maximum torque per ampere control of permanent magnet synchronous machines," in Proc. of ICEM'12, pp. 1013–1020.

[13] R. Moncada, J. Tapia, and T. Jahns. (2010) "Analysis of Negative-Saliency Permanent-Magnet Machines," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 57, no. 1, pp. 122 – 127.

[14] A. Dianov, K. Young-Kwan, L. Sang-Joon, and L. Sang-Taek. (2008), “Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives,” in Proc. of IECON’08, pp. 1355–1360.

[15] P. Niazi, H. Toliyat, and A. Goodarzi. (2007), “Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of PM-Assisted SynRM for Traction Applications,” IEEE Trans. Veh. Technol, vol. 56, no. 4, pp. 1538 –1545.

[16] G. Foo and M. Rahman. (2010), “Sensorless Sliding-Mode MTPA Control of an IPM Synchronous Motor Drive Using a Sliding-Mode Observer and HF Signal Injection,” IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 57, no. 4, pp. 1270–1278.

[17] S. Fazeli, H. Ping, H. Zarchi, and J. Soltani. (2009), “Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives using Adaptive Input-Output Feedback Linearization Approach,” in Proc. of TECHPOS’09, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 1–6.

[18] Y. Tan, W. Moase, C. Manzie, and I. Mareels. (2010), “Extremum seeking from 1922 to 2010,” in Proc. of 29h Chinese Control Conference, Beijing, China, pp. 14–26.

[19] S. Bolognani, L. Sgarbossa, and M. Zordan. (2007), “Self-tuning of MTPA current vector generation scheme in IPM synchronous motor drives,” in Proc. of EPE’07, Aalborg, Denmark, pp. 1–10.

[20] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, and L. Sgarbossa. (2011), “Automatic Tracking of MTPA Trajectory in IPM Motor Drives Based on AC Current Injection,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 1, pp. 105–114.

PHỤ LỤC

A. Khởi tạo các tham số

```
%-----------Tham so dong co IPMSM-----------
P=6;                    %So cap cuc
Rs=295e-4; Ld=3.75e-4; Lq=8.35e-4;                    %Dien tro Stator [Om]
Phi_pm=7e-2;                                          %Dien cam truc d [H]
                                                      %Dien cam truc q [H]
                                                       %Tu thong Rotor [Wb]

J=0.018;                %Momen quan tinh [Kgm2]
Mdm=134;                %Momen dinh muc [Nm]
n_dm=2600;              %Toc do dinh muc [rpm]
Idm=216;                %Dong dien dinh muc [A]
%________Gia tri co ban_________
Td=Ld/Rs;               %Hang so thoi gian truc d [s]
Tq=Lq/Rs;               %Hang so thoi gian truc q [s]
wdm=(2*pi*n_dm/60)*P    %Toc do dien dinh muc [rad/s]
Udm=sqrt((wdm*Lq*Idm)^2+(Phi_pm*wdm+Rs*Idm)^2)%Dien ap dinh muc dong co
[V]
%________Hang so co ban_________
Kpwm=1;                 %Hang so bo PWM
Tpwm=1e-4;              %Hang so thoi gan bo PWM [s]
Ksi=1;                  %Hang so bo cam bien dong
Tsi=Tpwm;               %Hang so thoi gian bo bo cam bien dong
Ksw=1;                  %Hang so bo cam bien toc do Tsw=0.1*Tpwm;
                            %Hang so thoi gian bo cam bien toc do [s]
Ts=1e-4;                %Hang so thoi gian bo loc thong thap LPF [s]
%-----------Bo dieu khien dong dien-----------
Kdt=1/Rs
Ki=Kdt*Kpwm*Ksi;
Tn=Tpwm/2+Tsi;
D=2.5;                  %He so tat dan
Kid=1/(Ki*4*D^2*Tn)     %Hang so tich phan bo dieu khien dong truc d
Kpd=Td/(Ki*4*D^2*Tn)    %Hang so ti le bo dieu khien dong truc d
Kiq=1/(Ki*4*D^2*Tn)     %Hang so tich phan bo dieu khien dong truc q
Kpq=Tq/(Ki*4*D^2*Tn)    %Hang so ti le bo dieu khien dong truc q
%-----------Bo dieu khien toc do-----------
Ti=4*D^2*Tn;
Tw=Ti+Tsw
Kw=Ksw*3*P*Phi_pm/(2*J);
a=6;                    %Hang so kinh nghiem do qua dieu chinh
Kiw=1/(a*sqrt(a)*Tw^2*Kw) %Hang so tich phan bo dieu khien toc do
Kpw=1/(sqrt(a)*Tw*Kw)     %Hang so ti le bo dieu khien toc do
```

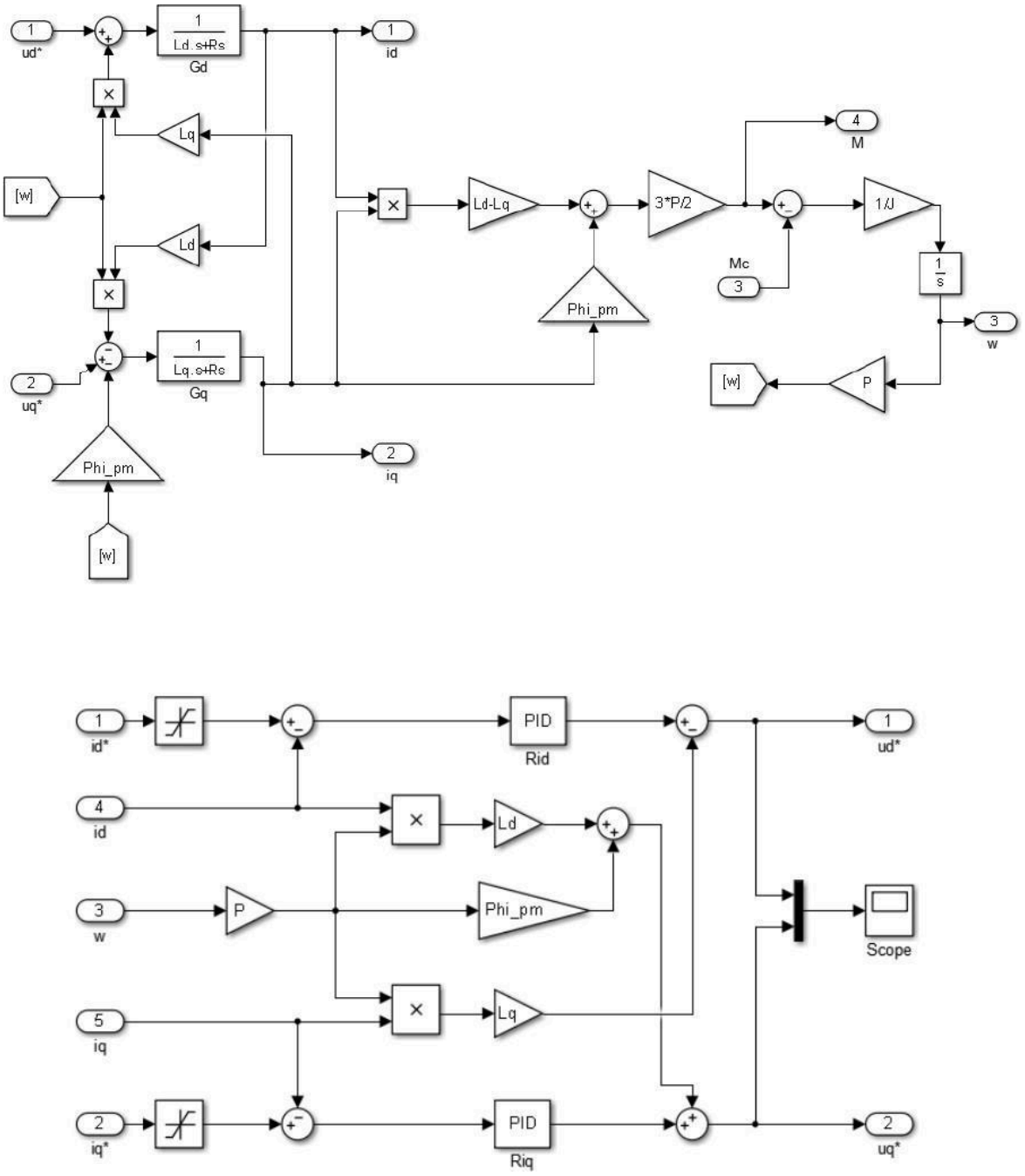
B. Tính toán đường MTPA

```
%-----------Do thi duong MTPA theo iq*=f(id*)----------
%-----------Tham so dong co IPMSM-----------
P=6;                    %So cap cuc
Rs=295e-4; Ld=3.75e-4; Lq=8.35e-4;                          %Dien tro Stator [Om]
Phi_pm=7e-2;                                                %Dien cam truc d [H]
                                                            %Dien cam truc q [H]
                                                             %Tu thong Rotor [Wb]

J=0.018;                %Momen quan tinh [Kgm2]
Mdm=134;                %Momen dinh muc [Nm]
n_dm=2600;              %Toc do dinh muc [rpm]
Ism=216;                %Dong dien dinh muc [A]
k=1;
for is=0:0.1:Ism
p=[2 Phi_pm/(Ld-Lq) -is^2];
R=roots(p);
if(R(1)<R(2)), id=R(1);
else
id=R(2);
end
iq1=sqrt(is^2-id^2);
Te1=1.5*P*(Phi_pm+(Ld-Lq)*id)*iq1;
Vid(k)=id;
Viq1(k)=iq1;
VTe1(k)=Te1;
i=is;
k=k+1;
end
plot(Vid,Viq1,'-','LineWidth',2)
title('Do thi duong MTPA theo iq*=f(id*)');
xlabel('id [A]', 'FontSize',14)
ylabel('iq [A]', 'FontSize',14)
hold on
grid on
```

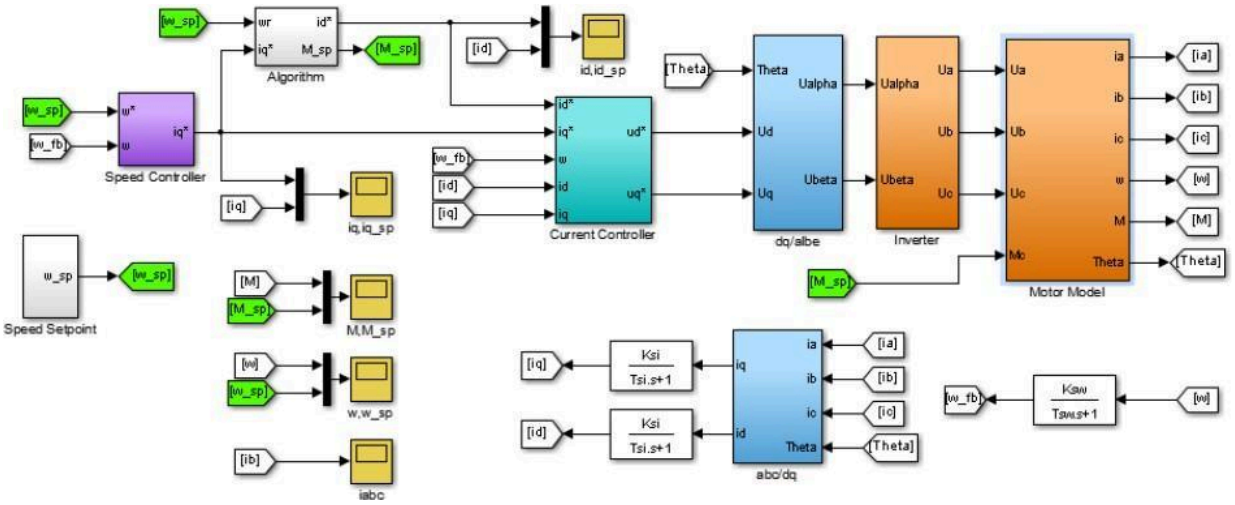
C. Quỹ đạo tính toán đường giới hạn moment động cơ

```
%-----------Tham so dong co IPMSM-----------
P=6;                    %So cap cuc
Rs=295e-4; Ld=3.75e-4; Lq=8.35e-4;                    %Dien tro Stator [Om]
Phi_pm=7e-2;                                          %Dien cam truc d [H]
                                                      %Dien cam truc q [H]
                                                       %Tu thong Rotor [Wb]

J=0.018;                %Momen quan tinh [Kgm2]
Mdm=134;                %Momen dinh muc [Nm]
n_dm=2600;              %Toc do dinh muc [rpm]
Idm=216;                %Dong dien dinh muc [A]
%_________Gia tri co ban_________
Udm=318;
a=1/(4*(Lq-Ld));
b=sqrt((Phi_pm^2)+8*(Lq-Ld)^2*Idm^2);
id2=a*(Phi_pm-b)
iq2=sqrt(Idm^2-id2^2)
a2=Phi_pm+Ld*id2;
b2=Lq*iq2;
Mmax2=(3/2)*P*(Phi_pm*iq2+(Ld-Lq)*id2*iq2)
wb = sqrt(Udm^2./((Phi_pm+Ld*id2).^2+(Lq*iq2).^2))
%-----------Cac gia tri gioi han cua dong co-----------

step=wb/10;
wr1=[1:step:wb];
Mr1=wr1./wr1*Mmax2;

step=Idm/10;
iq=[iq2:-step:10];
id=-sqrt(Idm^2-iq.^2);
Mr2 = 3/2*P*(Phi_pm*iq+(Ld-Lq)*id.*iq);
wr2 = sqrt(Udm^2./((Phi_pm+Ld*id).^2+(Lq*iq).^2));
w=[wr1 wr2]/P;
M=[Mr1 Mr2];
%_________Xuat ra do thi_________
pos = get(gcf, 'Position');
plot(w,M,'-','LineWidth',2);
%title('IPM Motor Limit');
xlabel('w[rad/s]');
ylabel('Momen[N.m]');
%legend('Momen max');
hold on
grid on
```

D. Mô hình mô phỏng



Hình C.2. Mô hình mô phỏng bộ điều khiển dòng.



Hình C.3. Mô hình mô phỏng toàn hệ thống.

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập – Tự do – Hạnh phúc

BẢN XÁC NHẬN CHỈNH SỬA LUẬN VĂN THẠC SĨ

Họ và tên tác giả luận văn : TRẦN LAM GIANG
Đề tài luận văn: Điều khiển cực đại moment động cơ nam châm vĩnh cửu chìm ứng dụng cho ô tô điện.
Chuyên ngành: Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa
Mã số SV: CB130949

Tác giả, Người hướng dẫn khoa học và Hội đồng chấm luận văn xác nhận tác giả đã sửa chữa, bổ sung luận văn theo biên bản họp Hội đồng ngày 28/10/2015 với các nội dung sau:

1. Bổ sung vào danh mục tài liệu tham khảo: Nguyễn Bảo Huy. (2015), Điều khiển hệ truyền động cho ô tô điện, Luận văn Thạc sỹ khoa học, Đại học Bách khoa Hà Nội.
2. Bỏ khâu giới hạn điện áp trong hình 3.3. Cấu trúc điều khiển MTPA cho IPMSM.
3. Bỏ mục 4.2. Thiết kế mạch vòng tốc độ.

……..
……..
……..
……..

Ngày ……/ /

Giáo viên hướng dẫn

Tác giả luận văn

CHỦ TỊCH HỘI ĐỒNG

THƯ VIỆN TẠ QUANG BỬU
Xác nhận đã nhận lại luận văn sau sửa chữa mã số…….
Ngày……tháng……năm…….
KÝ GHI RÕ HỌ TÊN