

ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KỸ THUẬT CÔNG NGHIỆP

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

NGHIÊN CỨU CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN TÁCH KÊNH TRỰC TIẾP
CHO ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH ĐỒNG BỘ
KÍCH THÍCH VĨNH CỬU

Mã số: T2019-B13

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

- Phần mục lục ... phải đánh số La mã
- Kết luận (do đánh trống)

NHỮNG NGƯỜI THAM GIA THỰC HIỆN ĐỀ TÀI

- Cần có KL của chương 3 để có kết nối logic và C₉ & C_{9a}

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

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

ThS. Đỗ Thị Phương Thảo - 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.

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

TS. Dương Hòa An - Khoa Điện - Trường ĐHKT Công nghiệp.

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

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

ThS. Trần Thị Hải Yến - Khoa Điện - Trường ĐHKT Công nghiệp.

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

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

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

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

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

- Cần sáng Anh trên hình hoặc bảng (Hình 4.8, 4.9)



MỤC LỤC

CHƯƠNG 1	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	1
1.2 Tình hình nghiên cứu trong nước	3
1.3 Tình hình nghiên cứu trên thế giới	3
CHƯƠNG 2	5
MÔ HÌNH HÓA ĐCTTĐB KTVC POLYSOLENOIDE	
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	12
ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH DẠNG POLYSOLENOID	
3.1 Khái quát về cấu trúc điều khiển	12
3.2 Điều khiển dự báo MPC	13
3.3 Điều khiển dự báo MPC với tập điều khiển liên tục	14
3.4 Điều khiển dự báo MPC với tập điều khiển hữu hạn	18
CHƯƠNG 4	21
MÔ PHÒNG HỆ THỐNG	
4.1 Mô phỏng đáp ứng của mạch vòng dòng điện với phương pháp CCS-MPC	21
4.2 Mô phỏng đáp ứng của mạch vòng dòng điện với phương pháp FCS-MPC	22
4.3 Mô phỏng đáp ứng vị trí của hệ CCS-MPC và FCS-MPC	23
CHƯƠNG 5	28
HỆ THỐNG PHÂN CỨNG CÀI ĐẶT THUẬT TOÁN ĐIỀU KHIỂN	
5.1 Yêu cầu đặt ra và các vấn đề tồn tại trong thực nghiệm	28
5.2 Cấu trúc bản thí nghiệm	28
5.2.1 Phần cứng	30
5.2.1 Phần mềm	39
KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ	43
TÀI LIỆU THAM KHẢO	44

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
$i_{sa}, i_{s\beta}$	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^f, u_s^s	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	
ĐCTT	Động cơ tuyến tính	
ĐBKTV	Đồng 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	
ĐCD	Điều chỉnh dòng	
ĐC, ĐK	Điều chỉnh, điều khiển	
TKTT	Tách kênh trực tiếp	
PHTT	Phản hồi trạng thái	
VDK	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: Nghiên cứu cấu trúc điều khiển tách kênh trực tiếp cho động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu.

- Mã số: T2019-B13

- 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. Để giải toán này chính là yêu cầu đặt ra với việc thiết kế bộ điều khiển cho đối tượng động cơ tuyến tính.

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: 01 bài báo ISI/Scopus Q2, 02 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: The Direct Decoupling Control Structure for Permanent Stimulation Synchronous Linear Motors.
- Code number: T2019-B013
- Coordinator: Nguyen Hong Quang
- Implementing Institution: Thai Nguyen University of Technology.
- Duration: From 10/2017 – to 04/2019

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: 01 ISI/Scopus article (Q2), 02 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 rạchuyển 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 “**Nghiên cứu cấu trúc điều khiển tách kênh trực tiếp cho động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu**” 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.

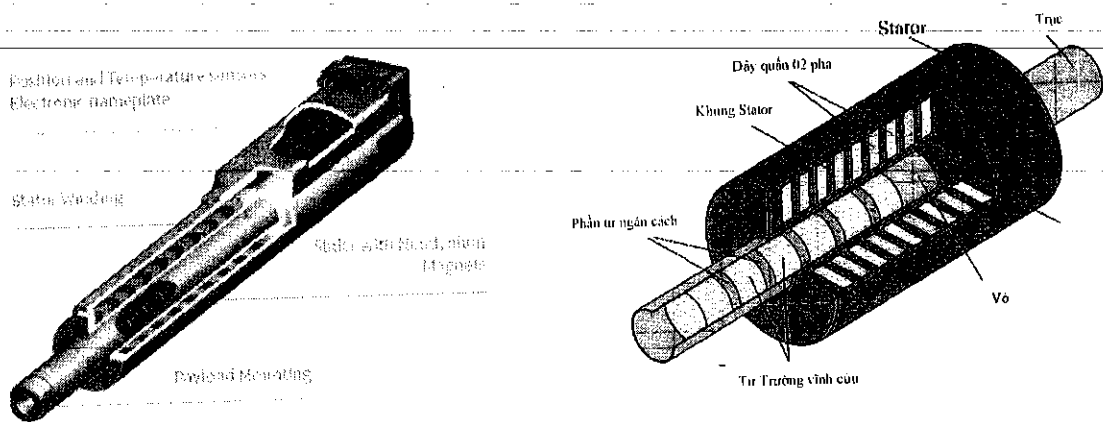
CHƯƠNG 1:

TRUYỀN ĐỘNG TUYẾN TÍNH DẠNG POLYSOLENOID

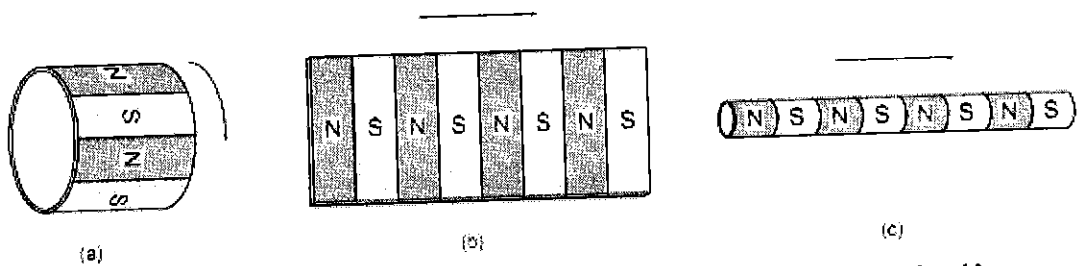
VÀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN

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.

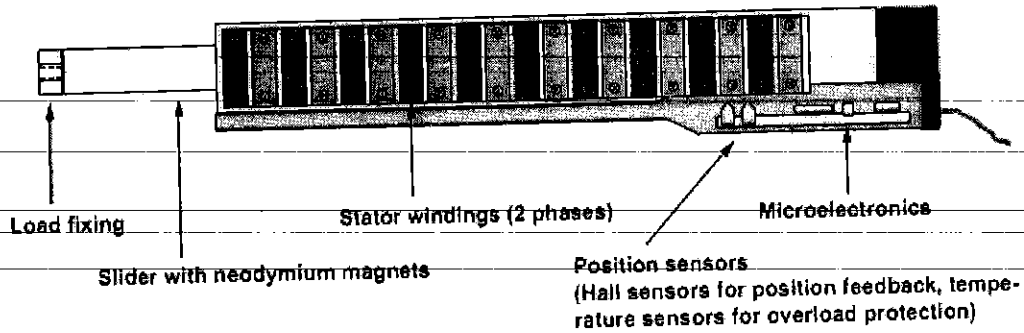


Hình Error! No text of specified style in document..1 Cấu tạo của động cơ Polysolenoid



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 DCTT ĐBKTV 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]

Chương 1: Truyền động tuyến tính dạng Polysolenoid và các phương pháp điều khiển

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 phần tử hữu hạn.

Sử dụng phương pháp phần 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 chót 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 KTVK dạng Polysolenoid.

CHƯƠNG 2

MÔ HÌNH HÓA ĐCTTĐB KTVC POLYSOLENOID

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

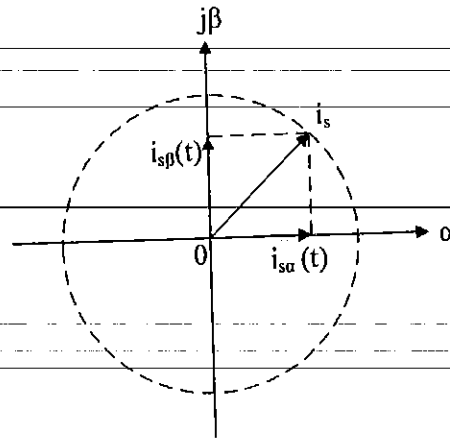
Chữ cái thứ hai: (d, q): phần tử thuộc hệ dq (α, β): phần tử thuộc hệ $\alpha\beta$ α, β Động cơ tuyến tính 2 pha được cấp bởi hai dòng điện pha hình sin phía stator có dạng:

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

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

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

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



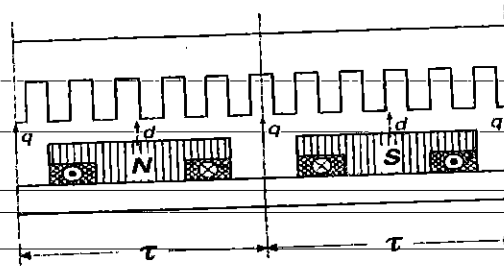
Hình **Error! No text of specified style in document.** 1 Vector dòng Stator. Vector i_s quay quanh gốc tọa độ với tốc độ góc ω_s . Tương tự đối với các đại lượng hai pha khác như i_r, u_s, ψ_s, ψ_b trên hệ tọa độ cố định $\alpha\beta$ như sau:

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

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:

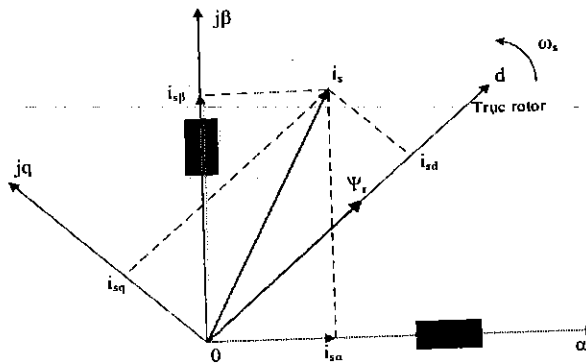
$$\begin{cases} i_s^f = i_{sd} + j i_{sq} \\ u_s^f = u_{sd} + j u_{sq} \\ \psi_s^f = \psi_{sd} + j \psi_{sq} \end{cases} \quad (2.4)$$

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

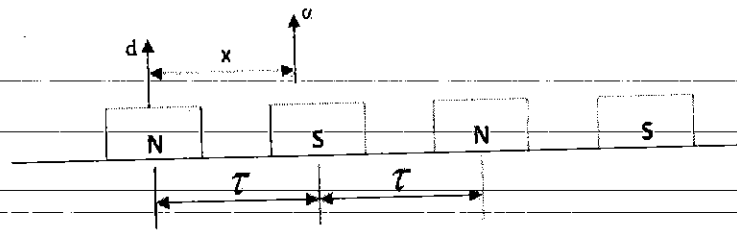


Hình **Error! No text of specified style in document.**3 Vector dòng stator trên hệ trục $\alpha\beta$ và hệ trục dq

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 2 trục d và α
 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

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

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

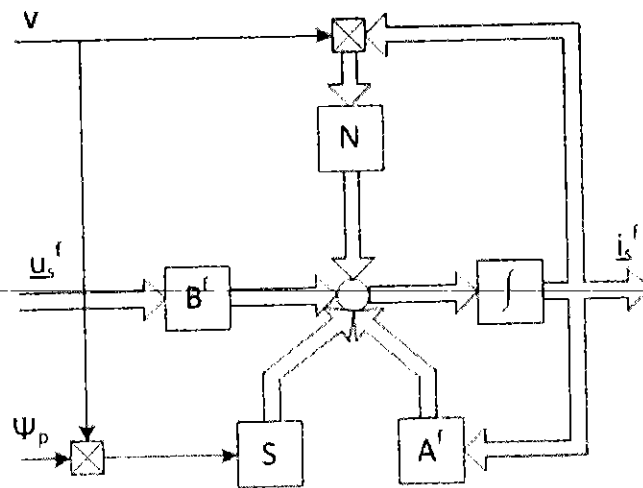
Từ các phương trình trên, ta thu được mô hình trạng thái liên tục :

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

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

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

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



Hình Error! No text of specified style in document..5 Mô hình trạng thái ĐCTT ĐBKTVK 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 ĐBKTVK thể hiện ở tích giữa biến trạng thái i_s và biến vào v qua thành phần $N\vec{i}_s.v$ với yếu tố quyết định là ma trận N .

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

Chương 2: Mô hình hóa ĐCTTĐB KTVC Polysolenoid

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 ĐCTT ĐBKTV C thể hiện ở tích giữa biến trạng thái i_s và biến vào v qua thành phần $N \vec{i}_s \cdot v$.

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 tương 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].

CHƯƠNG 3

ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH DẠNG POLYSOLENOID

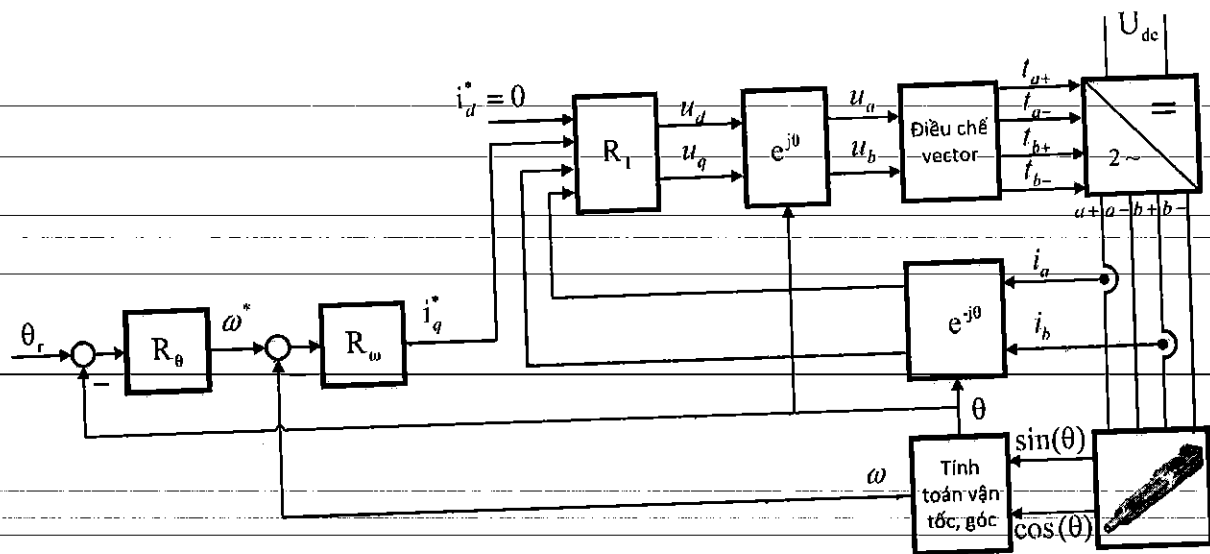
3.1 Khái quát về cấu trúc điều khiển

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 tương 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 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_l được thiết kế có phân 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 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 kì 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.

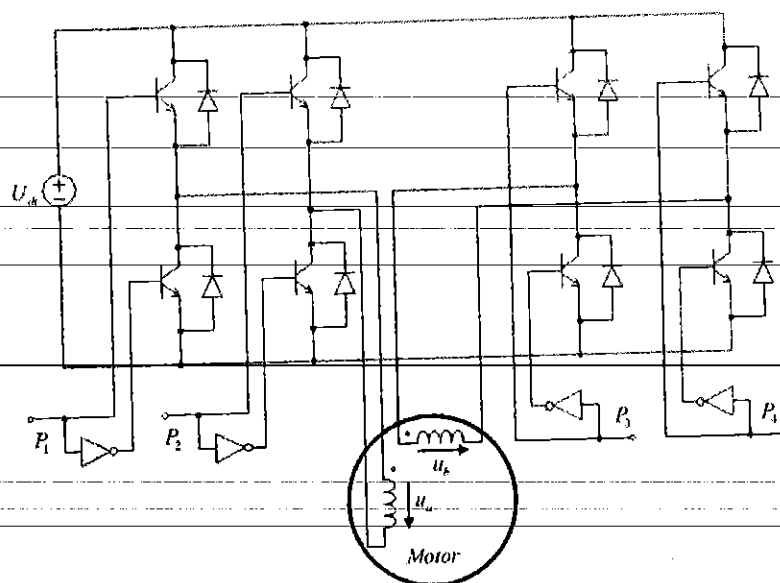
Dựa vào mô hình quá trình được sử dụng ta phân loại các phương pháp MPC bao gồm mô hình tuyến tính và phi tuyến. Mỗi loại mô hình đều có ưu nhược điểm riêng nên tùy vào bài toán cũng như yêu cầu kỹ thuật ta chọn loại mô hình phù hợp. Ví dụ như lớp mô hình tuyến tính (Hàm truyền, đáp ứng xung, đáp ứng 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 phần 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 đến phương pháp điều khiển dự báo với tập điều khiển hữu hạn (FCS MPC).

3.3 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 lập có cấu trúc như sau.



Hình 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 3.1 Các trạng thái đóng cắt của bộ biến đổi "1": Trạng thái dẫn, "0": Trạng thái khóa.

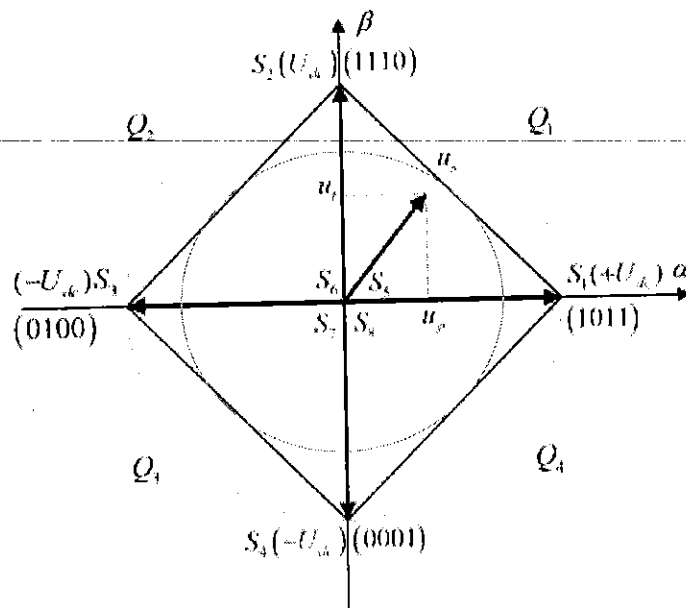
TT	P1	P2	P3	P4	u _a	u _b	TT	P1	P2	P3	P4	u _a	u _b
	1	0	1	0	+U _{dc}	+U _{dc}	S2	1	1	1	0	0	+U _{dc}
	1	0	0	1	+U _{dc}	-U _{dc}		1	1	0	1	0	-U _{dc}
	1	0	0	0	+U _{dc}	0	S6	1	1	0	0	0	0
S1	1	0	1	1	+U _{dc}	0	S5	1	1	1	1	0	0
	0	1	1	0	-U _{dc}	+U _{dc}		0	0	1	0	0	+U _{dc}
	0	1	0	1	-U _{dc}	-U _{dc}	S4	0	0	0	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 phần tư trong mặt phẳng điều chế.

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

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

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



Hình 3. Mặt phẳng điều chế trên trục tọa độ α, β theo phương pháp CCS-MPC

Từ hệ công thức (3.1) 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:

$$\mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i+1) = \Phi \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i) + \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+i) + \mathbf{h} \psi_p \quad (3.3)$$

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:

$$J = \sum_{i=1}^N (\mathbf{i}_{dq}^{ref} - \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i+1))^T \mathbf{Q} (\mathbf{i}_{dq}^{ref} - \mathbf{i}_{dq}^{est}(k+i+1)) \quad (3.4)$$

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 **Error! Reference source not found.** 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:

$$\mathbf{A}_{con} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+i) < \mathbf{B}_{con} \quad (3.5)$$

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:

$$\min_{\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)} J = \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + 2(\Phi \mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{h} \psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + C \quad (3.6)$$

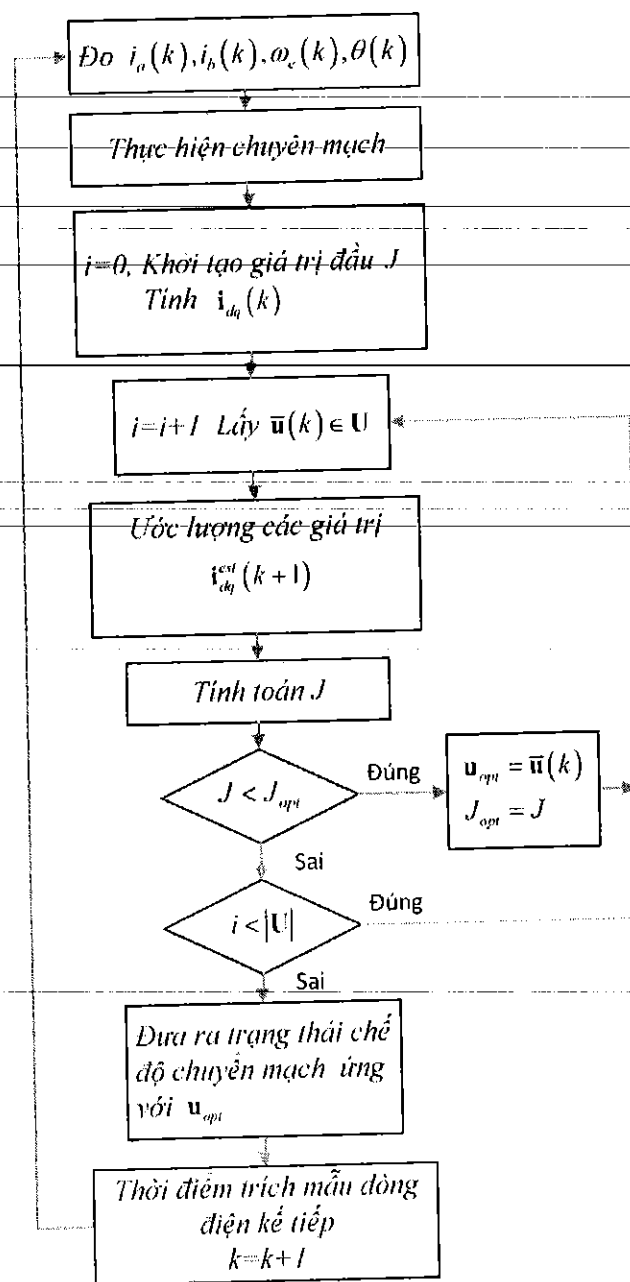
Thỏa mãn $\mathbf{A}_{con} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) < \mathbf{B}_{con}$

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.

3.4 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 cần rất nhiều thời gian tính toán. Do đó chu kỳ 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 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 4. Lưu đồ thuật toán bộ điều khiển FCS-MPC

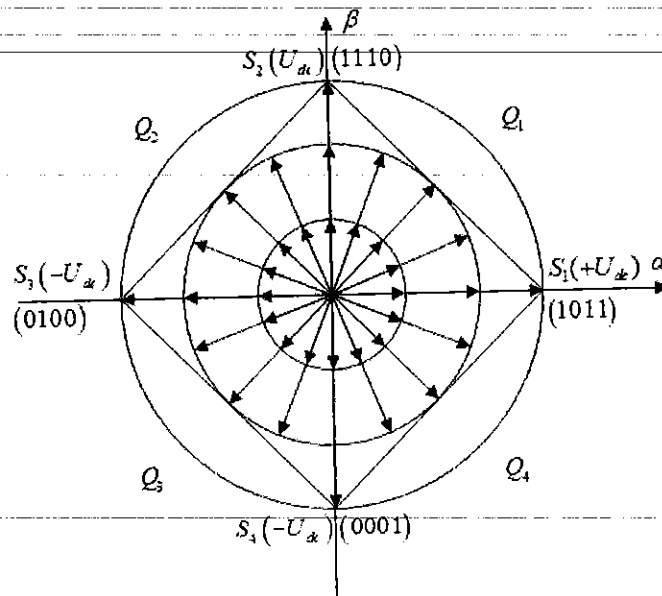
Một ưu điểm của FCS-MPC đối với các phương pháp MPC kinh điển là việc giải bài toán tối ưu luôn đảm bảo có nghiệm và số lượng tính toán được giảm thiểu đáng kể. Việc giải bài toán tối ưu theo phương pháp FCS-MPC có thể thực hiện dễ dàng bằng một số hữu hạn vòng lặp. Tuy nhiên số lượng các vòng lặp này 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:

$$\min J = \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + 2(\Phi \mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{h} \psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + C \quad (3.7)$$

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



Hình 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 phần cứng và độ mịn dòng điện.

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.

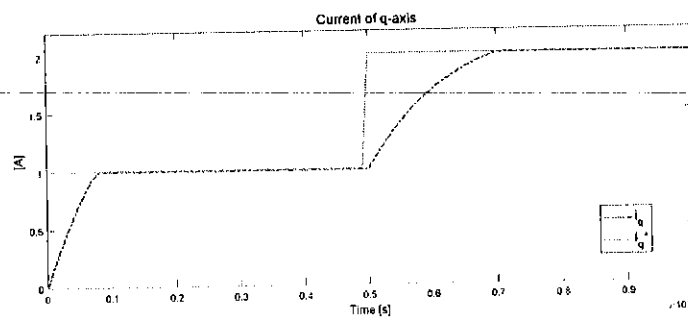
Thông số động cơ sử dụng được mô tả trong bảng 1.

Bảng 4.1. Thông số động cơ

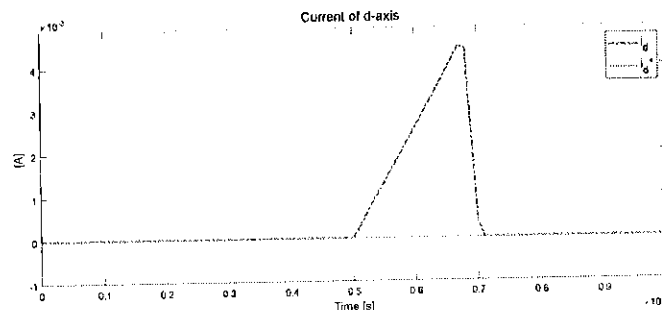
Điện cảm stator trục d	L_{sd}	1.4	mH
Điện cảm stator trục q	L_{sq}	1.4	mH
Điện trở stator	R_s	10.3	Ω
Từ thông rotor	ψ_p	0.035	Wb
Số đôi cực	Z_p	2	
Bước cực	τ_p	0.02	m

4.1 Mô phỏng đáp ứng của mạch vòng dòng điện với phương pháp CCS-MPC

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



Hình 4.1 Đáp ứng của dòng điện i_q

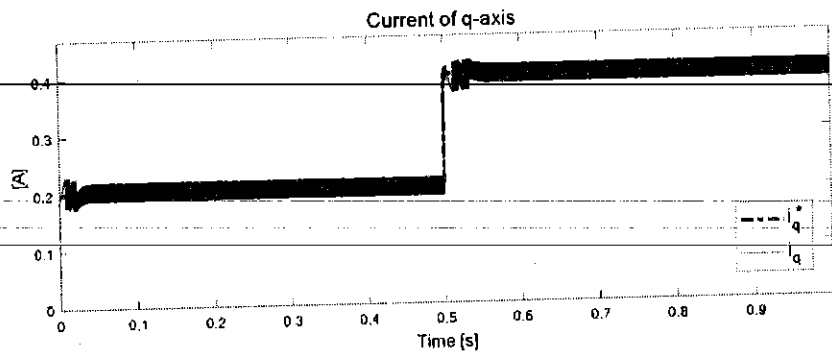


Hình 4.2 Đáp ứng của dòng điện i_d

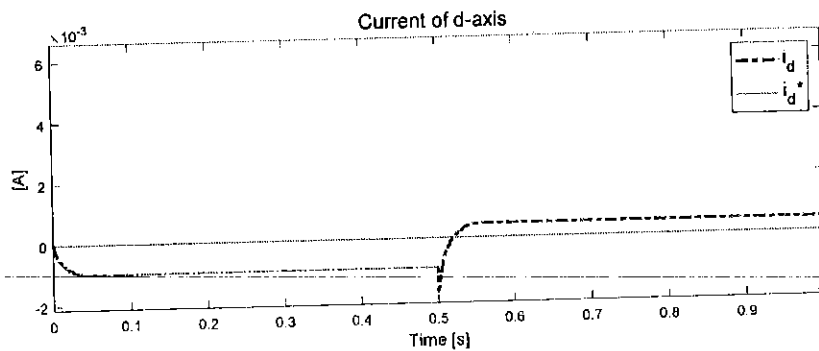
Nhận xét: Tại thời điểm thay đổi giá trị dòng đặt trục q (hình 4.1, hình 4.2). Sau khoảng thời gian 0.02s giá trị dòng i_q bám đúng giá trị đặt, dòng i_d cũng được đưa trở

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 d, q .

4.2 Mô phỏng đáp ứng của mạch vòng dòng điện với phương pháp FCS-MPC



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.

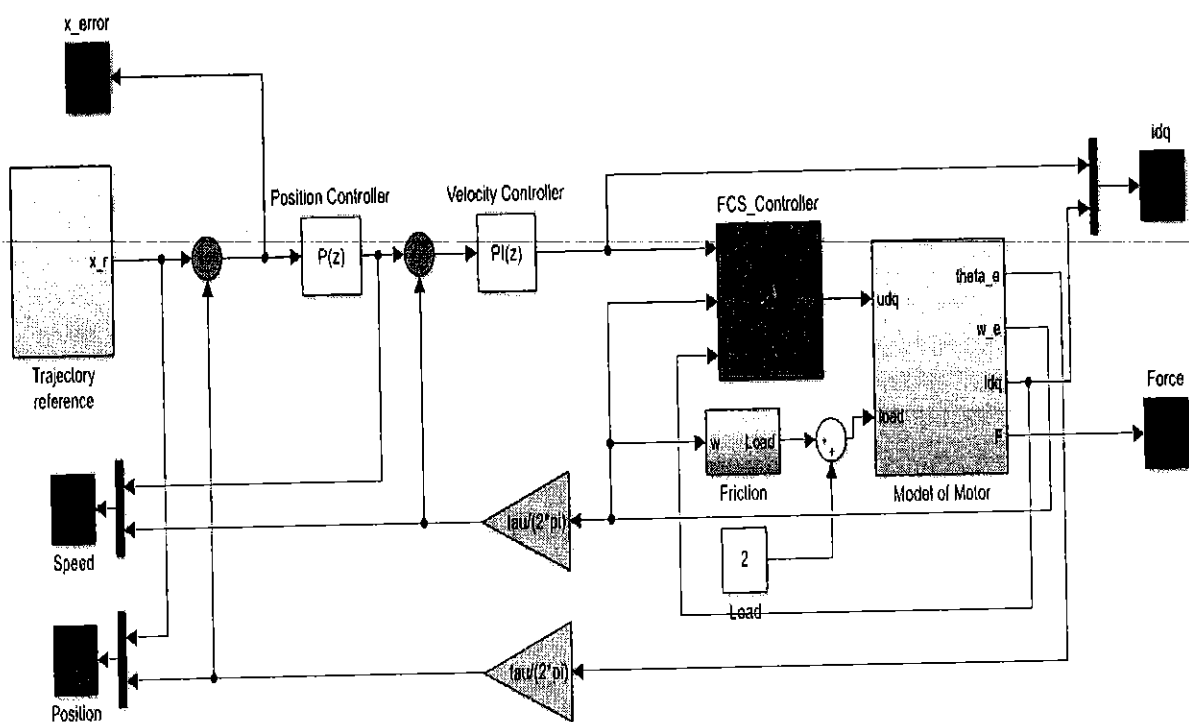
Bộ điều khiển dead-beat được có đáp ứng như trong hình 4.5 và hình 4.6. Các giá trị dòng điện i_q và i_d được điều khiển hoàn toàn độc lập chứng minh khả năng tách kênh của bộ điều khiển. Khả năng đáp ứng của bộ điều khiển trong vòng $N = 2$ chu kỳ trích mẫu đã chứng minh tính đúng đắn của phương pháp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

4.3 Mô phỏng đáp ứng vị trí của hệ CCS-MPC và FCS-MPC

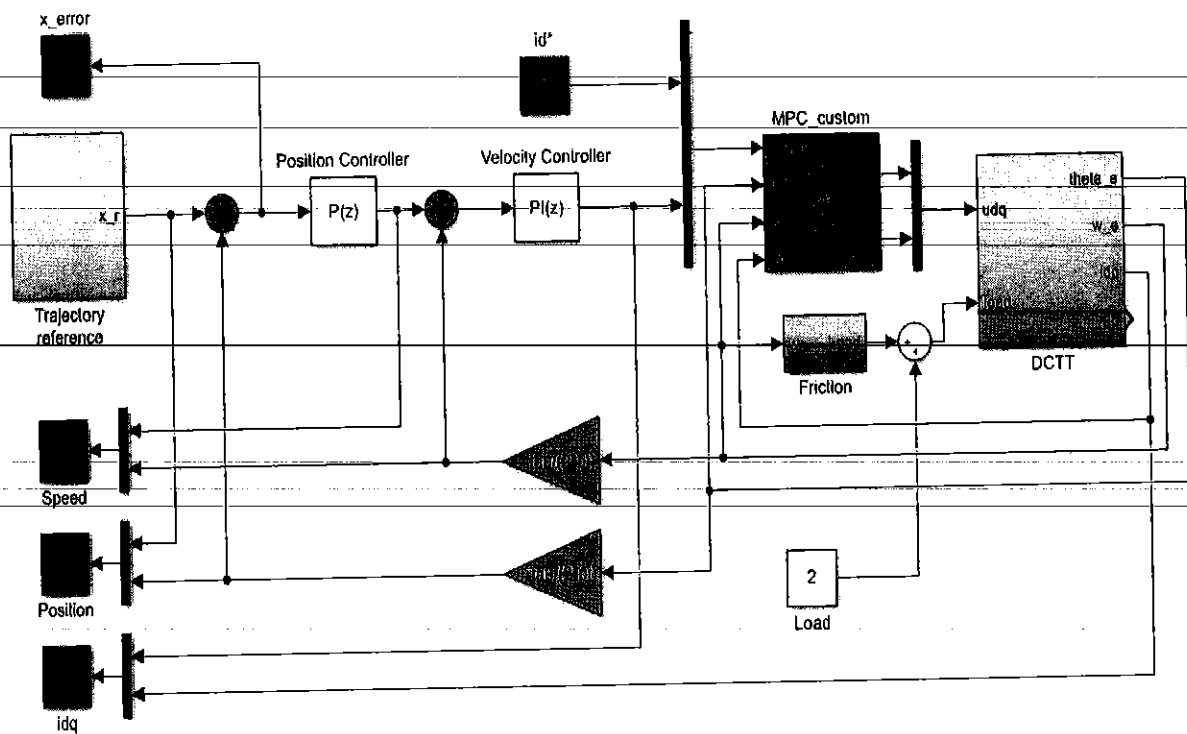
Với lợi thế đáp ứng nhanh của dòng điện, một cấu trúc điều khiển vị trí 3 mạch vòng (Hình 5) được thiết kế nhằm kiểm tra khả năng làm việc của bộ điều khiển đối với hệ thống thực. Thông số của các bộ điều chỉnh tốc độ, bộ điều chỉnh vị trí được mô tả như trong bảng 4.2.

Bảng 4.2. Thông số bộ điều khiển

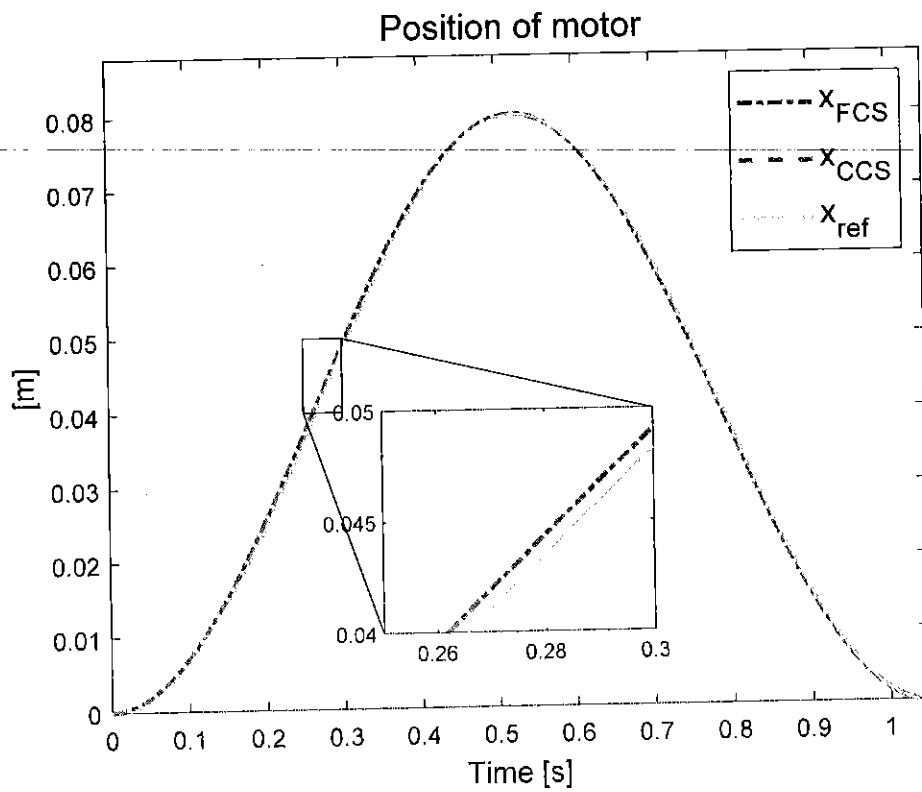
Thông số bộ điều khiển	Ký hiệu	Giá trị
Hệ số khuếch đại bộ điều khiển vị trí	k_{pp}	40
Hệ số khuếch đại bộ điều khiển tốc độ	k_{pv}	0.1
Hệ số tích phân bộ điều khiển tốc độ	k_{iv}	10



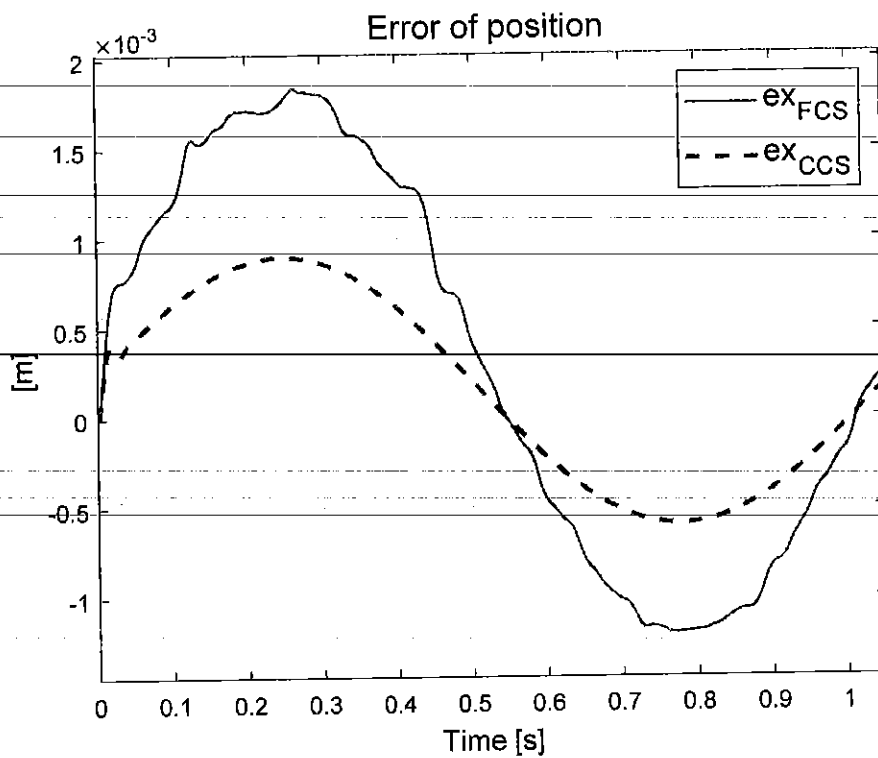
Hình 4.5 Cấu trúc điều khiển của hệ với phương pháp FCS-MPC



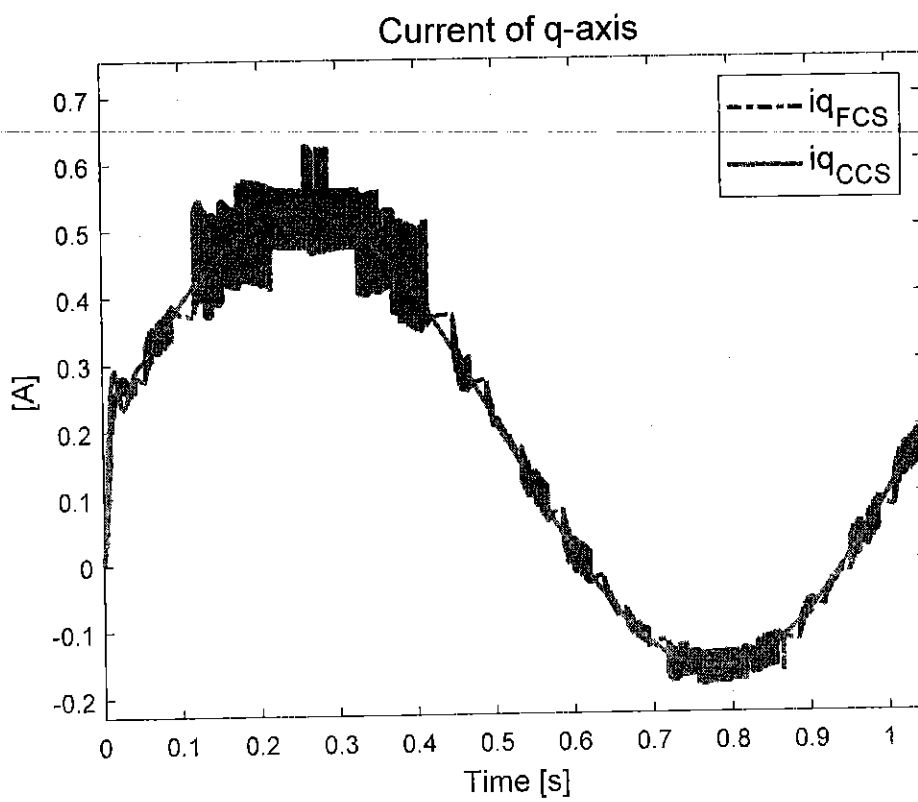
Hình 4.6 Cấu trúc điều khiển của hệ với phương pháp CCS-MPC



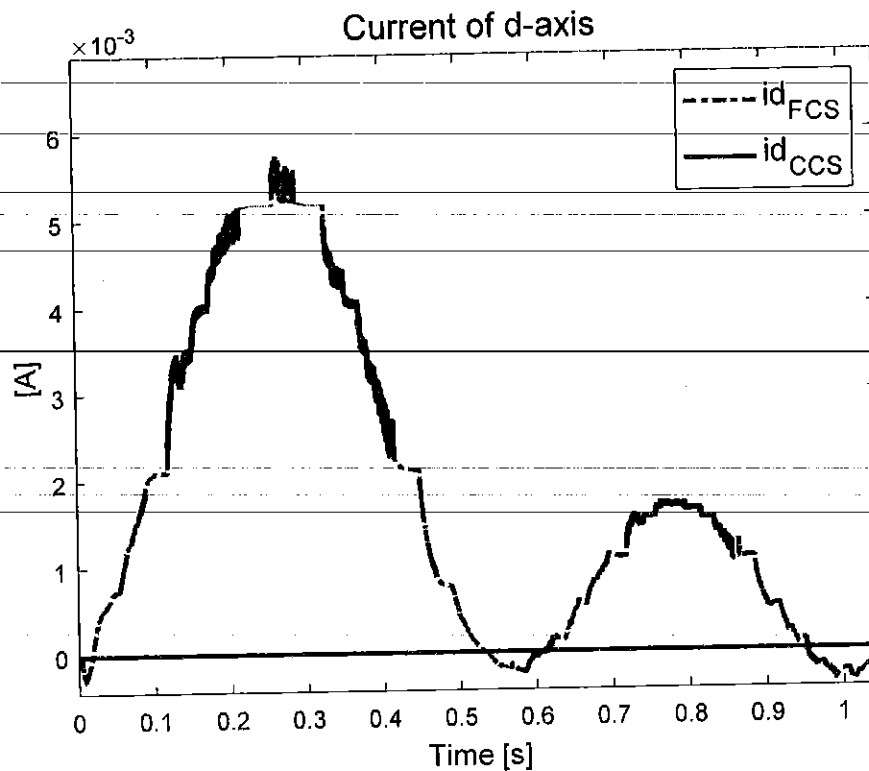
Hình 4.7 Đáp ứng về vị trí



Hình 4.8 Sai lệch vị trí



Hình 4.9 Đáp ứng dòng điện trục q



Hình 4.10 Đáp ứng dòng điện trục d

Nhận xét:

Khi mạch vòng tọa lực đầy đạt được động học nhanh và chính xác thì mạch vòng ngoài ta có thể lựa chọn bộ điều khiển đơn giản kiểu PI vẫn có thể thỏa mãn được khả năng đáp ứng chính xác của vị trí. Trong bài toán điều khiển vị trí với hai phương pháp thiết kế mạch vòng tạo lực đẩy CCS-MPC & FCS-MPC giá trị đáp ứng bám chính xác giá trị đặt hình 4.8. Các kết quả đáp ứng về sai lệch vị trí đáp ứng dòng điện hai trục dq (hình 4.8, 4.9, 4.10) ta thấy phương pháp CCS-MPC cho kết quả tốt hơn phương pháp FCS-MPC. Với phương pháp FCS-MPC độ mịn của dòng điện không tốt bằng phương pháp CCS-MPC là điều hoàn toàn hợp lý do tập vector cơ sở của phương pháp FCS-MPC là một tập hữu hạn, số vector này được thiết lập bởi người thiết kế điều khiển và ta chủ động thay đổi được số vector cơ sở này để cải thiện độ mịn của dòng điện.

Một số tính chất tiêu biểu của phương pháp FCS-MPC có thể thay thế CCS-MPC khi bị giới hạn về khả năng xử lý của VĐK tích hợp trong hệ thống được chỉ ra:

- Dựa trên bản chất gián đoạn của điện áp cấp vào động cơ thông qua bộ biến đổi, FCS MPC Có thể hoàn toàn có thể bỏ qua khâu điều chế vector so với CCS-MPC nếu tập vector hữu hạn được chọn trùng với tập vector cơ sở, do đó giảm khối lượng tính toán của bộ điều khiển.

Chương 4: Mô phỏng hệ thống

- Do tập vector hữu hạn được định sẵn nên phương pháp FCS-MPC không phải quan tâm đến việc xác định miền giới hạn điều chế như đối với CCS-MPC. Việc này có ý nghĩa quan trọng trong một số bộ biến đổi có miền điều chế phức tạp
- Bài toán tối ưu tại FCS-MPC luôn có lời giải do miền xác định của các biến tối ưu là hữu hạn, thời gian giải ngắn. Thêm vào đó hàm mục tiêu dạng không nhất thiết phải dạng toàn phương. Ngoài ra với mô hình đối tượng dù là phi tuyến thì phương pháp FCS vẫn có thể giải quyết được một cách dễ dàng trong khi đó phương pháp CCS MPC trở nên kém hiệu quả do hàm mục tiêu không phải dạng toàn phương.

Có một đặc điểm ta có thể nhận thấy với phương pháp FCS-MPC khi tập vector cơ sở được chọn tăng lên tiến tới điền đầy miền điều chế nó sẽ trở thành phương pháp CCS-MPC.

CHƯƠNG 5

HỆ THỐNG PHẦN 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.

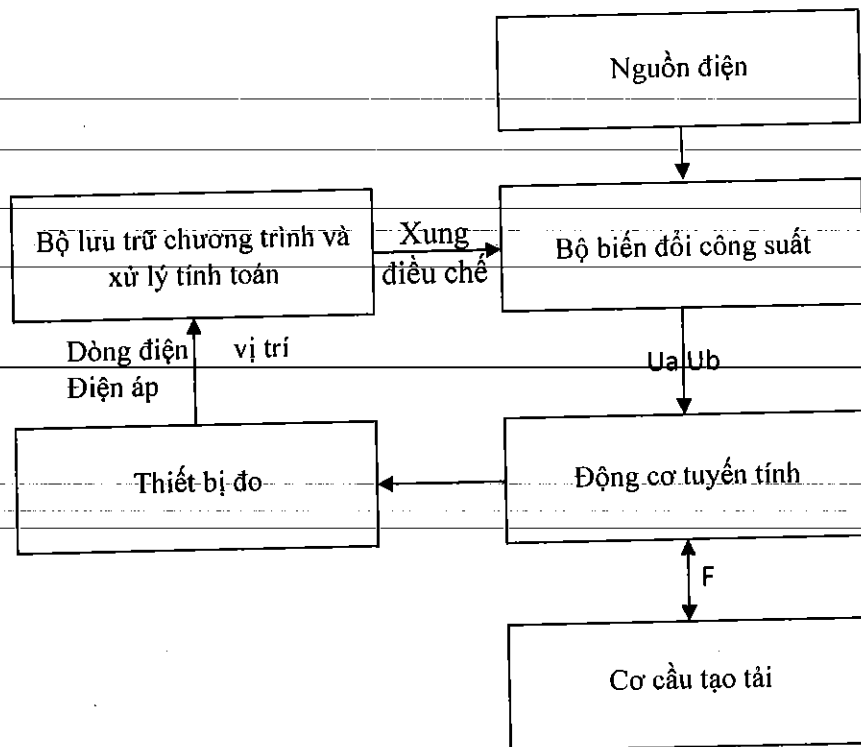
Thiết bị đo phải có tốc độ đáp ứng nhanh, các tín hiệu đo phải được tiền xử lý trước khi đưa vào bộ điều khiển (như sử dụng các bộ lọc số)

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.

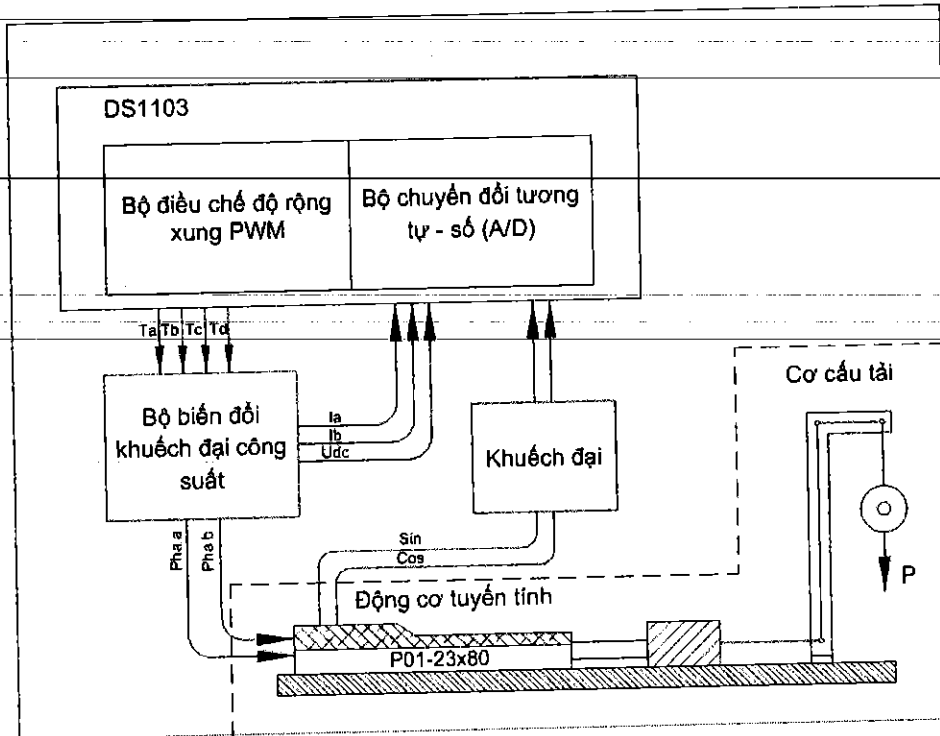
Về mặt phần cứng, động cơ tuyến tính bao gồm 2 cuộn dây 2 pha do đó sử dụng bộ biến đổi 2 cầu H. Do đó, việc thực hiện điều chế cần 4 xung điều chế PWM và có 2 tín hiệu dòng điện cần đo phục vụ cho việc điều khiển. Trong phương pháp điều chế vector không gian cũng cần sử dụng tham số điện áp U_{dc} để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

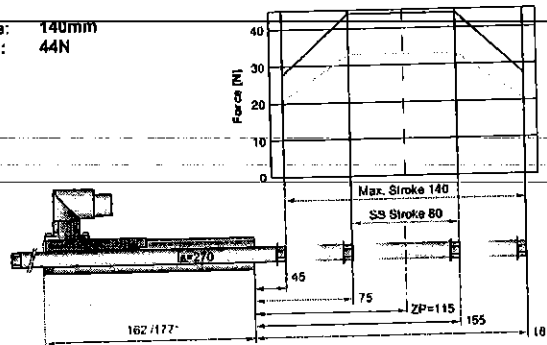
Thông số	Ký hiệu	Giá trị	Đơn vị
Điện trở pha	R_s	10.3	$[\Omega]$
Số đôi cực	P	1	
Bước cực	τ	20	$[\text{mm}]$
Điện cảm dọc trục d	L_d	1.4	$[\text{mH}]$

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

Điện cảm dọc trục q	L_q	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]

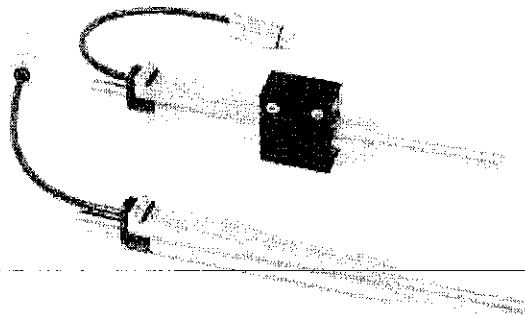
Đồ thị đặc tính động cơ

Max. Stroke: 140mm
Peak Force: 44N



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

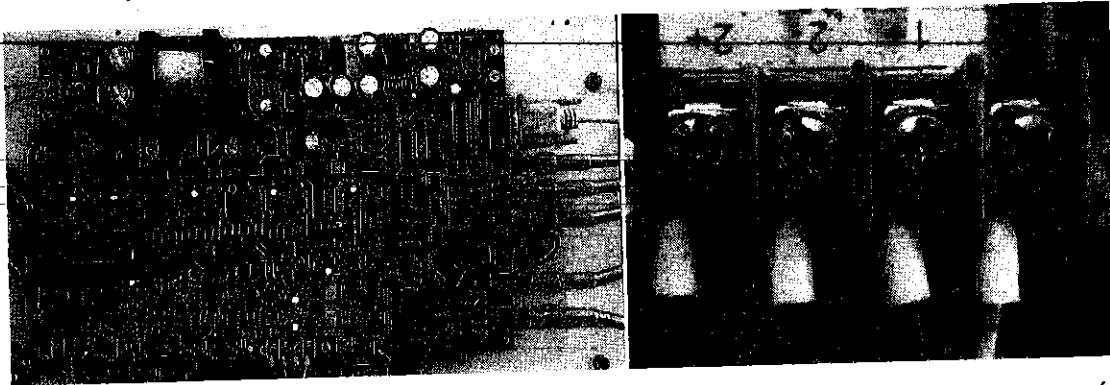
Đầu dây động cơ		Chân
Ph 1+	Đỏ	1
Ph 1-	Hồng	6
Ph 2+	Xanh dương	2
Ph 2-	Xám	7
+5VDC	Trắng	3
GND	Lớp vỏ trong	8
Sine	Vàng	4
Cosine	Xanh lá	9
Vỏ bọc	Lớp vỏ ngoài	Vỏ đặc



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

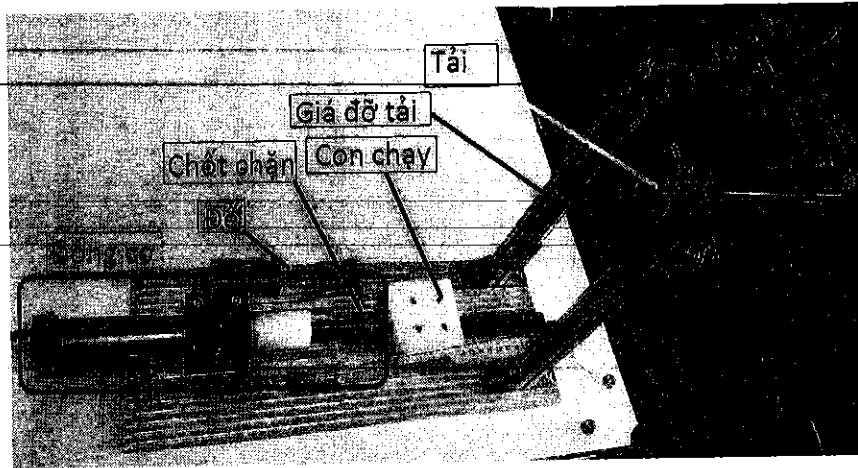
Một số thông số chính của bộ driver do tác giả thiết kế:

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

e) 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.

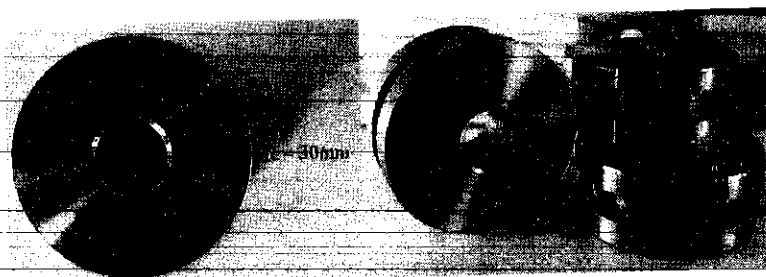
Chân đế: toàn bộ hệ thống được gắn trên một đế nhôm tạo sự ổn định cho toàn hệ thống.

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	

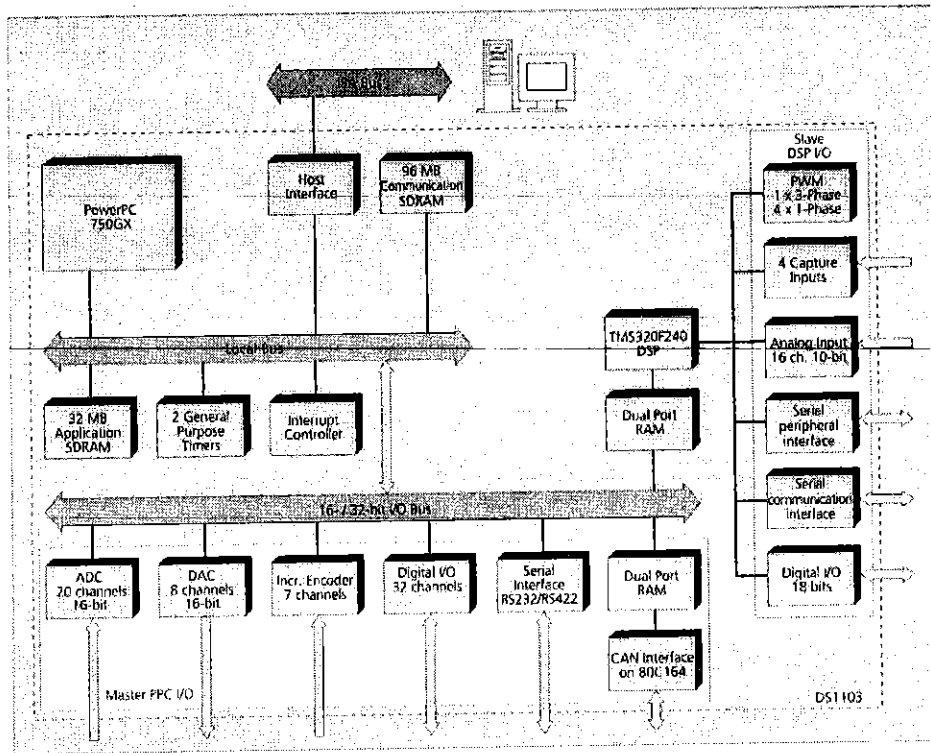
		<p>thanh ghi so sánh</p> <p>Tải lại bởi phần mềm</p> <p>Độ phân giải 30ns</p>
	1 timer trích mẫu	<p>32 bit với bộ đếm lùi</p> <p>Tải lại bởi phần mềm</p> <p>Độ phân giải 30ns</p>
	1 timer cơ bản	<p>64 bit với bộ đếm tiến</p> <p>Độ phân giải 30ns</p>
Bộ điều khiển ngắt		<p>3 ngắt timer</p> <p>1 ngắt truyền 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	$\pm 10V$

	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/nhiều	$> 83dB$
	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

		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

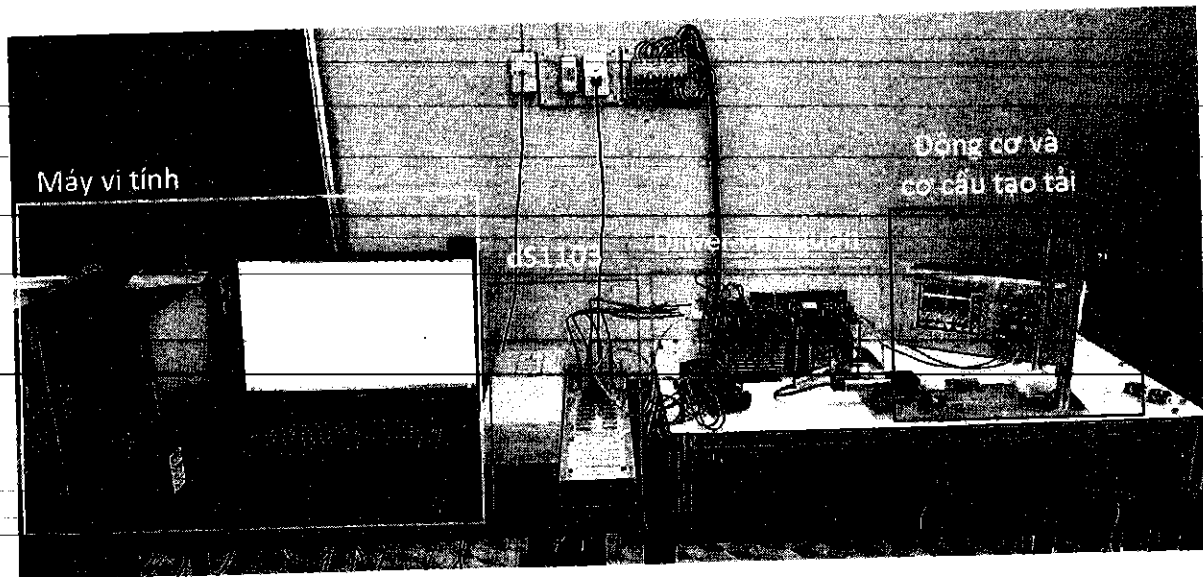


Hình Error! No text of specified style in document..7 Kiến trúc DS1103

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

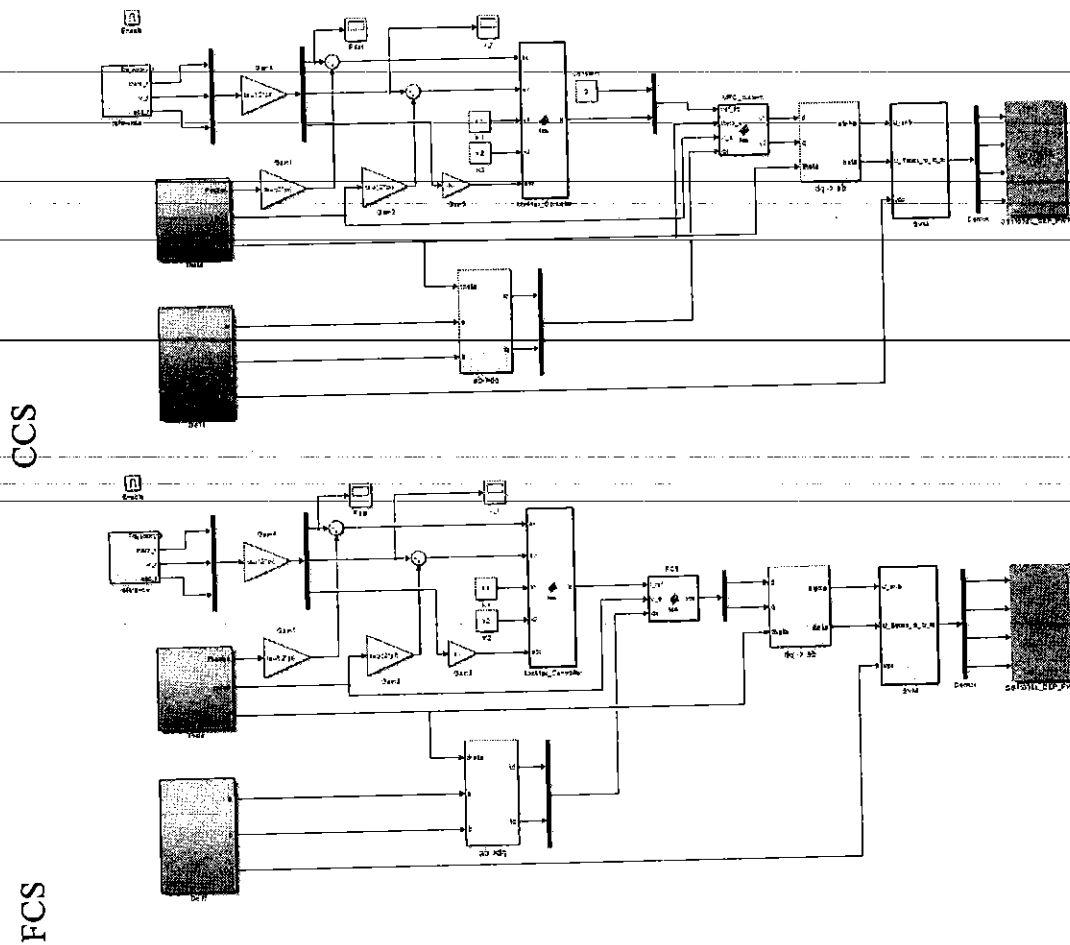
Phần mềm thực hiện bao gồm 2 phần mềm được sử dụng :

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.

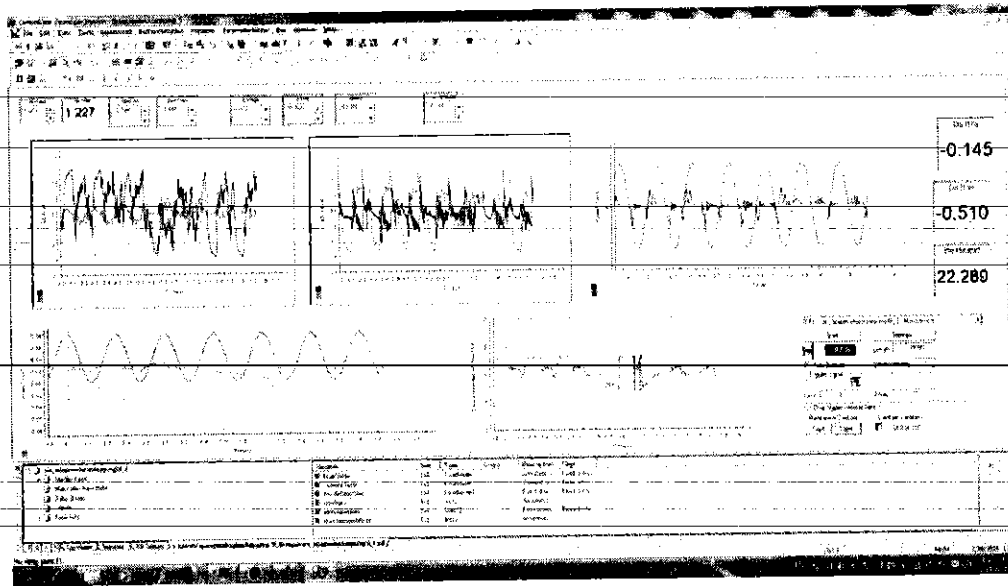


Hình 5.9 Cấu trúc các bộ điều khiển xây dựng trên phần mềm

b) Thiết lập giao diện người dùng trên Controldesk

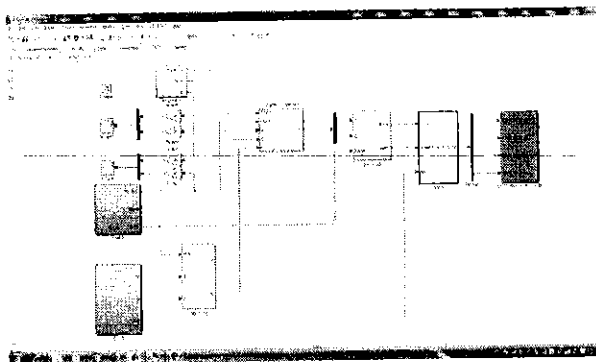
Để điều khiển hệ thống, phần mềm trên Controldesk cho phép thiết lập một giao diện để tương tác với người dùng. Việc nạp các tham số cũng như lấy các dữ liệu ra cũng được thực hiện qua giao diện này.

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:

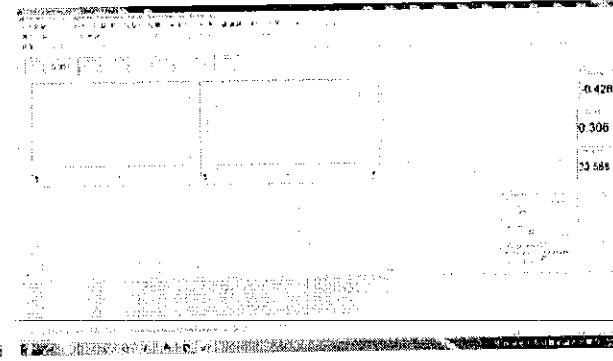


Bước 1: Mở file Matlab/Simulink bộ điều khiển đã được xây dựng

```
%% Step 2: Running the simulation
% Run the simulation
run('SVM');
% Stop the simulation
stop('SVM');
```

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"

```
% Step 1: Loading the Simulink model
% Open the Simulink model
load('SVM');
% Run the simulation
run('SVM');
```



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 vĩnh cửu dạng Polysolenoid. Thực hiện phương pháp của mô hình để sử dụng được cấu trúc tách kênh

Từ mô hình toán học thu được tác giả tiến hành Polysolenoid được áp dụng với mô hình toán học phòng đã cho thấy tính khả thi của phương pháp d

Các kết quả của đề tài được cụ thể bằng các 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 thích vĩnh cửu dạng Polysolenoid trên cơ sở mô hình toán học và thực nghiệm.

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

Tiến hành cài đặt các thuật toán điều khiển trên hệ thống thực nghiệm giữa mô phỏng và thực nghiệm. Từ đó tiếp tục các công trình 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 (IJPEDS), 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**

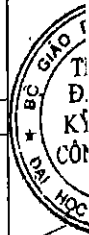
1. TÊN ĐỀ TÀI: Nghiên cứu cấu trúc điều khiển tách kênh trực tiếp cho động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu.	2. MÃ SỐ: T2019-B13
3. LĨNH VỰC NGHIÊN CỨU	4. LOẠI HÌNH NGHIÊN CỨU
Khoa học Tự nhiên <input type="checkbox"/> Khoa học KT và CN <input checked="" type="checkbox"/>	Cơ bản <input checked="" type="checkbox"/> Ứng dụng <input checked="" type="checkbox"/> Triển khai <input type="checkbox"/>
Khoa học Y, dược <input type="checkbox"/> Khoa học Nông nghiệp <input type="checkbox"/>	
Khoa học Xã hội <input type="checkbox"/> Khoa học Nhân văn <input type="checkbox"/>	

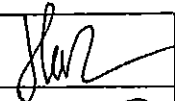
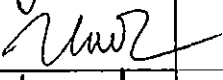
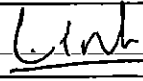
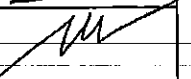
5. THỜI GIAN THỰC HIỆN: 12 tháng
Từ tháng 7 năm 2019 đến tháng 7 năm 2020

6. CHỦ NHIỆM ĐỀ TÀI
 Họ và tên: Nguyễn Hồng Quang Học vị: Thạc sỹ
 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	ThS. Nguyễn Vĩnh Thụy	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
3	ThS. Đỗ Thị Phương Thảo	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
4	ThS. Nguyễn Thị Chinh	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
5	ThS. Lâm Hùng Sơn	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
6	ThS. Vũ Xuân Tùng	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
7	ThS. Dương Hòa An	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
8	ThS. Nguyễn Văn Huỳnh	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
9	ThS. Dương Quỳnh Nga	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
10	ThS. Trần Thị Hải Yến	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
11	ThS. Nguyễn Duy Trường	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	



12	ThS. Ngô Thanh Hải	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
13	ThS. Trần Thị Thanh Thảo	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
14	TS. Bùi Hải Linh	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	
15	TS. Ngô Minh Đức	Khoa Điện	Thiết kế điều khiển, Mô phỏng hệ thống.	

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


 C
 Ứ
 H
 TH
 3 NC


 TH



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:

Chuyển động tuyến tính là một dạng chuyển động được gặp nhiều trong đời sống và công nghiệp. Ở dải công suất lớn chúng hiện diện trong cơ cấu truyền động dùng trong các phương tiện giao thông như tàu điện [tàu điện nhanh sân bay JFK Newyork (2003); Tàu điện nhanh sân bay Bắc Kinh (2008); Green Line Yokohama – Nhật Bản (2008)]. Trong dải công suất trung bình và nhỏ nó được ứng dụng trong việc điều khiển tự động máy công cụ kỹ thuật số CNC, điều khiển tay máy Robot, máy nâng hạ, điều khiển các hệ thống sản xuất linh hoạt yêu cầu cao về độ chính xác vị trí, tốc độ và tác động nhanh. Do vậy việc nâng cao chất lượng của hệ truyền động tuyến tính là nhiệm vụ cấp bách đặt ra với khoa học kỹ thuật hiện nay. Đối tượng được nghiên cứu ở đây chính là động cơ tuyến tính mục đích tạo ra chuyển động thẳng trực tiếp.

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

7
C
X
A
H
1
M
S
1
M
S

<p>8. A Laguerre Model-Based Model Predictive Control Law for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor <i>Information Systems Design and Intelligent Applications</i> 2018 other DOI: 10.1007/978-981-10-7512-4_31 Part of ISBN: 9789811075117 Part of ISSN: 2194-5357 Source: Crossref Metadata Search</p>
<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>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>

b) Của các thành viên tham gia nghiên cứu

* Tài liệu tham khảo

1. Kuang-Yow Lian, Cheng-Yao Hung, Chian-Song Chiu, Li-Chen Fu, "Robust adaptive control of linear induction motors with unknown end-effect and secondary resistance," (in E), *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 412-422, 2008.
2. 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.
3. Min-Jae Kim, Jae-Won Lim, Woo-Gyong Yim, Hyun-Kyo Jung, "Phase Current Magnitude Variation Method to Reduce End-Effect Force of PM Linear Synchronous Motor," (in E), *Journal of Electrical Engineering Technology*, vol. 6, no. 6, pp. 793-798, 2011.
4. Hyunbae Kim, Robert D Lorenz, "Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, vol. 2, pp. 977-984: IEEE.
5. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 2 ed. Prentice Hall, 2002.
6. Sung-Yoon Jung, Kwanghee Nam, "PMSM control based on edge-field hall sensor signals through ANF-PLL processing," (in E), *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5121-5129, 2011.
7. Ji-Hoon Jang, Jung-Ik Ha, Motomichi Ohto, Kozo Ide, Seung-Ki Sul, "Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection," (in E), *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1595-1604, 2004.
8. Chin-I Huang, Li-Chen Fu, "Adaptive approach to motion controller of linear induction motor with friction compensation," (in E), *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, vol. 12, no. 4, pp. 480-490, 2007.
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. Joachim Holtz, "Sensorless control of induction machines—With or without signal injection?," (in E), *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 7-30, 2006.
11. Joachim Holtz, "Acquisition of position error and magnet polarity for sensorless control of PM synchronous machines," (in E), *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1172-1180, 2008.
12. Rolf Hellinger, Peter Mnich, "Linear motor-powered transportation: History, present status, and future outlook," (in E), *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1892-1900, 2009.
13. Ugur HASIRCI, Abdulkadir BALIKCI, Ali OZTURK, "Nonlinear adaptive backstepping control of linear induction motors," in *Proceedings 5th International Advanced Technologies Symposium (IATS'09), Karabuk, Turkey, 2009*: Citeseer.
14. Hamed Hamzehbahmani, "Modeling and simulating of single side short stator linear induction motor with the end effect," (in E), *Journal of electrical engineering*, vol. 62, no. 5, pp. 302-308, 2011.
15. Jacek F Gieras, Zbigniew J Piech, Bronislaw Tomczuk, *Linear synchronous motors: transportation and automation systems*. CRC press, 2016.
16. P Giangrande, F Cupertino, G Pellegrino, "Modelling of linear motor end-effects for saliency based sensorless control," in *Energy Conversion Congress and Exposition*



- (ECCE), 2010 IEEE, 2010, pp. 3261-3268: IEEE.
17. Qiang Gao, Greg M Asher, Mark Sumner, Lee Empringham, "Position estimation of a matrix-converter-fed AC PM machine from zero to high speed using PWM excitation," (in E), *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2030-2038, 2009.
 18. 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.
 19. 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.
 20. F Cupertino, P Giangrande, L Salvatore, G Pellegrino, "Sensorless position control of linear tubular motors with pulsating voltage injection and improved position observer," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC'09. IEEE International*, 2009, pp. 619-624: IEEE.
 21. Alfio Consoli, Giuseppe Scarcella, A Testa, "Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 1999, vol. 2, pp. 1033-1040: IEEE.
 22. J-W Choi, W-E Yun, H-G Kim, "Initial pole-position estimation of linear motor," (in E), *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 152, no. 4, pp. 997-1002, 2005.
 23. A Canova, A Garramone, G Gruosso, "Design and optimisation of two phase tubular permanent magnet linear motors for custom applications," (in E), 2006.
 24. IK Bousserhane, Abdelkrim Boucheta, Abdeldjebar Hazzab, Benyounes Mazari, P Sicard, "Adaptive backstepping controller design for linear induction motor position control," in *AIP Conference Proceedings*, 2009, vol. 1107, no. 1, pp. 126-131: AIP.
 25. A Boucheta, IK Bousserhane, A Hazzab, B Mazari, MK Fellah, "Linear induction motor control using sliding mode considering the end effects," in *Systems, Signals and Devices, 2009. SSD'09. 6th International Multi-Conference on*, 2009, pp. 1-6: IEEE.

10. TÍNH CẤP THIẾT CỦA ĐỀ TÀI

Đối tượng tạo ra chuyển động thẳng trực tiếp sử dụng năng lượng điện trong công nghiệp hiện là động cơ tuyến tính. Động cơ tuyến tính có ưu điểm vượt trội so với các đối tượng tạo ra chuyển động thẳng gián tiếp khác thể hiện ở các mặt sau: Đơn giản về mặt kết cấu cơ khí do loại bỏ được các phần tử trung gian do đó giảm được chi phí bảo dưỡng vận hành, tăng được giới hạn trên về lực đẩy và gia tốc, ít gây ồn khi làm việc, bảo dưỡng cũng dễ dàng hơn, tuổi thọ trung bình dài hơn. Một yêu cầu phải được đặt ra trong các hệ truyền động sử dụng động cơ tuyến tính phải thỏa mãn 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 toán này chính là yêu cầu đặt ra với việc thiết kế bộ điều khiển cho đối tượng động cơ tuyến tính.

11. MỤC TIÊU 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. 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.

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. 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. Tham gia các diễn đàn, hội thảo khoa học trong và ngoài nước, trao đổi các ý tưởng và kết quả nghiên cứu với các nhà khoa học trong và ngoài nước. Thử nghiệm trên mô hình hoá bằng máy tính và trên thiết bị thực tế.

14. NỘI DUNG NGHIÊN CỨU VÀ TIẾN ĐỘ THỰC HIỆN

- 14.1. Nội dung nghiên cứu:
- Nhóm các phương pháp điều khiển tách kênh trực tiếp áp dụng cho đối tượng động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu.
 - 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	Nguyễn Hồng Quang
2	Thiết kế điều khiển cho mạch vòng dòng điện	Báo cáo	7/2019-10/2019	Đỗ Trung Hải
3	Thiết kế điều khiển cho mạch vòng tốc độ	Báo cáo	7/2019-10/2019	Nguyễn Vĩnh Thụy
4	Thiết kế điều khiển cho mạch vòng vị trí	Báo cáo	7/2019-10/2019	Đỗ Thị Phương Thảo
5	Mô phỏng mạch vòng dòng điện.	Báo cáo	7/2019-10/2019	Nguyễn Thị Chinh

6	Mô phỏng hệ thống với hai mạch vòng dòng điện và tốc độ	Báo cáo	7/2019-10/2019	Lâm Hùng Sơn
7	Mô phỏng hệ thống với ba mạch vòng dòng điện, tốc độ, vị trí	Báo cáo	7/2019-10/2019	Vũ Xuân Tùng
8	Mô phỏng hệ thống với tác động của nhiều tải.	Báo cáo	7/2019-10/2019	Dương Hòa An
9	Phương pháp mô hình hóa tổng quát cho động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu	Báo cáo	7/2019-10/2019	Nguyễn Văn Huỳnh
10	Cấu trúc điều khiển tổng quát của động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu	Báo cáo	7/2019-10/2019	Dương Quỳnh Nga
11	Phương pháp điều khiển dự báo cho mạch vòng dòng điện theo tính chất liên tục của bộ biến đổi	Báo cáo	7/2019-10/2019	Trần Thị Hải Yến
12	Phương pháp điều khiển dự báo cho mạch vòng dòng điện theo tính chất gián đoạn của bộ biến đổi	Báo cáo	7/2019-10/2019	Nguyễn Duy Trường
13	Điều khiển Dead-beat cho mạch vòng dòng điện.	Báo cáo	7/2019-10/2019	Ngô Thanh Hải
14	Điều khiển tuyến tính hóa chính xác cho động cơ tuyến tính ĐBKTV C	Báo cáo	7/2019-10/2019	Trần Thị Thanh Thảo
15	Điều khiển tính ĐBKTV C theo nguyên lý phẳng	Báo cáo	7/2019-10/2019	Bùi Hải Linh
16	Viết bài báo quốc tế	Bài Báo	11/2019-3/2020	Nguyễn Hồng Quang
17	Báo cáo bài báo	Báo cáo	4/2020-6/2020	Nguyễn Hồng Quang
18	Viết báo cáo các kết quả nghiên cứu	Báo cáo	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,...)
I	Sản phẩm khoa học (Các công trình khoa học sẽ được công bố: sách, bài báo khoa học, ..)		
1.1	Bài báo quốc tế	01	ISI/SCOPUS Q2
1.2	Bài báo quốc tế	02	ISI/SCOPUS Q3
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

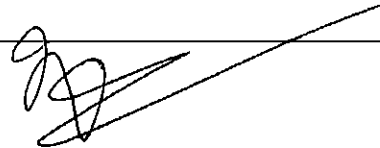
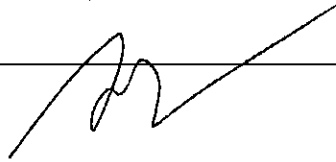
Bằng chữ: Một trăm sáu mươi triệu đồng chẵn

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

Ngày 10 tháng 7 năm 2019

CHỦ NHIỆM ĐỀ TÀI

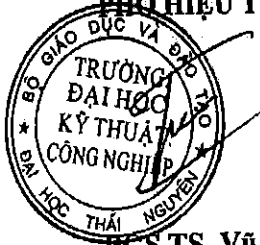
XÁC NHẬN CỦA ĐƠN VỊ



Nguyễn Hồng Quang

**KT. HIỆU TRƯỞNG
PHÓ HIỆU TRƯỞNG**

TRƯỞNG PHÒNG KHCN&HTQT



PGS.TS. Vũ Ngọc Pi



PGS.TS. Phạm Thành Long

5
★
7

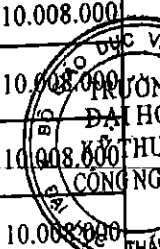
DỰ TOÁN KINH PHÍ ĐỀ TÀI KH&CN CẤP TRƯỜNG NĂM 2019

Tên đề tài: Nghiên cứu cấu trúc điều khiển tách kênh trực tiếp cho động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu. Mã số: T2019-B13
 Chủ nhiệm đề tài: Nguyễn Hồng Quang

Thành viên chính: Đỗ Trung Hải, Nguyễn Vĩnh Thụy, Đỗ Thị Phương Thảo, Nguyễn Thị Chinh, Lâm Hùng Sơn, Vũ Xuân Tùng, Dương Hòa An, Nguyễn Văn Huỳnh, Dương Quỳnh Nga, Trần Thị Hải Yến, Nguyễn Duy Trường, Ngô Thanh Hải, Trần Thị Thanh Thảo, Bùi Hải Linh.

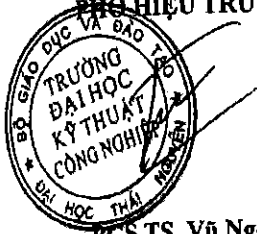
ĐVT: VND

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	3	0,45	1.876.500
1.2	Thiết kế điều khiển cho mạch vòng dòng điện	Đỗ Trung Hải	13	0,3	5.421.000
1.3	Thiết kế điều khiển cho mạch vòng tốc độ	Nguyễn Vĩnh Thụy	24	0,3	10.008.000
1.4	Thiết kế điều khiển cho mạch vòng vị trí	Đỗ Thị Phương Thảo	24	0,3	10.008.000
1.5	Mô phỏng mạch vòng dòng điện.	Nguyễn Thị Chinh	24	0,3	10.008.000
1.6	Mô phỏng hệ thống với hai mạch vòng dòng điện và tốc độ	Lâm Hùng Sơn	24	0,3	10.008.000
1.7	Mô phỏng hệ thống với ba mạch vòng dòng điện, tốc độ, vị trí	Vũ Xuân Tùng	24	0,3	10.008.000
1.8	Mô phỏng hệ thống với tác động của nhiễu tải.	Dương Hòa An	24	0,3	10.008.000
1.9	Phương pháp mô hình hóa tổng quát cho động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu	Nguyễn Văn Huỳnh	24	0,3	10.008.000
1.10	Cấu trúc điều khiển tổng quát của động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu	Dương Quỳnh Nga	24	0,3	10.008.000
1.11	Phương pháp điều khiển dự báo cho mạch vòng dòng điện theo tính chất liên tục của bộ biến đổi	Trần Thị Hải Yến	24	0,3	10.008.000
1.12	Phương pháp điều khiển dự báo cho mạch vòng dòng điện theo tính chất gián đoạn của bộ biến đổi	Nguyễn Duy Trường	24	0,3	10.008.000
1.13	Điều khiển Dead-beat cho mạch vòng dòng điện.	Ngô Thanh Hải	24	0,3	10.008.000
1.14	Điều khiển tuyến tính hóa chính xác cho động cơ tuyến tính ĐBKTV C	Trần Thị Thanh Thảo	24	0,3	10.008.000
1.15	Điều khiển tính ĐBKTV C theo nguyên lý phẳng	Bùi Hải Linh	23	0,3	9.591.000
1.31	Viết bài báo quốc tế	Nguyễn Hồng Quang	9	0,45	5.629.500
1.32	Báo cáo các bài báo	Nguyễn Hồng Quang	9	0,45	5.629.500
1.35	Xây dựng báo cáo khoa học tổng kết đề tài	Nguyễn Hồng Quang	4	0,45	2.502.000



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
					0
Tổng 2					
3	Chi phí khác				0
3.1	Hội thảo nội bộ của đề tài (3)				700.000
3.2	Đánh giá, nghiệm thu (4)				150.000
	Chủ tịch		150.000	1	
	Ủy viên hội đồng		100.000	4	400.000
	Ủy viên phản biện		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

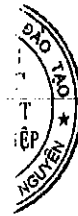
CHỦ NHIỆM ĐỀ TÀI

PGS.TS. Phạm Thành Long

Nguyễn Hồng Quang

TRƯỜNG PHÒNG KH-TC

TS. Đoàn Quang Thiệu



International Journal of Electrical and Computer Engineering

H-INDEX

22

PUBLISHER

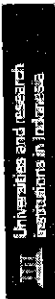
Institute of Advanced Engineering and Science (IAES)

SUBJECT AREA AND CATEGORY

Computer Science
 1. Computer Science (miscellaneous)
 Engineering
 1. Electrical and Electronic Engineering

COUNTRY

Indonesia



INFORMATION

Homepage

How to publish in this journal

ijee@iaesjournal.com

COVERAGE

2014-2020

ISSN

20888708

PUBLICATION TYPE

Journals

SCOPE

International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) is the official publication of the Institute of Advanced Engineering and Science (IAES). The journal is open to submission from scholars and experts in the wide areas of electrical, electronics, instrumentation, control, telecommunication and computer engineering from the global world. The journal publishes original papers in the field of electrical, computer and informatics engineering which covers, but not limited to, the following scope: -Electronics: Electronic Materials, Microelectronic System, Design and Implementation of Application Specific Integrated Circuits (ASIC), VLSI Design, System-on-a-Chip (SoC) and Electronic Instrumentation Using CAD Tools, digital signal & data Processing, . Biomedical Transducers and Instrumentation, Medical Imaging Equipment and Techniques, Biomedical imaging and Image Processing, Biomechanics and Rehabilitation Engineering, Biomaterials and Drug Delivery Systems; -Electrical: Electrical Engineering Materials, Electric Power Generation, Transmission and Distribution, Power Electronics, Power Quality, Power Economic, FACTS, Renewable Energy, Electric Traction, Electromagnetic Compatibility, High Voltage Insulation Technologies, High Voltage Apparatuses, Lightning Detection and Protection, Power System Analysis, SCADA, Electrical Measurements; -Telecommunication: Modulation and Signal Processing for Telecommunication, Information Theory and Coding, Antenna and Wave Propagation, Wireless and Mobile Communications, Radio Communication, Communication Electronics and Microwave, Radar Imaging, Distributed Platform, Communication Network and Systems, Telematics Services and Security Network; -Control[...] -Computer and Informatics[...]



Home > User > Author > Submissions > #23671 > Review

#23671 Review

SUMMARY REVIEW EDITING

Submission

Author: [Hong Quang Nguyen \(ID\)](#)
 Title: [A Sensless Approach For Tracking Control Problem of Tubular Linear Synchronous Motor](#)
 Section: [Automation, Instrumentation and Control Engineering](#)
 Editor: [Mond Ashraf Ahmad \(ID\) \(Review\)](#)
[Wudhichai Assawichainote \(ID\) \(Review\)](#)
[Ranjit Baral \(ID\) \(Review\)](#)
[Aucan Dikan \(ID\) \(Review\)](#)
[Valeri M. Kladarov \(ID\) \(Review\)](#)
[Omar Nasser \(ID\) \(Review\)](#)

Peer Review

Round 1

Review Version	03671-23202-REV02F 2020-07-16
Initiated	2020-07-17
Last modified	2020-08-18
Uploaded file	None

Editor Decision

Decision	Accept Submission 2020-09-08
Notify Editor	<input type="checkbox"/> Editor/Author Email Record for 2021-07-18
Editor Version	None
Author Version	03671-23202-REV02F 2020-08-01 <input type="button" value="DELETE"/>
Upload Author Version	<input type="button" value="Choose File"/> <input type="button" value="No file chosen"/> <input type="button" value="Upload"/>



SJR

0.277 0.839 2.7

http://www.ijaees.com/ ISSN: 2088-8703 e-ISSN: 2222-1572



International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJEECE)

HOME ABOUT USER HOME SEARCH CURRENT ARCHIVES ANNOUNCEMENTS

Home > User > Author > Submissions > #23671 > Summary

#23671 Summary

SUMMARY REVIEW EDITING

Submission

Author: Hong Quang Nguyen
 Title: A Senseless Approach for Tracking Control Problem of Tubular Linear Synchronous Motor
 Original file: 23671-44281-2-50-2020-07-16
 Submitted: NONE
 Date submitted: Hong Quang Nguyen [E]
 Section: Automation, Instrumentation and Control Engineering
 Editor: Noid Ashraf Ahmad [E] (Review)
 Editor: Abdulhadi Assanachakrate [E] (Review)
 Editor: Ruzit Barak [E] (Review)
 Editor: Auzeni Jidin [E] (Review)
 Editor: Valad M. Hladovny [E] (Review)
 Editor: Omar Naitor [E] (Review)

Author comments

Dear Editor,
 Please be kindly informed that we are submitting our paper entitled "A Senseless Approach for Tracking Control Problem of Tubular Linear Synchronous Motor" for possible publication in the International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJEECE, ISSN: 2088-8703).
 I confirm that the paper is containing original research and has not been submitted/published earlier in any journal and is not being considered for publication elsewhere.
 All authors have seen and approved the manuscript and have contributed significantly to the paper.
 Thank you for handling our paper.
 Yours sincerely,
 Nguyen Hong Quang

Status

Status: In Editing
 Created: 2020-06-28
 Last modified: 2020-06-28

Submission Metadata

USER

You are logged in as: **nhquang**

- My Profile
- Log Out

CITATION ANALYSIS

- Academia.edu
- Dimensions
- Google Scholar
- Microsoft Academic
- Scopus
- Scholar Metrics
- Scilit
- Scirate
- Scopus

QUICK LINKS

- Editorial Boards
- Abstracting and Indexing
- Open Access
- Journal Guide
- Online Submission
- Publication Ethics
- The Best Journal
- Contact Us

AUTHOR

Submissions

- Active (1)
- Archive (4)
- New Submission

JOURNAL CONTENT

Search

Search Scope

DELETE

Section Subject: [IJECE] Editor Decision "A Sensorless Approach for Tracking Control Problem of Tubular Linear Synchronous Motor"

The following message is being delivered on behalf of International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE).

- Paper ID#
- We will usually expect a minimum of 25 to 30 references
- primarily to recently journal articles
- IJECE Template: <http://iaescore.com/gfa/ijece.docx>
- Please attach your similarity report checking that the result is below 25%
- uses software such as iThenticate or Turnitin
- Paper will be re-schedule/cancel for publication, if the similarity index is more than 25%

Dear Prof/Dr/Mr/Mrs: Hong Quang Nguyen,

It is my great pleasure to inform you that your paper entitled "A Sensorless Approach for Tracking Control Problem of Tubular Linear Synchronous Motor" is ACCEPTED (conditional). Congratulations! Your paper will be published in the International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), a Scopus indexed journal, SNIP: 1.144; SJR: 0.368; CiteScore: 1.63; SJR & CiteScore Q2 on both of the (Electrical & Electronics Engineering) and (Computer Science) after fulfill all requirements for publication.

This journal is an OPEN ACCESS. So, Open access fee is paid by the authors, or on their behalf to support the cost of wide open access dissemination of research results, to pay deposit to CrossRef in order to each published articles has a Digital Object Identifier (DOI), to manage the various costs associated with handling and editing of the submitted manuscripts, and the Journal management and publication in general.

Each accepted paper will be charged (based on first author and first institution): USD 295 (~IDR 4750K)

This charge is for the first 8 pages, and if any published manuscript over 8 pages will incur extra charges USD50 (~800K) per page (<http://ijece.iaescore.com/index.php/IJECE/about/submissions#authorFees>)

The payment should be made by bank transfer (T/T):

Bank Account name (please be exact)/Beneficiary: TOLE SUTIKNO
Bank Name: Bank Negara Indonesia (BNI)
Branch Office: UGM Yogya, KCP SARJANA WIYATA
City: Yogyakarta
Country: Indonesia
Bank Account # : 0409076067
SWIFT Code: BNINIDJAXX
(as an alternative, you can pay by using PayPal to email: info@iaesjournal.com)



SJR

ISSN 2252-2778
ISSN 2252-2779
IMPACT 0.277
H-INDEX 0.833
SCOPUS 2.7

http://www.ijaeconline.com | ISSN 2252-2778 | ISSN 2252-2779



International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJEE)

HOME ABOUT USER HOME SEARCH CURRENT ARCHIVES ANNOUNCEMENTS

Home > User > Author > Submissions > 223671 > Editing

#223671 Editing

EDITING REVIEW EDITING

Submission

Authors
Title
Abstract

Hong Quang Nguyen
A Sincosine Approach for Tracking Control Problem of Tubular Linear Synchronous Motor
Automation, Instrumentation and Control Engineering

Editor

Mohd Asmi Ahmad
Rudhira Puspanthiraja
Rajit Baral
Arunabha Chakrabarti
Valeri N. Stolyarov
Smaranda

Copiediting

FILED INSTRUCTIONS

1 Initial Copyright

2 Author Copyright

3 Initial Copyright

Author Copyright

No file chosen

Upload

Copyright Comments

Author Comments

You are logged in as **ahquang**

- My Profile
- Log Out

CITATION ANALYSIS

- Academia.edu
- Dimensions
- Google Scholar
- Microsoft Academic
- Scimago
- Scribd
- Scopus

QUICK LINKS

- Editors, Boards
- Reviewers and Referees
- Index and Scope
- Author Guidelines
- Online Submission
- Publication Ethics
- The Best Journal
- Contact Us

AUTHOR

Submissions

- Active (1)
- Archive (1)
- New Submissions

International Journal of Electrical and Computer Engineering

Scopus coverage years: from 2014 to Present

Publisher: Institute of Advanced Engineering and Science (IAES)

E-ISSN: 2088-8708

Subject area: [Computer Science: General Computer Science](#) [Engineering: Electrical and Electronic Engineering](#)

Source type: Journal



Save to source list [Source Homepage](#)

CiteScore 2020

2.7

SJR 2020

0.277

SNIP 2020

0.833

CiteScore CiteScore rank & trend Scopus content coverage



Improved CiteScore methodology

CiteScore 2020 counts the citations received in 2017-2020 to articles, reviews, conference papers, book chapters and data papers published in 2017-2020, and divides this by the number of publications published in 2017-2020. [Learn more >](#)

CiteScore 2020

6,292 Citations 2017 - 2020

2.7 = $\frac{6,292 \text{ Citations } 2017 - 2020}{2,325 \text{ Documents } 2017 - 2020}$

Calculated on 24 Nov. 2021

CiteScore rank 2020

CiteScoreTracker 2021

5,805 Citations to date

2.4 = $\frac{5,805 \text{ Citations to date}}{2,381 \text{ Documents to date}}$

Last updated on 24 July, 2021 • Updated monthly

x

A Sensorless Approach for Tracking Control Problem of Tubular Linear Synchronous Motor

Nguyen Hong Quang¹, Nguyen Phung Quang², Nguyen Van Lanh³

¹Thai Nguyen University of Technology, 666, 3/2 Street, Tich Luong Ward, Thai Nguyen City 251750, Vietnam

²Hanoi University of Science and Technology, Dai Co. Viet Road, Hai Ba District, Hanoi 100000, Vietnam

³University of Technology Sydney, 15 Broadway, Ultimo NSW 2007, Australia

Article Info

Article history:

Received , 202x

Revised , 202x

Accepted , 202x

Keywords:

Observer-based Control
Tubular Linear Synchronous
Motor
Sensorless control

ABSTRACT

As well-known, linear motors are widely applied to various industrial applications due to their abilities in providing directly straight movement without auxiliary mechanical transmissions. This paper addresses the sensorless control problem of tubular linear synchronous motors, which belong to a family of permanent magnet linear motor. To be specific, a novel velocity observer is proposed to deal with an unmeasurable velocity problem, and asymptotic convergence of the observer error is ensured. Unlike other studies on sensorless control methods for linear motors, our proposed observer is designed by regrading unknown disturbance load in the tracking control problem whereas considering theoretical demonstrations. By adjusting controller parameters properly, the position and velocity tracking error converge in arbitrary small values. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified in two illustrative examples.

This is an open access article under the [CC BY-SA](#) license.



Corresponding Author:

Nguyen Hong Quang,
Thai Nguyen University of Technology,
666, 3/2 Street, Tich Luong Ward, Thai Nguyen City 251750, Vietnam.
Email: quang.nguyenhong@tnut.edu.vn

1. INTRODUCTION

During the past few years, tubular linear synchronous motors (TLSM) have been intensively applied to various applications including robotics, transportation, and vehicle systems because of the absence of mechanical reduction and transmission devices (gears, lead screws, etc.) permits to obtain higher precision and reduced dimensions in comparison with rotary motors. Recently, the merits of using TLSM have been pointed out by [1–3], which can be listed as low cost, the durable structure, reliable operation. In addition, there has been a large number of researches devoted to applications of TLSM such as active vehicle suspension[4], the planar magnet array [5], jetting dispenser [6], and two-dimensional nanopositioning [7]. More recently, the progress of modern control engineering has been toward the tracking problem of TLSM, which can be noted as thrust optimization [8], model predictive control [9, 10] and fuzzy control [11, 12].

Tubular linear synchronous motors whose structure (see Fig. 1) contains a tube (slider) with mounted drive magnets, and three phases winding in stator placed differently 120° of electrical angle. Without auxiliary reducer or transmission, TLSM is capable of operating effectively by eliminating mechanical hysteresis. That however also rises the sensitiveness on the movement of slider due to frictional force, load variation, and non-sinusoidal flux. These unexpected forces shrink performance of the motion system both the transversal and in the longitudinal direction. In recent years, there has been a majority of works devoted to improving the position

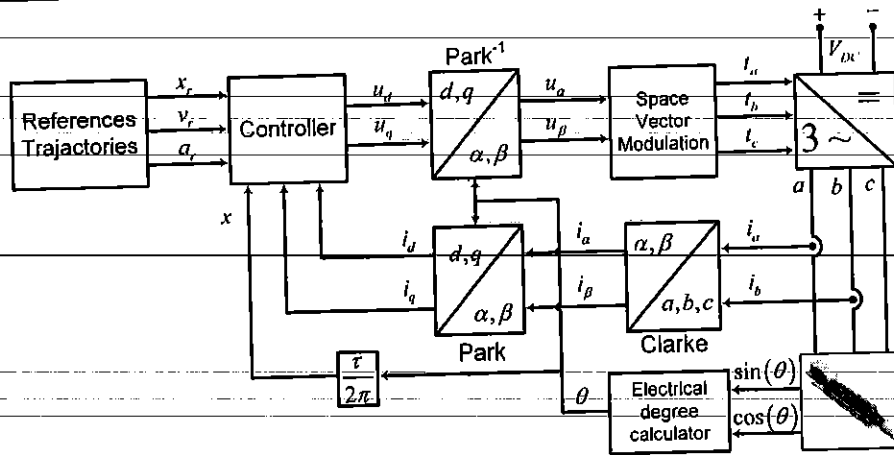


Figure 2. Typical field-oriented control (FOC) diagram of TLMS.

The organization of this paper includes 5 parts as follows. The next presents a dynamic model of the TLMS in $d-q$ axis and shows the main problems in sensorless control of TLMS. In section 3, a unique velocity observer is introduced, and asymptotic convergence of observer errors are proofed. After that, in section 4 the position-velocity tracking control system for TLMS is proposed. Later, the verification of whole system is demonstrated by simulation results in section 5. Finally, conclusions are summed up in section 6.

2. PROBLEM STATEMENT

As aforementioned, the TLMS has three separated windings a, b, c which contain three AC currents as follow

$$i_a(t) = I \sin(\omega t), \quad i_b(t) = I \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right), \quad i_c(t) = I \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right),$$

where ω is electrical velocity of the motor. Notice that the electrical angular position of TLMS can be expressed with respect to primary position as

$$\theta(t) = \frac{\pi}{\tau} x(t), \quad \omega(t) = \frac{\pi}{\tau} v(t). \tag{1}$$

By using Clarke and Park transform combine with (1), the dynamic model of tubular linear motor is expressed in $d-q$ as following.

$$\frac{dx}{dt} = v(t), \tag{2}$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{3\pi\psi_p}{m\tau} i_q(t) - \frac{1}{m} f_e(t) - \frac{1}{m} f_m(t), \tag{3}$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_d(t) + \left(\frac{2\pi}{\tau} v(t)\right) i_q(t) + \frac{1}{L} u_d(t), \tag{4}$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_q(t) - \left(\frac{2\pi}{\tau} v(t)\right) i_d(t) - \left(\frac{2\pi}{\tau} v(t)\right) \frac{\psi_p}{L} + \frac{1}{L} u_q(t), \tag{5}$$

where $i_d(t), i_q(t)$ are the stator current projected in d, q axis; the linear velocity and position of rotor is denoted as $v(t), x(t)$; ψ_p is the flux of the permanent magnet; R_s, L stand for, respectively, stator's resistance and inductance; m, τ represent for the slider's mass and pole step length. The inputs voltage of system in $d-q$ axis are denoted as $u_d(t)$ and $u_q(t)$. The disturbance consists two factor, the first one is the disturbance load $f_e(t)$, the other one is the force generate by inductance fluctuation [24] combines with the detent force [28] which is represented as $f_m(t)$.

To be specific, the reference position and velocity of the TLSM are denoted as $x_r(t)$, $v_r(t)$. The goal of this research is to control both position and velocity of the TLSM, by which the actual position and velocity follow the desired trajectory, $x_r(t)$ and $v_r(t)$, with desired small errors and robust against the load variations. In fact, rotation motors can be easily setup velocity measurements by attaching an encoder or resolver, that of linear motors however is challenging due to mount, high cost and sensitive with external factor like humidity, temperature, vibration. To alleviate these concerns, a novel observer is designed to estimate the velocity from available data of the position and current sensor. In addition to concern reluctance effects and force ripple reduction, $i_d(t)$ should be regulated to the reference $i_{d^*}(t) = 0$.

3. VELOCITY OBSERVER DESIGN

Shortly, let us define $f_d(t)$ as the sum of disturbance i.e $f_d(t) = \frac{1}{m}f_\ell(t) + \frac{1}{m}f_m(t)$. Furthermore, the disturbance is assumed to be bounded such that

$$|f_d(t)| \leq F_m, |\dot{f}_d(t)| \leq dF_m, \quad (6)$$

where F_m and dF_m are given positive constants. The following observer plays a key role in the derivation of our approach

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \hat{v}(t) + \rho_x(x(t) - \hat{x}(t)), \\ \dot{\hat{v}}(t) = \frac{3\pi\psi_p}{m\tau}i_q(t) + \rho_v(x(t) - \hat{x}(t)) + \gamma\text{sign}(x(t) - \hat{x}(t)), \end{cases} \quad (7)$$

in which ρ_x, ρ_v, γ are real positive constants, and $\hat{x}(0) = x(0)$. Let $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$, $\tilde{v}(t) = v(t) - \hat{v}(t)$, then the observer errors dynamics can be obtained by the help of (2), (3) and (7) as following

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = -\rho_x\tilde{x}(t) + \tilde{v}(t), \\ \dot{\tilde{v}}(t) = -\rho_v\tilde{x}(t) - \gamma\text{sign}(\tilde{x}(t)) - f_d(t). \end{cases} \quad (8)$$

The following theorem provides a choice of observer parameters ρ_x, ρ_v, γ by which the observer (8) are well-posed.

Theorem 1 For proper positive constants $\alpha > 0$, let ρ_x, ρ_v, γ satisfying

$$\begin{bmatrix} \rho_x\rho_v & 0 \\ 0 & \rho_x \end{bmatrix} \geq 2\alpha \begin{bmatrix} \rho_v + \frac{1}{2}\rho_x^2 & \frac{1}{2}\rho_x \\ \frac{1}{2}\rho_x & 1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\frac{\gamma\rho_x}{2} - \frac{\rho_x F_m}{2} - dF_m \geq 2\alpha(\gamma + F_m), \quad (10)$$

the system (8) is exponentially stable. Moreover, there exist $c_1, c_2 > 0$ such that

$$|\tilde{x}(t)| < c_1 e^{-\alpha t}, \quad |-\rho_x\tilde{x}(t) + \tilde{v}(t)| < c_2 e^{-\alpha t}.$$

Proof of Theorem 1: Denoting $\zeta_1(t) = \tilde{x}(t)$, $\zeta_2(t) = -\rho_x\tilde{x}(t) + \tilde{v}(t)$ and $\zeta(t) = [\zeta_1(t), \zeta_2(t)]^T$, then (8) can be rewritten as

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_1(t) &= \zeta_2(t), \\ \dot{\zeta}_2(t) &= -\rho_x\tilde{x}(t) + \dot{\tilde{v}}(t) \\ &= -\rho_x\zeta_2(t) - \rho_v\zeta_1(t) - \gamma\text{sign}(\zeta_1(t)) - f_d(t). \end{aligned} \quad (11)$$

Examine the function as follows

$$V_1(t, \zeta(t)) = \frac{1}{2}\zeta_2^2(t) + \left(\frac{\rho_v}{2} + \frac{\rho_x^2}{4}\right)\zeta_1^2(t) + \gamma|\zeta_1(t)| + f_d(t)\zeta_1(t) + \frac{\rho_x}{2}\zeta_1(t)\zeta_2(t). \quad (12)$$

And recalling that $\gamma > F_m$, we have $\gamma|\zeta_1(t)| > |f_d(t)\zeta_1(t)|$. Then, $V_1(t, \zeta(t))$ is a positive real function, furthermore it has $V_1(t, 0) = 0$, $V_1(t, \zeta(t)) > 0 \forall \zeta(t) \neq 0$, and $V_1(t, \zeta(t)) \rightarrow \infty$ as $\|\zeta(t)\| \rightarrow \infty$. According

to solution of (11), let us take the time derivative of (12) as following

$$\begin{aligned}\dot{V}_1(t, \zeta(t)) &= \zeta_2(t)\dot{\zeta}_2(t) + \left(\rho_v + \frac{\rho_x^2}{2}\right)\zeta_1(t)\zeta_2(t) + \gamma\zeta_2(t)\text{sign}(\zeta_1(t)) + f_d(t)\zeta_2(t) \\ &\quad + \dot{f}_d(t)\zeta_1(t) + \frac{\rho_x}{2}\zeta_2^2(t) + \frac{\rho_x}{2}\zeta_1(t)\dot{\zeta}_2(t) \\ &= -\frac{\rho_x}{2}\zeta_2^2(t) + \dot{f}_d(t)\zeta_1(t) + \frac{\rho_x}{2}\zeta_1(t)(-\rho_v\zeta_1(t) - \gamma\text{sign}(\zeta_1(t)) - f_d(t)) \\ &= -\frac{\rho_x}{2}\zeta_2^2(t) - \frac{\rho_x\rho_v}{2}\zeta_1^2(t) + \zeta_1(t)\left(-\frac{\gamma\rho_x}{2}\text{sign}(\zeta_1(t)) - \frac{\rho_x}{2}f_d(t) + \dot{f}_d(t)\right).\end{aligned}\quad (13)$$

Using γ in Theorem 1, it is worth mentioning that

$$\frac{\gamma\rho_x}{2} > \left| -\frac{\rho_x}{2}f_d(t) + \dot{f}_d(t) \right|. \quad (14)$$

In the light of (14), (13) results in

$$\dot{V}_1(t, \zeta(t)) \leq -\frac{\rho_x}{2}\zeta_2^2(t) - \frac{\rho_x\rho_v}{2}\zeta_1^2(t) - \left(\frac{\gamma\rho_x}{2} - \frac{\rho_x F_m}{2} - dF_m\right)|\zeta_1(t)|. \quad (15)$$

From (10), (15) is ensured by

$$V_1(t, \zeta(t)) \leq \frac{1}{2}\zeta^T(t) \begin{bmatrix} \rho_v + \frac{1}{2}\rho_x^2 & \frac{1}{2}\rho_x \\ \frac{1}{2}\rho_x & 1 \end{bmatrix} \zeta(t) + (\gamma + F_m)|\zeta_1(t)|.$$

By recalling conditions (9) and (10), it leads to $\dot{V}_1(t, \zeta(t)) \leq -2\alpha V_1(t, \zeta(t))$. Then, using comparison lemma in [29, Lemma 3.4] and the initial condition $\tilde{x}(0) = \zeta_1(0) = 0$, we have that

$$V_1(t, \zeta(t)) \leq V_1(0, \zeta(0))e^{-2\alpha t} = \frac{1}{2}\tilde{v}^2(0)e^{-2\alpha t}.$$

Accordingly, $\zeta_1(t)$ and $\zeta_2(t)$ exponentially converge. Then, exist $c_1, c_2 > 0$ such that $\zeta_1^2(t) < c_1^2 V_1(t, \zeta(t))$, $\zeta_2^2(t) < c_2^2 V_1(t, \zeta(t))$. Obviously, the theorem 1 is proved.

Remark 1 With the assumption of no load disturbance ($f_d(t) \equiv 0$), the switching term in (7) is no longer needed. By excluding the switching term, the proposed observer be become the high-gain observer as in [30]. Hence, the observer (7) can be seen as an improvement for high-gain observer that address to handle the impact of disturbance.

4. CONTROLLER DESIGN

Using a cascade control strategy, we separate the TLSM system as presented in (2)-(5) into two subsystems which are position-velocity (outer subsystem) and current subsystem (inner subsystem). It should be noted that the time response of inner subsystem is much faster than that of the outer subsystem. The two control loops are present as follows.

4.1. Velocity-position controller

For simplicity sake, The desired velocity and acceleration is respectively denoted as $v_r(t) = \dot{x}_r(t)$, $a_r(t) = \dot{v}_r(t)$. Further, we define these following symbols

$$\begin{aligned}\sigma &= \frac{3\pi\psi}{n\tau}, \quad e_x(t) = x(t) - x_r(t), \\ e_v(t) &= v(t) - v_r(t), \quad \hat{e}_v(t) = \hat{v}(t) - v_r(t),\end{aligned}\quad (16)$$

And follow the position-velocity subsystem in (2)-(3) becomes

$$\begin{aligned}\dot{e}_x(t) &= e_v(t), \\ \dot{e}_v(t) &= \sigma i_q^* - a_r(t) - f_d(t),\end{aligned}\quad (17)$$

In which i_q^* stands for the reference quadrature current which is assigned to inner control loop. Apply the assumption that $i_q(t)$ simultaneously track i_q^* . Then, replaced i_q with $i_q^*(t)$ in (17). The controller-for-outer loop is provided as

Theorem 2 Consider

$$i_q^* = \frac{1}{\sigma} (a_r(t) - k_x e_x(t) - k_v \hat{e}_v(t)), \quad (18)$$

If $k_x, k_v \in \mathbb{R}_{++}$ are large enough constants, then, the outer loop (17) is stable, and $e_x(t), e_v(t)$ converge to arbitrary small values.

Proof of Theorem 2: Using notations in (16), it lead to $\hat{e}_v(t) = e_v(t) - \tilde{v}(t)$. Then, (17) can be rewritten as

$$\begin{aligned} \dot{e}_x(t) &= e_v(t), \\ \dot{e}_v(t) &= -k_x e_x(t) - k_v e_v(t) + k_v \tilde{v}(t) - f_d(t). \end{aligned} \quad (19)$$

On studying the control performance and stability of the closed loop system, a Lyapunov candidate function is applied as following

$$V_2(t) = \frac{1}{2} (k_x + k_v) e_x^2(t) + \frac{1}{2} e_v^2(t) + e_x(t) e_v(t) + \dot{V}_1(t).$$

By using (19), it establishes that

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(t) &= (k_x + k_v) e_x(t) e_v(t) + e_v(t) \dot{e}_v(t) + e_x^2(t) + e_x(t) \dot{e}_v(t) + \dot{V}_1(t) \\ &= -k_x e_x^2(t) - (k_v - 1) e_v^2(t) + k_v \tilde{v}(t) (e_x(t) + e_v(t)) - f_d(t) (e_x(t) + e_v(t)) + \dot{V}_1(t). \end{aligned} \quad (20)$$

From (15), it is clear that $\dot{V}_1(t) \leq -\frac{\rho_x}{8} (\rho_x \zeta_1(t) + \zeta_2(t))^2 = -\frac{\rho_x}{8} \tilde{v}^2(t)$. By applying the inequalities as follows

$$\begin{aligned} |\tilde{v}(t) (e_x(t) + e_v(t))| &\leq \epsilon_x e_x^2(t) + \epsilon_v e_v^2(t) + \left(\frac{1}{4\epsilon_x} + \frac{1}{4\epsilon_v} \right) \tilde{v}^2(t), \\ |f_d(t) (e_x(t) + e_v(t))| &\leq \frac{F_m^2}{2\epsilon_f} + \epsilon_f (e_x^2(t) + e_v^2(t)), \end{aligned}$$

where $\epsilon_x, \epsilon_v, \epsilon_f > 0$, from (20) we obtain that

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(t) &\leq - (k_x - \epsilon_x - \epsilon_f) e_x^2(t) - (k_v - \epsilon_v - \epsilon_f - 1) e_v^2(t) \\ &\quad - \left(\frac{\rho_x}{8} - \frac{1}{4\epsilon_x} - \frac{1}{4\epsilon_v} \right) \tilde{v}^2(t) + \frac{F_m^2}{2\epsilon_f}. \end{aligned} \quad (21)$$

Accordingly, by choosing

$$\begin{aligned} k_x - \epsilon_x - \epsilon_f &= 1, \\ k_v - \epsilon_v - \epsilon_f - 1 &= 1, \\ 2\rho_x - \epsilon_x^{-1} - \epsilon_v^{-1} &> 0. \end{aligned} \quad (22)$$

Then $\dot{V}_2(t) < 0$ for all $(e_v(t), e_x(t)) \notin \mathcal{E}$ where

$$\mathcal{E} \triangleq \left\{ (e_x, e_v) \in \mathbb{R}^2 : e_x^2 + e_v^2 \leq \frac{F_m^2}{2\epsilon_f} \right\}. \quad (23)$$

It implies that the tracking errors $(e_v(t), e_x(t))$ enter \mathcal{E} in finite time due to $\dot{V}_2(t) < 0$. By choosing ϵ_f large enough, the tracking errors can converges to arbitrary small values. Intuitively, the Theorem 2 is proved.

4.2. Current controller

From the fact that dynamics of the current loop is always much faster than that of outer loop, the reference i_q^* can be assumed to be unvarying in inner-loop control process. Additionally, the inconstancy in inductance cause by end-effect phenomenon can be neglected. Continuously, the following notations are provided

$$e_{i_q}(t) = i_q(t) - i_q^*, \quad e_{i_d}(t) = i_d(t) - i_d^*.$$

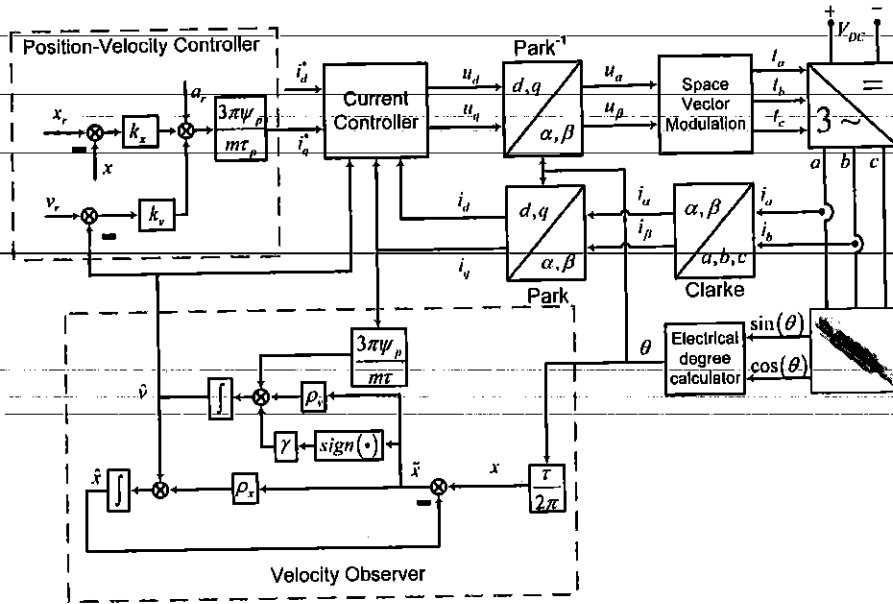


Figure 3. The proposed control diagram for the TLISM.

In what follows, let us establish a modified PI controller which cooperates with the velocity observer in Section 3. The current loop can be consider as two parallel current system and therefore can be controlled by two PI-like controller as follows

$$u_d(t) = R_s i_d^* - k_d e_{id}(t) - k_{id} \int_0^t e_{id}(\xi) d\xi - \frac{2\pi L}{\tau} i_q(t) \hat{v}(t), \tag{24}$$

$$u_q(t) = R_s i_q^* - k_q e_{iq}(t) - k_{iq} \int_0^t e_{iq}(\xi) d\xi + \left(\frac{2\pi L}{\tau} i_d(t) + \frac{2\pi \psi_p}{\tau} \right) \hat{v}(t). \tag{25}$$

In which k_d, K_p, k_{id}, k_{iq} are positive constants. From that, the inner closed-loop is derived

$$\dot{e}_{id}(t) = - \frac{k_d + R_s}{L} e_{id}(t) - \frac{k_{id}}{L} \int_0^t e_{id}(\xi) d\xi + \frac{2\pi}{\tau} i_q(t) \tilde{v}(t), \tag{26}$$

$$\dot{e}_{iq}(t) = - \frac{k_q + R_s}{L} e_{iq}(t) - \frac{k_{iq}}{L} \int_0^t e_{iq}(\xi) d\xi - \left(\frac{2\pi}{\tau} i_d(t) + \frac{2\pi \psi_p}{\tau L} \right) \tilde{v}(t). \tag{27}$$

Using the same method which presented in subsection 4.1, by applying the Lyapunov candidate function as follows

$$V_I(t) = V_1(t) + \frac{1}{2} e_{id}^2(t) + \frac{1}{2} e_{iq}^2(t) + \frac{k_{id}}{2L} \left(\int_0^t e_{id}(\xi) d\xi \right)^2 + \frac{k_{iq}}{2L} \left(\int_0^t e_{iq}(\xi) d\xi \right)^2. \tag{28}$$

It is clear that the tracking errors of both quadrature and direct current converge to zero. In concluded, the control scheme whole system is describe in Fig. (3).

5. SIMULATION RESULT AND ANALYSIS

TLISM is used in this simulation has the parameters as follow: $R_s = 10.3(Ohm)$; $m = 0.171(kg)$; $L = 1.4(mH)$; $n_p = 1$; $\tau = 10(mrn)$; $\psi_p = 0.035(Wb)$. This motor is mounted a position sensor in which output data are $\sin(\theta)$ and $\cos(\theta)$. The control performances of the sensorless approach are verified by two difference simulation scenarios. On one hand, the first scenario verifies the effectiveness of the control system in the case of no measurement noise affect the TLISM. In the other hand, the other test is done with the impact of measurement noise to the position feedback signal. In both scenarios, the using controller, observer and disturbance load are the same.

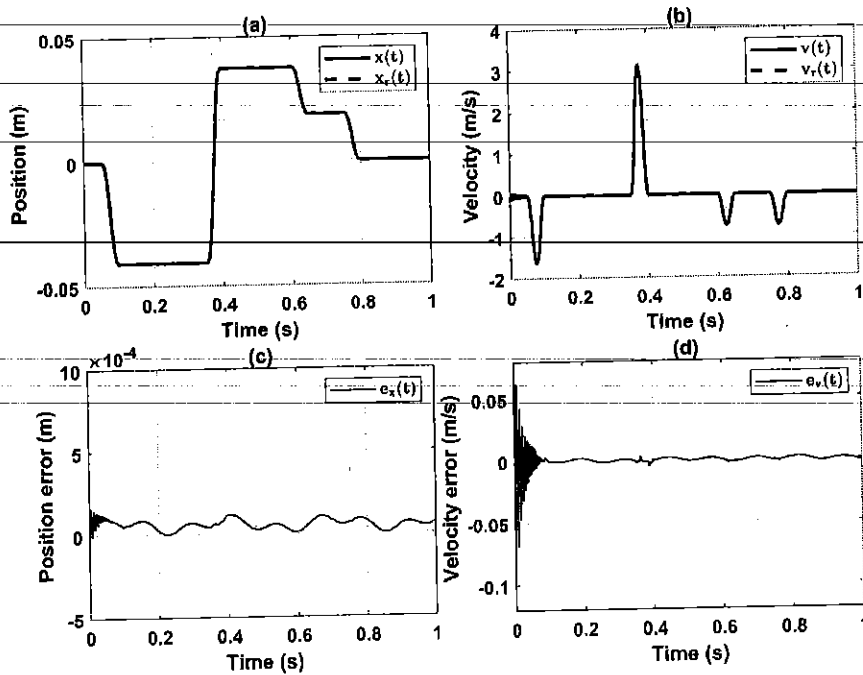


Figure 4. Position and velocity behavior of the TLSM.

The simulation of the observer based control for TLSM is ran on MATLAB/Simulink with the chosen sampling time is $10^{-5}(s)$. The load's disturbance applied to TLSM given by: $f_t(t) = 3 + \frac{16}{\pi} \sin(20t) + \frac{16}{3\pi} \sin(60t) + \frac{16}{5\pi} \sin(100t)$. It is worth mentioning that, in practical case, $f_m(t)$ is very small in compare with $f_t(t)$. Therefore, we take $F_m = 60, dF_m = 2000$. From (9), (10); observer's parameters (7) are given by $\rho_x = 10^3, \rho_v = 2.10^4, \gamma = 100, \alpha = 30$. Following (22), the parameters of controller block are chosen as $K_p = 10^5, k_v = 2.10^3, k_d = K_p = 10, k_{id} = k_{iq} = 10^4$.

5.1. None measurement noise case

As mention above, the feedback position from sensor is assumed perfectly accurate, the initial errors of observed position and velocity are chosen as $\tilde{x}(0) = 0, \tilde{v}(0) = 0.1$. As illustrated in Fig. 4, the actual position and actual velocity of TLSM follow the desired trajectories. Also, there are variations in tracking errors in Fig. 4-(c),(d) during the response period of the observer. The TLSM is affected by the disturbance load as in Fig. 5-(d), although, the error still converges to zero in less than 0.1s (Fig. 5-(c)). During this interval, the motor stay still, which is the advantage of propose velocity observer compare with the other EMF-based techniques. Accordingly, Theorem 1 is verified. Furthermore, under the disturbance load, the position tracking is still maintained. Fig. 5-(c) depicts that the actual quadrature current $i_q(t)$ follows the desired signal i_q^* . With the high precision tracking and quick response time, the simulated results confirm the performance of the propose control system for TLSM.

5.2. Presence of measurement noise case

In this case, opposition from the first case, The data from position sensor is assumed to contain measurement noise as follows

$$x_{meas}(t) = x(t) + n(t), \quad (29)$$

in which $x_{meas}(t)$ denotes the measured signal from the position sensor, and $n(t)$ is a noise measurement which is normally modelled by a white process. Difference from the first case, the initial error of observed position is not equal to zero due to the measurement noise. Therefore, the initial errors of observed position and velocity are chosen as $\tilde{x}(0) = 5.10^{-3}, \tilde{v}(0) = 0.1$. As illustrated in Fig. 7-(c),(d), the errors between actual and observed values converge in approximately 0.1s and no greater than $0.05(m/s)$ with velocity and $0.002(m)$

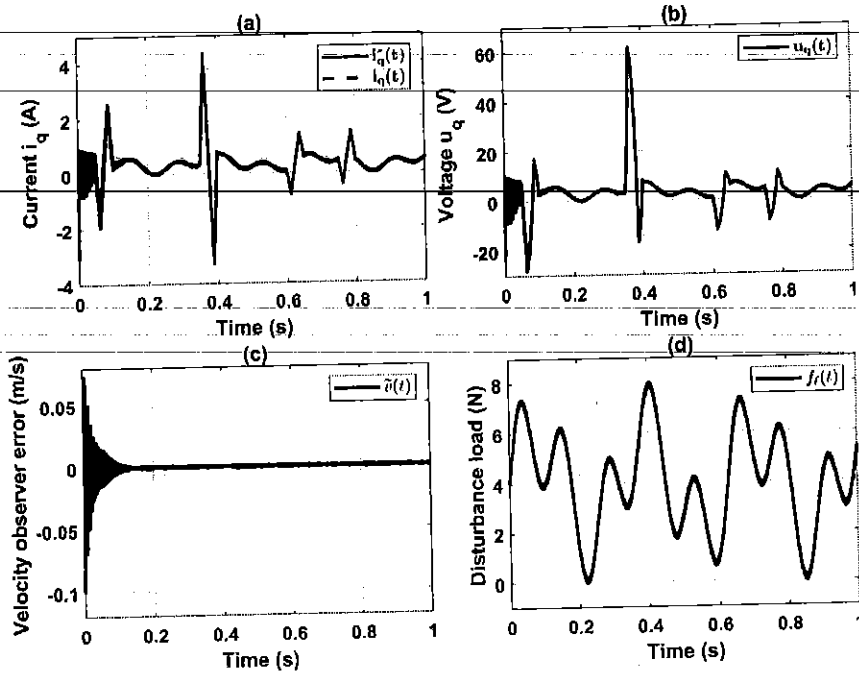


Figure 5. Time response of the TLSM without measurement noise.

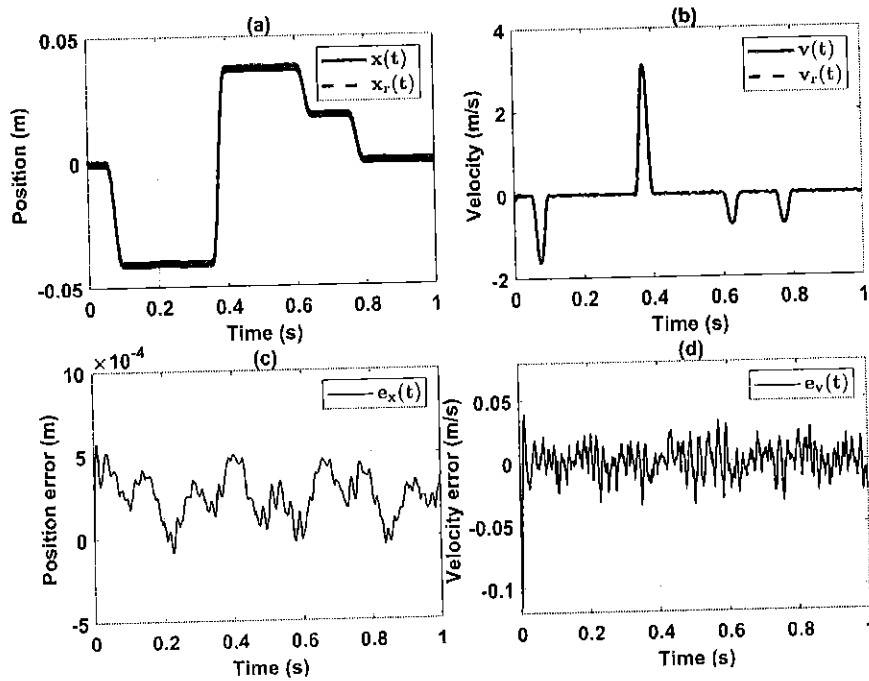


Figure 6. Position and velocity behavior of the TLSM under noise measurement.

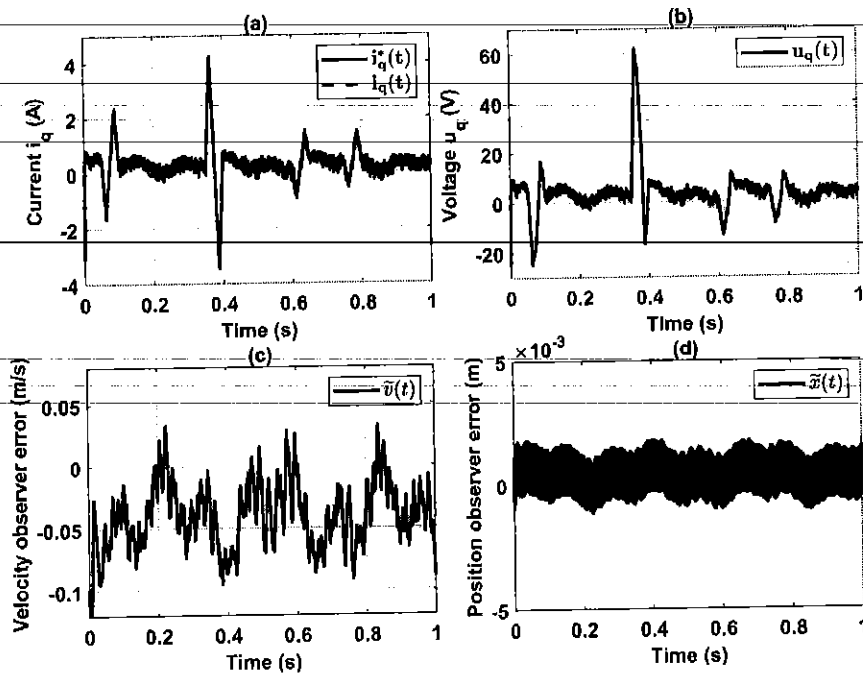


Figure 7. Time response of the TLSM under measurement noise.

with position errors. With the measurement signal as depicted in Fig. 6–(a), the widely used method which consist low-pass filter combine with derivatives can not obtain the accurate velocity. Overall, the proposed controller still outweigh in position tracking control, as depicted in Fig. 6–(c),(d).

Remark 2 Under the impact of measurement noise $n(t)$, the traditional method [31] which obtain the velocity via a differential calculation of measured position can not estimate the actual velocity. It should be noted that employing low-pass filters on measured signal seems to be ineffective because the measurement noise often is not considered a deterministic signal. Additionally, the use of Kalman filter [32, 33] in this case possibly results in the large velocity estimation error due to the effects of unknown disturbance load in velocity dynamics. Further, at low speed or stopping operation, the value of EMF could be unreliable or vanish, the EMF approach [19, 24] leads to the difficult and inaccurate velocity estimation. From the above analyses of previous approaches, the proposed method shows advantages in the velocity estimation in the occurrence of measurement noise $n(t)$.

6. CONCLUSION

This note has provided a novel technical solution for the sensorless tracking control problem of TLSM under the lack of velocity sensors and unknown disturbance loads. The main contributions of our method have based on the proposed velocity-observer, which ensures asymptotic the convergence of observer errors. By cooperating with the observer, the position-velocity tracking controller and current controllers have been constructed by using Lyapunov direct method. These controllers have ensured that the position and velocity error converges to arbitrarily small values by choosing properly control parameters. In later work, the current sensorless control will be taken into account with no further sensor requirement in control TLSM.

ACKNOWLEDGEMENT

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

REFERENCES

- [1] J. F. Gieras, Z. J. Piech, and B. Tomczuk, *Linear synchronous motors: transportation and automation systems*. CRC press, 2018.
- [2] I. Boldea, *Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook*. CRC press, 2017.
- [3] D. Naso, F. Cupertino, and B. Turchiano, "Precise position control of tubular linear motors with neural networks and composite learning," *Control Engineering Practice*, vol. 18, no. 5, pp. 515–522, 2010.
- [4] J. Wang, W. Wang, and K. Atallah, "Kalman filter based sensorless control of a tubular permanent magnet machine for active vehicle suspension," 2010.
- [5] A. Maruo, H. Igarashi, H. Oshima, and S. Shimokawa, "Optimization of planar magnet array using digital annealer," *IEEE Transactions on Magnetics*, 2020.
- [6] M.-S. Tran and S.-J. Hwang, "Design and experiment of a moving magnet actuator based jetting dispenser," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 14, p. 2911, 2019.
- [7] D. Pérez, L. Candela, M. Torralba Gracia, J. A. Albajez García, and J. A. Yagüe Fabra, "One-dimensional control system for a linear motor of a two-dimensional nanopositioning stage using commercial control hardware," *Micromachines*, vol. 9, no. 9, p. 421, 2018.
- [8] T. Ji, X. Huang, and W. Zhou, "Thrust optimization of double primary tubular linear synchronous motor based on neural network surrogate model," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [9] N. H. Quang, N. P. Quang, N. N. Hien, and N. T. Binh, "Min max model predictive control for polysolenoid linear motor," *Int J Pow Elec & Dri Syst ISSN*, vol. 2088, no. 8694, p. 1667, 2018.
- [10] H. Q. Nguyen, P. Q. Nguyen, D. P. Nam, and T. B. Nguyen, "Multi parametric model predictive control based on laguerre model for permanent magnet linear synchronous motors," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 9, no. 2, p. 1067, 2019.
- [11] D. Xu, J. Huang, X. Su, and P. Shi, "Adaptive command-filtered fuzzy backstepping control for linear induction motor with unknown end effect," *Information Sciences*, vol. 477, pp. 118–131, 2019.
- [12] M. K. Bani Melhem, M. Simic, C. Y. Lai, Y. Feng, and S. Ding, "Fuzzy control of the dual-stage feeding system consisting of a piezoelectric actuator and a linear motor for electrical discharge machining," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B: Journal of Engineering Manufacture*, vol. 234, no. 5, pp. 945–955, 2020.
- [13] N. Shieh, P. Tung, and C. Lin, "Robust output tracking control of a linear brushless dc motor with time-varying disturbances," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 149, no. 1, pp. 39–45, 2002.
- [14] H.-j. Song, L. Liu, M.-j. Cai, and N. Shao, "Backstepping sliding mode control for the displacement tracking of permanent magnet linear synchronous motor based on nonlinear disturbance observer," in *Proceedings of the 11th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC2019)*. Springer, 2020, pp. 373–382.
- [15] S. Nagai, T. Nozaki, and A. Kawamura, "Real-time sensorless estimation of position and force for solenoid actuators," *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 5, no. 2, pp. 32–38, 2016.
- [16] P. Sun, "Adaptive robust motion control of an ironless permanent magnet linear synchronous motor with dead-zone compensation," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [17] Z. Wang, C. Hu, Y. Zhu, S. He, K. Yang, and M. Zhang, "Neural network learning adaptive robust control of an industrial linear motor-driven stage with disturbance rejection ability," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 5, pp. 2172–2183, 2017.

- [18] F. Cupertino, P. Giangrande, G. Pellegrino, and L. Salvatore, "End effects in linear tubular motors and compensated position sensorless control based on pulsating voltage injection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 494–502, 2010.
- [19] H. A. Hussain and H. A. Toliyat, "Back-emf based sensorless vector control of tubular pm linear motors," in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2015, pp. 878–883.
- [20] P.-Q. Yu, Y.-H. Lu, Y. Wang, W.-M. Yang, and Z.-C. Chen, "Research on permanent magnet linear synchronous motor position sensorless control system," in *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao(Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering)*, vol. 27, no. 24, 2007, pp. 53–57.
- [21] F. Cupertino, G. Pellegrino, P. Giangrande, and L. Salvatore, "Sensorless position control of permanent-magnet motors with pulsating current injection and compensation of motor end effects," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1371–1379, 2011.
- [22] P. Giangrande, F. Cupertino, and G. Pellegrino, "Modelling of linear motor end-effects for saliency based sensorless control," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2010, pp. 3261–3268.
- [23] A. Accetta, M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "Neural sensorless control of linear induction motors by a full-order luenberger observer considering the end effects," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 1891–1904, 2013.
- [24] W. Zhao, S. Jiao, Q. Chen, D. Xu, and J. Ji, "Sensorless control of a linear permanent-magnet motor based on an improved disturbance observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9291–9300, 2018.
- [25] M. I. F. M. Hanif, M. H. Suid, and M. A. Ahmad, "A piecewise affine pi controller for buck converter generated dc motor," *Int J Pow Elec & Dri Syst*, vol. 10, no. 3, pp. 1419–1426, 2019.
- [26] F.-J. Lin and P.-H. Chou, "Adaptive control of two-axis motion control system using interval type-2 fuzzy neural network," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 178–193, 2008.
- [27] Y.-S. Kung, "Design and implementation of a high-performance pmlsm drives using dsp chip," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1341–1351, 2008.
- [28] K.-C. Lim, J.-K. Woo, G.-H. Kang, J.-P. Hong, and G.-T. Kim, "Detent force minimization techniques in permanent magnet linear synchronous motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 1157–1160, 2002.
- [29] H. K. Khalil and J. W. Grizzle, *Nonlinear systems*. Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2002, vol. 3.
- [30] A. Atassi and H. Khalil, "Separation results for the stabilization of nonlinear systems using different high-gain observer designs," *Systems & Control Letters*, vol. 39, no. 3, pp. 183–191, 2000.
- [31] N. P. Quang, J.-A. Dittrich *et al.*, *Vector control of three-phase AC machines*. Springer, 2008, vol. 2.
- [32] Y.-R. Chen, N. C. Cheung, and J. Wu, "Sensorless drive of permanent magnet linear motors using modified kalman filter," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*, vol. 4. IEEE, 2001, pp. 2009–2013.
- [33] A. Qiu, B. Wu, and H. Kojori, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended kalman filter," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2004 (IEEE Cat. No. 04CH37513)*, vol. 3. IEEE, 2004, pp. 1557–1562.

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) Social Sciences Education	Karadeniz Technical University	3



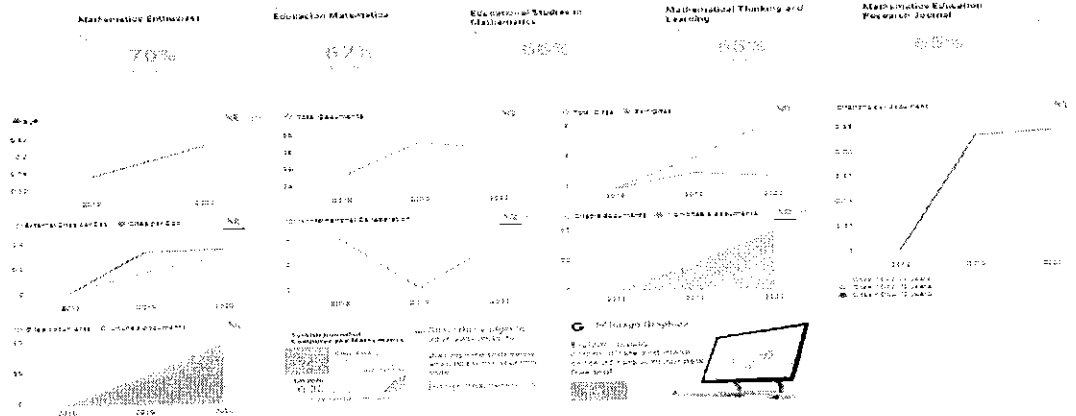
PUBLICATION TYPE	ISSN	COVERAGE
Journals	1309-4653	2018-2019

SCOPE
Information not localized

Join the conversation about this journal



REGIONAL JOURNALS



Controlling Permanent Magnet Polysolenoid Linear Motor Based On the Nature of Voltage Source Inverter

Part 1: Two-Phase Voltage Source Inverter in Polysolenoid Motor Control Structure

Nguyen Hong Quang¹, Nguyen Phung Quang² & Duong Quoc Tuan³

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

²Institute for Control Engineering and Automation, Hanoi University of Science and Technology, Viet Nam

Article History: Received: 11 January 2021; Revised: 12 February 2021; Accepted: 27 March 2021; Published online: 23 May 2021

Abstract: Linear motor produces direct linear motion without intermediate mechanisms. It is usually fed by solid-state power supply. In this paper, a two-level voltage source inverter is designed to supply the Polysolenoid linear motor. Hardware solution and control rules of set of solid-state switches are proposed in order to implement voltage vector modulation technique of the inverter. The results are necessary for closed loop control of Polysolenoid linear motor.

Key words: Linear Motor, Polysolenoid-Linear Motor, Permanent-Magnet-Linear-Synchronous Motors, SVM, FOC.

1. Introduction

Polysolenoid linear motor (PLM) is a type of tubular permanent magnet linear synchronous motors, its working principle is mentioned in [1-14]. PLM is widely used in industry [15-20], it plays an important role in applications of parallel robots. PLM structure is shown in Fig. 1.

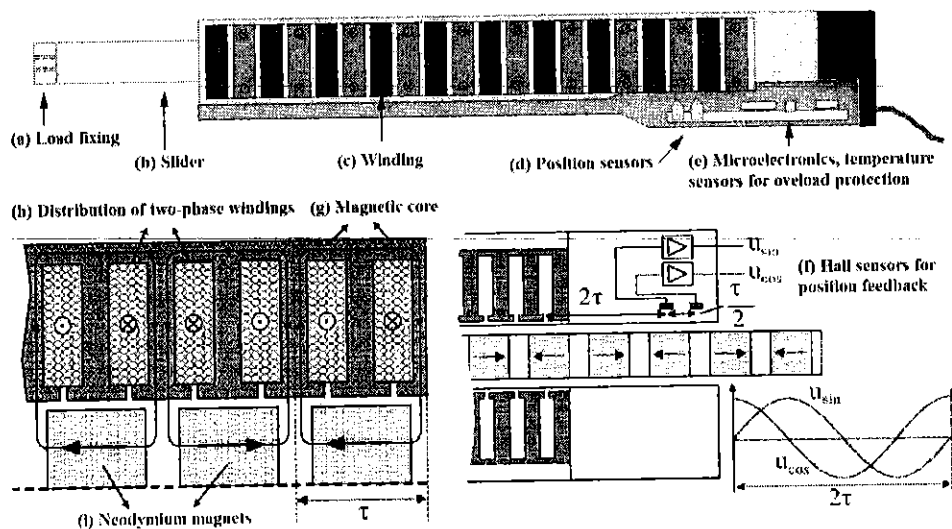


Figure 1: Polysolenoidlinear Motor [1-2].

The PLM analyzed here has a distinctive feature compared to the other types of linear motor that is 2-phase power supply. The motor stator consists of two windings and the windings are arranged so that the voltages of the two phases will differ by 90° electrical degrees. To implement closed-loop control technique based on FOC principle, the inverter used to power the motor will be different from the inverter used for three-phase motors. This is the content that is focused on clarifying in this study.

2. FOC-Based Closed-Loop Control of PLM

PLM has working principle inherited from the rotary motor, so most of the researches on this motor are derived from the content done for the rotary motor because of the similarity in structure of the two groups of motor. Similar to the control methods applied for rotary motors, there are two main directions in control methods for PLM, vector control principle and scalar control principle.

The studies applying the principle of scalar control are mentioned in [21-28]. These control methods aim at maintaining a constant flux in the air-gap to control torque, slip, etc. However, these methods encounter obstacles, when the load changes leading to the stator voltage drop due to the change of the stator current. Control methods based on the principle of scalar control have the advantage of being easy to apply to industrial

Controlling Permanent Magnet Polysolenoid Linear Motor Based On the Nature of Voltage Source Inverter

With the given hardware structure, analysis of the combination of switching rules of an inverter leg supplying a motor winding is implemented. The logical state of two points A and B (two ends of the motor winding) is defined as: 0, if the winding is connected to the negative potential, or as 1, if the winding is connected to the positive potential. Then, a single inverter with 2 legs of switching device can create $2^2=4$ logical states as illustrated in Fig. 4.

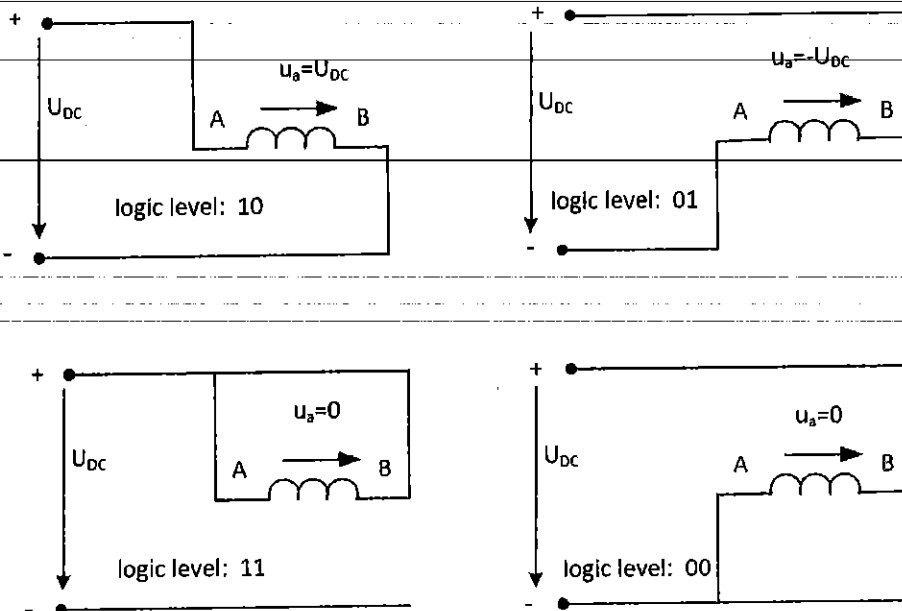


Figure 4: Logical States of a Motor Winding.

From analyzing the switching states for a winding, a set of switching states for both two windings is obtained. From the switching devices configuration, a finite set of switching states corresponding to the voltage value provided in Table 1.

Table 1: Switching State of the Converter

"1": On, "0": Off.						
Voltage Vector	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	u _a	u _b
	1	0	1	0	+U _{dc}	+U _{dc}
	1	0	0	1	+U _{dc}	-U _{dc}
	1	0	0	0	+U _{dc}	0
S ₁	1	0	1	1	+U _{dc}	0
	0	1	1	0	-U _{dc}	+U _{dc}
	0	1	0	1	-U _{dc}	-U _{dc}
S ₃	0	1	0	0	-U _{dc}	0
	0	1	1	1	-U _{dc}	0
S ₂	1	1	1	0	0	+U _{dc}
	1	1	0	1	0	-U _{dc}
S ₆	1	1	0	0	0	0
S ₅	1	1	1	1	0	0
	0	0	1	0	0	+U _{dc}
S ₄	0	0	0	1	0	-U _{dc}
S ₇	0	0	0	0	0	0
S ₈	0	0	1	1	0	0

To modulate stator voltage vector, 8 basic vectors highlighted in Table 1. are chosen and called standard vectors. In which, the vectors S₅, S₆, S₇, S₈ making the voltage vector zero are selected so that during the modulation the switches have an equal number of switching respectively between the quadrants in the modulation plane.

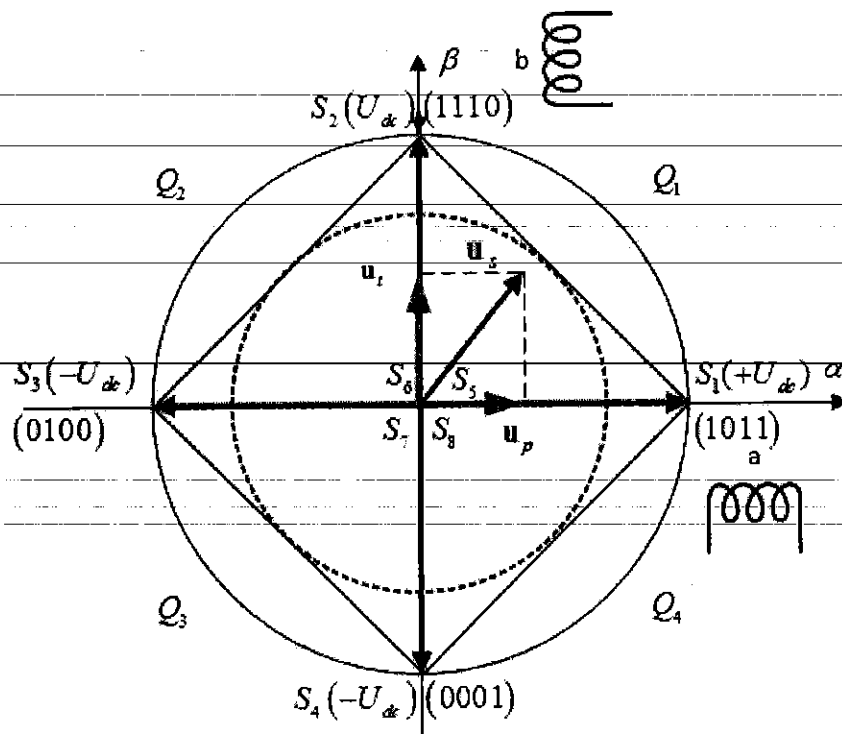


Figure 1: Modulation Plane in α, β Coordinates.

In order to form modulation region, the following formulas are used:

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_p + \mathbf{u}_l$$

$$\mathbf{u}_s \in Q_1 : |\mathbf{u}_p| = \frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; |\mathbf{u}_l| = \frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc}$$

$$\mathbf{u}_s \in Q_2 : |\mathbf{u}_p| = -\frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; |\mathbf{u}_l| = \frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc}$$

$$\mathbf{u}_s \in Q_3 : |\mathbf{u}_p| = -\frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; |\mathbf{u}_l| = -\frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc}$$

$$\mathbf{u}_s \in Q_4 : |\mathbf{u}_p| = \frac{T_p}{T_{pulse}} U_{dc}; |\mathbf{u}_l| = -\frac{T_l}{T_{pulse}} U_{dc}$$

$$T_p + T_l + T_{off} = T_{pulse}$$

Where: \mathbf{u}_s is voltage vector need to be modulated in $\alpha\beta$ coordinates; $\mathbf{u}_p, \mathbf{u}_l$ is the right and the left boundary vector of \mathbf{u}_s as Fig. 5; T_l, T_p : switching times of basic vectors corresponding to the quadrant Q_i containing \mathbf{u}_s . T_{pulse} is modulation period; T_{off} : switching times of vector zero corresponding to the quadrant Q_i containing \mathbf{u}_s . In the modulation plane in Fig. 5, switching device is considered ideal, switching time is zero. In fact, switching time must be taken into account and the condition that T_l, T_p, T_{off} are greater than switching time of switching device and processing time of microcontroller is added.

4. Conclusions

In this research, a configuration and switching rules to implement stator voltage vector modulation are proposed for PLM. In each quadrant from Q_1 to Q_4 , it is always possible to determine any voltage vector corresponding to the command signal, this will be done by modulating the right and left boundary vectors and the modulation of the zero vectors. The obtained results are an important basis in the design of closed-loop control for Polysolenoid motors based on FOC. With the specific characteristics of the power electronic converter, in the next studies, nonlinear control methods based on the continuous and discontinuous properties of the converter will be implemented and applied to permanent magnet PLM.

Acknowledgments

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

References

1. Ausderau, D. Polysolenoid-Linearantrieb Mit Genutetem Stator. Ph.D. Thesis, ETH Zurich, Zurich, Switzerland, 2004.
2. LinMot Company Home Page: Products, Linear Motors. Available online: <https://linmot.com/products/linear-motors/> (accessed on 1 March 2020)
3. Nguyen, Hong Quang. "Observer-Based Tracking Control for Polysolenoid Linear Motor with Unknown Disturbance Load." *Actuators*. Vol. 9. No. 1. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2020.
4. Quang, Nguyen Hong, et al. "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 (2019): 1067-1077.
5. Gieras, Jacek F., Zbigniew J. Piech, and Bronislaw Tomczuk. *Linear synchronous motors: transportation and automation systems*. CRC press, 2019.
6. Boldea, Ion. *Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook*. CRC press, 2013.
7. Nguyen, Quang H., et al. "Flatness based control structure for polysolenoid permanent stimulation linear motors." *SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering* 3.12 (2016): 31-37.
8. Quang, N. H. "Multi parametric programming based model predictive control for tracking control of polysolenoid linear motor." *Special issue on Measurement, Control and Automation* 19 (2017): 31-37.
9. Quang, Nguyen Hong, Nguyen Phung Quang, and Nguyen Nhu Hien. "On tracking control problem for polysolenoid motor model predictive approach." *International Journal of Electrical & Computer Engineering* (2088-8708) 10.1 (2020).
10. Nam, Dao Phuong, et al. "Multi parametric programming and exact linearization based model predictive control of a permanent magnet linear synchronous motor." *2017 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)*. IEEE, 2017.
11. Ty, Nguyen Trung, et al. "A Laguerre model-based model predictive control law for permanent magnet linear synchronous motor." *Information Systems Design and Intelligent Applications*. Springer, Singapore, 2018. 304-313.
12. Quang, Nguyen Hong, et al. "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 (2019): 1067-1077.
13. Nguyen, Hong Quang, et al. "Min max model predictive control for polysolenoid linear motor." *International Journal of Power Electronics and Drive Systems* 9.4 (2018): 1666.
14. Nguyen, Quang H., et al. "Design an exact linearization controller for permanent stimulation synchronous linear motor polysolenoid." *SSRG International Journal of Electrical and Electronics Engineering* 4.1 (2017): 7-12.
15. Alberto, José, Fernando JTE Ferreira, and Aníbal T. De Almeida. "Study and Design of a Small-Diameter Tubular Linear Motor for Biomedical Applications." *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2018.
16. Xue, Xiangdang, Ka Wai Eric Cheng, and Zhu Zhang. "Model, analysis, and application of tubular linear switched reluctance actuator for linear compressors." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.12 (2018): 9863-9872.
17. Meena, Balram, et al. "Development of Tubular Linear Induction Motor." *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*. IEEE, 2018.
18. Kumar, Arbind, and Chandrakant Supare. "Design, Analysis and Realization of Tubular Linear Induction Motor for Hammering Application." *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE, 2020.
19. Kano, Yoshiaki, and Kousuke Satou. "Design and Experimental Verification of a High Force Density Tubular Permanent Magnet Linear Motor for Aerospace Application." *SAE International Journal of Advances and Current Practices in Mobility* 2.2019-01-1911 (2019): 818-827.
20. Wu, Tao, et al. "Design and analysis of a new down-the-hole electromagnetic hammer driven by tube linear motor." *IET Electric Power Applications* 11.9 (2017): 1558-1565.
21. Cui, Leilei, Hongwei Zhang, and Di Jiang. "Research on High Efficiency V/f Control of Segment Winding Permanent Magnet Linear Synchronous Motor." *IEEE Access* 7 (2019): 138904-138914.

22. Yussif, Neama, Ayman S. Abdel-Khalik, and Abdelfatah M. Mohamed. "An improved quadratic v/f-based control of photovoltaic battery-less induction motor driven water pumping system." 2019 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA). IEEE, 2019.
23. Yussif, Neama, et al. "Enhanced Quadratic V/f-Based Induction Motor Control of Solar Water Pumping System." *Energies* 14.1 (2021): 104.
24. Pimkumwong, Narongrit, and Ming-Shyan Wang. "Online speed estimation using artificial neural network for speed sensorless direct torque control of induction motor based on constant V/F control technique." *Energies* 11.8 (2018): 2176.
25. Liu, Hao, and Dawei Gao. "A novel flux oriented V/f control method of induction motor based industrial adjustable speed drives." 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). IEEE, 2018.
26. Kim, Won-Jae, and Sang-Hoon Kim. "A sensorless V/F control technique based on MTPA operation for PMSMs." 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2018.
27. Cui, Leilei, Hongwei Zhang, and Mingren Wang. "A New V/f Control Method for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Drives." Chinese Intelligent Systems Conference. Springer, Singapore, 2019.
28. Matsuki, Yosuke, and Shinji Doki. "High Stability V/f Control of PMSM Using State Feedback Control Based on α - β Coordinate System." 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia). IEEE, 2018.
29. Quang, Nguyen Phung, and Jörg-Andreas Ditzrich. Vector control of three-phase AC machines. Vol. 2. Heidelberg: Springer, 2015.
30. Li, Zheng, et al. "Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller." *IEEE Access* 7 (2019): 44998-45011.
31. CHEN, Jingcan, et al. "Comparative Study on Vector Control of Primary Permanent Magnet Linear Motor." *Electronic Science and Technology* (2018): 07.
32. Wang, Wei, et al. "Direct thrust force control of primary permanent-magnet linear motors with single DC-link current sensor for subway applications." *IEEE Transactions on Power Electronics* 35.2 (2019): 1365-1376.
33. Jia, Zhen, et al. "The design of controller in permanent magnet linear synchronous motor." 2019 Chinese Automation Congress (CAC). IEEE, 2019.
34. Wang, Wei, et al. "Simplified model predictive current control of primary permanent-magnet linear motor traction systems for subway applications." *Energies* 12.21 (2019): 4144.
35. Frolov, Vladimir Ya, and Ruslan I. Zhiligitov. "Development of sensorless vector control system for permanent magnet synchronous motor in matlab simulink." *Записки Горного института* 229 (2018).
36. Aschemann, Harald, Benedikt Haus, and Paolo Corelli. "Sliding mode control and observer-based disturbance compensation for a permanent magnet linear motor." 2018 Annual American Control Conference (ACC). IEEE, 2018.

Tracking Control for Polysolenoid Linear Motor Base-On Model Predictive Controller: A Comparative Study of Finite Control Set and Continuous Control Set

Nguyen Hong Quang

Thai Nguyen University of Technology, 666, 3/2 Street, Tich Luong Ward, Thai Nguyen City 251750, Vietnam.

Article History: Received: 10 January 2021; Revised: 12 February 2021; Accepted: 27 March 2021; Published online: 4 June 2021

Abstract: In this paper, two predictive control methods, namely continuous control set MPC (CCS-MPC) and finite control set MPC (FCS - MPC), are applied to control Polysolenoid linear motors. These two approaches are based on the assumption that the voltage applied to the two windings on the stator of the motor is continuous or discontinuous. The method of choosing an objective function to ensure that the optimal problem always has a solution is also considered in both cases. Next, the prediction range guaranteeing the balance between the computing capability of the microcontroller and the advantages of each method is discussed. Finally, simulation results evaluate the system response to compare the performance of the two methods.

Key words: Polysolenoid Linear Motor, FCS-MPC, CCS-MMPC, MPC, PLM.

1. Introduction

Polysolenoid motors with a tubular structure are used to create direct linear motion without intermediate mechanical mechanisms such as belts, screws, etc. This makes it possible for systems using linear motors to achieve high efficiency by eliminating individual oscillations of intermediate components. The working principle of the Polysolenoid motor is presented in [1-15]. For linear motors in general, the issue of concern is the responsiveness of position accuracy. This is also an issue that has attracted the attention of many researchers. The PID controller is applied in [16] with the advantage of a simple control design but not responding to the internal noise of the system. To improve the efficiency of the PID controller, the research in [17] combined PID with an iterative learning algorithm to improve the position accuracy in the repetitive operation of industrial robots. A linear motor is a nonlinear object represented in the model structure. In addition, the external disturbance is also an unpredictable component that affects the control quality of the system. To deal with external disturbance involving the system, the sliding control method [18-22] is a commonly applied method. These methods are particularly effective with friction disturbance because it is a factor that cannot be modeled precisely. In [18], a sliding surface with a fixed response time is performed to drive the system state to convergence after a fixed time interval. Super-twisting sliding mode is used in [19], achieving a good effect with the impact of the external disturbances on the system through experimental results. In [20], a sliding controller combined with an adaptive disturbance observer is applied to the PLMSM. In this study, the stability is proven according to Lyapunov, and the position error converges to zero in a finite time. Discrete-time fast terminal sliding mode is used in [21] to improve the steady-state performance of the system. In [22], the adaptive fractional order (FO) terminal sliding mode control is applied to PLMSM with the advantage that the sign function does not exist in the switching input, thus limiting the chattering behavior of the sliding control method.

From the above analysis, we see that the sliding control method can deal with disturbances and reduce the computation time of the controller, which is especially significant for systems where the processing capacity of the microprocessor is limited. Currently, the technology of manufacturing microcontrollers has developed tremendously, making it possible for us to apply complex control algorithms to motor drives in the industry. That is why model predictive control (MPC) for electric motors has begun to be exploited. Recently, MPC has been started to be applied to control electric drive systems and power electronic systems. Studies on MPC have successfully implemented speed control with rotary motors [23-25]. The characteristic of MPC is that it requires a large amount of computation because it is involved in selecting the prediction range when applied. With the MPC implemented for Polysolenoid motors, the precise response of the inner loop with sampling time is often smaller than that of the outer loop. The effect is that the system can achieve the exact position according to the reference value when the outer loop controller is just a PI controller.

2. Mathematical Model of Polysolenoid Motors

The structure of the Polysolenoid motor is shown in Figure 1. The two windings of the motor are powered by a two-phase voltage source inverter, depicted in Figure 2.

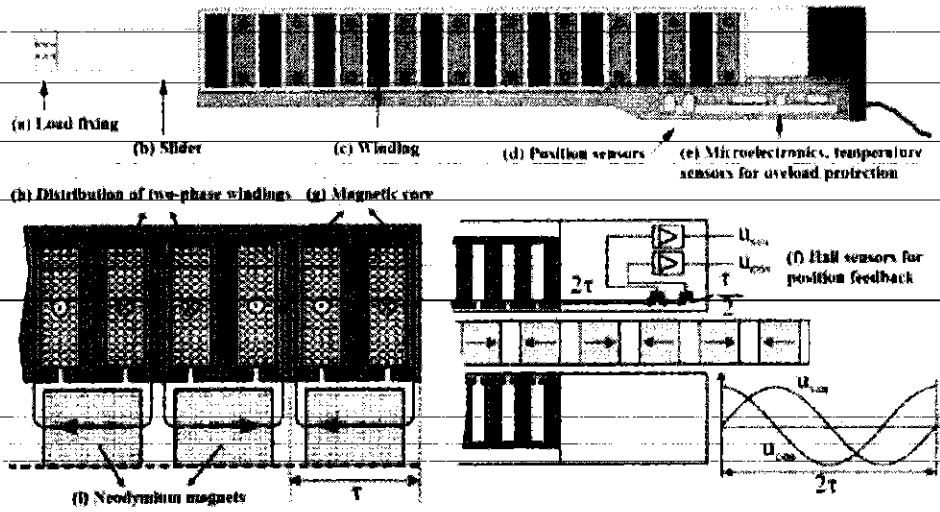


Figure 1: Polysolenoid Motor [1,3]

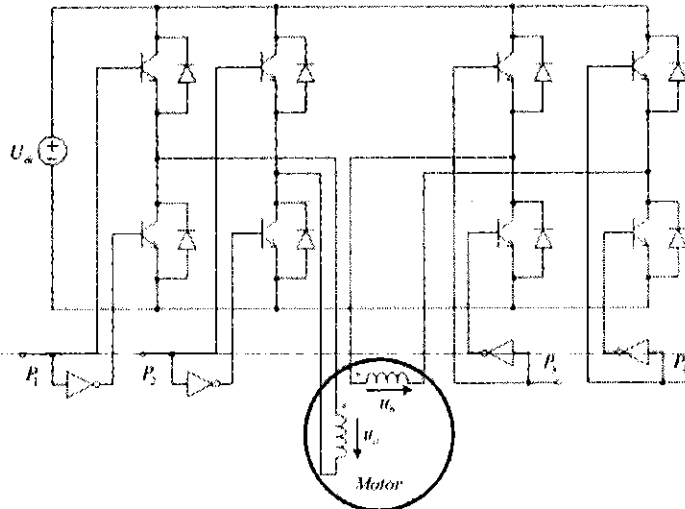


Figure 2: Structure of the Voltage Source Inverter for Polysolenoid Motor.

The mathematical model of Polysolenoid motor on the dq -coordinate system is as below [8]:

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

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

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

Where

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

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

- A** System matrix.
- B** Input matrix.
- N** Non-linear compound matrix.
- S** Noise matrix.

3. Control Design

From the continuous model, we can determine the discrete-time model of the stator current as below:

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

in which

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

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

Where T_s is the sampling time of the current.

Based on the 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 sample compared to the current time. From (3), we have:

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

In which at the current time k : $\mathbf{i}_{dq}^{est}(k) = \mathbf{i}_{dq}(k)$, $\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+i)$ denotes the control signal at the next i -th sample. The intended use of $\bar{\mathbf{u}}_{dq}$ is to distinguish it from the actual control signals applied to the system $\mathbf{u}_{dq}(k), \mathbf{u}_{dq}(k-1)$, etc. With the prediction range N_p , the MPC solves the optimization problem in which control voltage vectors $\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k), \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1), \dots, \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+N_p-1)$ are variables.

The objective function of the optimization problem can be chosen arbitrarily, but the solution does not always exist for the chosen objective function. To solve the problem that the objective function may not have a solution in some cases, we choose the selected objective function of the following quadratic form:

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

Where $\mathbf{Q} = \text{diag}([\lambda_d \quad 1])$ is a positive definite diagonal matrix, λ_d is the coefficient representing the weight of the current deviation from $|i_d^{ref} - i_d|$ to $|i_q^{ref} - i_q|$ in the objective function J , \mathbf{i}_{dq}^{ref} is the reference signal coming from the output of the speed controller.

Due to the fast current-driven loop kinematics, the prediction range N_p is chosen to be small in order to reduce the computational weight in (5), ensuring the performance of the controller. In addition, in industrial applications, the sampling cycle of the current loop is many times 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 the constant \mathbf{i}_{dq}^{ref} in Equation (5).

Select the Objective Function with the CCS-MPC Method

With the CCS-MPC method, we consider the voltage supplied to the two windings of the motor to be continuous. Due to the limitation on modulation, the voltage will be in a bounded, continuous set. The modulation domain with the CCS-MPC method is shown in Figure 3.

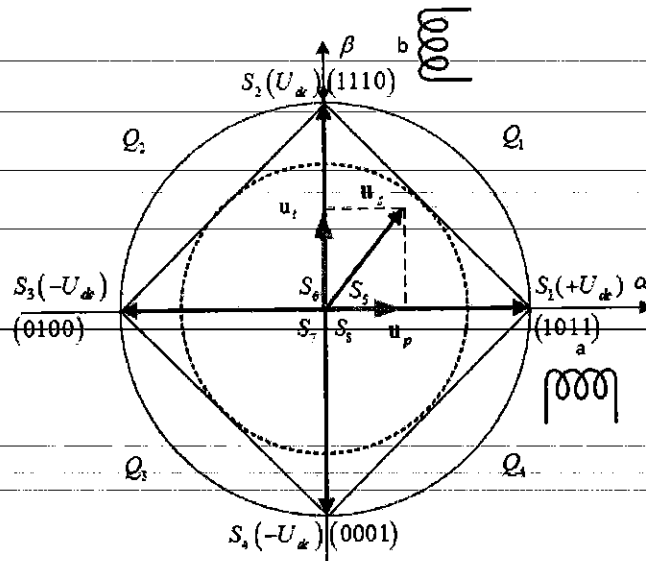


Figure 3: Modulation Plane on the $\alpha\beta$ -Coordinate System with the CCS-MPC.

From (5), considering the particular case with the continuous modulation domain, we choose the prediction range N_p .

To reduce the computation time for the current control loop, we choose the prediction range $N_p = 1$.

The optimization problem (5) with the function is transformed to the quadratic form with $\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k)$ is the optimal variable as follows:

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

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

Where C is the component that depends only on the current state and the current velocity, not on $\mathbf{u}_{dq}(k)$. Solving the optimization problem by QP (quadratic programming) method, we obtain the required voltage value $\mathbf{u}_{dq}(k)$.

Select the Objective Function with FCS-MPC Method

The disadvantage of the CCS-MPC method is that solving the maximal problem requires a lot of computation time, even though the solution that minimizes the most computational time is selected, i.e., $N_p = 1$.

For objects with discontinuous nature, such as power converters, the FCS-MPC method is very effective. This method is based on a finite number of possible valve combinations of the power converter. The FCS-MPC optimization problem can be easily solved by a finite number of iterations. However, the number of these loops will increase exponentially with the prediction range. This leads to a significant increase in computation time and loss of the advantage of the method.

With the FCS-MPC method, the prediction range is selected as $N_p = 2$. Then the objective function has the following form

$$\begin{aligned} \min_{\bar{\mathbf{u}}_{dq}(k), \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1)} J = & \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) + \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1) \\ & + \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k)^T (\mathbf{H}^T \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}) \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1) \\ & + 2(\Phi \mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{h} \psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k) \\ & + 2(\Phi^2 \mathbf{i}_{dq}(k) + \Phi \mathbf{h} \psi_p - \mathbf{i}_{dq}^{ref})^T \mathbf{Q} \mathbf{H} \bar{\mathbf{u}}_{dq}(k+1) \end{aligned} \quad (7)$$

subject to: $\bar{\mathbf{u}}_{dq} \in \mathbf{U} \cup \{ \mathbf{R} \mathbf{u}_{s_1}, \mathbf{R} \mathbf{u}_{s_2}, \mathbf{R} \mathbf{u}_{s_3}, \mathbf{R} \mathbf{u}_{s_4}, \dots, \mathbf{R} \mathbf{u}_{s_n}, \mathbf{u}_0 \}$

Where u_s is the stator voltage vector generated by the switching state S_i , u_0 is the zero voltage vector, i_{dq}^{ref} is the reference current vector, S_i are the basis vectors formed by the fixed valve opening and closing combination. These basis vectors are shown in Figure 4.

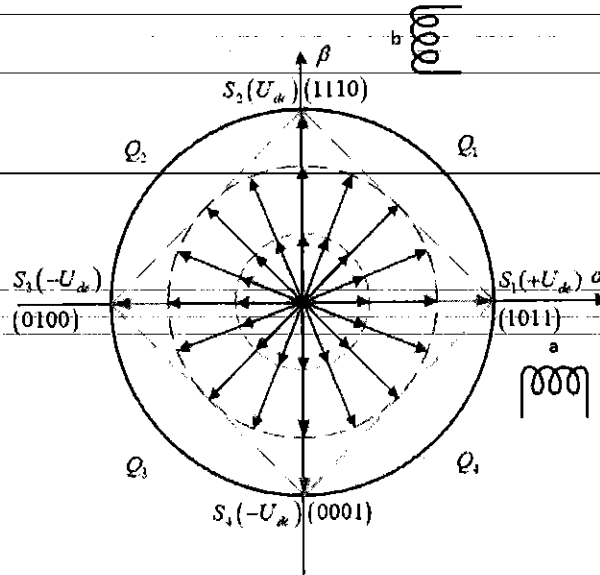


Figure 4: The Basis Vectors used in the FCS-MPC Method.

4. Simulation Results

To find out the level of awareness on healthy dietary habits among prospective teachers. 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	34	1.4	mH
Stator resistance	L_{sq}	10.3	Ω
Rotor flux	ψ_p	0.035	Wb
Number of pole pair	z_p	2	
Pole step	τ_p	0.02	m

System simulation is performed in two cases:

Case 1: Simulate the response of FCS-MPC and CCS-MPC current regulators to the change in the reference of the current loop. The initial reference current is 0.25A. Then this value increases to 0.5A at $t = 0.5s$.

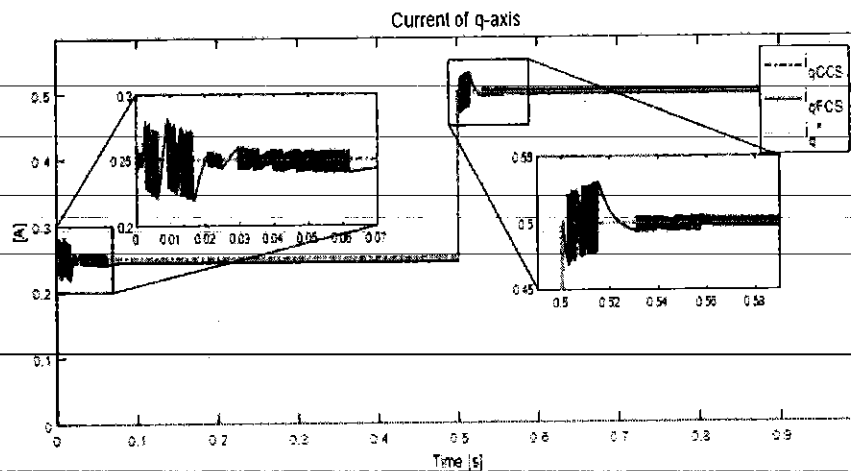


Figure 5: q-Axis Current Response.

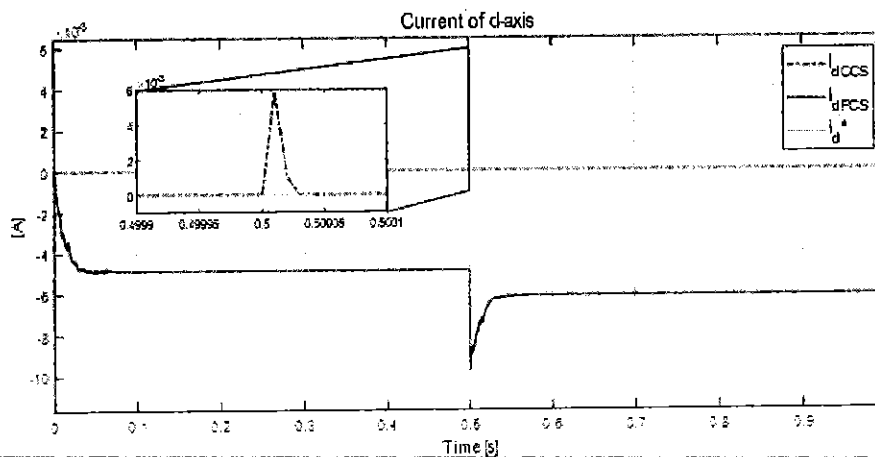


Figure 6: d-Axis Current Response.

Comment: When changing the reference current value i_q , the current responses on d- and q- axes are shown in Figure 6 and Figure 7. The q-axis currents of both CCS-MPC and FCS-MPC methods track to the reference value, as shown in Figure 6. With the CCS-MPC method, the response current tracks to the reference value without an overshoot. The response current value of the FCS-MPC method still has a small amount of overshoot. Besides, the smoothness of the current of the FCS-MPC method is worse than that of the CCS-MPC method.

From the response of the d-axis current, as depicted in Figure 7, we can see that there is still a current deviation with the FCS-MPC method. However, the value of this deviation is acceptable. This is because, with the FCS-MPC method, the basis vector with the closest value is selected after each optimization problem. Therefore, it may not coincide with the vector that the CCS-MPC method needs to modulate with the solution of the optimization problem in the objective function.

Case 2: Simulate system position response with FCS-MPC and CCS-MPC current controllers. The outer loop controller has the parameters given by Table.2.

Table 2: Control Parameters

Control Parameters	Symbol	Controller
Proportional gain of the position controller	k_{pp}	40
Proportional gain of the speed controller	$k_{pi\omega}$	0.1
Integral gain of the speed controller	$k_{i\omega}$	10

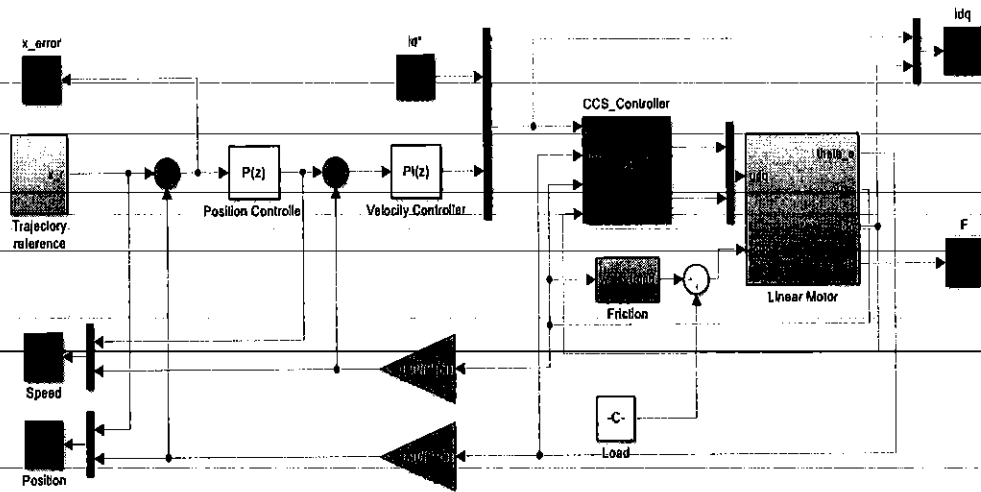


Figure.7 Control Structure of the System with CCS-MPC Method.

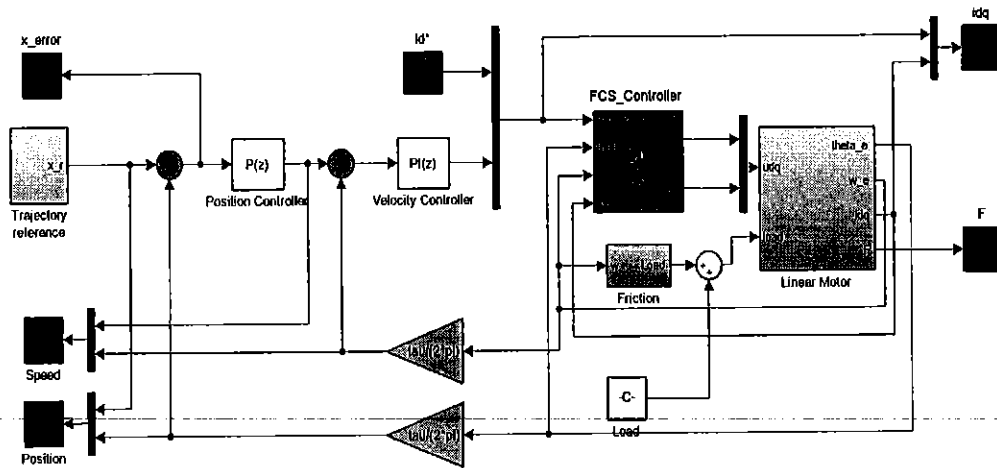


Figure 8: Control Structure of the System with FCS- MPC Method.

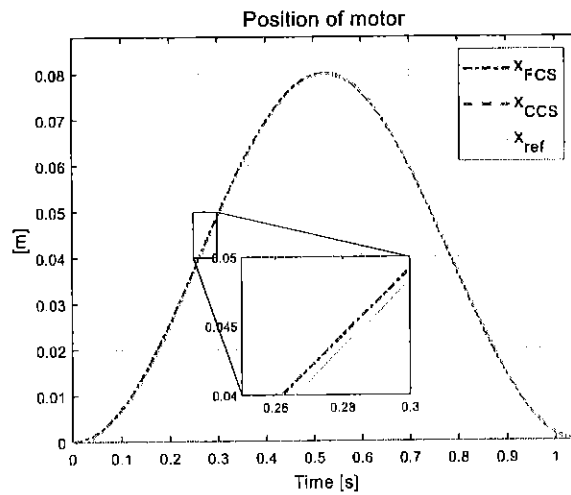


Figure 9: Position Response.

Tracking Control for Polysolenoid Linear Motor Base-On Model Predictive Controller: A Comparative Study of Finite Control Set and Continuous Control Set

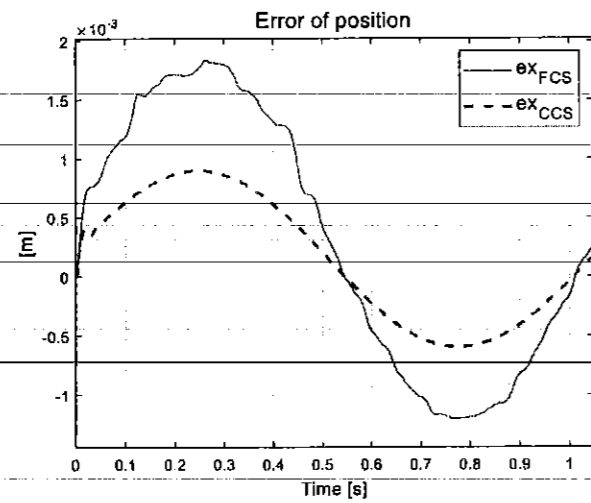


Figure 10: Position Error.

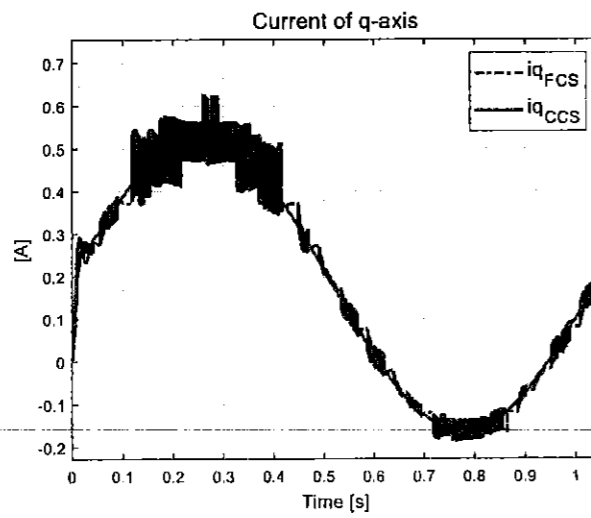


Figure 11: q-Axis Current Response.

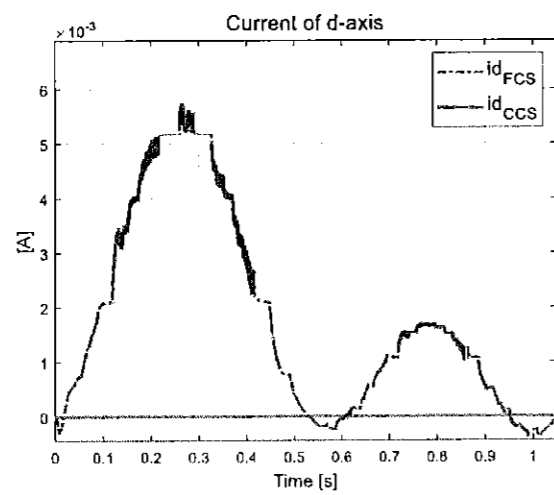


Figure 12: d-Axis Current Response.

Comments: When the thrust loop achieves fast and precise kinematics, a simple PI-type controller can be selected in the outer loop while still responding to the position accurately. When the thrust loop achieves fast and accurate kinematics, we can choose a simple PI controller in the outer loop that can still satisfy the precise response of the position. In the position control problem with two methods of designing thrust loops, CCS-MPC and FCS-MPC, the response value follows the exact reference value, as shown in Figure 10. From the results of position deviation and current response on d- and q- axes, as shown in Figures 10, 11, 12, we see that the CCS-MPC method gives better results than the FCS-MPC method. With the FCS-MPC method, the smoothness of the current is not as good as that of the CCS-MPC method. This is reasonable since the basis vector set of the FCS-MPC method is finite. The control designer sets this number of vectors, and we can actively change this number of base vectors to improve the smoothness of the current.

5. Conclusions

This paper has designed a controller for Polysolenoid motor using CCS-MPC and FCS-MPC methods. We can choose one of two methods that meet the output quality requirements from the power requirements, quality, and hardware constraints. Some typical properties of the FCS-MPC method that can replace CCS-MPC when limited in the processing capacity of the integrated microprocessor in the system are as below:

- Based on the discontinuous nature of the voltage applied to the motor through the converter, the FCS-MPC can completely ignore the vector modulation compared to the CCS-MPC if the selected finite vector set coincides with the base vector set. Thus, the computational weight of the controller is reduced.
- Because the finite vector set is predetermined, the FCS-MPC method does not have to determine the modulation limit domain into account as for the CCS-MPC. This is important in some converters with complex modulation domains.
- The optimization problem using FCS-MPC always has a solution because the domain of the optimal variables is finite, and the solution time is short. In addition, the objective function is not necessarily of the quadratic form. In addition, with a nonlinear object model, the FCS method can still be solved quickly, while the MPC CCS method becomes less efficient because the objective function is not of the quadratic form.

There is a feature we can notice, with the FCS-MPC method, when the selected base vector set increases to fill the modulation domain, it will become the CCS-MPC method.

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. Boldea, I. (2013). Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook. CRC press.
3. LinMot Company Home Page: Products, Linear Motors. Available online: <https://linmot.com/products/linear-motors/> (accessed on 1 March 2020).
4. Gieras, J. F. (2002). Permanent magnet motor technology: design and applications. CRC press.
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. 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).
8. 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).
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. 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.
14. Lu, H., Zhu, J., & Guo, Y. (2005, July). A tubular linear motor for micro robotic applications. In *IEEE International Conference on Mechatronics, 2005. ICM'05.* (pp. 596-601). IEEE.
15. 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.
16. Şumnu, A., Güzelbey, İ. H., & Çakır, M. V. (2017). Simulation and PID control of a Stewart platform with linear motor. *Journal of mechanical science and technology*, 31(1), 345-356.
17. 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.
18. Li, J., Du, H., Cheng, Y., Wen, G., Chen, X., & Jiang, C. (2019). Position tracking control for permanent magnet linear motor via fast nonsingular terminal sliding mode control. *Nonlinear Dynamics*, 97(4), 2595-2605.
19. Li, Z., Zhou, S., Xiao, Y., & Wang, L. (2019). Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller. *IEEE Access*, 7, 44998-45011.
20. 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.
21. 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.
22. 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.
23. Wróbel, K., Serkies, P., & Szabat, K. (2020). Model Predictive Base Direct Speed Control of Induction Motor Drive—Continuous and Finite Set Approaches. *Energies*, 13(5), 1193.
24. Sahu, A., Mohanty, K. B., & Mishra, R. N. (2021, January). Design of MPC-PSO based Torque Regulator for DTC-SVM Induction Motor Drive. In *2021 1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)* (pp. 1-6). IEEE.
25. Tan, K., Su, J., & Wang, H. (2020, October). MPC Based Full-speed Domain Control Strategy of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor. In *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 1040-1045). IEEE.