

ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KỸ THUẬT CÔNG NGHIỆP

BÁO CÁO TỔNG KẾT
ĐỀ TÀI KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ CẤP TRƯỜNG

ĐIỀU KHIỂN VECTOR CHO ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH

Mã số: T2019-B14

Xác nhận của tổ chức chủ trì

KT. HIỆU TRƯỞNG
PHÓ HIỆU TRƯỞNG



PGS.TS. Vũ Ngọc Pi

Chủ nhiệm đề tài

(ký, họ tên)

Nguyễn Hồng Quang

Thái Nguyên, 07/2021

NHỮNG NGƯỜI THAM GIA THỰC HIỆN ĐỀ TÀI

TS. Đỗ Trung Hải – Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

TS. Ngô Minh Đức - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Dương Quốc Tuấn - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Vũ Xuân Tùng - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Ngô Thanh Hải- Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Đỗ Thị Phương Thảo- Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Nguyễn Vĩnh Thụy - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Nguyễn Thị Chinh - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Lâm Hùng Sơn - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

TS. Bùi Thị Thị Hải Linh - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp

ThS. Dương Hòa An - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Nguyễn Duy Trường - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Dương Quỳnh Nga- Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Nguyễn Văn Huỳnh- Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Trần Thị Thanh Thảo - Khoa Điện – Trường ĐHKT Công nghiệp.



MỤC LỤC

CHƯƠNG 1 TRUYỀN ĐỘNG TUYẾN TÍNH DẠNG POLYSOLENOID VÀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN	1
1.1 Động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid	1
1.2 Tình hình nghiên cứu trong nước:	3
1.3 Tình hình nghiên cứu trên thế giới:	3
CHƯƠNG 2 MÔ HÌNH HÓA ĐCTTĐB KTVC POLYSOLENOIDE	5
2.1 Biểu diễn các vector không gian của động cơ hai pha tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu	5
2.2 Phương trình động học của ĐCTT trong hệ dq	9
CHƯƠNG 3 ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH DẠNG POLYSOLENOID	12
3.1 Khái quát về cấu trúc điều khiển	12
3.2 Các phương pháp điều khiển lực (điều khiển dòng điện)	13
3.2.1 Điều khiển dự báo MPC	13
3.2.1.1 Điều khiển dự báo MPC với tập điều khiển liên tục	14
3.2.1.2 Điều khiển dự báo MPC với tập điều khiển hữu hạn	18
3.2.2 Điều khiển theo phương pháp Deadbeat mới	20
CHƯƠNG 4 MÔ PHÒNG HỆ THỐNG	27
4.1 Mô phỏng đáp ứng của mạch vòng dòng điện	27
4.1.1 Mô phỏng đáp ứng của bộ điều chỉnh dòng điện CCS-MPC với sự thay đổi của giá trị đặt cho mạch vòng dòng điện	27
4.1.2 Mô phỏng đáp ứng của bộ điều chỉnh dòng điện CCS-MPC với sự thay đổi của giá trị đặt cho mạch vòng dòng điện	28
4.2 Mô phỏng đáp ứng vị trí của hệ kín	29
CHƯƠNG 5 HỆ THỐNG PHẦN CỨNG CÀI ĐẶT THUẬT TOÁN ĐIỀU KHIỂN	32
5.1 Yêu cầu đặt ra và các vấn đề tồn tại trong thực nghiệm	32
5.2 Cấu trúc bản thí nghiệm	32
5.2.1 Phần cứng	34
5.2.1 Phần mềm	43
KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ	47
TÀI LIỆU THAM KHẢO	50

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
L_{sd}, L_{sq}	H	điện cảm stator dọc trục và ngang trục
M	kg	khối lượng rotor
u_s, i_s	V, A	vector điện áp stator, dòng điện stator
i_s^f, i_s^s	A	vector i_s : Trên hệ tọa độ dq, $\alpha\beta$
v, v_e	m/s	vận tốc cơ, vận tốc điện
R_s	Ω	điện trở stator
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	A	Thành phần dòng stator trục α , trục β
i_{sd}, i_{sq}	A	dòng điện trục dq
u_{sd}, u_{sq}	V	điện áp trục dq
u_s^s, u_s^f	V	Vector u_s : Trên hệ tọa độ dq, $\alpha\beta$
τ	mm	bước cực
p		số đôi cực
θ_s	rad	góc pha từ thông
Ψ_s, Ψ_p	Wb	từ thông stator và rotor
x, x ₀	mm	vị trí và vị trí ban đầu động cơ tuyến tính
Chữ viết tắt		Ý nghĩa
DCTT		Động cơ tuyến tính
ĐBKTV		Đông bộ kích thích vĩnh cửu
T ⁴ R		Tựa theo từ thông rotor
FOC		Điều khiển tựa từ thông rotor
SVM		Điều chế vector không gian
DCD		Điều chỉnh dòng
ĐC, ĐK		Điều chỉnh, điều khiển
TKTT		Tách kênh trục tiếp
PHTT		Phản hồi trạng thái
VĐK		Vi điều khiển
MIMO		Multi input – multi output

TRƯỜNG ĐẠI HỌC
KỸ THUẬT CÔNG NGHIỆP

Đơn vị: Công nghệ Cơ Điện và Điện tử

THÔNG TIN KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

1. Thông tin chung:

- Tên đề tài: Điều khiển Vector cho động cơ tuyến tính.
- Mã số: T2019-B14
- Chủ nhiệm đề tài: Nguyễn Hồng Quang
- Cơ quan chủ trì: Trường đại học kỹ thuật công nghiệp.
- Thời gian thực hiện: 07/2019 – 07/2021

2. Mục tiêu: Những tiềm năng cũng như vận dụng của động cơ tuyến tính trong công nghiệp ngày càng phát triển vì những ưu điểm vượt trội về chất lượng động học cũng như khả năng tự động hóa cao trong các dây chuyền sản xuất. Một yếu tố rất được quan tâm ở đây chính là độ chính xác về vị trí của các hệ thống khi sử dụng động cơ tuyến tính, đây là bài toán liên quan đến vận tốc, gia tốc, thời gian đáp ứng, khả năng dừng chính xác.

3. Kết quả nghiên cứu:

Các tác giả tập trung cụ thể hóa những nghiên cứu của nhóm nghiên cứu thông qua các công bố quốc tế. Thiết kế các thuật toán điều khiển phi tuyến để điều khiển động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu.

4. Sản phẩm:

- Sản phẩm đào tạo:
- Sản phẩm khoa học: 03 bài báo ISI/Scopus Q3.
- Sản phẩm ứng dụng:

5. Hiệu quả:

Kết quả nghiên cứu của nhóm tác giả được công bố trên các tạp chí khoa học có uy tín nằm trong danh mục ISI/Scopus.

6. Khả năng áp dụng và phương thức chuyển giao kết quả nghiên cứu:

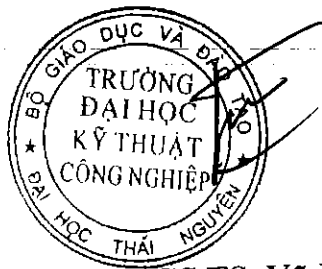
Cung cấp tài liệu chuyên ngành tham khảo cho sinh viên, học viên cao học, nghiên cứu sinh ngành Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa. Các kết quả của đề tài có thể sử dụng để hướng dẫn đề tài luận văn cao học cho học viên ngành Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa. Các thuật toán được xây dựng có thể triển khai trên hệ thống thiết bị thực.

Ngày 15 tháng 7 năm 2021

Cơ quan chủ trì

KT.HIỆU TRƯỞNG

PHÓ HIỆU TRƯỞNG



PGS.TS. Vũ Ngọc Pi

Chủ nhiệm đề tài

Nguyễn Hồng Quang

INFORMATION ON RESEARCH RESULTS

1. General information:

- Project title: Vector Control for Linear Motor.
- Code number: T2019-B014
- Coordinator: Nguyen Hong Quang
- Implementing Institution: Thai Nguyen University of Technology.
- Duration: From 7/2019 – to 07/2021

2. Objectives:

The potentials and applications of linear motors in industry are increasingly developing due to the outstanding advantages of kinetic quality as well as high automation capabilities in production lines. A very interesting factor here is the accuracy of the position of the systems when using linear motors, this is a problem related to velocity, acceleration, response time, stopping ability. To solve this problem, it is needed to design controllers for linear motors.

3. Research results:

The authors focus on specifying the research of the research team through international publications, designing nonlinear control algorithms to control permanent stimulation synchronous linear motors.

4. Products:

- Training products:
- Scientific products: 03 ISI/Scopus articles (Q3).
- Application products:

5. Effects:

Research results of the authors group are published in prestigious scientific journals in the ISI/Scopus list.

6. Transfer alternatives of reserach results andapplic ability:

Provide specialized reference materials for students, graduate students, PhD students in Automation Engineering. The research results can be used to guide the master thesis for graduate students in Automation Engineering. The built algorithms can be deployed on real equipment systems.

July 15, 2021

MỞ ĐẦU

Với sự phát triển của khoa học công nghệ các dây chuyền công nghệ lắp ráp tự động ngày càng trở nên linh hoạt, yêu cầu cao về độ chính xác vị trí, tốc độ và tác động nhanh. Sự xuất hiện của tay máy Robot, máy nâng hạ, máy công cụ kỹ thuật số CNC trong các dây chuyền đã trở thành một điều tất yếu. Chính điều đó đã thúc đẩy truyền động điện phải quan tâm tới một dạng chuyển động mới không còn bó buộc trong chuyển động quay tròn truyền thống nữa đó chính là truyền động thẳng. Động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid được chọn làm đối tượng nghiên cứu của đề tài do đối tượng này có thể tạo ra chuyển động thẳng trực tiếp không cần qua các cơ cấu trung gian.

Tính khoa học và cấp thiết của đề tài

Những tiềm năng cũng như vận dụng của động cơ tuyến tính trong công nghiệp ngày càng phát triển vì những ưu điểm vượt trội về chất lượng động học cũng như khả năng tự động hóa cao trong các dây chuyền sản xuất. Một yếu tố rất được quan tâm ở đây chính là độ chính xác về vị trí của các hệ thống khi sử dụng động cơ tuyến tính, đây là bài toán liên quan đến vận tốc, gia tốc, thời gian đáp ứng, khả năng dừng chính xác. Để giải quyết bài toán này chính là yêu cầu thiết kế bộ điều khiển cho đối tượng động cơ tuyến tính. Chính vì vậy song hành với các thiết bị phần cứng thì nhiệm vụ thiết kế bộ điều khiển cho động cơ tuyến tính chính là một yêu cầu cấp thiết được đặt ra.

Mục tiêu được đặt ra của đề tài "*Điều khiển Vector cho động cơ tuyến tính*" Xuất phát từ cách tiếp cận kinh điển, đầu tiên mô hình toán học của hệ thống sẽ được thiết lập kèm theo những yêu cầu điều khiển và các ràng buộc cụ thể. Dựa trên cơ sở mô hình toán học và mục tiêu điều khiển, bộ điều khiển phù hợp với đối tượng sẽ được xây dựng. Tiếp theo, quá trình mô phỏng hệ kín được tiến hành đi kèm theo những đánh giá định tính và định lượng về động học hệ thống.

Bố cục của báo cáo tổng kết đề tài:

Báo cáo gồm phần mở đầu, 05 chương và kết luận, được bố cục như sau:

Chương 1. Tổng quan về tình hình nghiên cứu truyền động kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid.

Chương 2. Mô hình hóa động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid

Chương 3. Điều khiển động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid.

Chương 4. Mô phỏng hệ thống

Chương 5: Hệ thống phần cứng cài đặt thuật toán điều khiển

Phần kết luận và Kiến nghị: Đưa ra những đóng góp của đề tài và những kiến nghị, đề xuất hướng nghiên cứu tiếp theo.

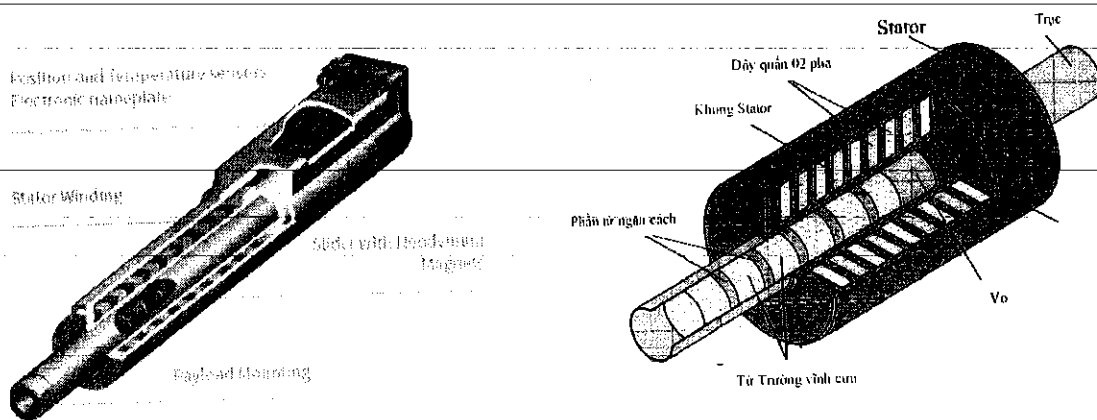
CHƯƠNG 1:

TRUYỀN ĐỘNG TUYẾN TÍNH DẠNG POLYSOLENOID

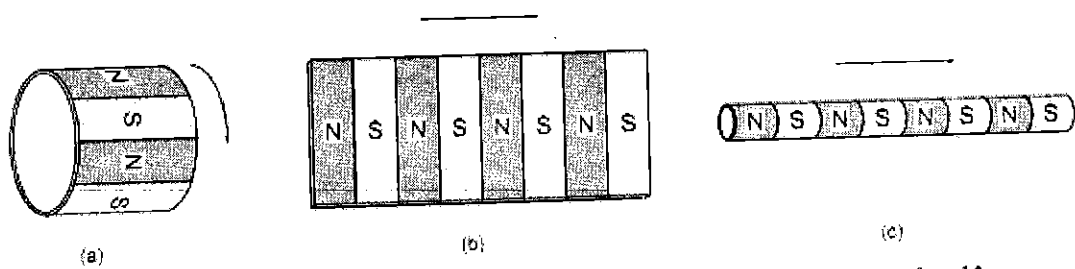
VÀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN

1.1 Động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid

Động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid thuộc nhóm động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu có cấu tạo hình ống.

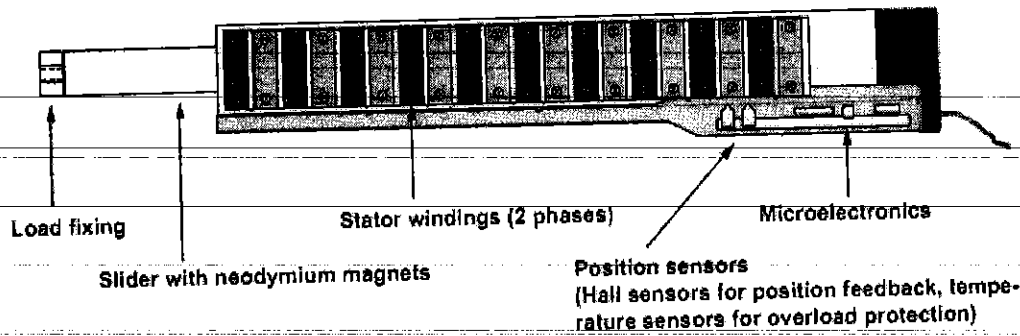


Hình **Error! No text of specified style in document..1** Cấu tạo của động cơ Polysolenoid



Hình **Error! No text of specified style in document..2** Rotor của động cơ Polysolenoid

- (a) Rotor động cơ quay
- (b) Rotor được cắt và trải ra từ (a)
- (c) Rotor được cuộn lại từ (b)



Hình Error! No text of specified style in document..3 Sơ đồ cấu tạo bên trong ĐCTT ĐBKTV C Polysolenoid

Khi các cuộn dây được cấp nguồn thì dòng xoay chiều trên các cuộn dây sẽ tạo thành vector dòng di chuyển theo phương nằm ngang và thành phần dòng trục q của nó sẽ tương tác với từ thông ψ_p của nam châm vĩnh cửu, tạo ra lực đẩy các cuộn dây trong bộ phận sơ cấp của động cơ tuyến tính dạng Polysolenoid.

Điều khiển truyền động tuyến tính dạng Polysolenoid

Cùng nằm trong nhóm đối tượng động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu nhưng đối tượng được tập trung nghiên cứu nhiều trong thời gian vừa qua tập trung vào nghiên cứu cho đối tượng động cơ có kết cấu phẳng. Với nhóm động cơ hình ống chưa nhận được sự quan tâm nhiều, cho đến thời gian gần đây động cơ tuyến tính hình ống đã được phát triển dưới dạng sản phẩm thương mại mà đi đầu là hãng Linmot đã cho ra đời một họ động cơ tuyến tính hình ống. Điều này đã thúc đẩy nhiều hơn các nghiên cứu để nâng cao chất lượng điều khiển cho nhóm động cơ này.

Khái quát về tình hình nghiên cứu về điều khiển truyền động tuyến tính dạng Polysolenoid ở trong nước và trên thế giới.

1.2 Tình hình nghiên cứu trong nước:

Với nguồn tham khảo là các bài báo và luận án được lưu trữ tại thư viện quốc gia Việt Nam thì chưa có công trình nào nghiên cứu về điều khiển truyền động tuyến tính dạng Polysolenoid ngoài các nghiên cứu của tác giả.

1.3 Tình hình nghiên cứu trên thế giới:

Các nghiên cứu trên thế giới với đối tượng động cơ tuyến tính hình ống dạng stator ngắn tập trung vào một số nhóm vấn đề như sau:

Nhóm vấn đề thứ nhất: Mô hình hóa thiết kế động cơ [5, 24, 12] trong đó [52] đề xuất thiết kế động cơ hình ống theo nguyên lý động cơ một chiều không chổi than, [16]

thiết kế động cơ hình ống 5 pha trong khi [24] đưa ra quy trình thiết kế động cơ hình ống sử dụng giải thuật di truyền và phương pháp phân tử hữu hạn.

Sử dụng phương pháp phân tử hữu hạn để phân tích quá trình điện từ xảy ra trong động cơ tuyến tính hình ống [2, 4, 8, 13]. Trong đó [4, 8, 13] phân tích từ trường, lực cogging và lực chốt chặn tồn tại trong động cơ tuyến tính hình ống ba pha, [2] phân tích các yếu tố ảnh hưởng đến lực đẩy của động cơ.

Nhóm vấn đề thứ hai: Thiết kế cấu trúc điều khiển cho động cơ tuyến tính hình ống ba pha [3, 9], trong [3] đã đưa ra phương pháp thiết kế bộ điều khiển sử dụng tiêu chuẩn Lyapunov dựa vào sai lệch vận tốc so với giá trị đặt, [9] đề xuất sử dụng bộ điều khiển bền vững H_∞ để kiểm soát vận tốc kết hợp với một thành phần mạng Noron bù thành phần suy giảm từ thông.

Nhóm vấn đề thứ ba: Trong tài liệu [10, 11] đã đề xuất phương pháp mô tả hiệu ứng đầu cuối của động cơ tuyến tính hình ống ba pha sử dụng phương pháp thực nghiệm.

Trong các công trình đã được công bố tập trung vào hai hướng chính.

Hướng thứ nhất: Tập trung vào việc nghiên cứu hiệu ứng đầu với hai hướng tiếp cận là mô tả dưới dạng mạch từ tương đương và sử dụng FEM. Trong hai phương pháp trên phương pháp sử dụng FEM mô tả hiệu ứng đầu cuối mang tính trực quan hơn. Tuy nhiên khi sử dụng FEM phải có được các thông số chính xác của động cơ.

Hướng thứ hai: Nghiên cứu cấu trúc điều khiển bù bất định hiệu ứng đầu cuối tuy nhiên trong hệ thống tồn tại cảm biến đo vị trí.

Nhận xét: Những phân tích ở trên tập trung làm rõ về tình hình nghiên cứu động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid, các vấn đề liên quan đến mô hình và các phương pháp điều khiển truyền động tuyến tính dạng Polysolenoid. Điều đó tạo thuận lợi cho việc lựa chọn đề xuất các phương pháp nghiên cứu tiếp theo cho bài toán điều khiển truyền động tuyến tính KTVC dạng Polysolenoid.

CHƯƠNG 2

MÔ HÌNH HÓA ĐCTTĐB KTVC POLYSOLENOIDE

ĐCTT ĐBKTVK Polysolenoid làm việc dựa trên hiện tượng cảm ứng điện từ. Khi các cuộn dây được cấp nguồn thì dòng xoay chiều 2 pha trên 2 cuộn dây sẽ tạo thành vector dòng di chuyển theo phương nằm ngang và thành phần dọc trục q của nó sẽ tương tác với từ thông ψ_p của nam châm vĩnh cửu, tạo lực đẩy các cuộn dây trong bộ phận sơ cấp của ĐCTT ĐBKTVK. Có 1 điểm cần lưu ý trong ĐCTT là đối với các vector (i_s, ψ_s, \dots) mô tả các đại lượng vật lý thì điểm gốc cũng có ý nghĩa quan trọng. Điều này có thể thấy rõ thông qua ví dụ sau: giả sử có 2 vector dòng điện i_s bằng nhau xuất phát từ 2 vị trí P1, P2 khác nhau sẽ cho ta 2 phân bố từ thông ở 2 vị trí khác nhau. Khi đó 2 vector bằng nhau này sẽ ánh xạ với 2 vector khác nhau trong hệ trục tọa độ quay tương ứng về mặt điện.

2.1 Biểu diễn các vector không gian của động cơ hai pha tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu

Trước khi biểu diễn các vector không gian của ĐCTT cũng như xây dựng mô hình toán học cho động cơ ta đưa ra một số quy ước:

Chỉ số viết nhỏ ở góc phải phía trên:

f : đại lượng quan sát trên hệ tọa độ từ thông vĩnh cửu (hệ tọa độ dq.)

s : đại lượng quan sát trên hệ tọa độ $\alpha\beta$

-Chỉ số viết nhỏ ở góc phải phía dưới:

Chữ cái đầu tiên: s đại lượng của mạch stator

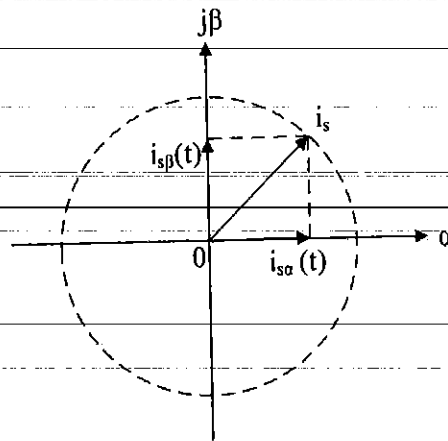
Chữ cái thứ hai: (d, q): phần tử thuộc hệ dq (α, β): phần tử thuộc hệ $\alpha\beta$ α, β Động cơ tuyến tính 2 pha được cấp bởi hai dòng điện pha hình sin phía stator có dạng:

$$\begin{cases} i_{s\alpha}(t) = |i_s| \cos(\omega_s t) \\ i_{s\beta}(t) = |i_s| \cos(\omega_s t + 90) \end{cases} \quad (2.1)$$

Có thể được mô tả dưới dạng vector $i_s(t)$ quay trên không gian với tần số Stator f_s :

$$i_s = \left[i_{s\alpha}(t) + i_{s\beta}(t)e^{j90^\circ} \right] \quad (2.2)$$

Lúc này, hai dòng pha sẽ là hình chiếu của vector i_s xuống trục của các cuộn dây tương ứng:



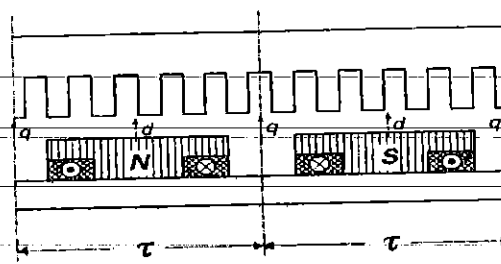
Hình **Error! No text of specified style in document.** Vector dòng Stator Vector i_s quay quanh gốc tọa độ với tốc độ góc ω_s . Tương tự đối với các đại lượng hai pha khác như i_r, u_s, ψ_s, ψ_b trên hệ tọa độ cố định $\alpha\beta$ như sau:

$$\begin{cases} i_s^s = i_{sa} + j i_{sb} \\ u_s^s = u_{sa} + j u_{sb} \\ \psi_s^s = \psi_{sa} + j \psi_{sb} \end{cases} \quad (2.3)$$

Với hệ tọa độ dq (quay với tần số f_s) các đại lượng ở (2.3) có thể được biểu diễn trên hệ tọa độ dq tương tự:

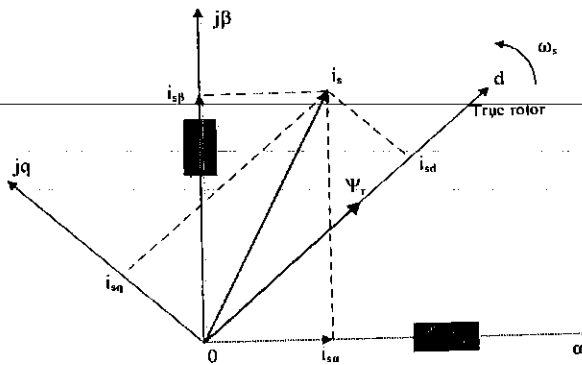
$$\begin{cases} i_s^f = i_{sd} + j i_{sq} \\ u_s^f = u_{sd} + j u_{sq} \\ \psi_s^f = \psi_{sd} + j \psi_{sq} \end{cases} \quad (2.4)$$

Hệ tọa độ dq được chọn để trục d trùng với trục của vector từ thông rotor (vector từ thông cực). Khi đó thành phần trục q của từ thông sẽ mất đi. Trục d cách trục q một khoảng là $\frac{\tau}{2}$ mà τ tương ứng với góc π vì vậy trục d và trục q lệch nhau 90 độ về góc điện.



Hình **Error! No text of specified style in document.**2 Hệ tọa độ quay dq trên động cơ tuyến tính

Vector dòng stator có thể được biểu diễn trên hệ tọa độ cố định $\alpha\beta$ và trên hệ tọa độ dq như hình vẽ

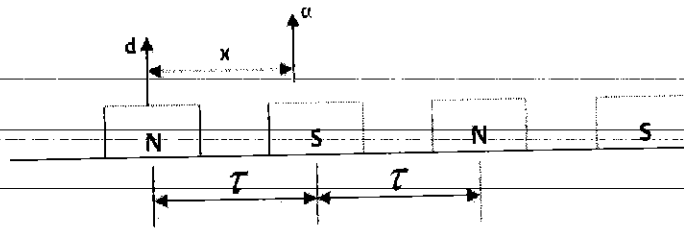


Hình **Error! No text of specified style in document.**3 Vector dòng stator trên hệ trục $\alpha\beta$ và hệ trục dq

Do dòng điện mà các cảm biến đo được là dòng điện trên hệ thống hai cuộn dây pha $i_{s\alpha}$ và $i_{s\beta}$, do đó để chuyển từ hệ tọa độ $\alpha\beta$ sang hệ tọa độ dq ta dùng công thức sau:

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \vartheta_s + i_{s\beta} \sin \vartheta_s \\ i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \vartheta_s + i_{s\beta} \cos \vartheta_s \end{cases} \quad (2.5)$$

Với góc ϑ_s là góc lệch giữa trục d và trục α , tại thời điểm 2 trục cách nhau một khoảng x thì:



Hình Error! No text of specified style in document.4 Góc lệch giữa trục d và a
 Từ vận tốc v đo về ta tính được:

$$x = x_0 + \int v dt \quad (2.6)$$

Ta tính được góc ϑ_s :

$$\vartheta_s = \frac{x}{\tau} * \pi \quad (2.7)$$

Mô hình toán học động cơ 2 pha tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu

Phương trình điện áp stator

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

ψ_s gồm 2 thành phần là ψ_{sd} và ψ_{sq} :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_{sd} \cdot i_{sd} + \psi_p \\ \psi_{sq} = L_{sq} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (2.9)$$

Suy ra:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot L_{sd} \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \psi_p \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} \cdot i_{sd} + \frac{1}{L_{sd}} \cdot u_{sd} + \frac{2 \cdot \pi \cdot v}{\tau} \cdot \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \cdot i_{sq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}} \cdot i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}} \cdot u_{sq} - \frac{2 \cdot \pi \cdot v}{\tau} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \cdot i_{sd} - \frac{2 \cdot \pi \cdot v}{\tau} \cdot \frac{\psi_p}{L_{sq}} \end{cases} \quad (2.11)$$

Thiết lập phương trình tính lực đẩy của động cơ

Năng lượng đưa vào 2 pha của 2 cuộn dây stator:

$$p_{in} = u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B = u_{sd} \cdot i_{sd} + u_{sq} \cdot i_{sq} \quad (2.12)$$

$$\Rightarrow u_{sd} \cdot i_{sd} + u_{sq} \cdot i_{sq} = R_s \cdot i_{sd}^2 + L_{sd} \cdot i_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sq}^2 + L_{sq} \cdot i_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{2\pi \cdot v}{\tau} i_{sq} [(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + \psi_p]$$

Để thấy thành phần cuối đặc trưng cho năng lượng điện từ đi vào 2 pha của động cơ.

$$p_{dt} = \frac{2\pi \cdot v}{\tau} i_{sq} [(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + \psi_p] \quad (2.13)$$

Với ĐCTT 2 pha p đôi cực, ta có :

$$F = p \cdot \frac{p_{dt}}{v} = p \cdot \frac{2\pi \cdot v}{\tau \cdot v} i_{sq} [(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + \psi_p] \quad (2.14)$$

Hay:

$$F = p \frac{2\pi}{\tau} i_{sq} [(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + \psi_p] \quad (2.15)$$

2.2 Phương trình động học của ĐCTT trong hệ dq

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} + \frac{2\pi \cdot v}{\tau} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}} u_{sq} - \frac{2\pi \cdot v}{\tau} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{2\pi \cdot v}{\tau} \frac{\psi_p}{L_{sq}} \\ m\ddot{x} = p \frac{2\pi}{\tau} i_{sq} [(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + \psi_p] - F_c \\ \frac{dx}{dt} = v \end{cases} \quad (2.16)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} + \frac{2\pi \cdot v}{\tau} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}} u_{sq} - \frac{2\pi \cdot v}{\tau} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{2\pi \cdot v}{\tau} \frac{\psi_p}{L_{sq}} \\ F = p \frac{2\pi}{\tau} i_{sq} [(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + \psi_p] \end{cases}$$

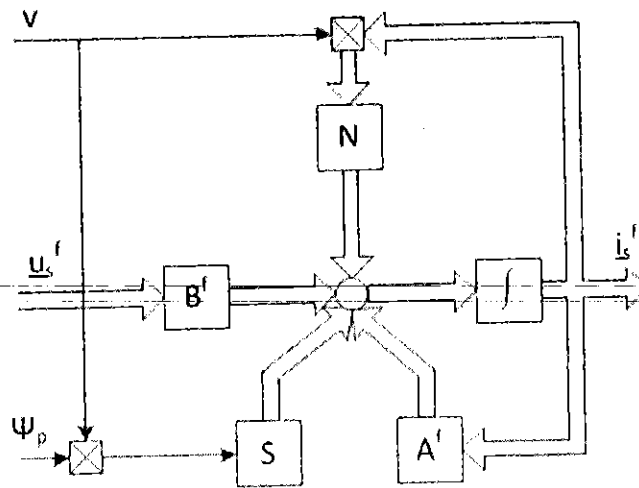
Từ các phương trình trên, ta thu được mô hình trạng thái liên tục :

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = A\vec{i}_s + B\vec{u}_s + N\vec{i}_s \cdot v + S\psi_p \cdot v \quad (2.17)$$

$$\vec{i}_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}; \vec{u}_s = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{pmatrix}$$

$$N = \begin{pmatrix} 0 & \frac{2\pi}{\tau} \cdot \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\frac{2\pi}{\tau} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & 0 \end{pmatrix}; S = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2\pi}{\tau} \cdot \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix}$$



Hình Error! No text of specified style in document..5 Mô hình trạng thái ĐCTT ĐBKTV C trên hệ tọa độ dq

Nhận xét: nhìn vào mô hình ta thấy tín hiệu vào của hệ thống không chỉ có vector điện áp u_s mà còn có cả tốc độ v . Như vậy biến trạng thái dòng điện không chỉ phụ thuộc vào các giá trị điện áp u_{sd} , u_{sq} mà còn phụ thuộc cả vào tốc độ động cơ. Tính chất phi tuyến của ĐCTT ĐBKTV C thể hiện ở tích giữa biến trạng thái i_s và biến vào v qua thành phần $N\vec{i}_s \cdot v$ với yếu tố quyết định là ma trận N .

Ngoài đặc điểm phi tuyến mang cấu trúc nói trên, tính phi tuyến của ĐCTT ĐBKTV C còn thể hiện ở 2 đặc điểm chính sau:

Các tham số phụ thuộc vào biến trạng thái theo quan hệ bảo hòa ($L(i), \dots$). Điều này khiến cho mô hình động cơ mang đặc điểm phi tuyến, không có tính xếp chồng.

Một số hiện tượng phi tuyến khác có thể được loại bỏ khi phân tích hệ thống như hiện tượng mặt ngoài, điện trở phi tuyến, dòng xoáy Foucault, ... Nhìn vào mô hình ta thấy tín hiệu vào của hệ thống không chỉ có vector điện áp u_s mà còn có cả tốc độ v . Như vậy biến trạng thái dòng điện không chỉ phụ thuộc vào các giá trị điện áp u_{sd} , u_{sq} mà còn phụ thuộc cả vào tốc độ động cơ. Tính chất phi tuyến của ĐCTTĐBKTVC thể hiện ở tích giữa biến trạng thái i_s và biến vào v qua thành phần $N \cdot \vec{i}_s \cdot v$.

CHƯƠNG 3

ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH DẠNG POLYSOLENOID

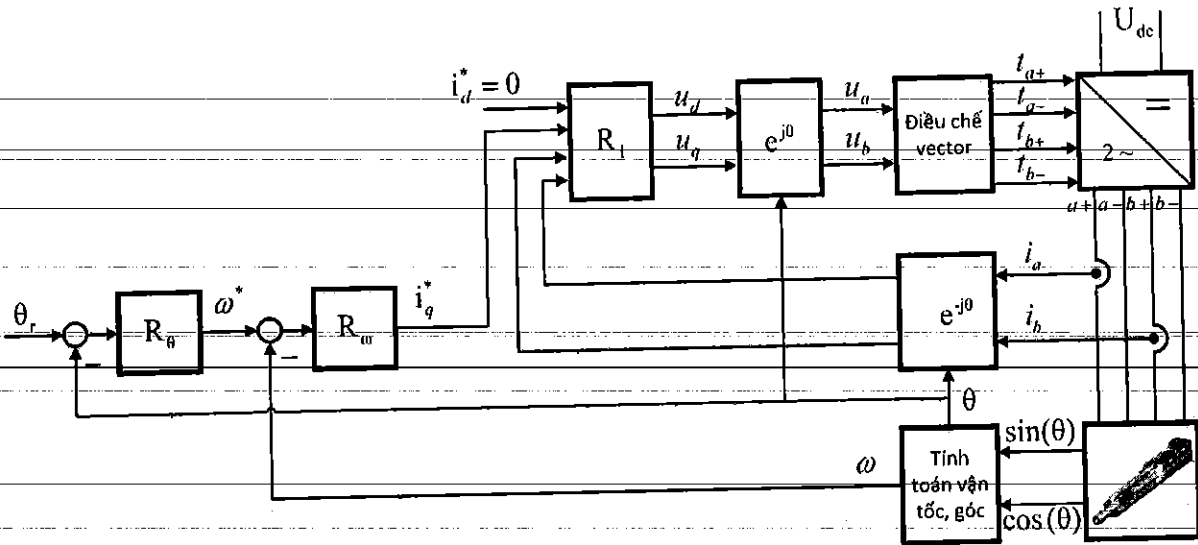
3.1 Khái quát về cấu trúc điều khiển

Như đã giới thiệu trong phần 1, ĐCTT có nguyên lý kế thừa từ động cơ quay nên phần lớn những nghiên cứu đối với động cơ này có nguồn gốc từ các nội dung đã thực hiện đối với động cơ quay bởi mối quan hệ tương đương về cấu tạo giữa hai nhóm động cơ này. Tuy vậy, do còn có những đặc điểm riêng đặc trưng cho ĐCTT (ví dụ hiệu ứng đầu cuối,...) nên hình thành một số nghiên cứu có nguồn gốc từ nhóm các vấn đề này. Cũng như những phương pháp đã được thực hiện đối với động cơ quay, lúc này phương pháp điều khiển cho ĐCTT vẫn dựa trên hai hướng chính dựa vào nguyên lý điều khiển vector và nguyên lý điều khiển vô hướng.

Các tài liệu [1, 6, 7] đã chỉ ra các hướng nghiên cứu áp dụng nguyên lý điều khiển vô hướng: U/f không đổi với mục đích duy trì từ thông khe hở không đổi để điều khiển momen lực, điều khiển độ trượt... Tuy nhiên phương pháp này gặp trở ngại khi phụ tải thay đổi dẫn đến sụt áp trên stator khi dòng điện thay đổi. Các phương pháp dựa trên nguyên lý điều khiển vô hướng có ưu điểm dễ dàng áp dụng vào các thiết bị trong công nghiệp do luật điều chỉnh đơn giản, nhưng đều gặp khó khăn trong việc nâng cao chất lượng chuyển động đặc biệt tại các vùng tốc độ thấp.

Các phương pháp điều khiển dựa trên nguyên lý điều khiển vector được trình bày trong nhiều tài liệu. Đối với nhóm phương pháp này, chúng ta cần xây dựng mô hình tường minh, các đại lượng dòng điện, điện áp từ thông được biểu diễn dưới dạng vector. Những nghiên cứu thuộc hướng nghiên cứu này ta phân loại thành 3 nhóm phương pháp chính:

Điều khiển trực tiếp momen (DTC) và điều khiển tựa từ thông rotor FOC, tựa theo hệ trục tọa độ tĩnh. Trong nội dung luận án này tác giả tập trung vào nguyên lý điều khiển FOC bởi khả năng cho phép tách các thành phần tạo từ thông và dòng tạo lực đẩy trong các cuộn dây stator. Do động cơ có cấu tạo 2 pha, 2 cuộn dây được cấp nguồn độc lập nên cấu trúc điều khiển có khác đôi chút so với các loại động cơ 3 pha thông thường, với sơ đồ điều khiển tương tự với động cơ quay kích thích nam châm vĩnh cửu được trình bày trong tài liệu [7].



Hình Error! No text of specified style in document..1 Sơ đồ cấu trúc điều khiển FOC áp dụng cho động cơ tuyến tính 2 pha, 2 cuộn dây cấp nguồn độc lập

Với phương pháp điều khiển cổ điển, bộ điều khiển dòng R_i được thiết kế có phần tách kênh để đưa động học dòng điện về dạng tuyến tính qua đó sử dụng bộ điều khiển PI tổng hợp theo các phương pháp truyền thống. Bộ điều khiển tốc độ R_ω được lựa chọn dạng PI với khâu chống bão hòa tích phân và hạn chế dòng. Bộ điều khiển vị trí R_θ được lựa chọn dạng PD do đối tượng thiết kế lúc này có dạng khâu tích phân (tốc độ bằng đạo hàm của vị trí) để hạn chế dao động trong hệ thống.

3.2 Các phương pháp điều khiển lực (điều khiển dòng điện)

3.2.1 Điều khiển dự báo MPC

Điều khiển dự báo mô hình (MPC) bắt đầu từ cuối những năm 70 và đã có những bước phát triển đáng kể. Khái niệm “điều khiển dự báo mô hình” không chỉ rõ một sách lược điều khiển cụ thể mà nó đưa ra một lớp các phương pháp điều khiển dựa trên việc sử dụng mô hình của đối tượng để thu được giá trị tối thiểu của hàm mục tiêu. Đến đây ta nhận thấy rõ sự liên quan của điều khiển tối ưu truyền thống và MPC là cùng sử dụng khái niệm hàm mục tiêu để thành lập nên sách lược điều khiển. Khái niệm dự báo “Predictive” ở đây là việc ước lượng hành vi của hệ thống trong khoảng thời gian tương lai (tầm dự báo) qua đó có thể đưa ra tín hiệu phù hợp.

Khác với điều khiển tối ưu truyền thống nơi mà nghiệm tối ưu được thành lập dựa vào giải các bài toán tối ưu cho trước. Tín hiệu điều khiển tối ưu theo MPC là một dãy điều khiển, mỗi phần tử trong dãy đó đại diện cho tín hiệu điều khiển tại thời điểm thứ k nhất định. Bài toán tối ưu được lặp lại tại sau mỗi chu kỳ với những thông tin mới nhất về hệ thống.

MPC áp dụng rất thích hợp cho hệ tuyến tính do mô hình sử dụng tuyến tính lên việc ước lượng các trạng thái tiếp theo của biến trạng thái trở nên đơn giản. Nhưng do việc tính toán ước lượng nhiều giá trị tiếp theo nên việc tính toán sẽ lớn kéo theo thời gian tính toán rất lâu đặc biệt với hệ nhiều đầu vào ra. Đó đó phạm vi ứng dụng bị thu hẹp và các hệ có động học chậm.

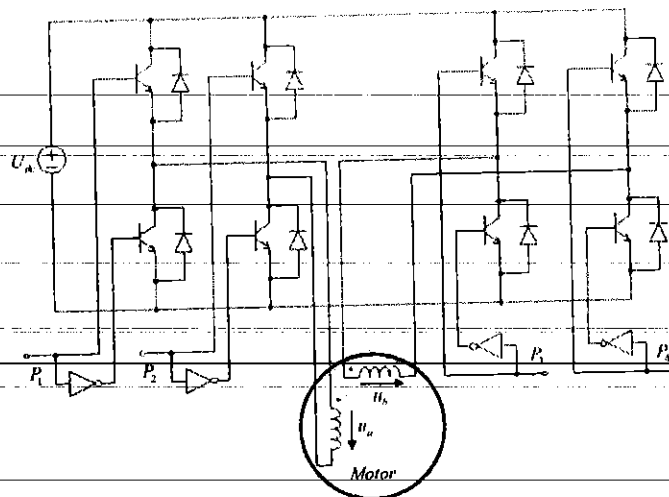
Dựa vào mô hình quá trình được sử dụng ta phân loại các phương pháp MPC bao gồm mô hình tuyến tính và phi tuyến. Mỗi loại mô hình đều có ưu nhược điểm riêng nên tùy vào bài toán cũng như yêu cầu kỹ thuật ta chọn loại mô hình phù hợp. Ví dụ như lớp mô hình tuyến tính (Hàm truyền, đáp ứng xung, đáp ứng quá độ) cho việc ước lượng nhanh hơn, dễ áp đặt thuật toán vào phần cứng. Mặt khác do các quá trình trong thực tế là phi tuyến nên không thể tìm được mô hình tuyến tính phù hợp. Do đó mô hình phi tuyến được sử dụng cho những bài toán yêu cầu việc ước lượng các biến quá trình chính xác.

Trong mục này ta đề xuất 2 phương án điều khiển dự báo được phân biệt dựa vào tính chất liên tục (vô hạn) và gián đoạn (hữu hạn) các phân tử trong tập điều khiển. Xuất phát từ cấu hình phần cứng ta đưa ra 2 nhận xét rằng:

- Nếu coi điện áp đặt vào 2 cuộn dây động cơ là liên tục, do giới hạn về điều chế dẫn đến điện áp sẽ nằm trong tập bị chặn, liên tục. Điều này đưa đến phương pháp điều khiển dự báo với tập điều khiển liên tục (CCS MPC).
- Nếu xét điện áp tức thời trên động cơ, coi bộ biến đổi là lý tưởng dẫn đến tập điện áp điều khiển là hữu hạn phụ thuộc vào cấu hình bộ biến đổi. Điều này đưa trên phương pháp điều khiển dự báo với tập điều khiển hữu hạn (FCS MPC).

3.2.1.1 Điều khiển dự báo MPC với tập điều khiển liên tục

Như đã phân tích trong nhận xét trên, để thực hiện điều khiển, trước hết ta cần phải đi tìm tập các vector điện áp có thể tạo ra nhờ bộ biến đổi hay nói cách khác là đi tìm giới hạn điều chế. Trước hết ta đi tìm hiểu nguyên lý điều chế vector trong được sử dụng trong luận án [3]. Động cơ được cấp 2 bộ biến đổi nguồn áp hoạt động độc lập có cấu trúc như sau.



Hình **Error! No text of specified style in document.** 2 Sơ đồ 2 nghịch lưu 1 một pha điều chế đơn cực cấp nguồn áp cho 2 cuộn dây độc lập của động cơ Polysolenoid

Từ cấu hình mạch van, ta có tập hữu hạn các trạng thái van đóng cắt tương ứng với giá trị điện áp như sau:

Bảng **Error! No text of specified style in document.** 1 Các trạng thái đóng cắt của bộ biến đổi "1": Trạng thái dẫn, "0": Trạng thái khóa.

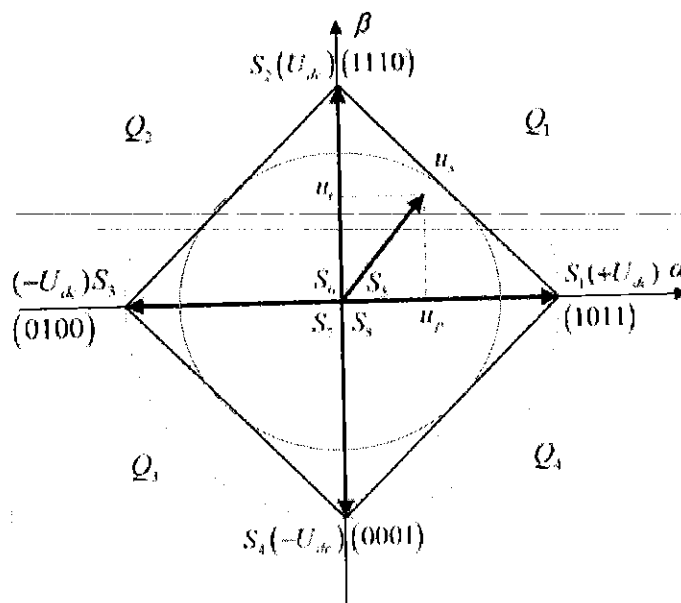
TT	P1	P2	P3	P4	u _a	u _b	TT	P1	P2	P3	P4	u _a	u _b
	1	0	1	0	+U _{dc}	+U _{dc}	S2	1	1	1	0	0	+U _{dc}
	1	0	0	1	+U _{dc}	-U _{dc}		1	-1	0	1	0	-U _{dc}
	1	0	0	0	+U _{dc}	0	S6	1	1	0	0	0	0
S1	1	0	1	1	+U _{dc}	0	S5	1	1	1	1	0	0
	0	1	1	0	-U _{dc}	+U _{dc}		0	0	1	0	0	+U _{dc}
	0	1	0	1	-U _{dc}	-U _{dc}	S4	0	0	0	1	0	-U _{dc}
S3	0	1	0	0	-U _{dc}	0	S7	0	0	0	0	0	0
	0	1	1	1	-U _{dc}	0	S8	0	0	1	1	0	0

Để thực hiện điều chế vector điện áp Stator ta chọn 8 vector cơ sở như bôi đậm trong bảng 3.1. Trong đó các vector S5, S6, S7, S8 làm cho vector điện áp bằng không được lựa chọn để trong quá trình điều chế các van có số lần đóng cắt đều nhau tương ứng giữa các góc phân tử trong mặt phẳng điều chế.

Để hình thành nên miền điều chế ta sử dụng hệ công thức:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_s &= (u_p, u_l) \\
 \mathbf{u}_s \in Q_1 : u_p &= \frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; u_l = \frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc} \\
 \mathbf{u}_s \in Q_2 : u_p &= -\frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; u_l = \frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc} \\
 \mathbf{u}_s \in Q_3 : u_p &= -\frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; u_l = -\frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc} \\
 \mathbf{u}_s \in Q_4 : u_p &= \frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; u_l = -\frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc} \\
 T_p + T_l + T_{off} &= T_{pulse}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Trong đó: \mathbf{u}_s là vector cần điều chế trên trục tọa độ α, β ; T_p, T_l là thời gian phát của các vector cơ sở ứng với góc phần tư Q_i chứa \mathbf{u}_s ; T_{pulse} là chu kỳ điều chế; T_{off} là khoảng thời gian phát của vector không ứng với góc phần tư chứa \mathbf{u}_s .



Hình Error! No text of specified style in document..3 Mặt phẳng điều chế trên trục tọa độ α, β theo phương pháp CCS-MPC

Từ hệ công thức Error! Reference source not found. ta suy ra được miền điều chế nằm trong đường tròn nội tiếp hình vuông $S_1S_2S_3S_4$.

Điều kiện để \mathbf{u}_s nằm trong miền điều chế:

$$\begin{cases} u_p + u_i < U_{dc} \\ u_p - u_i < U_{dc} \\ -u_p + u_i < U_{dc} \\ -u_p - u_i < U_{dc} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_s < U_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\Leftrightarrow \mathbf{A}_{con} \mathbf{u}_s < \mathbf{B}_{con}$$

Lưu ý:

Trong mặt phẳng điều chế trong hình 3.4, ta đang xét đến các van bán dẫn là lý tưởng tức thời gian đóng cắt của van bằng không. Trên thực tế khi xét đến thời gian đóng cắt của van ta cần đưa thêm ra các điều kiện về thời gian phát xung T_r, T_p, T_{off} luôn lớn hơn thời gian đóng cắt của các van và thời gian xử lý của vi điều khiển.

Dựa vào mô hình gián đoạn ta xây dựng mô hình dự báo như sau với $\mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i)$ là giá trị dòng điện dự báo tại i chu kì tiếp theo so với thời điểm hiện tại:

$$\mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i+1) = \Phi \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i) + \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+i) + \mathbf{h} \psi_p \quad (0.1)$$

Trong đó tại thời điểm hiện tại k chúng có: $\mathbf{i}_{dq}^{est}(k) = \mathbf{i}_{dq}(k), \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k)$. Với tầm dự báo được lựa chọn bằng N , phương pháp điều khiển MPC thực hiện giải bài toán tối ưu nhận các vector điện áp điều khiển $\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k), \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1), \dots, \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+N-1)$ làm biến, với hàm mục tiêu được lựa chọn có dạng toàn phương sau:

$$J = \sum_{i=1}^N \left(\mathbf{i}_{dq}^{ref} - \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i+1) \right)^T \mathbf{Q} \left(\mathbf{i}_{dq}^{ref} - \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i+1) \right) \quad (0.2)$$

Trong đó $\mathbf{Q} = \text{diag}([\lambda_d \quad 1])$ là ma trận xác định dương, hệ số λ_d thể hiện trọng số của sai lệch dòng $|i_d^{ref} - i_d|$ so với $|i_q^{ref} - i_q|$ trong hàm mục tiêu J , \mathbf{i}_{dq}^{ref} là tín hiệu chủ đạo từ bộ điều khiển tốc độ. Trong mạch vòng điều khiển dòng điện ta có thể xem xét tốc độ và vị trí góc của động cơ là không đổi dẫn đến \mathbf{i}_{dq}^{ref} bằng hằng số trong công thức (0.1).

Dựa vào quan hệ quay trên trục tọa độ d-q:

$$\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \bar{\mathbf{u}}_s(k) = \mathbf{R} \bar{\mathbf{u}}_s(k)$$

Ta thu được ràng buộc đối với $\bar{\mathbf{u}}_{dq}$ như sau:

$$\mathbf{A}_{con} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+i) < \mathbf{B}_{con} \quad (0.3)$$

Để giảm thời gian tính toán cho mạch vòng điều khiển dòng điện ta chọn tầm dự báo $N=1$, viết lại bài toán tối ưu với hàm J về dạng toàn phương nhận $\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k)$ làm biến tối ưu như sau:

$$\min_{\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)} J = \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + 2(\Phi \mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{h} \psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + C \quad (0.4)$$

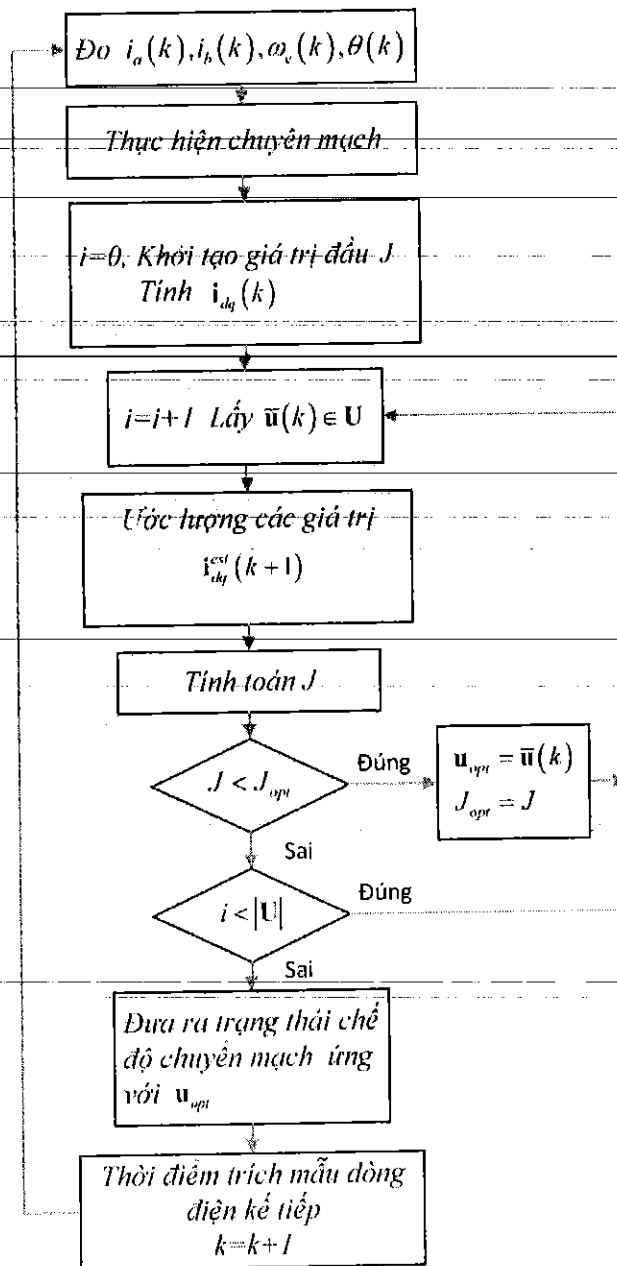
Thỏa mãn $\mathbf{A}_{con} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) < \mathbf{B}_{con}$

Trong đó C là thành phần chỉ phụ thuộc vào trạng thái dòng điện và vận tốc hiện tại không phụ thuộc vào $\mathbf{u}_{dq}(k)$. Thực hiện giải bài toán tối ưu hóa theo phương pháp QP (quadratic programming) ta sẽ thu được giá trị điện áp $\mathbf{u}_{dq}(k)$ cần tìm.

3.2.1.2 Điều khiển dự báo MPC với tập điều khiển hữu hạn

Nhược điểm của phương pháp vừa được trình bày ở trên là việc giải bài toán tối ưu cần rất nhiều thời gian tính toán. Do đó chu kì trích mẫu dòng điện phải đủ lớn để hệ vi điều khiển có thể kịp tính toán đưa ra giá trị vector điện áp đặt vào bộ điều chế. Hơn nữa khi xét đến thời gian đóng cắt của các van bán dẫn, miền điều chế vector không còn đơn giản như **Error! Reference source not found.** làm tăng độ phức tạp trong bài toán tối ưu.

Với các đối tượng có bản chất gián đoạn như các bộ biến đổi công suất, phương pháp FCS-MPC tỏ ra rất hữu hiệu. Nó cung cấp một cách tiếp cận hoàn toàn khác đối với các bộ biến đổi công suất. Bên cạnh đó các đặc tính kỹ thuật của BDK cũng tỏ ra rất tốt so với các phương pháp điều khiển trước đây. Phương pháp này dựa vào số lượng hữu hạn số tổ hợp van cho phép của bộ biến đổi công suất. Cũng giống như các bộ điều khiển MPC khác, FCS-MPC cũng cần có hàm mục tiêu J để có thể lựa chọn các tổ hợp van phù hợp.



Hình Error! No text of specified style in document..4 Lưu đồ thuật toán bộ điều khiển FCS-MPC

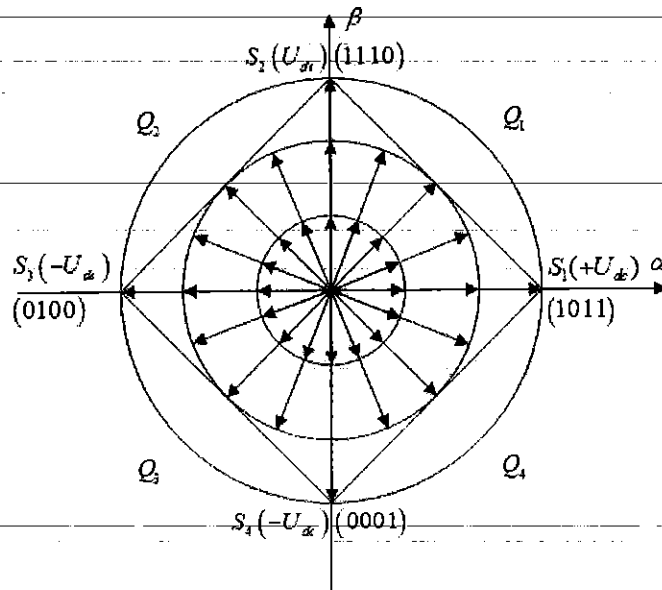
Một ưu điểm của FCS-MPC đối với các phương pháp MPC kinh điển là việc giải bài toán tối ưu luôn đảm bảo có nghiệm và số lượng tính toán được giảm thiểu đáng kể. Việc giải bài toán tối ưu theo phương pháp FCS-MPC có thể thực hiện dễ dàng bằng một số hữu hạn vòng lặp. Tuy nhiên số lượng các vòng lặp này sẽ tăng lên theo hàm mũ của tầm dự báo, điều này dẫn đến làm tăng đáng kể thời gian tính toán và mất đi lợi thế của phương pháp. Do đó trong nội dung luận án này ta lựa chọn tầm dự báo bằng $N=1$.

Bài toán tối ưu lúc này được đưa về dạng:

$$\min J = \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + 2(\Phi \mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{h} \psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + C \quad (0.5)$$

Thỏa mãn: $\bar{\mathbf{u}}_{dq} \in \mathbf{U} \triangleq \{\mathbf{R}u_{S_1}, \mathbf{R}u_{S_2}, \mathbf{R}u_{S_3}, \mathbf{R}u_{S_4}, \dots, \mathbf{R}u_{S_n}, \mathbf{u}_0\}$

Trong đó \mathbf{u}_{S_j} là vector điện áp stator sinh bởi trạng thái chuyển mạch S_j , \mathbf{u}_0 là vector điện áp không, \mathbf{i}_{dq}^{ref} là vector dòng điện chủ đạo.



Hình Error! No text of specified style in document..5 Mặt phẳng điều chế trên trục tọa độ α, β theo phương pháp FCS-MPC

Không giống như phương án 1, phương án 2 có thể thực hiện với nhiều hàm mục tiêu dạng khác không nhất thiết phải dạng toàn phương do không phải dựa trên phương pháp QP để giải bài toán tối ưu. Ngoài ra với tầm dự báo lựa chọn bằng một thì mô hình đối tượng dù là phi tuyến thì phương pháp FCS vẫn có thể giải quyết được.

Số lượng các vector điện áp trong tập điều khiển hữu hạn càng nhiều thì dạng dòng điện càng mịn, nhưng số lượng tính toán lại tăng lên. Do đó cần phải lưu ý để cân đối giữa 2 khả năng phân cứng và độ mịn dòng điện.

3.2.2 Điều khiển theo phương pháp Deadbeat mới

Trong mục này tác giả trình bày về cách thiết kế bộ điều khiển dòng stator theo hướng hoàn toàn mới nhằm đảm bảo các chỉ tiêu chất lượng như: tách kênh, giá trị

dòng điện stator đạt được giá trị chủ đạo trong khoảng thời gian hữu hạn (FAT) đã được thiết kế thành công theo [1].

Để có cái nhìn so sánh giữa phương pháp đề xuất và các phương pháp trước đây ta nhắc lại một số phương pháp thiết kế bộ điều khiển số.

Các giải pháp thiết kế bộ điều khiển số có đáp ứng hữu hạn

Theo [3], cả 2 phương pháp cân bằng mô hình và deadbeat đều có chung mục tiêu là làm đại lượng cần điều khiển đạt được giá trị chủ đạo sau khoảng thời gian hữu hạn. Trong mục này ta giới thiệu về 2 phương pháp thiết kế bộ điều khiển số có tốc độ đáp ứng hữu hạn.

- Phương pháp cân bằng mô hình cho hệ SISO

Dựa vào dạng của đầu ra và tốc độ đáp ứng thể hiện qua N chu kì trích mẫu, hàm truyền kín của $G_w(z^{-1})$ thiết kế theo phương pháp cân bằng mô hình phải có dạng đa thức bậc N của z^{-1} với tổng các hệ số bằng một. Ý tưởng chính của phương pháp này là dựa vào công thức cân bằng sau:

$$G_R(z^{-1}) = \frac{1}{G_S(z^{-1})} \frac{G_w(z^{-1})}{1 - G_w(z^{-1})} \quad (3.8)$$

$G_w(z^{-1})$ được lựa chọn dựa vào yêu cầu về quỹ đạo thời gian của đầu ra (biến cần điều khiển) và hoàn toàn độc lập với mô hình $G_S(z^{-1})$. Trong thực tiễn do sai số về mô hình dẫn đến cấu trúc cân bằng trên không thể triệt tiêu hết các điểm cực và điểm không của $G_S(z^{-1})$. Điều này đặc biệt nguy hiểm khi đối tượng đã cho có động học chậm hoặc mất ổn định hoặc tồn tại điểm không nằm ngoài đường tròn đơn vị, dẫn đến thành phần $G_S^{-1}(z^{-1})$ trong cấu trúc cân bằng có thể làm hệ thống mất ổn định.

Tuy nhiên xét trong trường hợp đối tượng là dòng stator có tính chất quán tính nhỏ và ổn định, phương pháp này được áp dụng thành công trong các thiết bị công nghiệp theo [32].

- Phương pháp dead beat cho hệ SISO

Khác với phương pháp cân bằng mô hình, bộ điều khiển deadbeat chỉ tập trung đến hàm truyền hệ kín $G_w(z^{-1})$ có dạng đa thức bậc N của z^{-1} với tổng các hệ số bằng một không yêu cầu về quỹ đạo của biến ra. Vấn đề thiết kế ở đây bây giờ được quy về tìm một đa thức $L(z^{-1})$. Theo [1], với đối tượng có hàm truyền

$G_S(z^{-1}) = B(z^{-1})/A(z^{-1})$ thì bộ điều khiển được tính theo công thức:

$$G_R(z) = \frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})} = \frac{L(z^{-1})A(z^{-1})}{1 - L(z^{-1})B(z^{-1})} \quad (3.9)$$

Đa thức $L(z^{-1}) = l_0 + l_1 z^{-1} + \dots + l_N z^{-N}$ phải thỏa mãn điều kiện

$$\sum_{i=0}^s l_i = 1 / \sum_{j=0}^m b_j \quad (3.10)$$

Trong [1] đã chỉ ra điểm khác biệt quan trọng giữa 2 phương pháp là

Điểm khác thứ 1: Động học của bộ ĐK (3.9) hoàn toàn phụ thuộc đặc điểm động học của $G_S(z^{-1})$. Qua việc tính chọn $L(z^{-1})$, bậc của đa thức tử số của bộ ĐK (2) luôn bị chặn dưới bởi bậc của đa thức tử số $G_S(z^{-1})$.

Điểm khác thứ 2: Bộ ĐK (3.9) không chứa $G_w(z^{-1})$, có dạng đa thức bậc N của z^{-1} do ta tùy chọn. Như trên đã phân tích, khả năng tùy chọn này tiềm ẩn nguy cơ mất ổn định đối với các hệ có quán tính lớn (điểm cực ở gần đường tròn đơn vị).

Trước tiên ta đi xây dựng mô hình trạng thái gián đoạn của mạch stator động cơ trên trục tọa độ d-q xuất phát từ mô hình liên tục:

$$\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{N}\mathbf{i}_{dq}\omega_e + \mathbf{S}\psi_p\omega_e \quad (3.11)$$

Trong đó:

$$\mathbf{i}_{dq}^T = [i_d \quad i_q], \mathbf{u}_{dq}^T = [u_d \quad u_q]$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

Bằng việc sử dụng phương pháp xấp xỉ Euler bậc 1 ta đưa phương trình (3.11) về dạng:

$$\mathbf{i}_{dq}(k+1) = \mathbf{\Phi}\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{H}\mathbf{u}_{dq}(k) + \mathbf{h}\psi_p \quad (3.12)$$

Với:

$$\Phi = \mathbf{I} + T_s \mathbf{A} + T_s \mathbf{N} \omega_e(k) = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s / L_d & T_s L_q \omega_e(k) / L_d \\ -T_s L_d \omega_e(k) / L_q & 1 - T_s R_s / L_q \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H} = T_s \mathbf{B} = \begin{bmatrix} H_{11} & 0 \\ 0 & H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s / L_d & 0 \\ 0 & T_s / L_q \end{bmatrix}, \mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \omega_e(k) / L_q \end{bmatrix}$$

Trong đó T_s là chu kì trích mẫu dòng điện, đối với động cơ điện thì động học của dòng điện nhanh hơn nhiều so với tốc độ dòng thời T_s rất nhỏ nên thành phần $\omega_e(k)$ trong các ma trận Φ , \mathbf{h} được coi là hằng số trong khoảng thời gian T_s . Đưa (3.12) về miền ảnh z :

$$z \mathbf{i}_{dq}(z) = \Phi \mathbf{i}_{dq}(z) + \mathbf{H} \mathbf{u}_{dq}(z) + \mathbf{h} \psi_p \quad (3.13)$$

Để loại bỏ ảnh hưởng của thành phần từ thông trong phương trình (3.13) ta lấy điện áp điều khiển có dạng sau, trong đó $\mathbf{x}(k)$ là đầu ra của bộ điều khiển.

$$\mathbf{u}_{dq}(k) = \mathbf{H}^{-1} [\mathbf{x}(k-1) - \mathbf{h} \psi_p] \quad (3.14)$$

Trong biểu thức (3.14), thành phần $\mathbf{x}(k-1)$ thể hiện sự trễ một chu kì do phản cứng gây nên. Khi tính điện áp $\mathbf{u}_{dq}(k)$ của chu kì hiện tại ta sử dụng đại lượng đầu ra $\mathbf{x}(k-1)$ của chu kì trước. Thay (3.14) vào (3.13) ta thu được mô hình dòng đã bù:

$$(z\mathbf{I} - \Phi) \mathbf{i}_{dq}(z) = z^{-1} \mathbf{x}(z) \quad (3.15)$$

Phương trình điều chỉnh trên miền ảnh z như sau:

$$\mathbf{x}(z) = \mathbf{R}_1(z) [\mathbf{i}_{dq}^*(z) - \mathbf{i}_{dq}(z)] \quad (3.16)$$

Trong đó $\mathbf{R}_1(z)$ chính là bộ điều khiển dòng cần thiết kế.

Dựa trên phương pháp xây dựng bộ điều khiển deadbeat cho hệ SISO phân trên ta lựa chọn ma trận đa thức:

$$\mathbf{P}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} P_1(z^{-1}) & 0 \\ 0 & P_2(z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Ta lựa chọn ma trận \mathbf{R}_1 dưới đây và chứng minh bộ điều khiển theo (3.16) tạo đáp ứng hữu hạn của hệ kín.

$$\mathbf{R}_1(z^{-1}) = (z\mathbf{I} - \Phi) \mathbf{P}(z^{-1}) [\mathbf{I} - z^{-1} \mathbf{P}(z^{-1})]^{-1} \quad (3.18)$$

$$(z\mathbf{I} - \Phi)\mathbf{i}_{dq}(z) = z^{-1}(z\mathbf{I} - \Phi)\mathbf{P}(z^{-1})[\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{P}(z^{-1})]^{-1}[\mathbf{i}_{dq}^*(z) - \mathbf{i}_{dq}(z)] \quad (3.19)$$

Do ma trận $(z\mathbf{I} - \Phi)$ khả nghịch

$$\det(z\mathbf{I} - \Phi) = \left(z - 1 + T_s \frac{R_s}{L_{sd}}\right)^2 + \left(T_s \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega_e\right)^2 > 0$$

Từ (3.19) ta thu được:

$$\mathbf{i}_{dq}(z) = z^{-1}\mathbf{P}(z^{-1})[\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{P}(z^{-1})]^{-1}[\mathbf{i}_{dq}^*(z) - \mathbf{i}_{dq}(z)] \quad (3.20)$$

Đặt ma trận hàm truyền $\mathbf{G}_h(z^{-1}) = z^{-1}\mathbf{P}(z^{-1})[\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{P}(z^{-1})]^{-1}$, ta nhận thấy $\mathbf{G}_h(z^{-1})$ có dạng đường chéo:

$$\mathbf{G}_h(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{z^{-1}P_1(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_1(z^{-1})} & 0 \\ 0 & \frac{z^{-1}P_2(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_2(z^{-1})} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Chuyển về $\mathbf{i}_{dq}(z)$ từ phải qua trái trong phương trình (3.20) ta thu được:

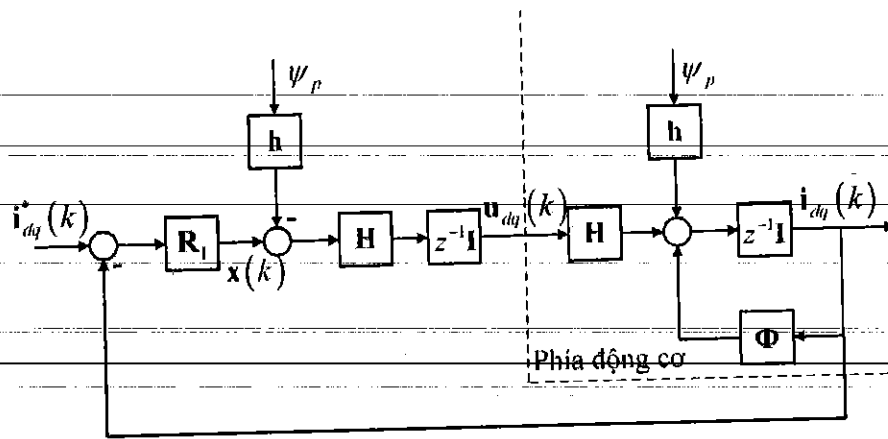
$$\mathbf{i}_{dq}(z) = z^{-1}\mathbf{P}(z^{-1})\mathbf{i}_{dq}^*(z) \quad (3.22)$$

Trong phương trình (3.22) ta nhận thấy rõ ràng vì ma trận \mathbf{P} được chọn dạng đường chéo nên bộ điều khiển đề xuất trên (3.15) đã đảm bảo tách kênh giữa i_{sd} và i_{sq} . Hơn nữa do các đa thức P_1, P_2 có bậc tương ứng là n_1, n_2 đáp ứng của hệ kín theo (3.22) sẽ là hữu hạn sau đúng $n_1 + 1, n_2 + 1$ chu kỳ tương ứng.

Để khử sai lệch điều khiển thì hàm truyền hệ kín $\mathbf{G}_w(z^{-1}) = z^{-1}\mathbf{P}(z^{-1})$ phải bằng ma trận đơn vị \mathbf{I} tại giá trị chế độ xác lập, từ (3.22) ta suy ra:

$$P_1(1) = P_2(1) = 1 \quad (3.23)$$

Tức tổng các hệ số của P_1, P_2 phải bằng một.



Hình Error! No text of specified style in document.6 Sơ đồ khối vòng điều khiển Deadbeat dòng điện stator trên tọa độ tựa theo từ thông rotor

Công thức dạng phương trình sai phân của bộ điều khiển $R_1(z^{-1})$

Ta thay (3.17) vào (3.18) ta có:

$$R_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{(z - \Phi_{11})P_1(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_1(z^{-1})} & \frac{-\Phi_{12}P_2(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_2(z^{-1})} \\ \frac{-\Phi_{21}P_1(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_1(z^{-1})} & \frac{(z - \Phi_{22})P_2(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_2(z^{-1})} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Nhìn vào thành phần $(z - \Phi_{11})P_1(z^{-1})$ phương trình (3.24) ta thấy rằng để đảm bảo tính khả thi trong phương trình (3.12) thì bắt buộc thành phần tự do trong $P_1(z^{-1})$ phải bằng không.

Để tạo động học giống nhau cho cả hai trục d và trục q ta chọn:

$$P_1(z^{-1}) = P_2(z^{-1}) = P(z^{-1}) = \sum_{i=1}^N p_i z^{-i} \quad (3.25)$$

Dẫn đến đầu ra của bộ điều khiển theo (3.16) có dạng:

$$\begin{aligned} x_d(z^{-1}) &= \frac{(z - \Phi_{11})P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_d(z^{-1}) - \frac{\Phi_{12}P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_q(z^{-1}) \\ x_q(z^{-1}) &= \frac{(z - \Phi_{22})P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_q(z^{-1}) - \frac{\Phi_{21}P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_d(z^{-1}) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Với $e_d = i_d^* - i_d, e_q = i_q^* - i_q$, để thực hiện cài đặt thuật toán ta viết lại (3.26) dưới dạng phương trình sai phân như sau:

$$\begin{aligned} x_d(k) &= \sum_{i=1}^N l_i [x_d(k-i-1) + e_d(k-i+1) - \Phi_{11}e_d(k-i) - \Phi_{12}e_q(k-i)] \\ x_q(k) &= \sum_{i=1}^N l_i [x_q(k-i-1) + e_q(k-i+1) - \Phi_{22}e_q(k-i) - \Phi_{21}e_d(k-i)] \end{aligned} \quad (3.27)$$

Tính điện áp stator theo (3.14):

$$\begin{aligned} u_d(k+1) &= H_{11}^{-1} [x_d(k) - h_1\psi_p] \\ u_q(k+1) &= H_{22}^{-1} [x_q(k) - h_2\psi_p] \end{aligned} \quad (3.28)$$

Với bộ điều khiển Deadbeat được thiết kế theo (3.24), các tham số cần phải lựa chọn một cách chính xác theo thông số động cơ.

CHƯƠNG 4

MÔ PHỎNG HỆ THỐNG

Để kiểm chứng chất lượng của các cấu trúc điều khiển ĐCTTKTVC dạng Polysolenoid ta thực hiện việc mô phỏng với mô hình động cơ được xây dựng trên phần mềm Matlab/Simulink.

Thông số động cơ sử dụng được mô tả trong bảng 1.

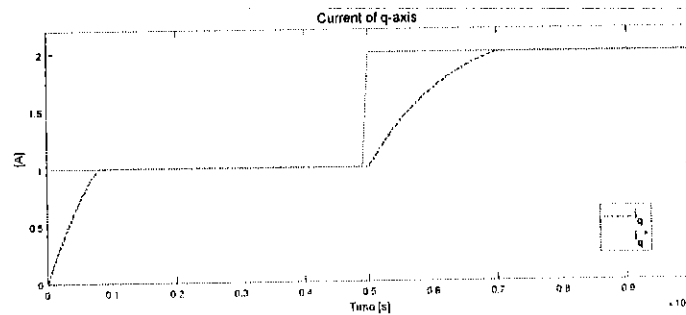
Bảng 4.1. Thông số động cơ

Điện cảm stator trục d	L_{sd}	1.4	mH
Điện cảm stator trục q	L_{sq}	1.4	mH
Điện trở stator	R_s	10.3	Ω
Từ thông rotor	ψ_p	0.035	Wb
Số đôi cực	Z_p	2	
Bước cực	τ_p	0.02	m

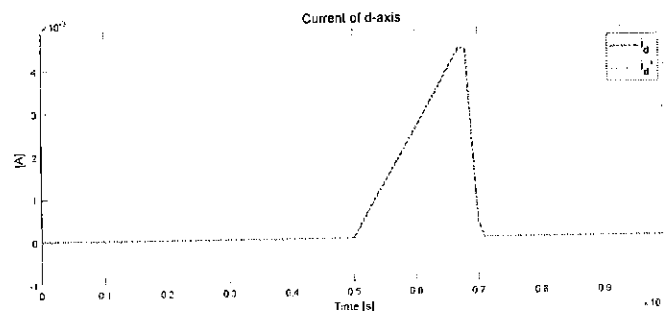
4.1 Mô phỏng đáp ứng của mạch vòng dòng điện

Mô phỏng được thực hiện với chu kì trích mẫu dòng điện $T_s = 100(\mu s)$

4.1.1 Mô phỏng đáp ứng của bộ điều chỉnh dòng điện CCS-MPC với sự thay đổi của giá trị đặt cho mạch vòng dòng điện



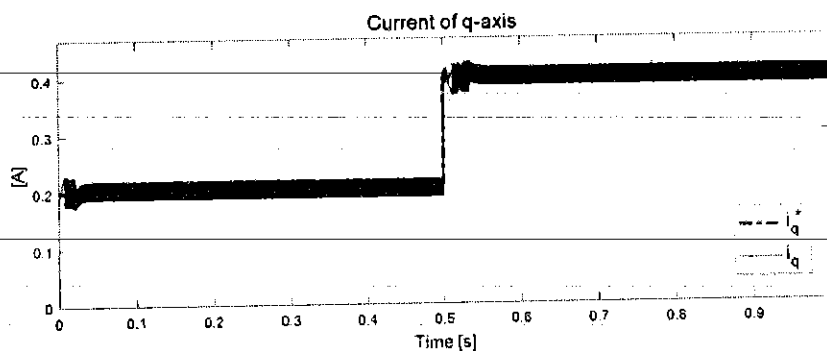
Hình 4.1 Đáp ứng của dòng điện i_q



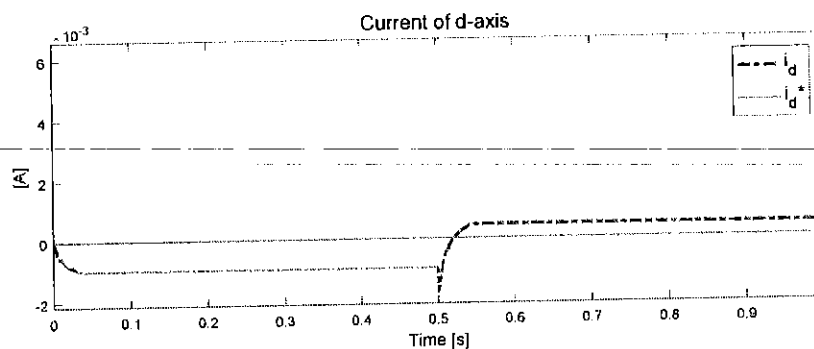
Hình 4.2 Đáp ứng của dòng điện i_d

Nhận xét: Tại thời điểm thay đổi giá trị dòng đặt trục q (hình 4.1, hình 4.2). Sau khoảng thời gian 0.02s giá trị dòng i_q bám đúng giá trị đặt, dòng i_d cũng được đưa trở lại về giá trị 0. Để đưa giá trị dòng điện trục d tiến càng gần về 0 ta sẽ thực hiện thay đổi giá trị trọng số λ_d . Ta thấy bộ điều khiển thiết kế đã thực hiện được tách kênh giữa hai trục dq.

4.1.2 Mô phỏng đáp ứng của bộ điều chỉnh dòng điện CCS-MPC với sự thay đổi của giá trị đặt cho mạch vòng dòng điện



Hình 4.3 Đáp ứng của dòng điện i_q

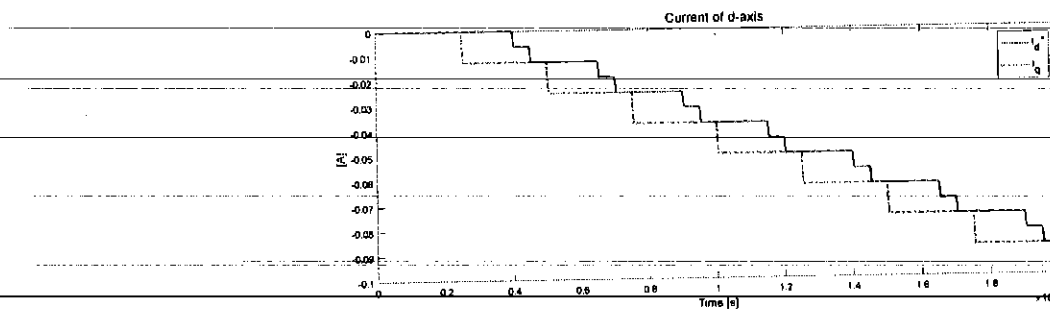


Hình 4.4 Đáp ứng của dòng điện i_d

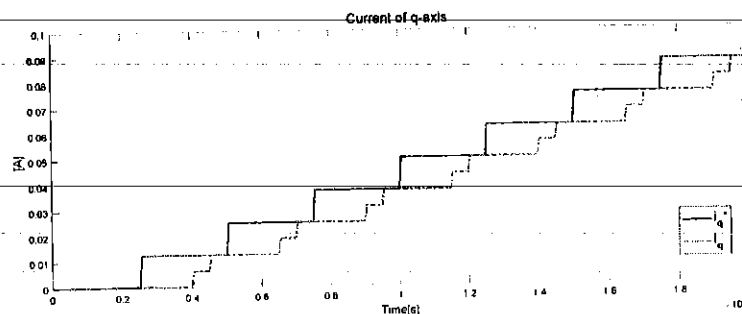
Nhận xét: Tại thời điểm thay đổi giá trị dòng đặt trục q. Giá trị dòng i_q bám đúng giá trị đặt (hình 4.3), dòng i_d cũng được đưa trở lại về giá trị sát giá 0. Giá trị dòng điện trục d sai lệch rất nhỏ tuy nhiên không đáng kể (hình 4.4). Dạng dòng điện của phương pháp FCS-MPC có dạng không mịn và vẫn tồn tại lượng quá điều chỉnh mặc dù rất nhỏ. Giá trị dòng điện đáp ứng vẫn bám chính xác giá trị đặt nói lên số lượng vector cơ sở được chọn lựa đáp ứng được yêu cầu. Để cải thiện độ mịn dòng điện ta có thể chọn số vector cơ sở tăng lên.

4.1.3 Mô phỏng đáp ứng của bộ điều chỉnh dòng điện Dead-beat với sự thay đổi của giá trị đặt cho mạch vòng dòng điện

Để kiểm tra khả năng làm việc của bộ điều chỉnh Dead-beat, một giá trị đặt tăng dần với thời gian trích mẫu vòng ngoài $T_{ws} = 5T_s$, $N = 2$.



Hình 4.5. Đáp ứng dòng điện trục d với bộ điều khiển Dead-beat



Hình 4.6 Đáp ứng dòng điện trục q với bộ điều khiển dead-beat

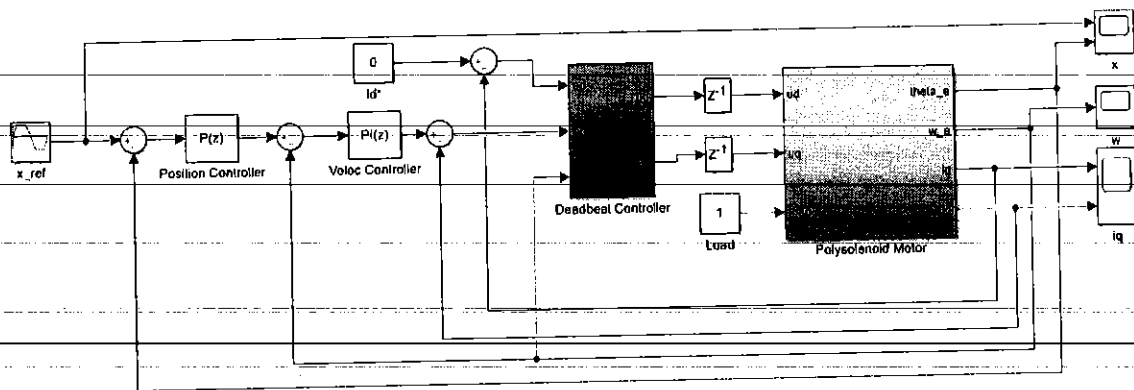
Bộ điều khiển dead-beat được có đáp ứng như trong hình 4.5 và hình 4.6. Các giá trị dòng điện i_q và i_d được điều khiển hoàn toàn độc lập chứng minh khả năng tách kênh của bộ điều khiển. Khả năng đáp ứng của bộ điều khiển trong vòng $N = 2$ chu kỳ trích mẫu đã chứng minh tính đúng đắn của phương pháp thiết kế.

4.2 Mô phỏng đáp ứng vị trí của hệ kín

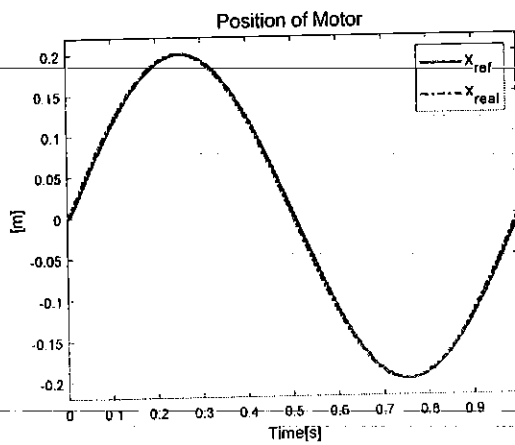
Với lợi thế đáp ứng nhanh của dòng điện, một cấu trúc điều khiển vị trí 3 mạch vòng (Hình 5) được thiết kế nhằm kiểm tra khả năng làm việc của bộ điều khiển đối với hệ thống thực. Thông số của các bộ điều chỉnh tốc độ, bộ điều chỉnh vị trí được mô tả như trong bảng 4.2.

Bảng 4.2. Thông số bộ điều khiển

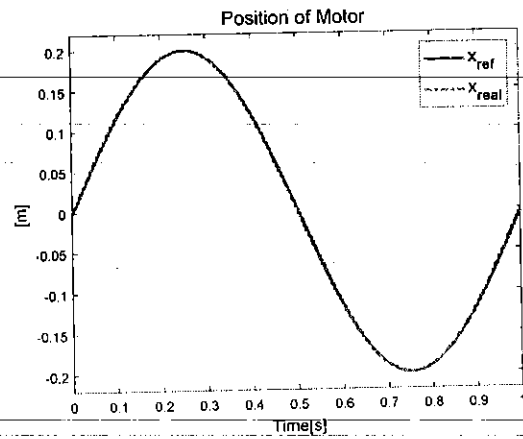
Thông số bộ điều khiển	Ký hiệu	Bộ thứ nhất	Bộ thứ hai
Hệ số khuếch đại bộ điều khiển vị trí	k_{rn}	40	100
Hệ số khuếch đại bộ điều khiển tốc độ	$k_{p\omega}$	0.1	0.1
Hệ số tích phân bộ điều khiển tốc độ	$k_{i\omega}$	10	20



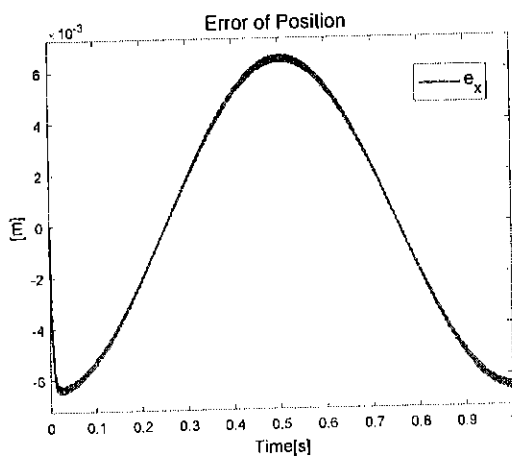
Hình 4.7 Cấu trúc mô phỏng hệ thống điều khiển



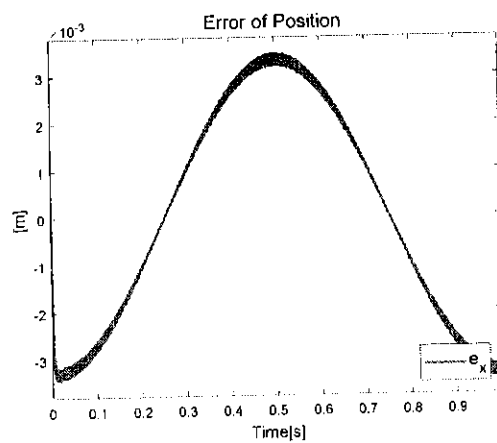
Hình 4.8. Đáp ứng vị trí của bộ điều khiển vòng ngoài 1



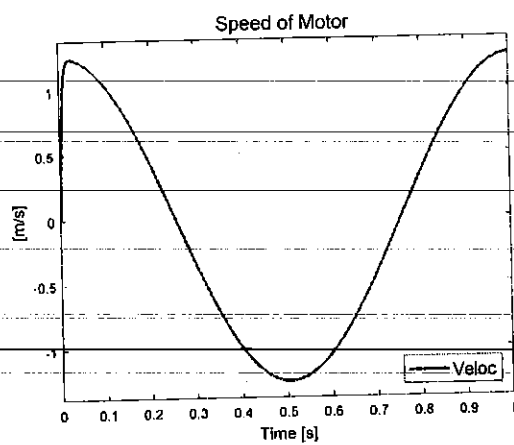
Hình 4.9. Đáp ứng vị trí của bộ điều khiển vòng ngoài 2



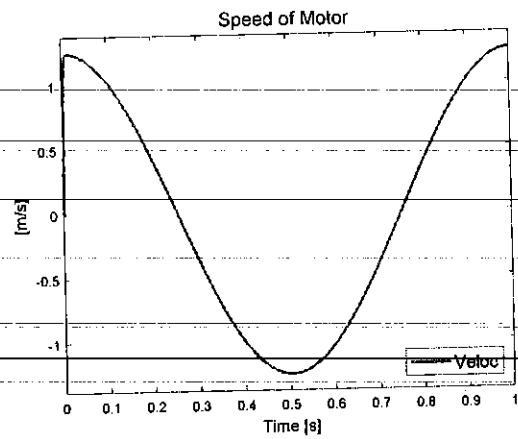
Hình 4.10 Sai lệch vị trí của bộ điều khiển vòng ngoài 1



Hình 4.11 Sai lệch vị trí của bộ điều khiển vòng ngoài 2



Hình 4.12 Đáp ứng vận tốc của bộ điều khiển vòng ngoài 1



Hình 4.13 Đáp ứng vận tốc của bộ điều khiển vòng ngoài 2

Với cấu trúc điều khiển được xây dựng, các đáp ứng vận tốc và vị trí (hình 4.8, 4.9, 4.12, 4.13) cho thấy khả năng làm việc tốt của bộ điều khiển dòng điện với các bộ điều khiển vòng ngoài khác nhau. Các thông số của bộ điều chỉnh tốc độ và vị trí có thể thay đổi trong dải rộng để đáp ứng với các dạng tải và quỹ đạo khác nhau, trong trường hợp mô phỏng là để giảm sai lệch bám (hình 4.10, 4.11). Điều này phần lớn phụ thuộc vào đáp ứng của bộ điều khiển dòng điện. Do đó, bộ điều khiển dead-beat có khả năng làm việc tốt với các bộ điều khiển vòng ngoài khác nhau.

CHƯƠNG 5

HỆ THỐNG PHẢN CỨNG CÀI ĐẶT THUẬT TOÁN ĐIỀU KHIỂN

5.1 Yêu cầu đặt ra và các vấn đề tồn tại trong thực nghiệm

Bàn thí nghiệm được thực hiện nhằm mục đích kiểm chứng các lý thuyết đã được đưa ra ở phần trên. Việc kiểm chứng này sẽ là một kết quả đánh giá chính xác nhất cho những nhận định về kết quả nghiên cứu bộ điều khiển cũng như việc thành lập mô hình đối tượng. Hơn nữa, mô hình và tham số động cơ trong thực tế có sai khác với mô hình trong lý thuyết, điều này là do các đặc tính động cơ phụ thuộc vào điều kiện môi trường thực nghiệm. Ngoài ra, đối tượng động cơ được sử dụng trong thực nghiệm có công suất tương đối bé nên hằng số thời gian của đối tượng tương đối bé. Điều này kéo theo các yêu cầu đặt ra cho năng lực bộ điều khiển, bộ biến đổi và các hệ thống đo. Do đó, phải đặt ra các yêu cầu cho hệ thống thực nghiệm như sau:

Việc triển khai bộ điều khiển phải sử dụng các nền tảng điều khiển số có năng lực tính toán mạnh và phải tối ưu cấu trúc các bộ điều khiển.

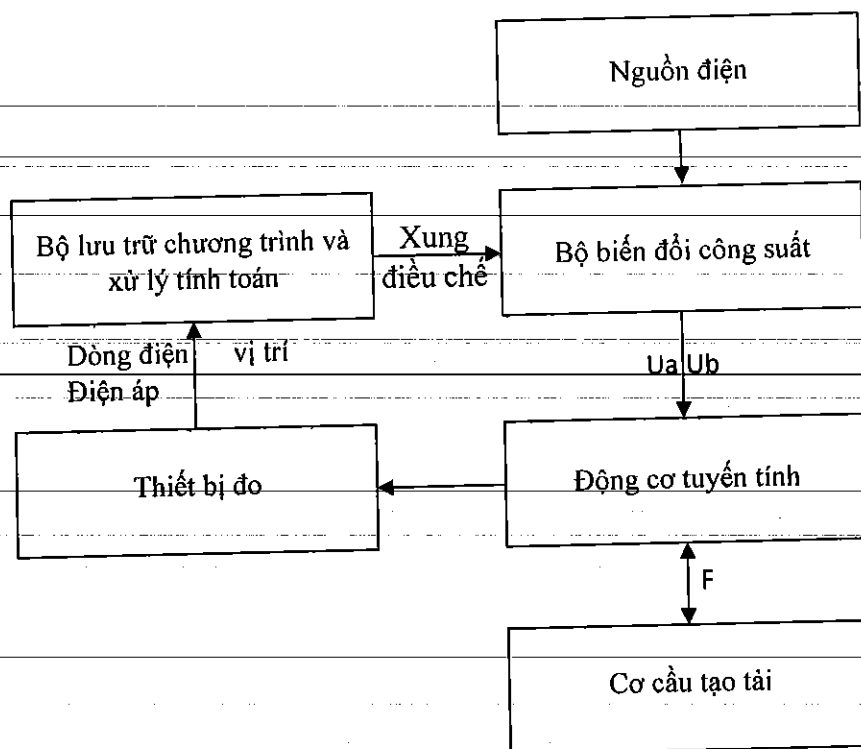
Thiết bị đo phải có tốc độ đáp ứng nhanh, các tín hiệu đo phải được tiền xử lý trước khi đưa vào bộ điều khiển (như sử dụng các bộ lọc số)

Bộ biến đổi phải đảm bảo làm việc được với tần số lớn đảm bảo dòng điện trong động cơ không làm việc ở chế độ gián đoạn.

Mặc dù các yêu cầu trên có thể đáp ứng một cách tương đối hoàn chỉnh thì vẫn tồn tại các vấn đề khác ảnh hưởng đến chất lượng điều khiển. Đối với các thiết bị lớn, hệ số giữa dòng điện và lực là lớn và làm việc ở dải dòng điện cao, do đó có thể bỏ qua các ảnh hưởng của ma sát đối với động cơ mà sai lệch kết quả vẫn nằm trong khoảng cho phép. Còn đối với các thiết bị có công suất nhỏ như động cơ sử dụng trong thực nghiệm của luận án này, ảnh hưởng của ma sát đến kết quả là lớn. Hơn nữa, ma sát là một đối tượng tiên định và phi tuyến phụ thuộc tốc độ động cơ. Điều này cũng cần được xét tới trong quá trình thực nghiệm.

5.2 Cấu trúc bàn thí nghiệm

Để xây dựng một cấu trúc thực nghiệm từ các yêu cầu đã được nêu ra, một sơ đồ khối tổng thể sẽ mô tả các khối chức năng phục vụ cho vấn đề thực nghiệm



Hình Error! No text of specified style in document..1 Cấu trúc bản thí nghiệm

Với cấu hình miêu tả ở trên hệ thống bao gồm hai phần:

Phần cứng: Bao gồm bộ biến đổi, thiết bị đo và cơ cấu tạo tải cho động cơ, card điều khiển.

Phần mềm: Chương trình cho bộ điều khiển.

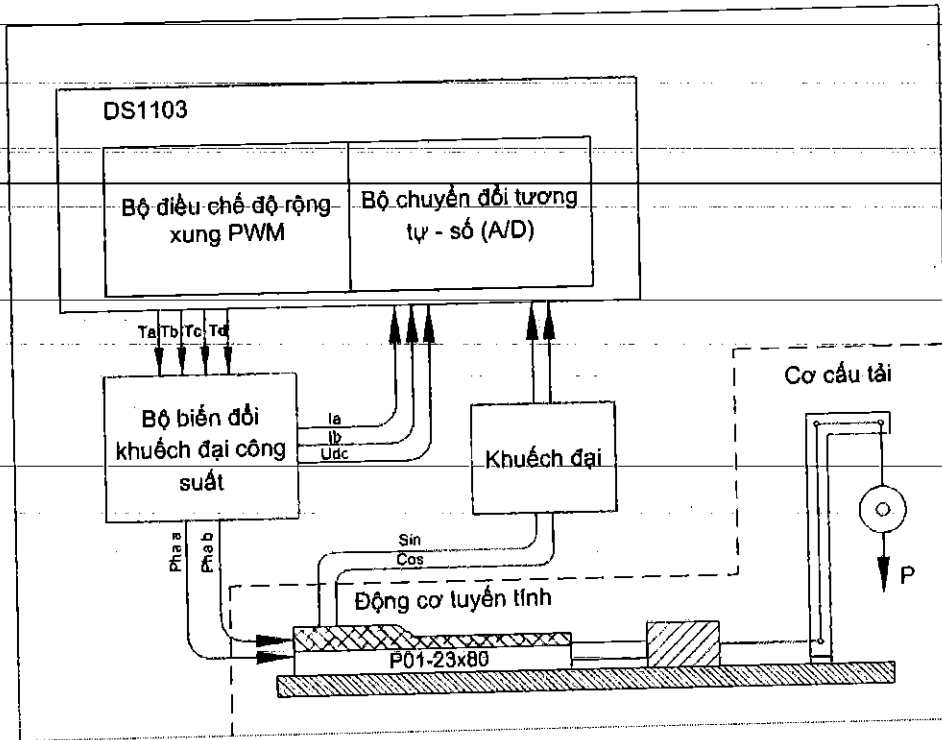
Về mặt phần cứng, động cơ tuyến tính bao gồm 2 cuộn dây 2 pha do đó sử dụng bộ biến đổi 2 cầu H. Do đó, việc thực hiện điều chế cần 4 xung điều chế PWM và có 2 tín hiệu dòng điện cần đo phục vụ cho việc điều khiển. Trong phương pháp điều chế vector không gian cũng cần sử dụng tham số điện áp U_{dc} để thực hiện điều chế.

Đóng vai trò là trung tâm của hệ thống, bộ lưu trữ chương trình và xử lý tính toán sẽ quyết định các yếu tố tham gia vào việc điều khiển. Trong khuôn khổ luận văn này, card điều khiển DS1103 được sử dụng. Card điều khiển DS1103 được thiết kế để đáp ứng các yêu cầu của mẫu thử điều khiển nhanh, hiện đại và rất phù hợp cho các ứng dụng như: điều khiển động cơ, robotics, điều khiển vị trí và động cơ bước, hệ thống điều khiển chống rung, điều khiển ô tô.

DS1103 là một hệ thống toàn diện trong việc tạo ra bộ điều khiển mẫu nhanh chóng. Nó có thể gắn vào các cổng mở rộng PC hoặc sử dụng hộp mở rộng dSPACE để kiểm tra các chức năng điều khiển trong phòng thí nghiệm hoặc trực tiếp trong thiết bị. Sức mạnh xử lý của nó và tốc độ truy xuất các cổng I/O là rất quan trọng cho các ứng dụng liên quan đến nhiều bộ truyền động và cảm biến. Hệ thống sử dụng với giao diện thời gian thực (RTI), bo mạch điều khiển có thể lập trình hoàn toàn từ môi trường sơ đồ

khối Simulink. Người dùng có thể cấu hình tất cả I/O bằng đồ họa bằng cách kéo khối RTI. Đây là một cách nhanh chóng và dễ dàng để thực hiện các chức năng điều khiển.

Tóm lại, hệ thống thí nghiệm sẽ được xây dựng như trong hình vẽ dưới đây.



Hình **Error! No text of specified style in document.** 2 Cấu tạo bàn thí nghiệm thực tế

Trong phần tiếp theo, hệ thống sẽ được phân tích một cách chi tiết từng thiết bị.

5.2.1 Phần cứng

a) Động cơ tuyến tính P01-23x80/80x140

Động cơ tuyến tính có thông số như sau các thông số do hãng sản xuất Linmot cung cấp như sau:

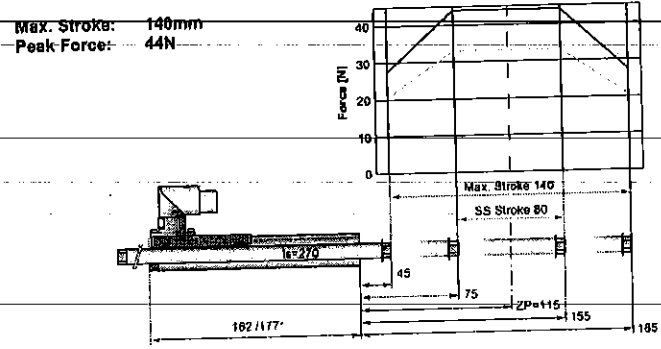
Bảng **Error! No text of specified style in document.** 1 Thông số động cơ P01-23x80/80x140

Thông số	Ký hiệu	Giá trị	Đơn vị
Điện trở pha	R_s	10.3	[Ω]
Số đôi cực	P	1	
Bước cực	τ	20	[mm]
Điện cảm dọc trục d	L_d	1.4	[mH]

Chương 5: Hệ thống phần cứng cài đặt thuật toán điều khiển

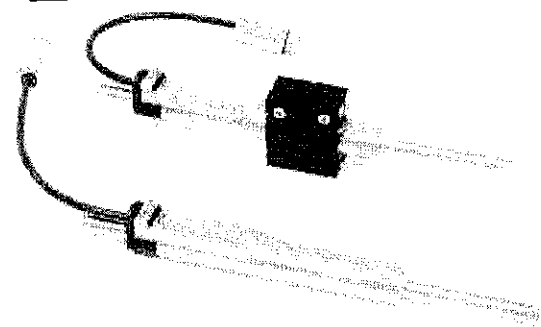
Điện cảm dọc trục q	Lq	1.4	[mH]
Từ thông cực	Ψ_p	0.035	[Wb]
Khối lượng slider	m	0.17	[kg]
Dòng điện định mức	I_{dm}	4	[A]

Đồ thị đặc tính động cơ



Bảng Error! No text of specified style in document.2 Sơ đồ đấu dây động cơ

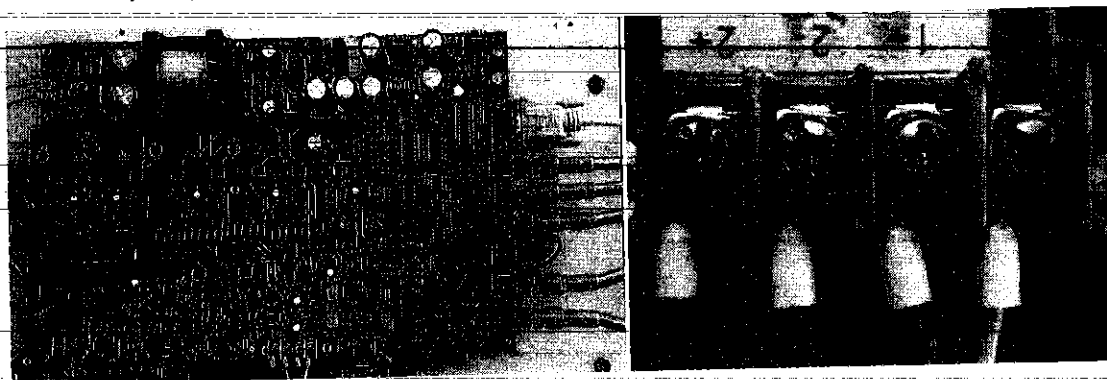
Đầu dây động cơ		Chân
Ph 1+	Đỏ	1
Ph 1-	Hồng	6
Ph 2+	Xanh dương	2
Ph 2-	Xám	7
+5VDC	Trắng	3
GND	Lớp vỏ trong	8
Sine	Vàng	4
Cosine	Xanh lá	9
Vỏ bọc	Lớp vỏ ngoài	Vỏ đặc



Hình Error! No text of specified style in document..3 Động cơ tuyến tính thí nghiệm

b) Bộ biến đổi công suất tích hợp mạch đo

Driver là thành phần quan trọng của hệ thống, chức năng của nó là khuếch đại tín hiệu điều khiển để đưa công suất từ nguồn đến động cơ. Bên cạnh đó, để tiện cho việc ghép nối thì một mạch đo tích hợp được sử dụng ngay trên board công suất.



Hình Error! No text of specified style in document..4 Bộ biến đổi công suất tích hợp mạch đo

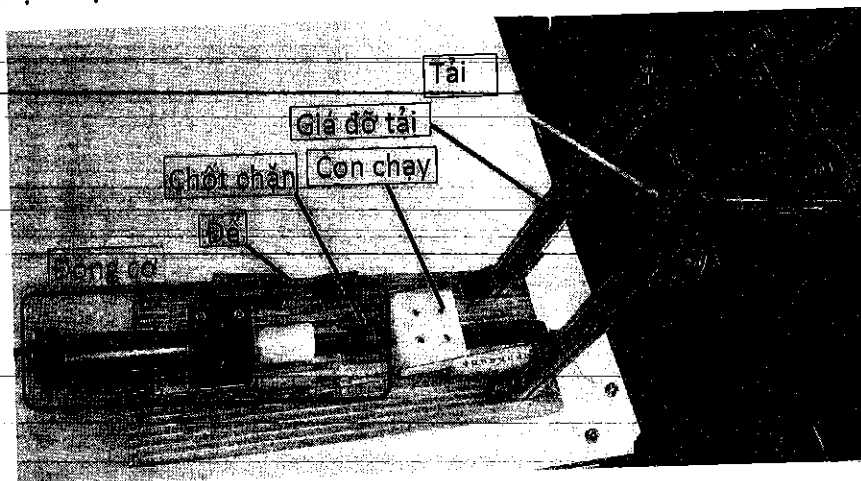
Một số thông số chính của bộ driver do tác giả thiết kế:

Bảng 5.3. Thông số mô tả bộ driver

Thông số	Giá trị
Dải điện áp hoạt động	24VDC - 48VDC
Điện áp điều khiển	24VDC
Số pha	2 pha
Dòng điện tối đa	10 A
Tần số điều chế tối đa	100 kHz
Chế độ đo dòng cách ly	Có
Chế độ đo áp cách ly	Có
Chế độ bảo vệ quá dòng	Có
Điều chỉnh deadtime	Có

c) Cơ cấu tạo tải

Cơ cấu tải mục đích để tạo ra sự tác động về mặt lực nhằm thử nghiệm các tác động thay đổi khác nhau đối với động cơ. Cơ cấu tải xây dựng trong thí nghiệm này phải đảm bảo được các yếu tố: ổn định, sai lệch cơ khí nhỏ và thỏa mãn các yêu cầu đặt ra. Với tải thể năng, cơ cấu tạo tải dễ dàng tạo ra các thay đổi lực dạng bước nhảy. Tải được chia làm nhiều quả nặng giúp cho việc thực nghiệm với các giá trị tải khác nhau có thể thực hiện một cách dễ dàng.



Hình Error! No text of specified style in document..5 Cơ cấu tải

Cơ cấu tải bao gồm các thành phần:

Động cơ: là thành phần chính được miêu tả ở phần trên.

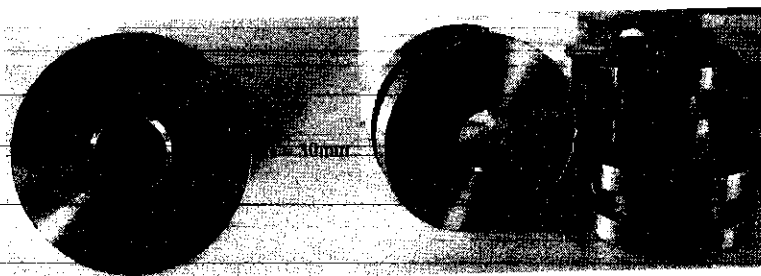
Chân đế: toàn bộ hệ thống được gắn trên một đế nhôm tạo sự ổn định cho toàn hệ thống.

Chốt chặn: tạo ra vùng không gian làm việc giữa hai trạng thái có tải và không tải.

Con chạy: con chạy tạo ra mặt phẳng tỷ vuông góc với slider của động cơ là điểm tiếp xúc tải của động cơ. Con chạy được bố trí trên một thanh ray bi nhằm giảm hệ số ma sát đến mức thấp nhất.

Giá đỡ tải và hệ thống ròng rọc: Giá đỡ được bố trí theo hình chữ L ngược kết hợp với hệ thống ròng rọc thay đổi hướng lực tác động của các quả nặng từ phương thẳng đứng sang phương ngang.

Quả nặng: Lực tác dụng ở đây chính là trọng lượng của các quả nặng được treo vào giá đỡ tải. Mỗi quả nặng có khối lượng $m = 0.13\text{kg}$ tương ứng với lực tác dụng xấp xỉ 1.3N . Tối đa có 3 quả nặng cho phép tạo tải tối đa 3.9N .



Hình **Error! No text of specified style in document.** 6 Tải thí nghiệm

d) Card điều khiển DS1103

Tính năng của Card điều khiển DS1103 khá mạnh mẽ với số lượng giao diện I/O lớn khiến cho DS1103 trở thành một board điều khiển linh hoạt cho nhiều ứng dụng. đồng thời cung cấp nhiều lựa chọn giao diện kết nối, bao gồm 50 kênh I/O, 36 kênh A/D và 8 kênh D/A. Đối với các nhiệm vụ I/O bổ sung, bộ điều khiển DSP được xây dựng trên TM320F240 DSP được sử dụng làm hệ thống phụ (Slave). Việc điều khiển bộ biến đổi yêu cầu truy xuất chính xác các đầu vào ra của các cổng I/O. Có thể đồng bộ hóa các kênh A/D và các kênh D/A và các tín hiệu đọc từ encoder, với tín hiệu PWM bên trong hoặc sử dụng tín hiệu kích hoạt bên ngoài.

Bảng **Error! No text of specified style in document.** 4 Thông số kỹ thuật của card điều khiển DS1103

Thông số	Đặc điểm kỹ thuật		
Bộ xử lý	Loại PowerPC	PPC 750GX	
	CPU clock	1GHz	
	Bộ nhớ đệm		32KB (L1)
			32KB(L1)
			1MB(L2)
	Tốc độ bus	133MHz	
Cảm biến nhiệt độ	Thời gian thực		
Bộ nhớ	Bộ nhớ cục bộ	32MB SDRAM	
	Bộ nhớ toàn cục	96MB SDRAM	
Timer	2 timer chung	1 bộ timer 32bit bộ đếm lùi Tải lại bởi phần mềm Độ phân giải lên tới 15ns	
		1 bộ timer 32bit bộ đếm tiến với	

Chương 5: Hệ thống phần cứng cài đặt thuật toán điều khiển

		<p>thanh ghi so sánh</p> <p>Tải lại bởi phần mềm</p> <p>Độ phân giải 30ns</p>
	1 timer trích mẫu	<p>32 bit với bộ đếm lùi</p> <p>Tải lại bởi phần mềm</p> <p>Độ phân giải 30ns</p>
	1 timer cơ bản	<p>64 bit với bộ đếm tiến</p> <p>Độ phân giải 30ns</p>
Bộ điều khiển ngắt		<p>3 ngắt timer</p> <p>1 ngắt truyền thông UART</p> <p>1 ngắt truyền thông CAN</p> <p>1 ngắt DSP</p> <p>2 ngắt DSP PWM</p> <p>1 ngắt host</p> <p>4 ngắt ngoài cho người dùng</p>
Bộ chuyển đổi tương tự số A/D	Kênh	<p>16 kênh ghép kênh được trang bị 4 mẫu và giữ bộ chuyển đổi A/D (4 kênh thuộc một bộ chuyển đổi A/D. Cần lấy 4 mẫu liên tiếp để lấy mẫu tất cả các kênh thuộc một bộ chuyển đổi A/D.)</p> <p>4 kênh song song được trang bị một mẫu và giữ bộ chuyển đổi A/D</p> <p>Lưu ý: 8 kênh chuyển đổi A/D (4 ghép kênh và 4 song song) có thể được lấy mẫu đồng thời.</p>
	Độ phân giải	16 bit
	Dải điện áp đầu vào	$\pm 10V$

Chương 5: Hệ thống phần cứng cài đặt thuật toán điều khiển

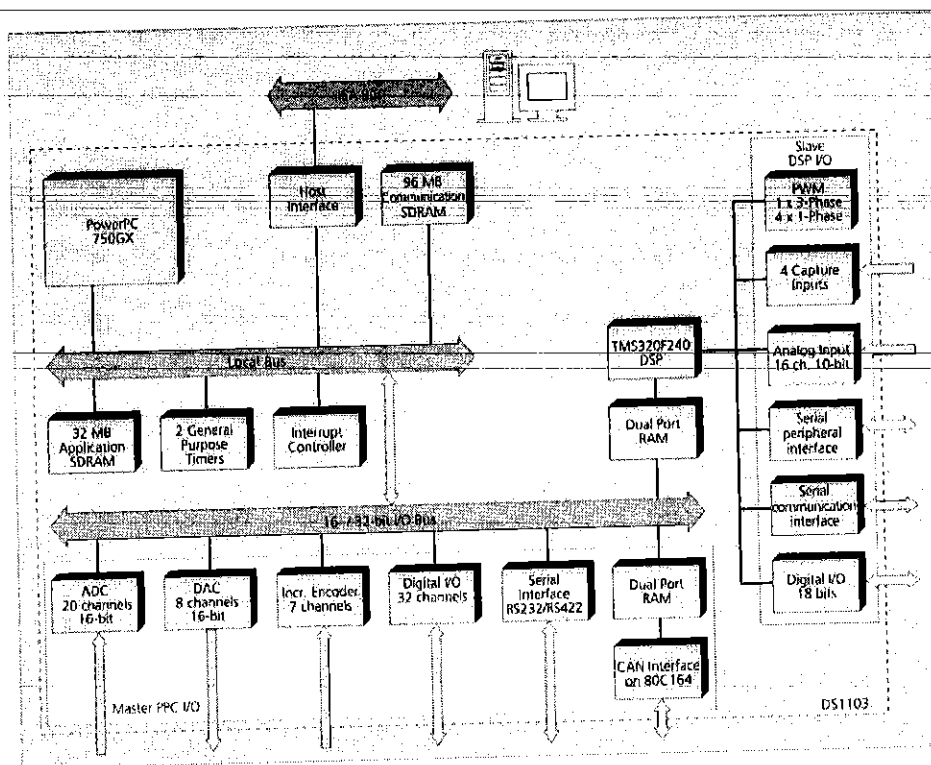
	Ngưỡng bảo vệ	$\pm 15V$
	Thời gian chuyển đổi	Kênh ghép kênh: $1 \mu s$ Các kênh song song: $800 ns$
	Sai lệch	$\pm 5mV$
	Sai lệch khuếch đại	$\pm 0.25\%$
	Tỷ số nhiễu	$> 83dB$
Bộ chuyển đổi tương tự số	Kênh	8 kênh
	Độ phân giải	16-bit
	Dải điện áp	$\pm 10V$
	Thời gian xác lập	$5\mu s$
	Sai lệch	$\pm 1mV$
	Sai lệch khuếch đại	$\pm 0.5\%$
	Bù sai lệch	$30\mu V/K$
	Bù sai lệch độ lợi	$25ppm/K$
	Tỷ lệ tín hiệu/nhiễu	$> 83dB$
	I_{max}	$\pm 5mA$
	$C_{I_{max}}$	$10nF$
I/O	Kênh	32-bit được tổ chức thành 4 nhóm 8bit Mỗi nhóm 8bit được cài đặt là đầu vào hoặc đầu ra bằng phần mềm
	Dải điện áp	TTL
	I_{outmax}	$\pm 10mA$
Giao diện encoder	Kênh	6 kênh độc lập Kiểu mức logic (TTL) hoặc kiểu sai lệch
	Bộ đếm vị trí	Độ phân giải 24-bit

Chương 5: Hệ thống phần cứng cài đặt thuật toán điều khiển

		Tần số tối đa 1.65MHz Reset bộ đếm bằng phần mềm
	Điện áp	5V/1.5A
Giao diện truyền thông CAN	Cấu hình	1 kênh dựa trên chip SAB 80C164 Tiêu chuẩn ISO DIS 11898-2 CAN
	Tốc độ truyền (Baud rate)	Tối đa 1Mbit/s
Giao diện nối tiếp	Cấu hình	TL6C550C một giao tiếp UART với FIFO PLL driven UART chính xác với tốc độ truyền Tương thích với chuẩn RS232/RS422
	Tốc độ truyền	Lên tới 115.2 kbd(RS232) Lên tới 1Mbd
Nhân phụ DSP	Kiểu	Texas Instruments TMS320F240 DSP
	Tần số	20MHz
	Bộ nhớ	64Kx16 bộ nhớ mã ngoài 28Kx16 bộ nhớ dữ liệu ngoài 4Kx16 bộ nhớ chung 32KB bộ nhớ flash
	I/O	16 kênh chuyển đổi A/D 10 kênh PWM 4 kênh Capture 2 cổng nối tiếp
	Dải điện áp vào	TTL

Chương 5: Hệ thống phần cứng cài đặt thuật toán điều khiển

		Cổng A/D 0-5V
	Dòng điện	Tối đa $\pm 13\text{mA}$
Giao diện kết nối máy chủ		Hỗ trợ Plug & Play Yêu cầu một khe cắm ISA 16-bit Full-size
Thông số vật lý	Kích thước vật lý	340x125x45mm(13.4x4.9x1.77in)
	Nhiệt độ làm việc	0...500C (32.....1220F)
	Điện áp	+5V $\pm 5\%$, 4A +12V $\pm 5\%$, 0.75A

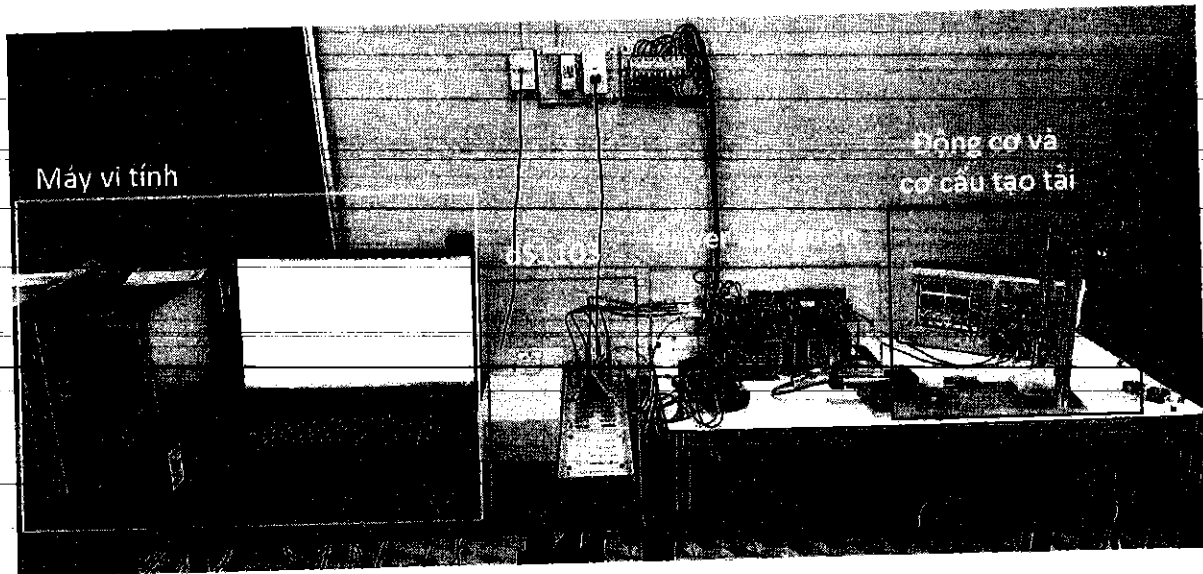


Hình Error! No text of specified style in document.7 Kiến trúc DS1103

Với thông số kỹ thuật đã miêu tả, Card Ds1103 hoàn toàn đáp ứng được các yêu cầu đặt ra cho một hệ thống điều khiển.

e) Kết quả xây dựng hệ thống thực nghiệm

Hệ thống thực nghiệm trong thực tế được trình bày như trong hình.



Hình Error! No text of specified style in document..8 Bộ thí nghiệm thực tế

5.2.2 Phần mềm

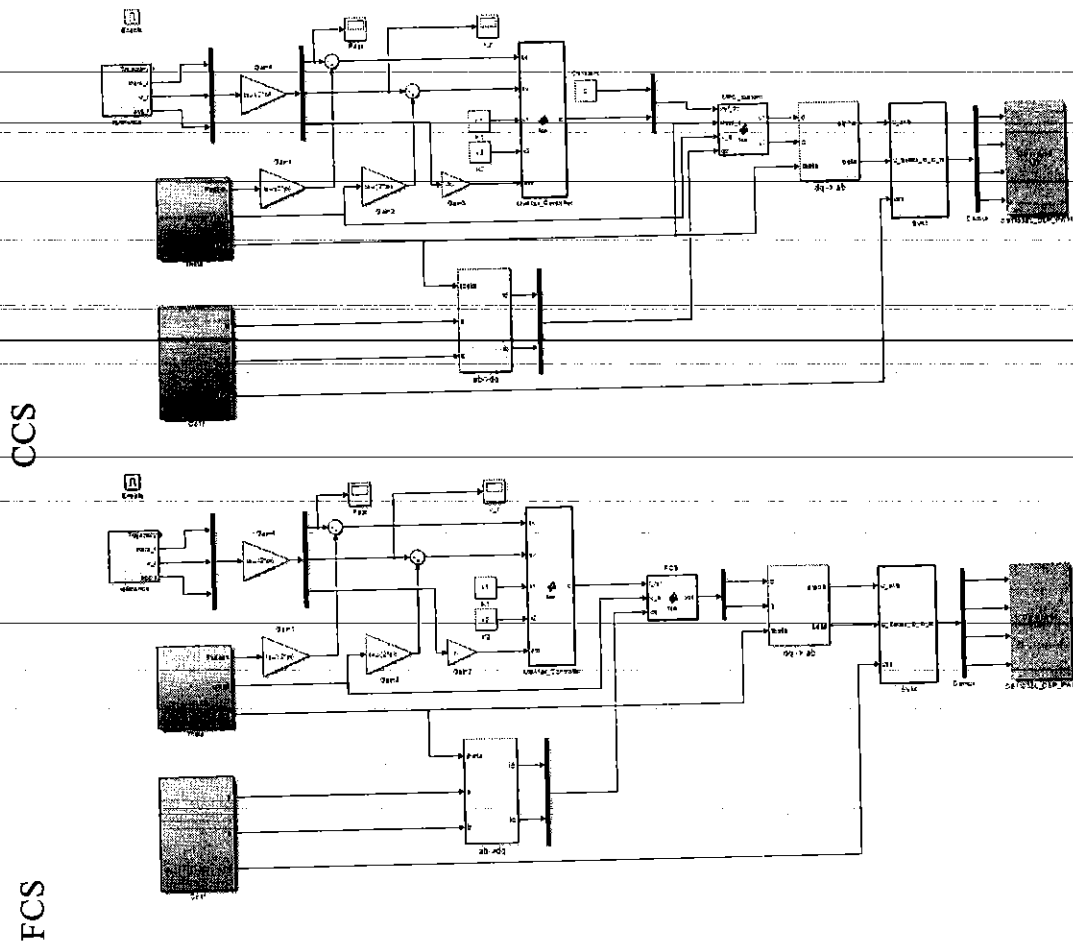
Phần mềm thực hiện bao gồm 2 phần mềm được sử dụng :

Matlab/Simulink : MATLAB (Matrix Laboratory) là một phần mềm khoa học được thiết kế để cung cấp việc tính toán số và hiển thị đồ họa bằng ngôn ngữ lập trình cấp cao. MATLAB cung cấp các tính năng tương tác tuyệt vời cho phép người sử dụng thao tác dữ liệu linh hoạt dưới dạng mảng ma trận để tính toán và quan sát. Các dữ liệu vào của MATLAB có thể được nhập từ "Command line" hoặc từ "mfiles", trong đó tập lệnh được cho trước bởi MATLAB. MATLAB cung cấp cho người dùng các toolbox tiêu chuẩn tùy chọn. Người dùng cũng có thể tạo ra các hộp công cụ riêng của mình gồm các "mfiles" được viết cho các ứng dụng cụ thể. Chúng ta có thể sử dụng các tập tin trợ giúp của MATLAB cho các chức năng và các lệnh liên quan với các toolbox có sẵn (dùng lệnh help).

Controldeck: ControlDesk là phần mềm thử nghiệm dSPACE để phát triển các ứng dụng một cách liên tục. Nó thực hiện tất cả các nhiệm vụ cần thiết và cung cấp cho bạn một môi trường làm việc duy nhất, từ khi bắt đầu thử nghiệm đến khi kết thúc.

a) Xây dựng cấu trúc điều khiển trên phần mềm Matlab/Simulink

Trong quá trình cài đặt phần mềm Controldesk, hệ thống sẽ tự động cài thêm một tiện ích cho thư viện Simulink của Matlab là RTI 1103. Trong thư viện này, các đầu vào ra cũng như các khối chức năng của card điều khiển sẽ biểu thị dưới dạng khối (block) và các tham số đi kèm. Việc xây dựng bộ điều khiển trên Simulink sẽ được thực hiện một cách đơn giản.

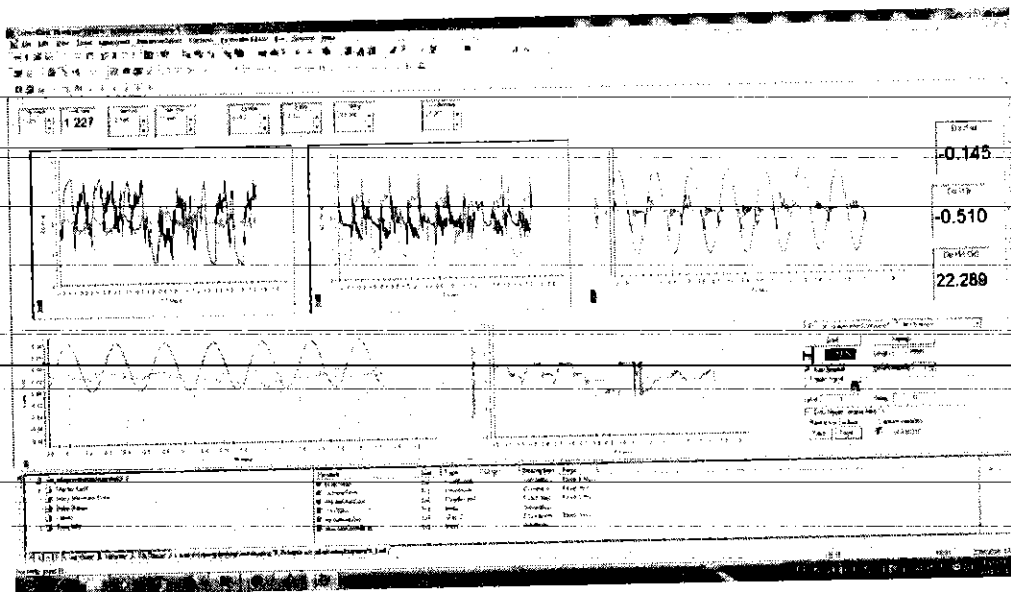


Hình 5.9 Cấu trúc các bộ điều khiển xây dựng trên phần mềm

b) Thiết lập giao diện người dùng trên Controldesk

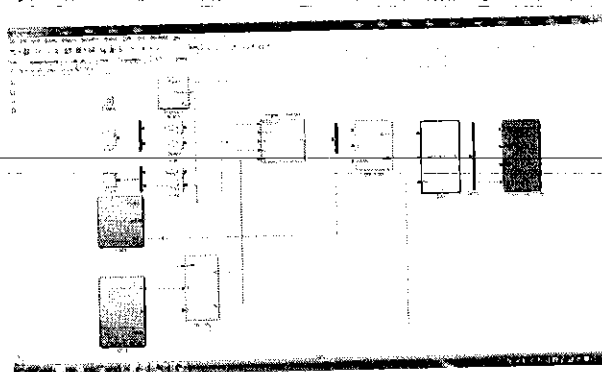
Để điều khiển hệ thống, phần mềm trên Controldesk cho phép thiết lập một giao diện để tương tác với người dùng. Việc nạp các tham số cũng như lấy các dữ liệu ra cũng được thực hiện qua giao diện này.

Giao diện ControlDesk cho phép người dùng thực hiện việc thiết kế bằng phương pháp kéo thả. Có nghĩa là người dùng chỉ có thể sử dụng các toolbox được xây dựng sẵn trên phần mềm để thực hiện các chức năng cần thiết như thiết lập tham số, quan sát giá trị hoặc biểu thị giá trị bằng đồ thị. Điều này giúp cho người dùng nhanh chóng thiết lập một giao diện điều khiển mà không cần phải lập trình quá phức tạp.

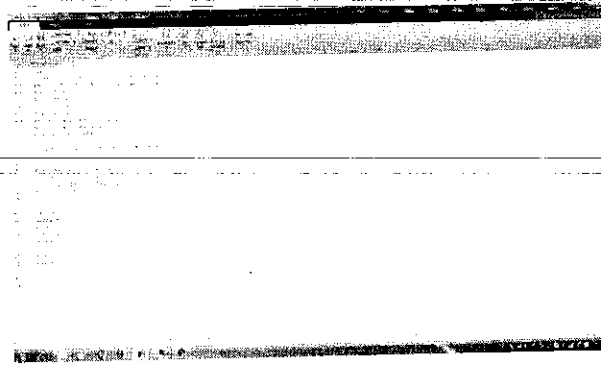


Hình **Error! No text of specified style in document..10** Giao diện thao tác trên hệ thống

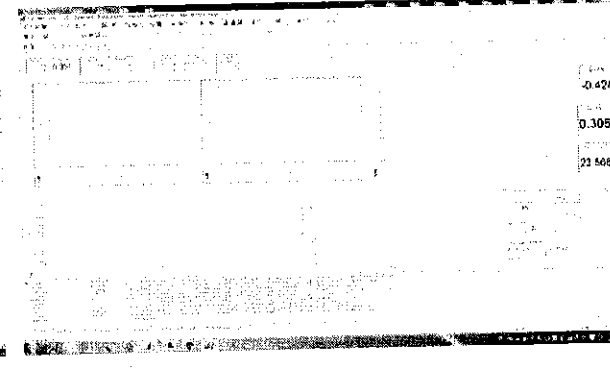
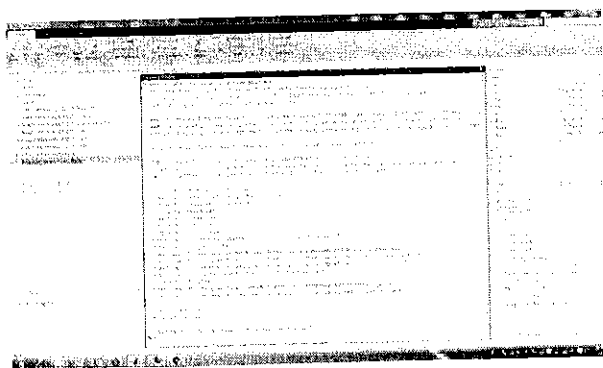
c) Trình tự thực hiện biên dịch chương trình trên máy tính:



Bước 1: Mở file Matlab/Simulink bộ điều khiển đã được xây dựng



Bước 2: Tiến hành chạy file thông số bằng cách nhấp chuột phải vào file và chọn "Run". Mex file SVM bằng cách sử dụng câu lệnh: `"-mex SVM.c"`



Chương 5: Hệ thống phân cứng cài đặt thuật toán điều khiển

Bước 3: Tiến hành biên dịch file mô phỏng bằng cách sử dụng tổ hợp phím Ctrl+B.

Bước 4: Tải file dịch có định dạng đuôi .sdf vào phần mềm ControlDeck và bắt đầu tiến hành thực nghiệm.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

1. Kết luận

Đề tài đã đạt được các mục tiêu:

Nghiên cứu tổng quan về phương pháp mô hình hóa cho động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid. Thực hiện phương án chuyển hệ tọa độ mô tả toán học của mô hình để sử dụng được cấu trúc tách kênh trực tiếp trong cấu trúc điều khiển.

Từ mô hình toán học thu được tác giả tiến hành thiết kế điều khiển cho động cơ Polysolenoid được áp dụng với mô hình toán học đã xây dựng được. Các kết quả mô phỏng đã cho thấy tính khả thi của phương pháp được đề xuất.

Các kết quả của đề tài được cụ thể bằng các công bố quốc tế theo đăng ký: 03 ISI/Scopus (03 Q3)

2. Hướng nghiên cứu tiếp theo của đề tài và kiến nghị

Tiếp tục nghiên cứu các thuật toán điều khiển phi tuyến cho động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid trên cơ sở mô hình toán học đã đề xuất và triển khai vào thực nghiệm.

Triển khai các kết quả nghiên cứu cho các hệ thống robot song song cụ thể là hệ Hexapod, điều khiển tay máy công nghiệp, hệ cơ điện tử.

Tiến hành cài đặt các thuật toán điều khiển trên hệ thống thiết bị thực, đánh giá các kết quả giữa mô phỏng và thực nghiệm. Từ đó tiếp tục các công bố quốc tế trên các tạp chí quốc tế có uy tín thuộc danh mục ISI/Scopus.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

TÀI LIỆU TIẾNG VIỆT

- [1] Võ Thanh Hà, Trần Vũ Trung, Nguyễn Phùng Quang, Đỗ Hoàng Ngân Mi, "Một cách tiếp cận mới khi thiết kế điều khiển tuyến tính vector dòng stator có đáp ứng hữu hạn," (in A), Chuyên san Điều khiển và Tự động hóa, vol. 16, pp. 50-56, 2017.

TÀI LIỆU TIẾNG ANH

- [2] Xiaofeng Zhou, Xiaoning Chen, Junyi Liu, "The starting thrust simulation of a Tubular linear motor on the base of finite element analysis," in Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), 2010 9th International Symposium on, 2010, pp. 909-912: IEEE.
- [3] Li Wenyong, Li Bincheng, "Lyapunov stable control of tubular linear permanent-magnet motor," in Advanced Intelligent Mechatronics, 2008. AIM 2008. IEEE/ASME International Conference on, 2008, pp. 583-588: IEEE.
- [4] Ioana-Cornelia Vese, Fabrizio Marignetti, Mircea M Radulescu, "Multiphysics approach to numerical modelling and analysis of permanent-magnet tubular linear motors," in Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on, 2008, pp. 1-4: IEEE.
- [5] B Tomczuk, G Schroder, A Waindok, "Finite-element analysis of the magnetic field and electromechanical parameters calculation for a slotted permanent-magnet tubular linear motor," (in E), IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, no. 7, pp. 3229-3236, 2007.
- [6] Pierre OM Scokaert, DQ Mayne, "Min-max feedback model predictive control for constrained linear systems," (in E), IEEE Transactions on Automatic control, vol. 43, no. 8, pp. 1136-1142, 1998.
- [7] NGUYEN PHUNG QUANG, VECTOR CONTROL OF THREE-PHASE AC MACHINES: System Development in the Practice. Springer, 2016.
- [8] Liyi Li, Chengming Zhang, Baoquan Kou, "Analysis and Suppression of Detent Force in Tubular Linear Electromagnetic Launcher for Space Use," in Electromagnetic Launch Technology, 2008 14th Symposium on, 2008, pp. 1-4: IEEE.
- [9] Qing Hu, Jiao Wang, Dongmei Yu, Jiefan Cui, "Robust h ∞ controller of tubular linear induction motor with an artificial neural network compensator," in Automation and Logistics, 2007 IEEE International Conference on, 2007, pp. 1988-1993: IEEE.
- [10] Francesco Cupertino, Gianmario Pellegrino, Paolo Giangrande, Luigi Salvatore, "Sensorless position control of permanent-magnet motors with pulsating current

injection and compensation of motor end effects," (in E), IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1371-1379, 2011.

[11] Francesco Cupertino, Paolo Giangrande, Gianmario Pellegrino, Luigi Salvatore, "End effects in linear tubular motors and compensated position sensorless control based on pulsating voltage injection," (in E), IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 2, pp. 494-502, 2011.

[12] A Canova, A Garramone, G Gruosso, "Design and optimisation of two phase tubular permanent magnet linear motors for custom applications," (in E), 2006.

[13] Y Bencheikh, Y Ouazir, R Ibtouen, "Tubular Linear Induction Motor analysis by using finite elements and current filament models," in Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on, 2010, pp. 1-6: IEEE.

[14] Jacek F. Gieras, Zbigniew J. Piech, Bronislaw Tomczuk, "Linear Synchronous Motors Transportation and Automation Systems," 2nd Edition. CRC press, 2011.

[15] I. Boldea; Linear Electric Machines, Drives, and MAGLEVs Handbook, CRC press, 2013.

[16] Daniel Ausderau, Polysolenoid – Linearantrieb mit genutetem Stator, Zurich. PhD Thesis, 2004.

[17] Huilai Li, Xiaomin Li, Zhiyuan Li, "Performance Assessment and Comparison of Two Types Linear Motors for Electromagnetic Catapult," TELKOMNIKA (Telecommunication, Computing, Electronics and Control), 2014 Apr., 12(4): 2506-2515

[18] Yang Zeqing, Liu Libing, Wangzuojie, Chen Yingshu, Xiao Quanyang, "Static and Dynamic Characteristic Simulation of Feed System Driven by Linear Motor in High Speed Computer Numerical Control Lathe," TELKOMNIKA (Telecommunication, Computing, Electronics and Control), 2013 July, 11(7): 3673-3683.

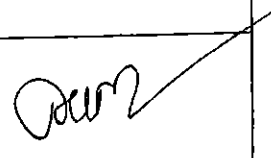
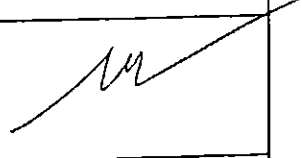
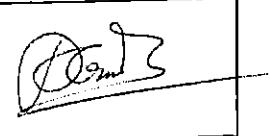
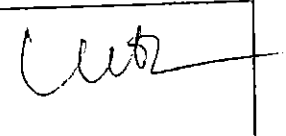
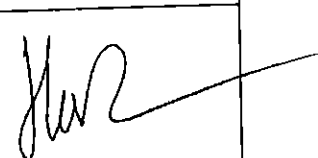
[19] Aymen Lachheb, Jalel Khediri, Lilia El Amraoui, "Performances Analysis of a Linear Motor for Sliding Door Application," International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDES), 2017 Sep., 8(3): 1139-1146.

[20] Faa – Jeng Lin, Po – Hung Shen, "Adaptive fuzzy-neural-network control for a DSP-based permanent magnet linear synchronous motor servo drive," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2006, pp. 481 - 495.

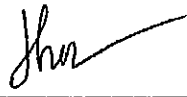

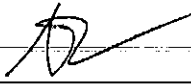
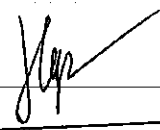

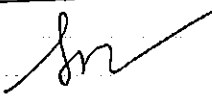

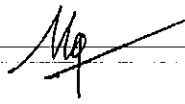


[21] Jul – Ki Seok, Jong – Kun Lee, Dong – Choon Lee, "Sensorless Speed Control of Nonsalient Permanent Magnet Synchronous Motor Using Rotor – Position – Tracking PI Controller," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, pp.399 – 405, 2006.

- [22] Yuan – Rui Chen, Jie Wu, Nobert Cheung (2004), “Lyapunov’s Stability Theory – Based Model Reference Adaptive Control for Permanent Magnet Linear Motor Drives,” Proc of Power Electronics Systems and Application, 2004, pp. 260 – 266
- [23] Chin – I Huang, Li – Chen Fu, “Adaptive Back stepping Speed/Position Control with Friction Compensation for Linear Induction Motor,” in Proceeding of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002, USA, pp. 474 – 479.
- [24] Gerardo Tapia, Arantxa Tapia (2007), “Sliding – Mode Control for Linear Permanent – Magnet motor Position Tracking,” Proc of the IFAC World Congress.
- [25] Liuping Wang; “Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB,” Springer-Verlag London Limited, 2009.
- [26] Alexandra Grancharova, Arne Hohansen, Explicit “Nonlinear Model Predictive Control – Theory and Applications”. Springer, 2012, ch. 1.
- [27] H. K. Khalil. Nonlinear Systems. 3rd ed. Upper Saddle River, NJ:Prentice-Hall, 2002
- [27] C. I. Huang and L. C. Fu, “Adaptive Backstepping Speed Position Control with Friction Compensation for Linear Induction Motor,” Proceeding of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, pp. 474 – 479, 2002.
- [29] X. Cui, et al., “A Research on Dynamic Friction Compensation of High-speed Linear motor,” TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering, vol/issue: 10(8), pp. 1963-1968, 2012.
- [30] G. Tapia and A. Tapia, “Sliding Mode Control for Linear Permanent Magnet motor Position Tracking,” Proc of the IFAC World Congress, pp. 163-168, 2005.
- [31] Q. H. Nguyen, et al., “Flatness Based Control Structure for Polysolenoid Permanent Stimulation Linear Motors,” SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol/issue: 3(12), pp. 31-37, 2016.
- [32] Q. H. Nguyen, et al., “Design an Exact Linearization Controller for Permanent Stimulation Synchronous Linear Motor Polysolenoid,” SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol/issue: 4(1), pp. 7-12, 2017.
- [33] H. Komijani, et al., “Modeling and State Feedback Controller Design of Tubular Linear Permanent Magnet Synchronous Motor,” International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), vol/issue: 7(4), pp. 1410-1419, 2016.
- [34] Quang N. H., et al., “Multi Parametric Programming based Model Predictive Control for tracking Control of Polysolenoid Linear Motor,” Special issue on Measurement, Control and Automation, vol. 19, pp. 31-37, 2017.
- [35] www.linmot.com

THUYẾT MINH ĐỀ TÀI
KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ CẤP TRƯỜNG NĂM 2019

1. TÊN ĐỀ TÀI: Điều khiển Vector cho động cơ tuyến tính		2. MÃ SỐ: T2019-B14		
3. LĨNH VỰC NGHIÊN CỨU		4. LOẠI HÌNH NGHIÊN CỨU		
Khoa học Tự nhiên <input type="checkbox"/>	Khoa học KT và CN <input checked="" type="checkbox"/>	Cơ bản <input type="checkbox"/>	Ứng dụng <input checked="" type="checkbox"/>	
Khoa học Y, dược <input type="checkbox"/>	Khoa học Nông nghiệp <input type="checkbox"/>	Triển khai <input type="checkbox"/>		
Khoa học Xã hội <input type="checkbox"/>	Khoa học Nhân văn <input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	
5. THỜI GIAN THỰC HIỆN: 12 tháng Từ tháng 5 năm 2019 đến tháng 5 năm 2020				
6. CHỨC NHIỆM ĐỀ TÀI				
Họ và tên: Nguyễn Hồng Quang		Học vị: Thạc Sĩ		
Chức danh khoa học:		Năm sinh: 1984		
Địa chỉ cơ quan:		Điện thoại di động: 0982092013		
Điện thoại cơ quan:		Fax:		
E-mail: nhquang.tnut@gmail.com				
7. NHỮNG THÀNH VIÊN THAM GIA NGHIÊN CỨU ĐỀ TÀI				
TT	Họ và tên	Đơn vị công tác và lĩnh vực chuyên môn	Nội dung nghiên cứu cụ thể được giao	Chữ ký
1	TS. Đỗ Trung Hải	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
2	TS. Ngô Minh Đức	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
3	ThS. Dương Quốc Tuấn	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
4	ThS. Vũ Xuân Tùng	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
5	ThS. Ngô Thanh Hải	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	



6	ThS. Đỗ Thị Phương Thảo	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
7	ThS. Nguyễn Vinh Thụy	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
8	ThS. Nguyễn Thị Chinh	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
9	ThS. Lâm Hùng Sơn	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
10	TS. Bùi Hải Linh	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
11	ThS. Dương Hòa An	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
12	ThS. Nguyễn Duy Trường	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
13	ThS. Dương Quỳnh Nga	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
14	ThS. Nguyễn Văn Huỳnh	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	
15	ThS. Trần Thị Thanh Thảo	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống	

Số/Đ/Đ/K/Đ: 108/108

8. ĐƠN VỊ PHỐI HỢP CHÍNH

Tên đơn vị trong và ngoài nước	Nội dung phối hợp nghiên cứu	Họ và tên người đại diện đơn vị

9. TỔNG QUAN TÌNH HÌNH NGHIÊN CỨU THUỘC LĨNH VỰC CỦA ĐỀ TÀI Ở TRONG VÀ NGOÀI NƯỚC

9.1. Tổng quan tình hình nghiên cứu thuộc lĩnh vực của đề tài: (Mức độ đầy đủ, hợp lý trong việc đánh giá tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước; thành công và hạn chế của công trình liên quan; mức độ cập nhật thông tin mới nhất về lĩnh vực nghiên cứu)

9.2. Danh mục các công trình đã công bố thuộc lĩnh vực của đề tài của chủ nhiệm và những thành viên tham gia nghiên cứu (họ và tên tác giả; bài báo; ấn phẩm; các yếu tố về xuất bản)

a) Của chủ nhiệm đề tài

1. **Multi parametric model predictive control based on laguerre model for permanent magnet linear synchronous motors** *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) (IJECE, ISSN: 2088-8708), Vol 9, No. 2, April 2019* 2019-04 | journal-article; Source: Hong Quang Nguyen
2. **Vibration Suppression Control of a Flexible Gantry Crane System with Varying Rope Length** *Journal of Control Science and Engineering* 2019-02-11 | journal-article DOI: [10.1155/2019/9640814](https://doi.org/10.1155/2019/9640814) Source: Crossref
3. **Modelling Polysolenoid Permanent Stimulation Linear Motors for Real Time Simulation Problem** *International Journal of Electrical Electronics & Computer Science Engineering. E-ISSN : 2348-2273 | P-ISSN : 2454-1222* 2019-02 | journal-article Source: Hong Quang Nguyen
4. **An Adaptive Backstepping Trajectory Tracking Control of a Tractor Trailer Wheeled Mobile Robot** *International Journal of Control, Automation and Systems* 2019-01 | journal-article DOI: [10.1007/s12555-017-0711-0](https://doi.org/10.1007/s12555-017-0711-0) Part of ISSN: 1598-6446 Source: Crossref Metadata Search
5. **Tube based robust model predictive control for disturbed nonlinear systems via solving linear matrix inequalities** *ACM International Conference Proceeding Series* 2019 | conference-paper Source: Hong Quang Nguyen
6. **A New Approach of a Tube Based Output Feedback Model Predictive Control: Control Design for 2D Overhead Crane** *Advances in Engineering Research and Application* 2018-11 | other DOI: [10.1007/978-3-030-04792-4_9](https://doi.org/10.1007/978-3-030-04792-4_9) Part of ISBN: [9783030047917](https://doi.org/10.1007/978-3-030-04791-7) Part of ISSN: 2367-3370 Source: Crossref Metadata Search
7. **Adaptive Control to Load Disturbance for Brushless DC Motor Operates at Low speed** *Advances in Engineering Research and Application* 2018-11 | other DOI: [10.1007/978-3-030-04792-4_19](https://doi.org/10.1007/978-3-030-04792-4_19) Part of ISBN: [9783030047917](https://doi.org/10.1007/978-3-030-04791-7) Part of ISSN: 2367-3370 Source: Crossref Metadata Search
8. **A Laguerre Model-Based Model Predictive Control Law for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor** *Information Systems Design and Intelligent Applications* 2018 | other DOI: [10.1007/978-981-10-7512-4_31](https://doi.org/10.1007/978-981-10-7512-4_31) Part of ISBN: [9789811075117](https://doi.org/10.1007/978-981-10-7511-7) Part of ISSN: 2194-5357 Source: Crossref Metadata Search

1
10
1H
1H
JNC
THA

<p>9. Min Max Model Predictive Control for Polysolenoid Linear Motor<i>International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)</i> 2018 journal-article DOI: 10.11591/ijped.v9.i4.pp1666-1675 Part of ISSN: 2088-8694 Source: Crossref Metadata Search</p>	
<p>10. Study on Controlling Brushless DC Motor in Current Control Loop Using DC-Link Current<i>American Journal of Engineering Research (AJER)</i>. e-ISSN: 2320-0847 p-ISSN : 2320-0936 2018 journal-article Source: Hong Quang Nguyen</p>	
<p>11. Studying the Effect of AC Source's Frequencies to Micro Electromechanical System<i>International Journal of Electrical Electronics & Computer Science Engineering</i>. E-ISSN : 2348-2273 P-ISSN : 2454-1222 2018 journal-article Source: Hong Quang Nguyen</p>	
<p>12. Multi-Parametric Programming based Model Predictive Control for tracking Control of Polysolenoid Linear Motor<i>Special issue on Measurement, Control and Automation</i>.ISSN: 1859-0551 2017-08 journal-article Source: Hong Quang Nguyen</p>	
<p>13. Multi parametric programming and exact linearization based model predictive control of a permanent magnet linear synchronous motor 2017 <i>International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)</i> 2017-07 conference-paper DOI: 10.1109/icsse.2017.8030975 Part of ISBN: 9781538634226 Source: Crossref Metadata Search</p>	<p>W A P E C S E / 17</p>
<p>14. Design an Exact Linearization Controller for Permanent Stimulation Synchronous Linear Motor Polysolenoid<i>International Journal of Electrical and Electronics Engineering</i> 2017-01 journal-article DOI: 10.14445/23488379/ijeee-v4i1p102 Part of ISSN: 2348-8379 Source: Crossref Metadata Search</p>	
<p>15. Modeling of the Polysolenoid Linear Motor and its Control Problems<i>The 4th Vietnam International Conference and Exhibition on Control and Automation (VCCA 2017)</i>. Ho Chi Minh 2017. ISBN: 978-604-73-5569-3 2017 conference-paper Source: Hong Quang Nguyen</p>	
<p>16. Flatness Based Control Structure for Polysolenoid Permanent Stimulation Linear Motors<i>International Journal of Electrical and Electronics Engineering</i> 2016 journal-article DOI: 10.14445/23488379/ijeee-v3i12p110 Part of ISSN: 2348-8379 Source: Crossref Metadata Search</p>	
<p>17. Cascade Motion/Force Control Strategy of nonholonomic Wheeled Mobile Robotic Systems<i>ACM International Conference Proceeding Series</i> conference-paper. Source: Hong Quang Nguyen</p>	
<p>b) Của các thành viên tham gia nghiên cứu</p> <p>Tài liệu tham khảo:</p> <p>1. Min-Jae Kim*, Jaewon Lim*, Woo-Gyong Yim* and Hyun-Kyo Jung, Phase Current Magnitude Variation Method to Reduce End-Effect Force of PM Linear Synchronous Motor, <i>Journal of Electrical Engineering & Technology</i> Vol. 6, No. 6, pp. 793~798, 2011.</p>	

2. Hyung-Woo Lee†, Chan-Bae Park* and Byung-Song Lee*, Phase Current Magnitude Variation Method to Reduce End-Effect Force of PM Linear Synchronous Motor, Journal of Electrical Engineering & Technology Vol. 6, No. 1, pp. 81~85, 2011.
3. Chin-I Huang, Student Member, IEEE, and Li-Chen Fu, Fellow, IEEE, adaptive approach to motion controller of linear induction motor with friction compensation, IEEE/ASME transactions on mechatronics, vol. 12, no. 4, august 2007.
4. Y. Nozaki, T. Yamaguchi, and T. Koseki, Practical Equivalent Circuit Model of Linear Induction Motors for Urban Transportation System Depending on Secondary Speed Based on Electromagnetic Analysis.
5. Kuang-Yow Lian, Member, IEEE, Cheng-Yao Hung, Chian-Song Chiu, Member, IEEE, and Li-Chen Fu, Fellow, IEEE, Robust Adaptive Control of Linear Induction Motors With Unknown End-Effect and Secondary Resistance, IEEE transactions on energy conversion, vol. 23, no. 2, june 2008
6. Jae -Uk Kim, Sung Yoon Jung (2011), PMSM Control Based on Edge-Field Hall Sensor Signals Through ANF-PLL Processing, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 58, Issue: 11, Page(s): 5121 - 5129
7. Jeong-hyoun Sung and Kwanghee Nam, A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects, 1999 IEEE.
8. Ming-Shyan Wang, Ying-Shieh Kung, Cheng-Yi Chiang, and Yi-Ci Wang, Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Drive Design Based on Sliding-Mode Control and Fuzzy Deadzone Estimation, Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics San Antonio, TX, USA - October 2009.
9. J.W.Choi. W.E Yun, H.G Kim, Initial pole position estimation off linear motor, IEEE 2005, Vol.152 .
10. S. Vaez-Zadeh, M. R. Satvati (2015), Vector Control of Linear Induction Motors with End Effect Compensation, Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005.
11. H. Selçuk and Hasan Kürüm, Investigation of End Effects in Linear Induction Motors by Using the Finite-Element Method, IEEE transactions on magnetics, vol. 44, no. 7, july 2008
12. Jia Zhao, Zhongping Yang , Jianqiang Liu, and Trillion Q. Zheng, A Novel Performance Study for Linear Induction Motors Considering End Effects, 978-1-4244-1668-4/08 2008 IEEE.
13. Gerco Otten, Theo J. A. de Vries, Member, IEEE, Job van Amerongen, Member, IEEE, Adrian M. Rankers, and Erik W. Gaal, Member, IEEE, Linear Motor Motion Control Using a Learning Feedforward Controller, IEEE/ASME transactions on mechatronics, vol. 2, no. 3, september 1997.
14. Boucheta, I. K. Bousserhane, A. Hazzab, B. Mazariand M. K. Fellah, Backstepping Control of Linear Induction Motor Considering End Effects, 2009 6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. 2009 IEEE.

100

15. Boucheta, I. K. Bousserhane , A. Hazzab, B. Mazari and M. K. Fellah, Linear Induction Motor Control Using Sliding Mode Considering the End Effects, 2009 6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices.
16. P. Giangrande, F. Cupertino, G. Pellegrino, "Modelling of linear motor end-effects for saliency based sensorless control", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 – Proceedings;
17. Manpreet Singh Manna, S. Marwaha and Navpreet Kaur, Air Gap Field Analysis of Single Sided Linear Induction Motor with Time Harmonic Finite Element Method, Excerpt from the Proceedings of the COMSOL Conference 2010 India.
18. Hamed hazehbahmani, modeling and simulating of single side short stator linear induction motor with the end effect, Journal of electrical engineering, vol. 62, NO. 5, 2011, 302–308
19. Ismail Khalil bousserhane, abdelkrim boucheta, -abdeldjebar hazzab, benyounes mazari, mustepha rahli, mohammed karim fellah, adaptive backstepping controller design for linear-induction-motor-position-control, u.p.b. sci. bull., series c, vol. 71, iss. 3, 2009.
20. Zare Bazghaleh, M. R. Naghashan, H. Mahmoudimanesh, M. R. Meshkatoddini, Effective Design Parameters on the End Effect in Single-Sided Linear Induction Motors, World Academy of Science, Engineering and Technology 40 2010.
21. Canova, A. Garramone, G. Gruosso (2006), Design and Optimisation of Two phase Tubular Permanent Magnet Linear Motors for Custom Applications. Power Electronics, Machines and Drives.
22. B. Tomezuk, G. Schröder, and A. Waindok, Finite-Element Analysis of the Magnetic Field and Electromechanical Parameters Calculation for a Slotted Permanent-Magnet Tubular Linear Motor, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 43, NO. 7, JULY 2007.
23. Qing Hu, Jiao Wang, Dongmei Yu and Jiefan Cui, Robust H_{∞} Controller of Tubular Linear Induction Motor with an Artificial Neural Network Compensator, Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics August 18 - 21, 2007, Jinan, China.
24. Li Wenyong, Li Bincheng (2008), Lyapunov Stable Control of Tubular Linear Permanent-Magnet Motor, Proceedings of the 2008 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics July 2 - 5, 2008, Xi'an, China

10. TÍNH CẤP THIẾT CỦA ĐỀ TÀI

Các phương pháp điều khiển cho ĐCTT vẫn dựa trên hai hướng chính là nguyên lý điều khiển vector và nguyên lý điều khiển vô hướng. Mục đích của nguyên lý điều khiển vô hướng là duy trì từ thông khe hở không đổi để điều khiển momen lực, điều khiển độ trượt... Tuy nhiên phương pháp này gặp trở ngại khi phụ tải thay đổi dẫn đến sụt áp trên stator khi dòng điện thay đổi. Ưu điểm của phương pháp này là dễ dàng áp dụng vào các thiết bị trong công nghiệp do luật điều chỉnh đơn giản, nhưng đều gặp khó khăn trong việc nâng cao chất lượng chuyển động đặc biệt tại các vùng tốc độ thấp. Đối với phương pháp điều khiển dựa trên nguyên lý điều khiển vector chúng ta cần xây dựng mô hình tương minh, các đại lượng dòng điện, điện áp từ thông được biểu diễn dưới dạng vector. Trong nội dung đề tài này tác giả tập trung vào nguyên lý điều khiển FOC bởi khả năng cho phép tách các thành phần tạo từ thông và dòng tạo lực đẩy trong các cuộn dây stator. Hệ truyền động điều khiển theo kiểu FOC chính là hoạt động dựa trên nguyên tắc điều khiển cách ly (là mạch vòng trong cùng của toàn hệ). Phương thức điều khiển kiểu FOC thuộc lớp các phương pháp điều khiển vector với máy điện.

11. MỤC TIÊU ĐỀ TÀI

Tạo một công cụ cho phép tách các thành phần dòng tạo từ thông và dòng tạo mômen (lực) từ dòng điện xoay chiều ba pha chảy trong cuộn dây stator của động cơ tuyến tính. Tiếp theo đó các phương pháp điều khiển sẽ được vận dụng với mục đích nâng cao chất lượng cho hệ truyền động sử dụng động cơ tuyến tính đồng bộ KTVC.

12. ĐỐI TƯỢNG, PHẠM VI NGHIÊN CỨU

12.1. Đối tượng nghiên cứu: Động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu.

12.2. Phạm vi nghiên cứu: Xây dựng mô tả toán học cho động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu. Phân tích các phương pháp thiết kế cấu trúc điều khiển cho hệ thống truyền động tuyến tính sử dụng động cơ vĩnh cửu. Phương pháp điều khiển vector cho động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu. Tiến hành mô phỏng thời gian thực, đánh giá định tính và định lượng hiệu quả của các bộ điều khiển được thiết kế.

13. CÁCH TIẾP CẬN, PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

13.1. Cách tiếp cận: nghiên cứu lý thuyết và thực nghiệm.

13.2. Phương pháp nghiên cứu: Nghiên cứu trong tài liệu (từ các sách, bài báo, tạp chí khoa học...). Thừa kế, tham khảo các kết quả nghiên cứu gần và có liên quan. Thử nghiệm trên mô hình hoá bằng máy tính và trên thiết bị thực.

14. NỘI DUNG NGHIÊN CỨU VÀ TIẾN ĐỘ THỰC HIỆN

14.1. Nội dung nghiên cứu (Mô tả chi tiết những nội dung nghiên cứu phù hợp với mục tiêu của đề tài, ghi rõ nội dung là: báo cáo các bài báo bằng tiếng Anh (là sản phẩm của đề tài sau khi được chấp nhận đăng) tại hội thảo đơn vị)

14.2. Tiến độ thực hiện

STT	Các nội dung, công việc thực hiện	Sản phẩm	Thời gian (bắt đầu-kết thúc)	Người thực hiện
1	Xây dựng thuyết minh đề tài	Báo cáo	7/2019-8/2019	Nguyễn Hồng

ĐƯỢC
TRU
ĐẠI
KỶ
CỘNG
HỌC

				Quang
2	Xây dựng mô hình toán học động cơ tuyến tính ĐBKTV	Báo cáo	7/2019-8/2019	Nguyễn Hồng Quang
3	Phương pháp điều chế vector không gian và ứng dụng trong bài toán điều khiển động cơ tuyến tính ĐBKTV	Báo cáo	7/2019-8/2019	Đỗ Trung Hải
4	Phương án điều chỉnh 3 mạch vòng cho động cơ tuyến tính ĐBKTV	Báo cáo	8/2019-9/2019	Dương Quốc Tuấn
5	Phương án điều chỉnh 2 mạch vòng cho động cơ tuyến tính ĐBKTV	Báo cáo	8/2019-9/2019	Vũ Xuân Tùng
6	Phương án điều chỉnh 1 mạch vòng cho động cơ tuyến tính ĐBKTV	Báo cáo	8/2019-9/2019	Ngô Thanh Hải
7	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển PI	Báo cáo	8/2019-9/2019	Đỗ Thị Phương Thảo
8	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển PI thích nghi	Báo cáo	8/2019-9/2019	Nguyễn Vĩnh Thụy
9	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển mờ	Báo cáo	8/2019-9/2019	Nguyễn Thị Chinh
10	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển trượt	Báo cáo	8/2019-9/2019	Lâm Hùng Sơn
11	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển mờ trượt	Báo cáo	8/2019-9/2019	Bùi Hải Linh
12	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển tựa phẳng.	Báo cáo	8/2019-9/2019	Dương Hòa An
13	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng khâu quan sát.	Báo cáo	8/2019-9/2019	Nguyễn Duy Trường
14	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển tuyến tính hóa chính xác.	Báo cáo	8/2019-9/2019	Dương Quỳnh Nga
15	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển tựa theo thụ động.	Báo cáo	8/2019-9/2019	Nguyễn Văn Huỳnh
16	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển PI	Báo cáo	8/2019-9/2019	Trần Thị Thanh Thảo
17	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển PI	Báo cáo	10/2019-12/2019	Đỗ Trung Hải

VÀ
 JNC
 HỘI
 HỮU
 NGH
 THÁI

	dụng luật điều khiển PI thích nghi			
18	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển trượt	Báo cáo	10/2019-12/2019	Dương Quốc Tuấn
19	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển mờ trượt	Báo cáo	10/2019-12/2019	Vũ Xuân Tùng
20	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng bộ quan sát	Báo cáo	10/2019-12/2019	Ngô Thanh Hải
21	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển PI	Báo cáo	10/2019-12/2019	Đỗ Thị Phương Thảo
22	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển PI thích nghi	Báo cáo	10/2019-12/2019	Nguyễn Vĩnh Thụy
23	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển mờ	Báo cáo	10/2019-12/2019	Nguyễn Thị Chinh
24	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển trượt	Báo cáo	10/2019-12/2019	Lâm Hùng Sơn
25	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển mờ trượt	Báo cáo	10/2019-12/2019	Bùi Hải Linh
26	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng bộ quan sát	Báo cáo	10/2019-12/2019	Dương Hòa An
27	Mô phỏng các phương pháp điều khiển mạch vòng tạo lực	Báo cáo	10/2019-12/2019	Nguyễn Duy Trùng
28	Mô phỏng hệ thống với cấu trúc điều khiển ba mạch vòng	Báo cáo	10/2019-12/2019	Dương Quỳnh Nga
29	Mô phỏng hệ thống với cấu trúc điều khiển hai mạch vòng	Báo cáo	10/2019-12/2019	Nguyễn Văn Huỳnh
30	Mô phỏng hệ thống với cấu trúc điều khiển một mạch vòng	Báo cáo	10/2019-12/2019	Trần Thị Thanh Thảo
31	Viết bài báo quốc tế	Bài Báo	08/2019-3/2020	Nguyễn Hồng Quang
32	Báo cáo các bài báo	Báo cáo	4/2020-5/2020	Nguyễn Hồng Quang
33	Viết báo cáo các kết quả nghiên cứu	Báo cáo	6/2020-7/2020	Nguyễn Hồng Quang

15. SẢN PHẨM

STT	Tên sản phẩm	Số lượng	Yêu cầu chất lượng sản phẩm (mô tả chi tiết chất lượng sản phẩm đạt được như nội dung, hình thức, các chỉ tiêu, thông số kỹ thuật,...)
-----	--------------	----------	--

ĐẠI
HỌ
NGUYỄN

I	Sản phẩm khoa học (Các công trình khoa học sẽ được công bố: sách, bài báo khoa học, ..)		
1.1	Bài báo ISI/SCOPUS Q2	01	
1.2	Bài báo ISI/SCOPUS Q3	02	
II	Sản phẩm đào tạo (cử nhân, thạc sĩ, tiến sĩ,...): 0		
III	Sản phẩm ứng dụng: 0		

16. PHƯƠNG THỨC CHUYỂN GIAO KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU VÀ ĐỊA CHỈ ỨNG DỤNG

16.1. Phương thức chuyển giao

16.2. Địa chỉ ứng dụng

17. TÁC ĐỘNG VÀ LỢI ÍCH MANG LẠI CỦA KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

17.1. Đối với lĩnh vực giáo dục và đào tạo

17.2. Đối với lĩnh vực khoa học và công nghệ có liên quan

17.3. Đối với phát triển kinh tế-xã hội

17.4. Đối với tổ chức chủ trì và các cơ sở ứng dụng kết quả nghiên cứu

17. KINH PHÍ THỰC HIỆN ĐỀ TÀI

Tổng kinh phí: 160.000.000 Đ

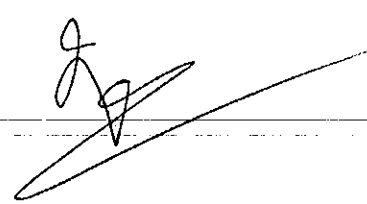
Bằng chữ: Một trăm sáu mươi triệu đồng chẵn.

(Dự toán chi tiết các mục chi đính kèm có xác nhận của các đơn vị liên quan.)

Ngày 10 tháng 7 năm 2019

CHỦ NHIỆM ĐỀ TÀI

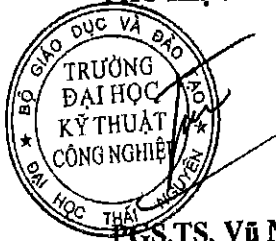
XÁC NHẬN CỦA ĐƠN VỊ

Nguyễn Hồng Quang

TRƯỞNG PHÒNG KHCN&HTQT

KT. HIỆU TRƯỞNG
PHÓ HIỆU TRƯỞNG



PGS.TS. Vũ Ngọc Pi



PGS.TS. Phạm Thành Long

DỰ TOÁN KINH PHÍ ĐỀ TÀI KH&CN CẤP TRƯỜNG NĂM 2019

Tên đề tài: Điều khiển Vector cho động cơ tuyến tính. Mã số: T2019-B14

Chủ nhiệm đề tài: Nguyễn Hồng Quang

Thành viên chính: Đỗ Trung Hải, Dương Quốc Tuấn, Vũ Xuân Tùng, Ngô Thanh Hải,

Đỗ Thị Phương Thảo, Nguyễn Vĩnh Thụy, Nguyễn Thị Chính, Lâm Hùng Sơn, Bùi Hải Linh,

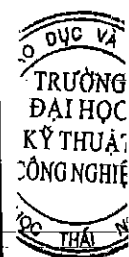
Dương Hòa An, Nguyễn Duy Trường, Dương Quỳnh Nga, Nguyễn Văn Huỳnh, Trần Thị Thanh Thảo.

ĐVT: VND

STT	Nội dung	Dự toán			
		Người thực hiện	Số ngày công	Hệ số tiền công theo ngày (2)	Thành tiền
1	Mục chi tiền công lao động tham gia trực tiếp (1)				
1.1	Xây dựng thuyết minh đề tài	Nguyễn Hồng Quang	2	0,45	1.251.000
1.2	Xây dựng mô hình toán học động cơ tuyến tính ĐBKTV	Nguyễn Hồng Quang	2	0,45	1.251.000
1.3	Phương pháp điều chế vector không gian và ứng dụng trong bài toán điều khiển động cơ tuyến tính ĐBKTV	Đỗ Trung Hải	10	0,3	4.170.000
1.4	Phương án điều chỉnh 3 mạch vòng cho động cơ tuyến tính ĐBKTV	Dương Quốc Tuấn	12	0,3	5.004.000
1.5	Phương án điều chỉnh 2 mạch vòng cho động cơ tuyến tính ĐBKTV	Vũ Xuân Tùng	12	0,3	5.004.000
1.6	Phương án điều chỉnh 1 mạch vòng cho động cơ tuyến tính ĐBKTV	Ngô Thanh Hải	12	0,3	5.004.000
1.7	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển PI	Đỗ Thị Phương Thảo	12	0,3	5.004.000
1.8	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển PI thích nghi	Nguyễn Vĩnh Thụy	12	0,3	5.004.000
1.9	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển mờ	Nguyễn Thị Chính	12	0,3	5.004.000
1.10	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển trượt	Lâm Hùng Sơn	12	0,3	5.004.000
1.11	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển mờ trượt	Bùi Hải Linh	12	0,3	5.004.000
1.12	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển tựa phẳng.	Dương Hòa An	12	0,3	5.004.000
1.13	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng khâu quan sát.	Nguyễn Duy Trường	12	0,3	5.004.000
1.14	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển tuyến tính hóa chính xác.	Dương Quỳnh Nga	12	0,3	5.004.000



1.15	Thiết kế mạch vòng tạo lực sử dụng luật điều khiển tuyến từa theo thụ động.	Nguyễn Văn Huỳnh	12	0,3	5.004.000
1.16	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển PI	Trần Thị Thanh Thảo	12	0,3	5.004.000
1.17	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển PI thích nghi	Đỗ Trung Hải	12	0,3	5.004.000
1.18	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển trượt	Dương Quốc Tuấn	12	0,3	5.004.000
1.19	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng luật điều khiển mờ trượt	Vũ Xuân Tùng	12	0,3	5.004.000
1.20	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng bộ quan sát	Ngô Thanh Hải	12	0,3	5.004.000
1.21	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển PI	Đỗ Thị Phương Thảo	12	0,3	5.004.000
1.22	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển PI thích nghi	Nguyễn Vĩnh Thụy	12	0,3	5.004.000
1.23	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển mờ	Nguyễn Thị Chinh	12	0,3	5.004.000
1.24	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển trượt	Lâm Hùng Sơn	12	0,3	5.004.000
1.25	Thiết kế mạch vòng vị trí sử dụng luật điều khiển mờ trượt	Bùi Hải Linh	12	0,3	5.004.000
1.26	Thiết kế mạch vòng tốc độ sử dụng bộ quan sát	Dương Hòa An	12	0,3	5.004.000
1.27	Mô phỏng các phương pháp điều khiển mạch vòng tạo lực	Nguyễn Duy Trường	12	0,3	5.004.000
1.28	Mô phỏng hệ thống với cấu trúc điều khiển ba mạch vòng	Dương Quỳnh Nga	12	0,3	5.004.000
1.29	Mô phỏng hệ thống với cấu trúc điều khiển hai mạch vòng	Nguyễn Văn Huỳnh	12	0,3	5.004.000
1.30	Mô phỏng hệ thống với cấu trúc điều khiển một mạch vòng	Trần Thị Thanh Thảo	11	0,3	4.587.000
1.31	Viết bài báo quốc tế	Nguyễn Hồng Quang	10	0,45	6.255.000
1.32	Báo cáo các bài báo	Nguyễn Hồng Quang	3	0,3	1.251.000
1.33	Xây dựng báo cáo khoa học tổng kết đề tài	Nguyễn Hồng Quang	3	0,45	1.876.500
	Tổng 1				150.745.500
2	Chi mua nguyên vật liệu, dịch vụ chuyên môn kỹ thuật	Đơn vị tính	Đơn giá	Số lượng	Thành tiền
					0
	Tổng 2				0
3	Chi phí khác				



3.1	Hội thảo nội bộ của đề tài (3)				0
3.2	Đánh giá, nghiệm thu (4)				700.000
	Chủ tịch		150.000	1	150.000
	Ủy viên hội đồng		100.000	4	400.000
	Ủy viên phân biên		150.000	1	150.000
3.3	Thư ký hành chính (5)				300.000
3.4	Văn phòng phẩm, in ấn (6)				254.500
3.5	Quản lý chung của cơ quan chủ trì (5% tổng kinh phí đề tài)				8.000.000
	Tổng 3				9.254.500
	Tổng 1+2+3				160.000.000

Cơ quan chủ trì
KT. HIỆU TRƯỞNG
PHÓ HIỆU TRƯỞNG



PGS.TS. Vũ Ngọc Pi

TRƯỜNG PHÒNG KHCN&HTQT CHỦ NHIỆM ĐỀ TÀI

PGS.TS. Phạm Thành Loug

Nguyễn Hồng Quang

TRƯỜNG PHÒNG KH-TC

TS. Đoàn Quang Thiệu



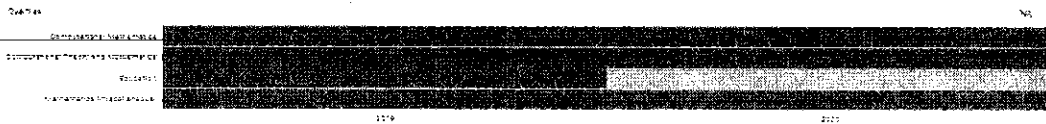
Turkish Journal of Computer and Mathematics Education

COUNTRY	SUBJECT AREA AND CATEGORY	PUBLISHER	H-INDEX
Turkey	Computer Science Computational Theory and Mathematics Mathematics Computational Mathematics Mathematics (miscellaneous)	ISTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY	3

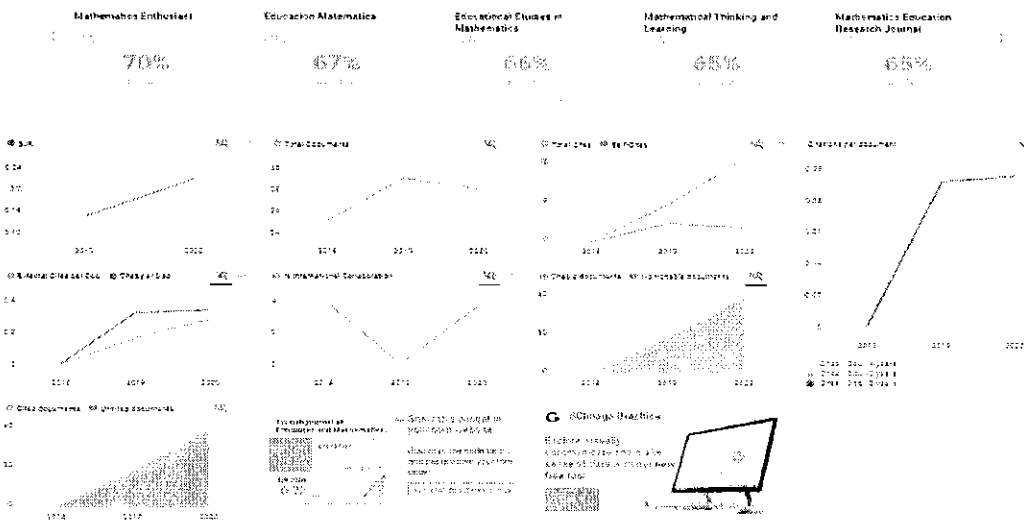
PUBLICATION TYPE	ISSN	COVERAGE
Journals	13094655	2019-2019

SCOPE
Information not localized

Join the conversation about this journal



5 SIMILAR JOURNALS



Finite Control Set Model Predictive Control for Polysolenoid Linear Motor

Nguyen Hong Quang¹, Nguyen Phung Quang², Dang Danh Hoang^{3,*}

^{1,3}Thai Nguyen University of Technology, Viet Nam

²Hanoi University of Science and Technology, Viet Nam

* Corresponding author

Article History: Received: 5 April 2021; Accepted: 14 May 2021; Published online: 22 June 2021

Abstract: In this study, the discontinuity of the voltage source inverter is considered when controlling Polysolenoid motors using model predictive control. When considering the instantaneous voltage across the motor with a non-ideal converter, the set of control voltages is finite and depends on the converter configuration. This is based on the finite control set model predictive controller (FCS-MPC). When a finite set of voltage vectors is determined for the stator, the control signal processing capability of the system is significantly improved. Simulations are performed to illustrate the responsiveness of the force loop using the FCS-MPC method.

Key words: MPC, FCS-MPC, Linear Motor, Polysolenoid Linear Motor, FOC.

1. Introduction

The rectilinear motion, which uses a linear motor, can durably operate and achieve higher efficiency than the indirect linear motion. Linear motors are developed based on the working principle of rotating electric machines. The outputs of a linear motor are position and thrust. Linear motors produce displacement and thrust. However, the working principle is classified into many types based on physical properties, such as linear asynchronous motor [1-5], linear synchronous motor [6-11], etc. Polysolenoid linear motor is a permanently excited synchronous motor with a tubular structure. The working principle of Polysolenoid linear motors can be found in [12-21]. Researches on linear motor control are mentioned in many documents [22-29]. The sliding control method is implemented in [22-24]. In [22], an enhanced sliding control structure improves the system accuracy in the high-speed region. The advantages of this method are that the system is stable quickly, and the control structure is simple. A sliding controller combined with an input noise observer is implemented for the outer loop structure [23]. An adaptive-gain sliding mode observer is used in [24] in position control without using a sensor. The Lyapunov stability theory proves the stability of the sliding mode observer (SMO). A fuzzy PID controller, implemented to improve the response of traditional PID for PLMSM, is proposed in [25]. In [26], the extended state observer observes noises and dynamic disturbances of the system. Then, the predictive function controller (PFC) controls the motor speed. An iterative learning control to improve the positioning accuracy of a permanently excited linear motor in the high-speed region is implemented in [27]. The compensation algorithm consists of a PID component and an adaptive component for estimating friction. The adaptive component is continuously refined on the basis of just prevailing input and output signals [28]. In [29], a 4-layer neural network structure to improve position accuracy is implemented. In the above studies, we see that the influence of the motor power supply on the dynamic response of the system has not been properly considered. In this study, the discontinuity of the voltage source inverter due to the nature of the electronic components is analyzed in detail for its ability to generate thrust response for the Polysolenoid motor. Next, the predictive control method with discontinuity of the converter is implemented to evaluate the responsiveness of the force loop.

2. MPC Preliminaries

Model predictive control (MPC), started in the late 70s, has made significant progress. The concept of "model predictive control" not only specifies a specific control strategy but also provides a class of control methods based on using the model of the control object to obtain a minimum cost function. The relationship between the traditional optimal control and the MPC is to use the concept of the cost function to form the control strategy. The concept of "predictive" here is the estimation of the system behavior in the future (predictive range) through which a suitable control signal can be given. Different from the traditional optimal control, the optimal solution of MPC is established based on solving given optimization problems. Therefore, it is challenging to react to uncertain system changes such as noise, model error, etc. The optimal control signal based on MPC is a series of control signals in which each element sequence represents a control signal at a specific k^{th} time. The optimization problem is repeated at every cycle with the latest information about the system. Fig. 1 shows the basic configuration of the model predictive control system.

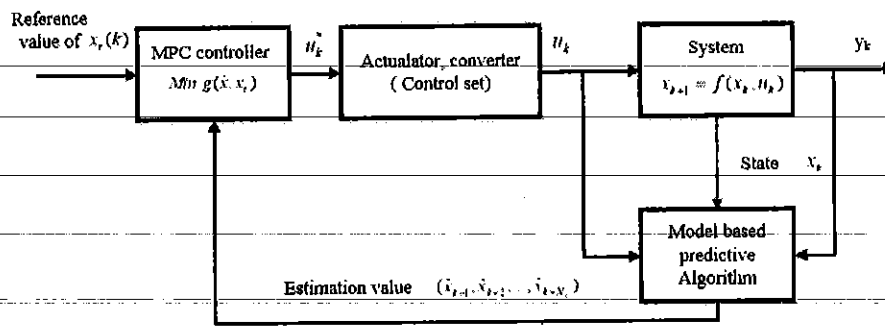


Figure 1: Structure Diagram of MPC.

To illustrate the MPC control structure, we consider a discontinuous system $x_{k+1} = f(x_k, u_k), y_k = h(x_k)$ with u_k is control input, y_k is output, and x_k is state variable. The model oriented predictor provides estimated states, $\hat{x}_{k+1} = f_k(x_k, u_k), \dots, \hat{x}_{k+N_p} = f_{k+N_p}(\hat{x}_{k+N_p-1}, u_{k+1})$, which are inputs to the MPC-based optimal controller. The control signal is defined directly by solving the optimal problem $\text{Min } g(\hat{x}, x_r)$, in which the predictive ranges N_p and N_c are two basic parameters of MPC directly determining the computational value of the controller, $g(\hat{x}, x_r)$ is cost function of the reference value x_r , and $\hat{x} = [\hat{x}_{k+1}, \dots, \hat{x}_{k+N_p}]$ is the estimated value.

3. Design of FCS-MPC for the Current Loop

The Polysolenoid motor considered in this study belongs to the group of permanently excited synchronous linear motors with a short stator structure. The structure of the motor is shown in Figure 2.

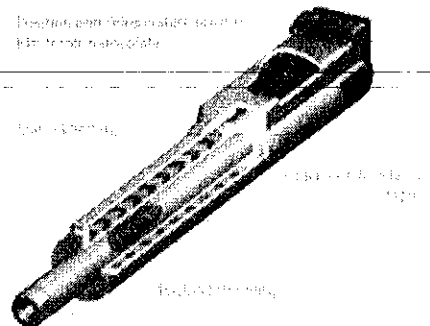


Figure 2: Polysolenoidlinear Motor [13].

The mathematical model of Polysolenoid engine on the dq -coordinate system is given as below [21]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \left(\frac{2\pi p}{\tau} v\right) \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{u_{sd}}{L_{sd}} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \left(\frac{2\pi p}{\tau} v\right) \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \left(\frac{2\pi p}{p\tau} v\right) \frac{\psi_p}{L_{sq}} + \frac{u_{sq}}{L_{sq}} \\ \frac{dv}{dt} = \frac{2\pi p}{\tau} (\psi_p + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}) i_{sq} - \frac{1}{m} F_c \\ \frac{dx}{dt} = v \end{cases} \quad (1)$$

From (1), we derive the continuous current model of the Polysolenoid motor on the dq -coordinate system as

$$\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{N}\mathbf{i}_{dq}\omega_e + \mathbf{S}\psi_p\omega_e \quad (2)$$

Where

$$\mathbf{i}_{dq}^T = [i_d \quad i_q], \mathbf{u}_{dq}^T = [u_d \quad u_q]$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 & L_q \\ -L_d & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

The discrete-time stator current model of Polysolenoid motor is:

$$\mathbf{i}_{dq}(k+1) = \Phi\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{H}\mathbf{u}_{dq}(k) + \mathbf{h}\psi_p \quad (3)$$

From the above discrete-time model, we build a predictive model with $\mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i)$ is the predicted current value at the next i -th cycle compared to the current time. From the (3), we have:

$$\mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i+1|k) = \Phi\mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i|k) + \mathbf{H}\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+i) + \mathbf{h}\psi_p \quad (4)$$

The selected objective function has the following quadratic form:

$$J = \sum_{i=1}^{N_p} \left[(\mathbf{i}_{dq}^{ref} - \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i|k))^T \mathbf{Q} (\mathbf{i}_{dq}^{ref} - \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i|k)) \right] \quad (5)$$

Where N_p is the prediction-range.

Solving the optimization problem by the FCS-MPC method can be done quickly with a finite number of loops. However, the number of iterations will increase exponentially in the prediction range, which leads to a significant increase in computation time and loss of the advantage of the method. Therefore, in this case, we choose the prediction range as $N_p = 2$.

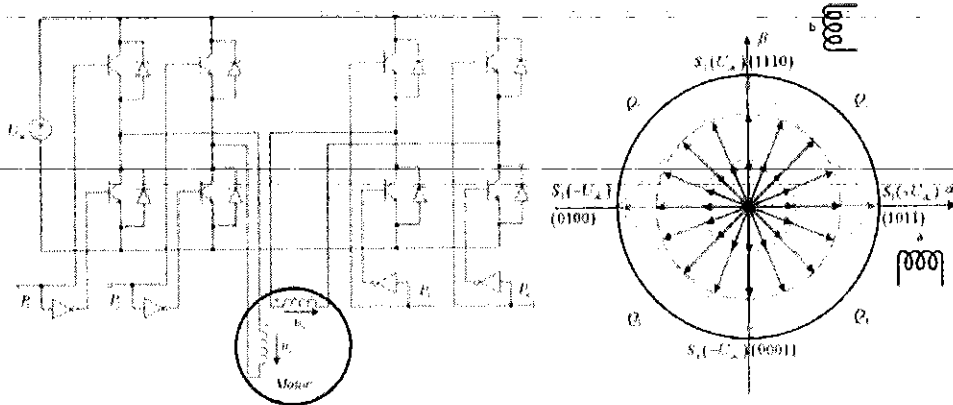


Figure 3: Distribution of the Basis Vectors of the Inverter Circuit According to FCS-MPC.

The optimization problem is now reduced to the form:

$$\begin{aligned} \min_{\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k), \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1)} J = & \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1) \\ & + \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1) \\ & + 2(\Phi\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{h}\psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) \\ & + 2(\Phi^2\mathbf{i}_{dq}(k) + \Phi\mathbf{h}\psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{Satisfy: } \bar{\mathbf{u}}_{dq} \in \mathbf{U} \cup \{\mathbf{R}\mathbf{u}_{S_1}, \mathbf{R}\mathbf{u}_{S_2}, \mathbf{R}\mathbf{u}_{S_3}, \mathbf{R}\mathbf{u}_{S_4}, \dots, \mathbf{R}\mathbf{u}_{S_n}, \mathbf{u}_0\}$$

Where \mathbf{u}_{S_i} is the stator voltage vector generated by the switching state S_i , as illustrated in Figure 3, \mathbf{u}_0 is the zero sequence voltage vector, \mathbf{i}_{dq}^{ref} is the reference current vector.

4. Simulation Result

Motor parameters are described in Table. 1.

Table 1: Motor Parameters

Motor Parameters	Symbol	Value	Unit
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.4	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	1.4	mH
Stator resistance	R_s	10.3	Ω
Rotor flux	ψ_p	0.035	Wb
Number of pole pairs	z_p	2	
Pole-step	τ_p	0.02	m

Simulation is performed with the current sampling time $T_s = 100(\mu s)$. Responses of the FCS-MPC current regulator to a change in the current loop reference value as shown in Fig. 4 and Fig. 5.

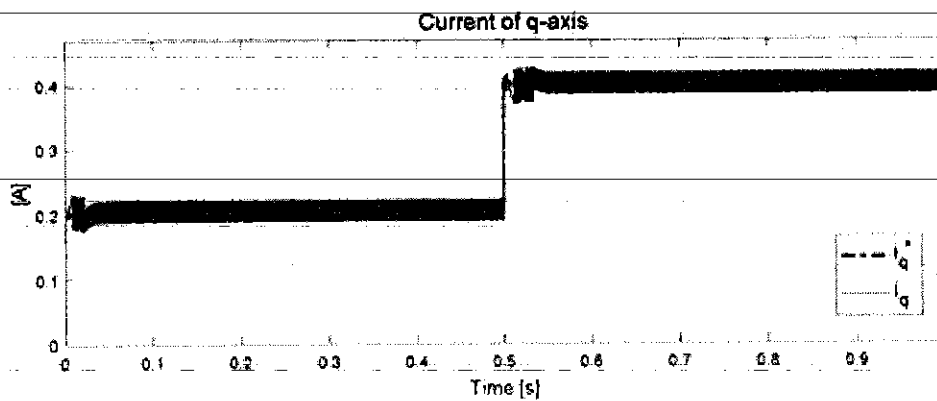


Figure 4: i_q Current Response.

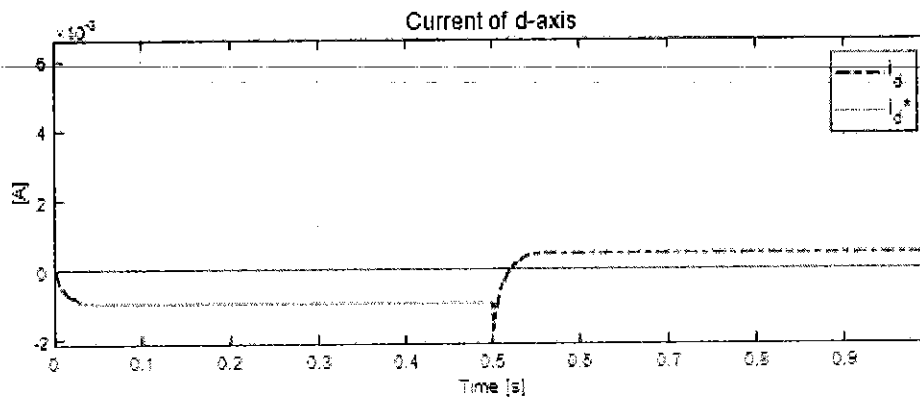


Figure 5: i_d Current Response.

Comment: At the time of changing the q -axis current value, the q -axis current value tracks the reference value, as shown in Figure 4. The d -axis current value is also returned to a value close to 0. The tracking error of d -axis current value is insignificant, as depicted in Figure 5. The current pattern of the FCS-MPC method has a non-smooth form and has an unnoticeable amount of overshoot. The response current value still adheres to the reference value precisely, indicating the selected number of base vectors meets the requirements. To improve the current smoothness, we can increase the number of base vectors.

5. Conclusions

When applying the FCS-MPC control method for Polysolenoid motors, we find that with discontinuous objects such as power converters, the FCS-MPC is an effective method. It offers a completely different approach to power converters. Besides, the technical characteristics of the controller also proved to be very good compared with existing control methods. This method is based on a finite number of possible valve combinations of the power converter. Similar to other MPC controllers, FCS-MPC also needs an objective

function J so that suitable valve combinations can be selected. The advantage of FCS-MPC over classical MPC methods is that the optimal solution is always guaranteed to have a solution, and the number of computations is significantly reduced.

Acknowledgments

This research was funded by Thai Nguyen University of Technology, No. 666, 3/2 street, Thai Nguyen, Viet Nam.

References

1. Higuchi, T., Nonaka, S., & Ando, M. (2001). On the design of high-efficiency linear induction motors for linear metro. *Electrical Engineering in Japan*, 137(2), 36-43.
2. Abdollahi, S. E., Mirzayee, M., & Mirsalim, M. (2015). Design and analysis of a double-sided linear induction motor for transportation. *IEEE Transactions on magnetics*, 51(7), 1-7.
3. Gastli, A. (1998). Conductors of a linear induction motor. *IEEE transactions on Energy Conversion*, 13(2), 111-116.
4. Johnson, A. P. (2005). High speed linear induction motor efficiency optimization. MASSACHUSETTS INST-OF TECH-CAMBRIDGE.
5. Hall, D., Kapinski, J., Krefta, M., & Christianson, O. (2008). Transient electromechanical modeling for short secondary linear induction machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23(3), 789-795.
6. Ferkova, Z., Franko, M., Kuchta, J., & Rafajdus, P. (2008, June). Electromagnetic design of ironless permanent magnet synchronous linear motor. In *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion* (pp. 721-726). IEEE.
7. Yao, Z., Zhao, J., Song, J., Dong, F., He, Z., & Zong, K. (2020). Research on Selection Criterion of Design Tolerance for Air-Core Permanent Magnet Synchronous Linear Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(4), 3336-3347.
8. Lim, K. C., Woo, J. K., Kang, G. H., Hong, J. P., & Kim, G. T. (2002). Detent force minimization techniques in permanent magnet linear synchronous motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(2), 1157-1160.
9. Jiefan, C., Chengyuan, W., Junyou, Y., & Dongbo, Y. (2004, November). Research on force and direct thrust control for a permanent magnet synchronous linear motor. In *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004* (Vol. 3, pp. 2269-2272). IEEE.
10. Xing, F., Kou, B., Zhang, L., Wang, T., & Zhang, C. (2018). Analysis and Design of a Maglev Permanent Magnet Synchronous Linear Motor to Reduce Additional Torque in dq Current Control. *Energies*, 11(3), 556.
11. Li, L., Xuzhen, H., Donghua, P., & Jiwei, C. (2010). Magnetic field of a tubular linear motor with special permanent magnet. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 39(1), 83-86.
12. Ausderau, D. (2004). Polysolenoid-Linearantrieb mit genutetem Stator (Doctoral dissertation, ETH Zurich).
13. LinMot Company Home Page: Products, Linear Motors. Available online: <https://linmot.com/products/linear-motors/> (accessed on 1 March 2020).
14. Nguyen, Q. H., Dao, N. P., Nguyen, T. T., Nguyen, H. M., Nguyen, H. N., & Vu, T. D. (2016). Flatness based control structure for polysolenoid permanent stimulation linear motors. *SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 3(12), 31-37.
15. Quang, N. H. (2017). Multi parametric programming based model predictive control for tracking control of polysolenoid linear motor. *Special issue on Measurement, Control and Automation*, 19, 31-37.
16. Quang, N. H., Quang, N. P., & Hien, N. N. (2020). On tracking control problem for polysolenoid motor model predictive approach. *International Journal of Electrical & Computer Engineering* (2088-8708), 10(1).
17. Nguyen, H. Q. (2020, March). Observer-Based Tracking Control for Polysolenoid Linear Motor with Unknown Disturbance Load. In *Actuators* (Vol. 9, No. 1, p. 23).
18. Nam, D. P., Quang, N. H., Hung, N. M., & Ty, N. T. (2017, July). Multi parametric programming and exact linearization based model predictive control of a permanent magnet linear synchronous motor. In *2017 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)* (pp. 743-747). IEEE.
19. Ty, N. T., Hung, N. M., Nam, D. P., & Quang, N. H. (2018). A Laguerre model-based model predictive control law for permanent magnet linear synchronous motor. In *Information Systems Design and Intelligent Applications* (pp. 304-313). Springer, Singapore.

20. Quang, N. H., Quang, N. P., Nam, D. P., & Binh, N. T. (2019). Multi parametric model predictive control based on laguerre model for permanent magnet linear synchronous motors. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 9(2), 1067-1077.
21. Nguyen, H. Q., Nguyen, P. Q., Nguyen, N. H., & Nguyen, T. B. (2018). Min max model predictive control for polysolenoid linear motor. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 9(4), 1666.
22. Jiang, D., Yu, W., Wang, J., Zhao, Y., Li, Y., & Lu, Y. (2019). A speed disturbance control method based on sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor. *IEEE Access*, 7, 82424-82433.
23. Aschemann, H., Haus, B., & Mercorelli, P. (2018, June). Sliding mode control and observer-based disturbance compensation for a permanent magnet linear motor. In *2018 Annual American Control Conference (ACC)* (pp. 4141-4146). IEEE.
24. Yang, C., Ma, T., Che, Z., & Zhou, L. (2017). An adaptive-gain sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet linear synchronous motors. *IEEE Access*, 6, 3469-3478.
25. Hua, S., & Dai, Y. (2010, June). Fuzzy PID control and simulation experiment on permanent magnet linear synchronous motors. In *2010 International Conference on Electrical and Control Engineering* (pp. 1047-1049). IEEE.
26. Wang, Y., Yu, H., Che, Z., Wang, Y., & Zeng, C. (2019). Extended-state observer-based predictive speed control for permanent magnet linear synchronous motor. *Processes*, 7(9), 618.
27. Hama, T., & Sato, K. (2015). High-speed and high-precision tracking control of ultrahigh-acceleration moving-permanent-magnet linear synchronous motor. *Precision engineering*, 40, 151-159.
28. Tan, K. K., Huang, S. N., & Lee, T. H. (2002). Robust adaptive numerical compensation for friction and force ripple in permanent-magnet linear motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(1), 221-228.
29. Cailin, L., & Dongmei, W. (2013, September). The permanent magnet synchronous linear motor position control based on fuzzy neural network. In *2013 5th International Conference on Intelligent Networking and Collaborative Systems* (pp. 602-606). IEEE

Continuous Control Set Model Predictive Control for Polysolenoid Linear Motor

Nguyen Hong Quang^{a,*}, and Nguyen Phung Quang^b

^a Thai Nguyen University of Technology, Viet Nam.

^b Hanoi University of Science and Technology, Viet Nam

Article History: Received: 11 January 2021; Revised: 12 February 2021; Accepted: 27 March 2021; Published online: 4 June 2021

Abstract: In this paper, a model predictive control (MPC) based on the properties of the voltage source inverter is applied to Polysolenoid motors. Polysolenoid motors are a particular type of permanently excited synchronous motor. It has a tubular texture. On the stator of the motor, there are only two windings. Based on the structural characteristics of the motor, the used source is a two-phase voltage source inverter. When considering the voltage supplied to the two windings from the inverter as continuous, the continuous control set model predictive control (CCS-MPC) is developed at the force loop. Simulation results are performed to illustrate the performance of the implemented system.

Keywords: MPC, CCS-MPC, Polysolenoid, Linear Motor, FOC.

1. Introduction

The Polysolenoid motor exerts thrust on the moving part to produce reciprocating motion. The working principle of the Polysolenoid motor has been mentioned in [1-12]. Currently, linear motors have been widely used in industry due to the advantages of efficiency, position accuracy, and reduced system weight. Some typical applications using linear motors can be mentioned, such as micro-motor systems [13,14], vehicle power steering systems [15], compressor drive components in industrial refrigeration systems [16], marine system applications [17], magnetic levitation transport applications [18-20], and so on. The control problem for linear motors has always attracted the attention of researchers. In [19-21], the method of speed control using self-tuning PI controller combined with speed estimation technique in the slow-speed region was introduced. Sliding controllers used to deal with the effects of uncertainty were presented in [22-25]. The backstepping control based on Lyapunov's direct method was applied in [26-29]. In [30], the sliding control method combined with the extreme learning machine (ELM) technique drives the position deviation to equilibrium after a finite number of steps. Using the disturbance observer to control the position error of the motor [8,31], the stability of the system is proved by the Lyapunov method. To solve the control problem with an approximate model, the technique of using neurons was implemented in [32,33]. In the above studies, the role of the inverter is considered as a 1:1 transfer function of modulus and phase angle when performing voltage vector modulation on the stator side. This is not satisfactory because the inverter is essentially bound to the modulation limit. In addition, when considering the switching time of the transistor, the vector modulation domain will become very complicated. The MPC used in this case will be based on solving the optimization problem for the objective function to perform the voltage vector modulation of the inverter, taking into account the constraints.

2. Mathematical model

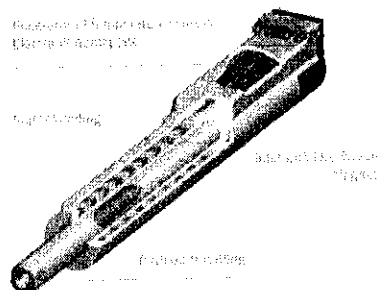


Figure. 1 Polysolenoid motor [4]

The mathematical model of Polysolenoid motor on the dq -coordinate system is as below [12]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \left(\frac{2\pi p}{\tau} v\right) \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{u_{sd}}{L_{sd}} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \left(\frac{2\pi p}{\tau} v\right) \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \left(\frac{2\pi p}{p\tau} v\right) \frac{\psi_p}{L_{sq}} + \frac{u_{sq}}{L_{sq}} \\ \frac{dv}{dt} = \frac{2\pi p}{\tau} (\psi_p + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}) i_{sq} = \frac{1}{m} F_c \\ \frac{dx}{dt} = v \end{cases} \quad (1)$$

From (1), the continuous current model of the Polysolenoid motor on the dq -coordinate system is driven as:

$$\frac{di_{dq}}{dt} = \mathbf{A}i_{dq} + \mathbf{B}u_{dq} + \mathbf{N}i_{dq}\omega_e + \mathbf{S}\psi_p\omega_e \quad (2)$$

where

$$\begin{aligned} i_{dq}^T &= [i_d \quad i_q], u_{dq}^T = [u_d \quad u_q] \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

3. Control design

From the continuous current model, the discrete-time current model of the stator is obtained as below:

$$i_{dq}(k+1) = \Phi i_{dq}(k) + \mathbf{H}u_{dq}(k) + \mathbf{h}\psi_p \quad (3)$$

where

$$\begin{aligned} \Phi &= \mathbf{I} + T_s \mathbf{A} + T_s \mathbf{N} \omega_e(k) = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s / L_d & T_s L_q \omega_e(k) / L_d \\ -T_s L_d \omega_e(k) / L_q & 1 - T_s R_s / L_q \end{bmatrix} \\ \mathbf{H} = T_s \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} H_{11} & 0 \\ 0 & H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s / L_d & 0 \\ 0 & T_s / L_q \end{bmatrix}, \mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \omega_e(k) / L_q \end{bmatrix} \end{aligned}$$

in which, T_s is the sampling time of the current.

Based on the discrete-time model, a predictive model is built with $i_{dq}^{est}(k+i)$ is the predicted current value at the next i -th samples. Using the discrete-time model (3), we have:

$$i_{dq}^{est}(k+i+1|k) = \Phi i_{dq}^{est}(k+i|k) + \mathbf{H}\bar{u}_{dq}(k+i) + \mathbf{h}\psi_p \quad (4)$$

where $i_{dq}^{est}(k) = i_{dq}(k)$ is at the current sample k ; $\bar{u}_{dq}(k+i)$ denotes the control signal that need to be determined at the next i -th samples. The intended use of \bar{u}_{dq} is to distinguish actual control signals applied to the system, $u_{dq}(k), u_{dq}(k-1), \dots$. With a prediction range N_p , the MPC solves optimal problem with control voltage vectors $\bar{u}_{dq}(k) = u_{dq}(k), \bar{u}_{dq}(k+1), \dots, \bar{u}_{dq}(k+N_p-1)$ as variables.

The selected objective function has the following quadratic form:

$$J = \sum_{i=1}^{N_p} \left[\left(\bar{i}_{dq}^{ref} - \bar{i}_{dq}^{act}(k+i|k) \right)^T Q \left(\bar{i}_{dq}^{ref} - \bar{i}_{dq}^{act}(k+i|k) \right) \right] \quad (5)$$

where $Q = \text{diag}([\lambda_d \ 1])$ is a positive definite diagonal matrix, the coefficient λ_d represents the weight of the current deviation from $|\bar{i}_d^{ref} - \bar{i}_d|$ to $|\bar{i}_q^{ref} - \bar{i}_q|$ in the objective function J , \bar{i}_{dq}^{ref} is the reference from the output of the speed controller. Due to the fast kinematics of the current control loop, the prediction range is chosen to be small in order to reduce the computation cost in the problem (5) and ensure the performance of the controller. In addition, in industrial applications, the sampling time of the current loop is much faster than that of the speed loop. Combining the above reasons, we can consider the speed and angular position of the motor to be constant during one sampling cycle resulting in \bar{i}_{dq}^{ref} is a constant in Equation (5).

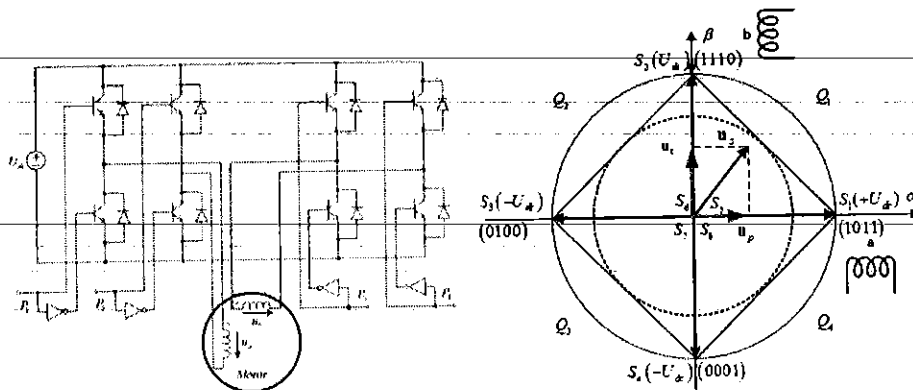


Figure.2 Modulation plane on $\alpha\beta$ -coordinate system using CCS-MPC.

The modulation plane on the $\alpha\beta$ -coordinate system using CCS-MPC is depicted in Figure.2 Condition for A to be in the modulation domain is:

$$\mathbf{A}_{con} \mathbf{u}_s < \mathbf{B}_{con} \quad (6)$$

where
$$\mathbf{A}_{con} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{con} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

From the constraint of $\bar{\mathbf{u}}_s$, we obtain the constraint of $\bar{\mathbf{u}}_{dq}$ as below:

$$\mathbf{A}_{con} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+i) < \mathbf{B}_{con} \quad (7)$$

where
$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Accordingly, the optimization problem (5) with the cost function J can be converted into a quadratic form, with $\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k)$ is the optimal variable, as below:

$$\min_{\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)} J = \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (H^T Q H) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + 2(\Phi_{i_{dq}}(k) + h\psi_p - \bar{i}_{dq}^{ref})^T Q H \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + C \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_{con} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) < \mathbf{B}_{con}$$

where C is a component that depends only on the current state and the current velocity and does not depend on $\mathbf{u}_{dq}(k)$.

4.Simulation results

The motor parameters are described in Table. 1.

Table.1. Motor parameters

Motor parameters	Symbol	Value	Unit
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.4	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	1.4	mH
Stator resistance	R_s	10.3	Ω
Rotor flux	Ψ_p	0.035	Wb
Number of pole pairs	z_p	2	
Pole step	τ_p	0.02	m

Simulation is performed with the current sampling time $T_i = 100(\mu s)$. Response of the CCS-MPC current regulator to a change in the current loop reference value.

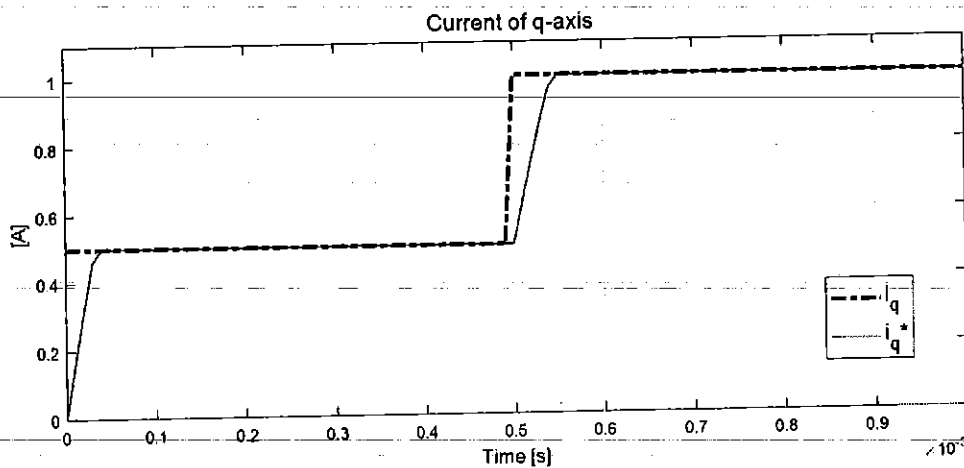


Figure.3 Current response iq

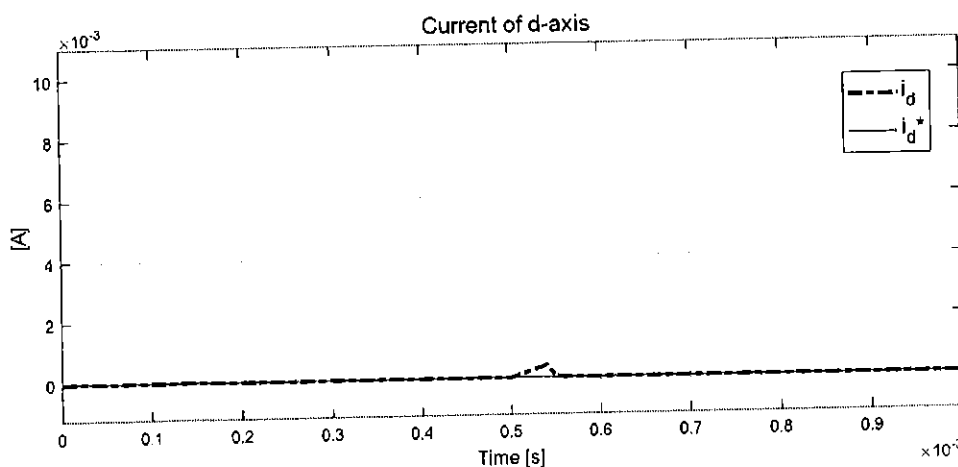


Figure. 4Current response id

Comments: At the time of changing the q-axis reference current value (Figure 4, Figure 5), the i_q current value reaches the reference value, the i_d current is also returned to zero. The i_d is affected but not significantly, and this is an acceptable value. To drive the value of the d-axis current closer to zero, we change the weighted value λ_d . We see that the controller design has performed demultiplexing between the two d-, q- axes.

5. Conclusion

The CCS-MPC control method applied to Polysolenoid motors has promoted its efficiency by decoupling the currents on the two d-, q- axes corresponding to the flux generation and thrust axes. In this paper, since the sampling time of the force loop is extremely small, $T_s = 100(\mu s)$, the prediction range is limited. When using the CCS-MPC method, the processing capacity of the microcontroller plays a decisive role in the responsibility of the system. For higher power motors, the CCS-MPC method will be a very suitable choice. Since the system has a large electromagnetic time constant ($T_u = L_w/R_w$), a larger sampling period will be chosen. That will balance the criteria of the processing power of the microcontroller and the quality of the system. We can more easily select a processor to reduce costs as well as have more choices in the popular processors available to integrate into the system.

Acknowledgments

This research was funded by Thai Nguyen University of Technology, No. 666, 3/2 street, Thai Nguyen, Viet Nam.

References

- [1] Ausderau, D. (2004). *Polysolenoid-Linearantrieb mit genutetem Stator* (Doctoral dissertation, ETH Zurich).
- [2] Gieras, J. F. (2018). Linear Electric Motors. In *Electric Power Generation, Transmission, and Distribution: The Electric Power Engineering Handbook* (pp. 34-1). CRC Press.
- [3] Boldea, I., Tutelea, L. N., Xu, W., & Pucci, M. (2017). Linear electric machines, drives, and MAGLEVs: an overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 7504-7515.
- [4] LinMot Company Home Page: Products, Linear Motors. Available online: <https://linmot.com/products/linear-motors/> (accessed on 1 March 2020).
- [5] Nguyen, Q. H., Dao, N. P., Nguyen, T. T., Nguyen, H. M., Nguyen, H. N., & Vu, T. D. (2016). Flatness based control structure for polysolenoid permanent stimulation linear motors. *SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 3(12), 31-37.
- [6] Quang, N. H. (2017). Multi parametric programming based model predictive control for tracking control of polysolenoid linear motor. *Special issue on Measurement, Control and Automation*, 19, 31-37.
- [7] Quang, N. H., Quang, N. P., & Hien, N. N. (2020). On tracking control problem for polysolenoid motor model predictive approach. *International Journal of Electrical & Computer Engineering (2088-8708)*, 10(1).
- [8] Nguyen, H. Q. (2020, March). Observer-Based Tracking Control for Polysolenoid Linear Motor with Unknown Disturbance Load. In *Actuators* (Vol. 9, No. 1, p. 23).
- [9] Nam, D. P., Quang, N. H., Hung, N. M., & Ty, N. T. (2017, July). Multi parametric programming and exact linearization based model predictive control of a permanent magnet linear synchronous motor. In *2017 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)* (pp. 743-747). IEEE.
- [10] Ty, N. T., Hung, N. M., Nam, D. P., & Quang, N. H. (2018). A Laguerre model-based model predictive control law for permanent magnet linear synchronous motor. In *Information Systems Design and Intelligent Applications* (pp. 304-313). Springer, Singapore.
- [11] Quang, N. H., Quang, N. P., Nam, D. P., & Binh, N. T. (2019). Multi parametric model predictive control based on laguerre model for permanent magnet linear synchronous motors. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 9(2), 1067-1077.
- [12] Nguyen, H. Q., Nguyen, P. Q., Nguyen, N. H., & Nguyen, T. B. (2018). Min max model predictive control for polysolenoid linear motor. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 9(4), 1666.
- [13] Lu, H., Zhu, J., & Guo, Y. (2005). Development of a slotless tubular linear interior permanent magnet micromotor for robotic applications. *IEEE transactions on magnetics*, 41(10), 3988-3990.
- [14] Lu, H., Zhu, J., & Guo, Y. (2005, December). A permanent magnet linear motor for micro robots. In *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems* (Vol. 1, pp. 590-595). IEEE.
- [15] Akhondi, H., & Millimonfared, J. (2009). Design and optimization of tubular permanent magnet linear motor for electric power steering system. *Journal of Asian Electric Vehicles*, 7(2), 1283-1289.
- [16] Wang, J., Howe, D., & Lin, Z. (2009). Design optimization of short-stroke single-phase tubular permanent-magnet motor for refrigeration applications. *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 57(1), 327-334.

- [17] Pirisi, A., Gruosso, G., & Zich, R. E. (2009, March). Novel modeling design of three phase tubular permanent magnet linear generator for marine applications. In *2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives* (pp. 78-83). IEEE.
- [18] Seok, J. K., Lee, J. K., & Lee, D. C. (2006). Sensorless speed control of nonsalient permanent-magnet synchronous motor using rotor-position-tracking PI controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2), 399-405.
- [19] Huang, S., Ching, T. W., Li, W., & Deng, B. (2018, June). Overview of linear motors for transportation applications. In *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* (pp. 150-154). IEEE.
- [20] Wang, K., Ge, Q., Shi, L., Li, Y., & Zhang, Z. (2017, September). Development of ironless Halbach permanent magnet linear synchronous motor for traction of a novel maglev vehicle. In *2017 11th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)* (pp. 1-5). IEEE.
- [21] Wang, H., Li, J., Qu, R., Lai, J., Huang, H., & Liu, H. (2018). Study on high efficiency permanent magnet linear synchronous motor for maglev. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 28(3), 1-5.
- [22] Sun, G., Wu, L., Kuang, Z., Ma, Z., & Liu, J. (2018). Practical tracking control of linear motor via fractional-order sliding mode. *Automatica*, 94, 221-235.
- [23] Du, H., Chen, X., Wen, G., Yu, X., & Lü, J. (2018). Discrete-time fast terminal sliding mode control for permanent magnet linear motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(12), 9916-9927.
- [24] Yang, C., Ma, T., Che, Z., & Zhou, L. (2017). An adaptive-gain sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet linear synchronous motors. *IEEE Access*, 6, 3469-3478.
- [25] Sun, G., & Ma, Z. (2017). Practical tracking control of linear motor with adaptive fractional order terminal sliding mode control. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 22(6), 2643-2653.
- [26] Sun, G., Wu, L., Kuang, Z., Ma, Z., & Liu, J. (2018). Practical tracking control of linear motor via fractional-order sliding mode. *Automatica*, 94, 221-235.
- [27] Du, H., Chen, X., Wen, G., Yu, X., & Lü, J. (2018). Discrete-time fast terminal sliding mode control for permanent magnet linear motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(12), 9916-9927.
- [28] Yang, C., Ma, T., Che, Z., & Zhou, L. (2017). An adaptive-gain sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet linear synchronous motors. *IEEE Access*, 6, 3469-3478.
- [29] Sun, G., & Ma, Z. (2017). Practical tracking control of linear motor with adaptive fractional order terminal sliding mode control. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 22(6), 2643-2653.
- [30] Shao, K., Zheng, J., Wang, H., Xu, F., Wang, X., & Liang, B. (2021). Recursive sliding mode control with adaptive disturbance observer for a linear motor positioner. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 146, 107014.
- [31] Shao, K., Zheng, J., Wang, H., Xu, F., Wang, X., & Liang, B. (2021). Recursive sliding mode control with adaptive disturbance observer for a linear motor positioner. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 146, 107014.
- [32] Huang, C., & Liu, B. (2019). New studies on dynamic analysis of inertial neural networks involving non-reduced order method. *Neurocomputing*, 325, 283-287.
- [33] Huang, C., & Zhang, H. (2019). Periodicity of non-autonomous inertial neural networks involving proportional delays and non-reduced order method. *International Journal of Biomathematics*, 12(02), 1950016.

Dead-beat Control for Polysolenoid Linear Motor

Nguyen Hong Quang^{a,*}, Nguyen Phung Quang^b, and Vo Thanh Ha^c

^aThai Nguyen University of Technology, Viet Nam

^bHanoi University of Science and Technology, Viet Nam

^cUniversity of Transport and Communications, Vietnam

Article History: Received: 11 January 2021; Revised: 12 February 2021; Accepted: 27 March 2021; Published online: 4 June 2021

Abstract: The field-oriented control (FOC) has been successfully applied to permanently excited linear motors in high-quality drive systems. With this control method, the system kinematics is enhanced, and the upper limits of thrust and acceleration are increased. Accordingly, the accuracy of the position response will be improved. For the FOC method, the stator current control loop of the system plays a major role in the quality of the system. This paper introduces a current vector dead-beat control for Polysolenoid linear motors with fast, accurate, and decoupling characteristics. Numerical simulations demonstrate the advantage of the proposed algorithm.

Key words: Linear Motor, Polysolenoid Linear Motor, PMSLM, FOC, Dead-Beat Control.

1. Introduction

Linear motors produce direct linear motion without the need for intermediate mechanisms such as belts and screws. The basic principle of a linear motor is to generate linear motion directly from electrical energy, wherein the part that produces the rectilinear motion can be a primary part (stator side) or a secondary part (rotor side) [1-4]. Polysolenoid linear motor is a particular case of permanently excited linear motor, with tubular construction. The working principle of the Polysolenoid motor has been presented in [1-5].

For control of permanently excited synchronous linear motors, different techniques have been presented. Model predictive control [6-8], flatness-based control [9], and exact linearization controller [10] were proposed to decouple the controller of the nonlinear model in the transition state space. In [11], a state observer was developed to observe the velocity and position to compensate the control signal with uncertainty affecting the system. In [12-15], sliding mode control was designed to control the position of linear motors. In [16], a fuzzy PID controller was implemented for the speed loop to improve system response performance. The study in [17] combined the advantages of adaptive control and fuzzy PID to reduce the speed overshoot. Integrated iterative learning and a PID controller to control the position with the imprecise model of the linear motor were introduced [18].

These studies mentioned above, however, only focus on reducing the steady-state position error. Meanwhile, the issue of shortening the transient time has not been adequately addressed. To improve the transient time of the FOC control system, the current loop with the fast kinematics plays a decisive role [19, 20]. This paper introduces a current dead-beat control, ensuring fast and accurate response as well as eliminating the interaction between magnetization and force generation.

2. Mathematical Model of the Polysolenoid Motor

The Polysolenoid motor works on the principle of electromagnetic induction, with the primary part being two coils placed 90 degrees apart as shown in Figure 1. The mathematical model of the motor is given as [7]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \left(\frac{2\pi p}{\tau} v\right) \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{u_{sd}}{L_{sd}} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \left(\frac{2\pi p}{\tau} v\right) \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \left(\frac{2\pi p}{p\tau} v\right) \frac{\psi_p}{L_{sq}} + \frac{u_{sq}}{L_{sq}} \\ \frac{dv}{dt} = \frac{2\pi p}{\tau} (\psi_p + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}) i_{sq} - \frac{1}{m} F_c \\ \frac{dx}{dt} = v \end{cases} \quad (1)$$

In a linear motor, the current loop has the same properties as a force loop. The responsiveness of the current loop, which is the innermost loop, is decisive to the control quality of the system.

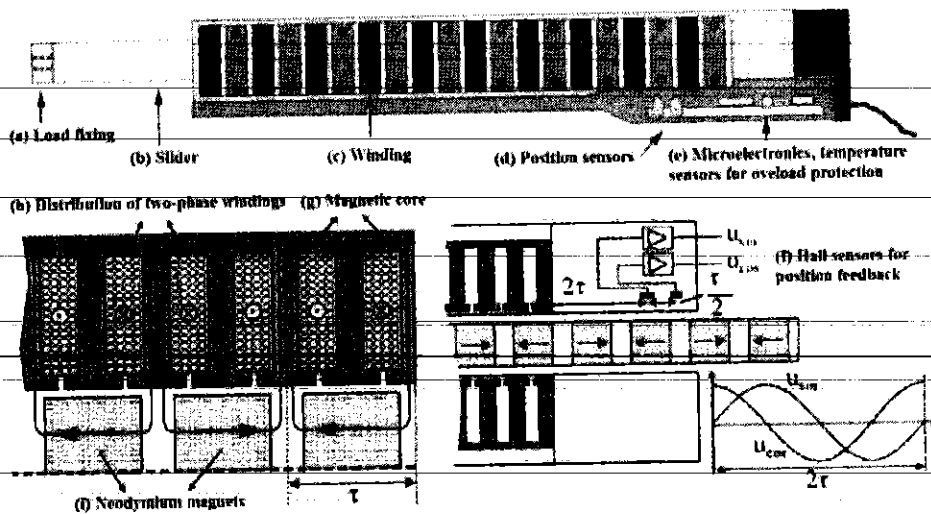


Figure 1: Polysolenoid Type Permanent Excitation Linear Motor [1,2].

3. Design of Current Controller

From the continuous-time model of the motor (1), the discrete-time state model of the current on the dq coordinate system is derived as below:

$$\frac{di_{dq}}{dt} = \mathbf{A}i_{dq} + \mathbf{B}u_{dq} + \mathbf{N}i_{dq}\omega_e + \mathbf{S}\psi_p\omega_e, \quad (2)$$

Where

$$i_{dq}^T = [i_d \quad i_q], \quad u_{dq}^T = [u_d \quad u_q]$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

By using the first-order Euler approximation, equation (2) is rewritten as

$$i_{dq}(k+1) = \Phi i_{dq}(k) + \mathbf{H}u_{dq}(k) + \mathbf{h}\psi_p \quad (3)$$

in which

$$\Phi = \mathbf{I} + T_s\mathbf{A} + T_s\mathbf{N}\omega_e(k) = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s / L_d & T_s L_q \omega_e(k) / L_d \\ -T_s L_d \omega_e(k) / L_q & 1 - T_s R_s / L_q \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H} = T_s \mathbf{B} = \begin{bmatrix} H_{11} & 0 \\ 0 & H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s / L_d & 0 \\ 0 & T_s / L_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \omega_e(k) / L_q \end{bmatrix}$$

Where T_s is the current sampling time. For electric motors, the kinetics of the current is much faster than the speed and T_s is very small, so the composition $\omega_e(k)$ in the matrices Φ , \mathbf{h} is assumed to be constant for the time period T_s .

Transforming (3) into z domain yields:

$$z i_{dq}(z) = \Phi i_{dq}(z) + \mathbf{H}u_{dq}(z) + \mathbf{h}\psi_p \quad (4)$$

To eliminate the influence of the flux component in equation (4), the control voltage is designed as

$$u_{dq}(k) = \mathbf{H}^{-1} [x(k-1) - \mathbf{h}\psi_p] \quad (5)$$

Where $x(k)$ is the output of the controller, $x(k-1)$ represents a hardware-induced one-cycle delay. To calculate the voltage of the current cycle $u_{dq}(k)$, we use the output of the previous cycle $x(k-1)$.

Substituting (5) into (4), we get the compensated current model as

$$(z\mathbf{I} - \Phi) i_{dq}(z) = z^{-1} x(z) \quad (6)$$

The adjustment equation in z -domain is as below:

$$x(z) = \mathbf{R}_1(z) [i_{dq}^*(z) - i_{dq}(z)] \quad (7)$$

Where $R_1(z)$ is the current controller to be designed.

Choose a polynomial matrix as

$$P(z^{-1}) = \begin{bmatrix} P_1(z^{-1}) & 0 \\ 0 & P_2(z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (8)$$

We select a matrix R_1 as follow and prove that the controller according to (7) produces a finite response of the closed system:

$$R_1(z^{-1}) = (zI - \Phi)P(z^{-1})[I - z^{-1}P(z^{-1})]^{-1} \quad (9)$$

To prove, replacing (9), (7) in (6) we get:

$$(zI - \Phi)i_{dq}(z) = z^{-1}(zI - \Phi)P(z^{-1})[I - z^{-1}P(z^{-1})]^{-1}[i_{dq}^*(z) - i_{dq}(z)] \quad (10)$$

Since the matrix $(zI - \Phi)$ is invertible:

$$\det(zI - \Phi) = \left(z - 1 + T_s \frac{R_s}{L_{sd}}\right)^2 + \left(T_s \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega_e\right)^2 > 0$$

From (10) we have:

$$i_{dq}(z) = z^{-1}P(z^{-1})[I - z^{-1}P(z^{-1})]^{-1}[i_{dq}^*(z) - i_{dq}(z)] \quad (11)$$

Define $G_h(z^{-1}) = z^{-1}P(z^{-1})[I - z^{-1}P(z^{-1})]^{-1}$ is the transfer function matrix, we see that $G_h(z^{-1})$ is in the diagonal form:

$$G_h(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{z^{-1}P_1(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_1(z^{-1})} & 0 \\ 0 & \frac{z^{-1}P_2(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_2(z^{-1})} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Moving $i_{dq}(z)$ in (11) from right to left in equation, we get:

$$i_{dq}(z) = z^{-1}P(z^{-1})i_{dq}^*(z) \quad (13)$$

In (13), due to the matrix P is chosen diagonally, the proposed controller (6) has ensured the decoupling between i_{sd} and i_{sq} . Furthermore, since P_1, P_2 have the corresponding degree n_1, n_2 , the response of the closed system according to (13) will be finite after $n_1 + 1, n_2 + 1$ periods, respectively.

To eliminate control error, the closed-system transfer function must be equal to the unit matrix I at the steady state. From (13) we have:

$$P_1(1) = P_2(1) = 1 \quad (14)$$

That is, the sum of the coefficients P_1, P_2 must equal one.

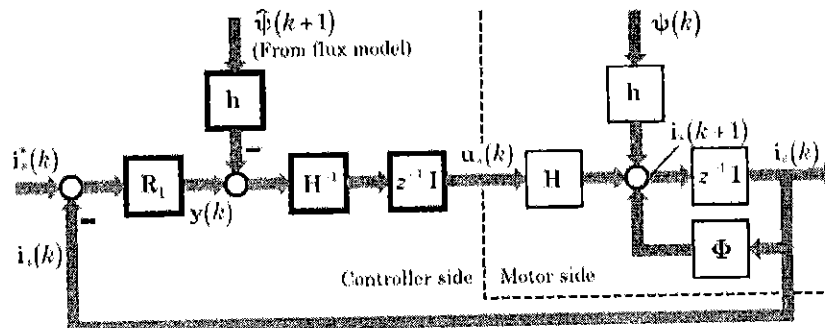


Figure 2: Block Diagram of Stator Current Dead-Beat Control on Coordinates Coupled with Rotor Magnetic Flux.

Substituting (8) into (9), we obtain the differential equation of the controller as below:

$$R_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{(z - \Phi_{11})P_1(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_1(z^{-1})} & \frac{-\Phi_{12}P_2(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_2(z^{-1})} \\ \frac{-\Phi_{21}P_1(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_1(z^{-1})} & \frac{(z - \Phi_{22})P_2(z^{-1})}{1 - z^{-1}P_2(z^{-1})} \end{bmatrix} \quad (15)$$

From the component $(z - \Phi_{11})P_1(z^{-1})$ in (15), we see that the free component in $P_1(z^{-1})$ must be zero to ensure the feasibility of equation (3).

To create the same kinematics for both the d and q axes, we choose:

$$P_1(z^{-1}) = P_2(z^{-1}) = P(z^{-1}) = \sum_{i=1}^N P_i z^{-i} \quad (16)$$

Accordingly, the output of the controller (7) has the following form:

$$\begin{aligned} x_d(z^{-1}) &= \frac{(z - \Phi_{11})P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_d(z^{-1}) - \frac{\Phi_{12}P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_q(z^{-1}) \\ x_q(z^{-1}) &= \frac{(z - \Phi_{22})P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_q(z^{-1}) - \frac{\Phi_{21}P(z^{-1})}{1 - z^{-1}P(z^{-1})} e_d(z^{-1}) \end{aligned} \quad (17)$$

Where $e_d = i_d^* - i_d, e_q = i_q^* - i_q$. To implement the algorithm, (17) is written in the form of the differential equation as

$$\begin{aligned} x_d(k) &= \sum_{i=1}^N l_i [x_d(k-i-1) + e_d(k-i+1) - \Phi_{11}e_d(k-i) - \Phi_{12}e_q(k-i)] \\ x_q(k) &= \sum_{i=1}^N l_i [x_q(k-i-1) + e_q(k-i+1) - \Phi_{22}e_q(k-i) - \Phi_{21}e_d(k-i)] \end{aligned} \quad (18)$$

The stator voltage is computed according to (5) as

$$\begin{aligned} u_d(k+1) &= H_{11}^{-1} [x_d(k) - h_1 \psi_p] \\ u_q(k+1) &= H_{22}^{-1} [x_q(k) - h_2 \psi_p] \end{aligned} \quad (19)$$

Kinematics for both the d and q axes, we choose:

4. Simulation Results

This section presents simulation result of the designed control algorithm. The motor parameters are given in Table. 1. To evaluate the performance of the dead-beat current regulator, an incremental reference with outer loop sampling time $T_{ws} = 5T_s, N = 2$. Responses of the dead-beat controller designed in (19) are shown in Figures 3 and 4. These figures depicts that the iq and id current values are controlled completely independently, demonstrating the decoupling capability of the controller. The responseability of the controller within $N = 2$ sampling cycles validates the correctness of the design method.

Table 1: Motor Parameters

Motor Parameters	Symbol	Value	Unit
d Axis Stator Inductance	L_{sd}	1.4	mH
q Axis Stator Inductance	L_{sq}	1.4	mH
Stator Resistance	R_s	10.3	Ω
Rotor Flux	ψ_p	0.035	Wb
Number of Pole Pair	z_p	2	
Pole Step	τ_p	0.02	m

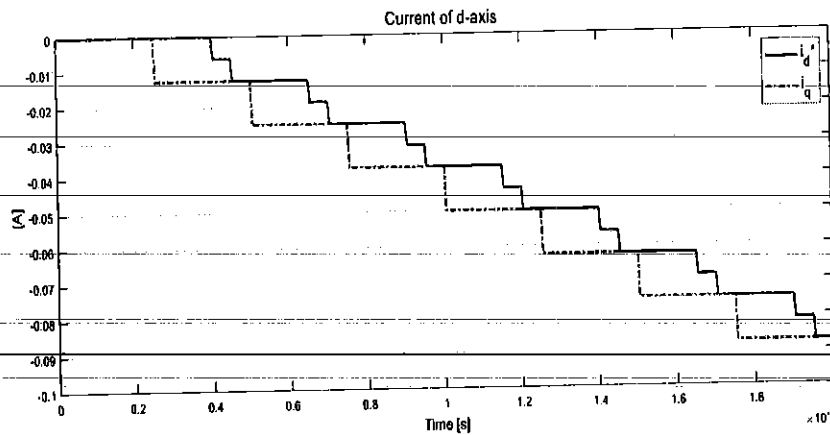


Figure 3: The d-Axis Current Response of the Deadbeat Controller.

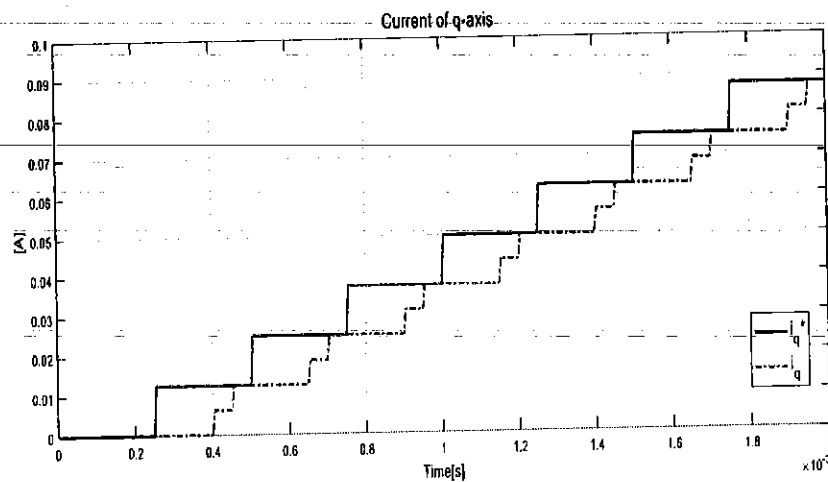


Figure 4: The q-Axis Current Response of the Deadbeat Controller.

With the advantage of fast current response, a cascade control structure is designed as shown in Figure 5 to validate the ability of the controller to work with a real system. Parameters of the speed and position regulators are given in Table 2. For the designed control structure, the velocity and position responses, as depicted in Figures 6, 7, 10, and 11, show the excellent workability of the current controller with different outer loop controllers. The speed and position regulator parameters can be varied over a wide range in response to different loads and trajectories. In the simulation case, the objective is to reduce the tracking error, as demonstrated in Figures 8 and 9. This mainly depends on the response of the current controller. Therefore, the dead-beat controller can work well with different outer loop controllers.

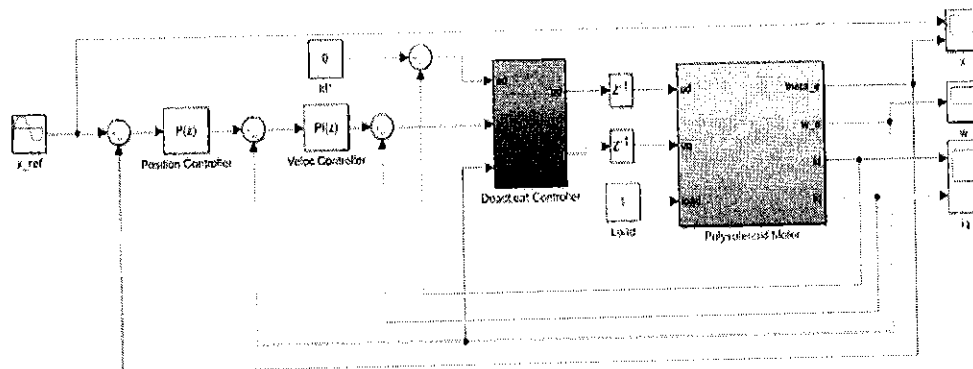


Figure 5: Structure of the Control System.

Table 2: Control Parameters

Control Parameters	Symbol	Controller 1	Controller 2
Proportional Gain of the Position Controller	k_{pp}	40	100
Proportional Gain of the Speed Controller	k_{pv}	0.1	0.1
Integral Gain of the Speed Controller	k_{iv}	10	20

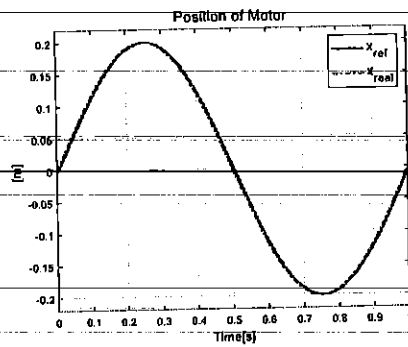


Figure 6: Position Response of the Outer Loop Controller 1.

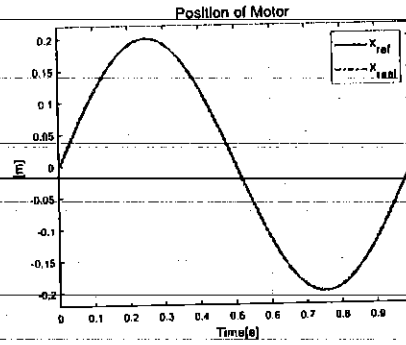


Figure 7: Position Response of the Outer Loop Controller 2.

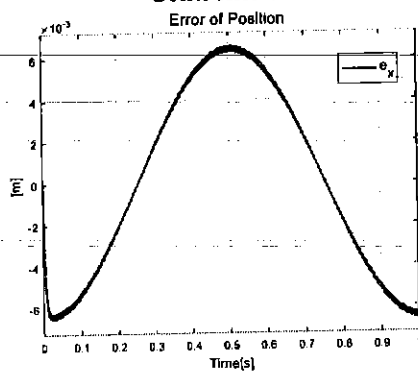


Figure 8: Position Error of the Outer Loop Controller 1.

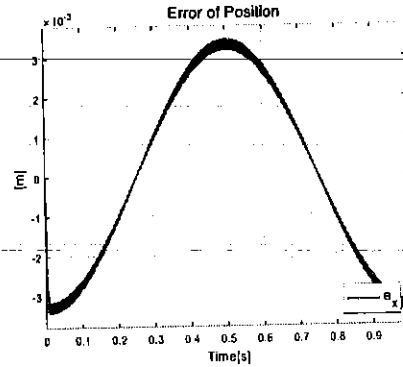


Figure 9: Position Error of the Outer Loop Controller 2.

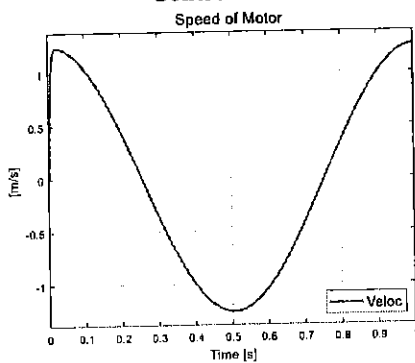


Figure 10: Speed Response of the Outer Loop Controller 1.

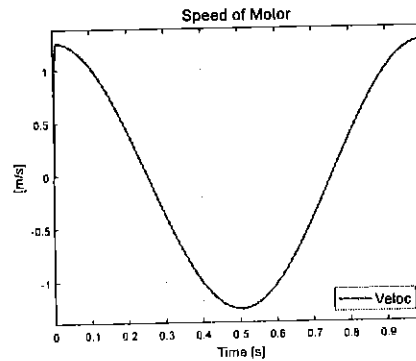


Figure 11: Speed Response of the Outer Loop Controller 2.

5. Conclusions

The dead-beat control method designed for the Polysolenoid motor current loop has ensured accurately impose of the stator current after a finite number of sampling cycles. Besides, this method provides the ability to separate two current components on the dq -coordinate system. The d -axis component generates flux, and the q -axis part generates thrust in a linear motor. This is validated by successfully controlling a current loop with a finite response time and no overshoot, which increases the dynamics and reduces the response time of the system. In the ongoing study, experimental validation will be conducted to validate the control algorithm in practice.

Acknowledgments

This research was funded by Thai Nguyen University of Technology, No. 666, 3/2 street, Thai Nguyen, Viet Nam.

References

1. Ausderau, D. (2004). Polysolenoid-Linearantrieb mit genutetem Stator (Doctoral dissertation, ETH Zurich).
2. Gieras, J. F. (2018). Linear Electric Motors. In *Electric Power Generation, Transmission, and Distribution: The Electric Power Engineering Handbook* (pp. 34-1). CRC Press.
3. Boldea, I., Tutelea, L. N., Xu, W., & Pucci, M. (2017). Linear electric machines, drives, and MAGLEVs: an overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 7504-7515.
4. Boldea, I. (2017). *Linear Electric Machines, Drives, and MAGLEVs Handbook*. CRC Press.
5. LinMot Company Home Page: Products, Linear Motors. Available online: <https://linmot.com/products/linear-motors/> (accessed on 1 March 2020).
6. Quang, N. H. (2017). Multi parametric programming based model predictive control for tracking control of polysolenoid linear motor. *Special issue on Measurement, Control and Automation*, 19, 31-37.
7. Quang, N. H., Quang, N. P., & Hien, N. N. (2020). On tracking control problem for Polysolenoid motor model predictive approach. *International Journal of Electrical & Computer Engineering* (2088-8708), 10(1).
8. Nam, D. P., Quang, N. H., Hung, N. M., & Ty, N. T. (2017, July). Multi parametric programming and exact linearization based model predictive control of a permanent magnet linear synchronous motor. In *2017 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)* (pp. 743-747). IEEE.
9. Nguyen, Q. H., Dao, N. P., Nguyen, T. T., Nguyen, H. M., Nguyen, H. N., & Yu, T. D. (2016). Flatness based control structure for polysolenoid permanent stimulation linear motors. *SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 3(12), 31-37.
10. Nguyen, Q. H., Dao, N. P., Nguyen, H. M., Nguyen, H. N., Nguyen, T. T., & Nguyen, C. P. (2017). Design an exact linearization controller for permanent stimulation synchronous linear motor polysolenoid. *SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 4(1), 7-12.
11. Nguyen, H. Q. (2020, March). Observer-Based Tracking Control for Polysolenoid Linear Motor with Unknown Disturbance Load. In *Actuators* (Vol. 9, No. 1, p. 23). Multidisciplinary Digital Publishing Institute.
12. Sun, G., Wu, L., Kuang, Z., Ma, Z., & Liu, J. (2018). Practical tracking control of linear motor via fractional-order sliding mode. *Automatica*, 94, 221-235.
13. Du, H., Chen, X., Wen, G., Yu, X., & Lü, J. (2018). Discrete-time fast terminal sliding mode control for permanent magnet linear motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(12), 9916-9927.
14. Yang, C., Ma, T., Che, Z., & Zhou, L. (2017). An adaptive-gain sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet linear synchronous motors. *IEEE Access*, 6, 3469-3478.
15. Sun, G., & Ma, Z. (2017). Practical tracking control of linear motor with adaptive fractional order terminal sliding mode control. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 22(6), 2643-2653.
16. Wu, Y., Jiang, H., & Zou, M. (2012). The research on fuzzy PID control of the permanent magnet linear synchronous motor. *Physics Procedia*, 24, 1311-1318.
17. Hu, Q., Zhang, J., Yu, D., & Cui, J. (2007, August). Velocity control for rope-less elevator using permanent magnet linear synchronous motor with adaptive fuzzy PID. In *2007 IEEE International Conference on Automation and Logistics* (pp. 2361-2366). IEEE.
18. Li, H., Sheng, H., & Shen, L. (2021, April). Iterative learning PID Controller for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor. In *Journal of Physics: Conference Series* (Vol. 1852, No. 3, p. 032044). IOP Publishing.
19. Quang, N. P., & Dittrich, J. A. (2008). *Vector control of three-phase AC machines* (Vol. 2). Heidelberg: Springer.
20. Quang, N. P., Ha, V. T., & Trung, T. V. (2018). A new control design with dead-beat behavior for stator current vector in three-phase AC drives. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 5(4), 1-8.