

**ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KỸ THUẬT CÔNG NGHIỆP**

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

**ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ TỪ THÔNG DỌC TRỤC KÍCH TỪ
NAM CHÂM VĨNH CỬU**

Mã số: T2022-B04

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)

TS. Dương Quốc Tuấn

Thái Nguyên, 10/2023

NHỮNG NGƯỜI THAM GIA THỰC HIỆN ĐỀ TÀI

TS. Dương Quốc Tuấn – Khoa CN Cơ điện và ĐT – Trường ĐHKT Công nghiệp.

ThS. Nguyễn Thị Thu Linh - Khoa Quốc tế - Trường ĐHKT Công nghiệp.

THÔNG TIN KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

1. Thông tin chung:

- Tên đề tài: Điều khiển động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu.
- Mã số: T2022-B04
- Chủ nhiệm đề tài: Dương Quốc Tuấn.
- Cơ quan chủ trì: Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp.
- Thời gian thực hiện: 04/2022 – 04/2023

2. Mục tiêu:

Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu có tính phi tuyến mạnh đặc biệt là khi kết hợp với ổ đỡ từ để tạo thành hệ truyền động không tiếp xúc giữa phần quay và phần đứng yên. Trong quá trình làm việc rotor của động cơ có thể xuất hiện hiện tượng lệch tâm hoặc bị nghiêng một góc, ngoài ra rotor có thể dịch chuyển dọc theo trục. Để khắc phục hiện tượng này, một cấu trúc đặc biệt của động cơ được đề xuất. Dựa trên cấu trúc của động cơ, mô hình toán học của hệ thống được xây dựng. Tiếp theo, mô phỏng hệ thống kín được thực hiện. Dựa trên mô hình toán học và mục tiêu điều khiển, một bộ điều khiển phù hợp sẽ được xây dựng và tính ổn định của hệ thống khép kín được chứng minh chi tiết.

3. Kết quả nghiên cứu:

Tác giả thực hiện mô hình hóa đối tượng điều khiển, đề xuất các thuật toán điều khiển cho đối tượng điều khiển, mô phỏng kiểm chứng kết quả. Các kết quả thu được công bố bằng các bài báo quốc tế.

4. Sản phẩm:

- Sản phẩm đào tạo:
- Sản phẩm khoa học: 01 bài báo ISSN.
- 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 ISSN.

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

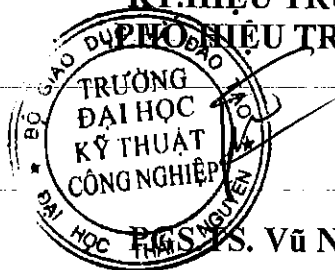
Cung cấp tài liệu chuyên ngành tham khảo cho sinh viên, học viên cao học, nghiên cứu sinh ngành Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa, ngành Công nghệ KTD-ĐT. Các kết quả của đề tài có thể sử dụng để hướng dẫn đề tài luận văn cao học cho học viên ngành Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa, ngành Công nghệ KTD-ĐT.

Ngày tháng năm 202

Cơ quan chủ trì

KT.HIỆU TRƯỞNG

PHÓ HIỆU TRƯỞNG



PGS.TS. Vũ Ngọc Pi

Chủ nhiệm đề tài

Dương Quốc Tuấn

INFORMATION ON RESEARCH RESULTS

1. General information:

- Project title: Control Of The Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor.
- Code number: T2022-B04
- Coordinator: Duong Quoc Tuan
- Implementing Institution: Thai Nguyen University of Technology.
- Duration: From 04/2022 – to 04/2023.

2. Objectives:

Axial flux permanent magnet synchronous motors have strong nonlinearity especially when combined with magnetic bearings to form a non-contact electric drive system. During operation, the rotor of the motor may have displacement from the central axis of the shaft or the shaft is tilted at an angle, in addition, the rotor may translate along the axis. To overcome this phenomenon, a special structure of the motor is proposed. Based on the structure of the motor, a mathematical model of the system is built. Next, closed system simulation is performed. Based on the mathematical model and control objective, a suitable controller will be designed and the stability of the closed system is proved through the simulation results.

3. Research results:

The author performs modeling of control objects, proposes control algorithms for control objects, simulation verifies the results. The results are published in international journal articles.

4. Products:

- Training products:
- Scientific products: 01 ISSN paper.
- Application products:

5. Effects:

Research results of the authors group are published in prestigious scientific journals in the ISSN 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.

Thai Nguyen, 2023

MỤC LỤC

MỤC LỤC	i
DANH MỤC CÁC BẢNG BIỂU	iii
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU, CÁC CHỮ VIẾT TẮT	iv
DANH MỤC HÌNH VẼ	vii
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ ĐCĐB TỪ THÔNG DỌC TRỰC CÓ TÍCH HỢP Ồ ĐỔ TỪ 8	
1.1 Mở đầu	8
1.2 Sự phát triển của máy điện đồng bộ kích từ NCVC từ thông dọc trực	9
1.3 Các kiểu máy điện AFPM	10
1.3.1 Các cấu hình cơ bản của ĐC điện ĐB AFPM	11
1.3.2 Lựa chọn cấu hình ĐC AFPM	12
1.3.3 Mô hình truyền thống về ồ đổ trực ĐC	12
1.3.4 Mô hình ĐC thông dụng sử dụng ồ từ đỡ trực ĐC	13
1.3.5 Mô hình tích hợp ồ từ dọc trực vào ĐC điện ĐB AFPM	14
1.4 Tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước	15
1.4.1 ĐCĐB AFPM	Error! Bookmark not defined.
1.4.2 Ổ đỡ từ	Error! Bookmark not defined.
1.5 Kết luận	24
CHƯƠNG 2: MÔ HÌNH HÓA ĐCĐB TỪ THÔNG DỌC TRỰC	25
2.1 Đặt vấn đề	25
2.1.1 Cấu trúc ĐC AFPM có tích hợp ồ từ hai đầu trực	25
2.1.2 Mô hình vật lý của ĐC AFPM	25
2.1.3 Đồ thị vector không gian từ thông và sức điện động ĐC AFPM	26
2.2 Mô hình toán học nhiều biến của ĐCĐB	27
2.2.1 Đặc điểm của mô hình toán học trạng thái động của ĐCĐB	27
2.2.2 Phương trình điện áp	29
2.2.3 Phương trình từ thông	29
2.2.4 Phương trình chuyển động	32
2.2.5 Phương trình mô men	32
2.2.6 Mô hình toán học ĐCĐB ba pha	33
2.2.7 Phương trình điện áp và mô men của ĐCĐB theo định hướng từ trường trên tọa độ quay đồng bộ hai pha [1,3,3,5,6,8]	34

Mục lục

2.2.8	Xác định lực đẩy kéo dọc trục của ĐCĐB từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu.....	35
2.2.9	Mô hình toán học của ĐC AFPM [1,3,4,5,6].....	43
2.3	Kết luận	45
CHƯƠNG 3 : ĐIỀU KHIỂN ĐCĐB TỪ THÔNG DỌC TRỤC		46
3.1	Cấu trúc điều khiển vector động cơ AFPM.....	46
3.1.1	Cấu trúc điều khiển tổng quát	46
3.1.2	Thiết kế điều khiển động cơ AFPM.....	47
3.2	Kết quả mô phỏng	51
3.2.1	Mô phỏng hệ thống với mạch vòng ngoài PID, mạch vòng dòng điện PID	51

DANH MỤC CÁC BẢNG BIỂU

Bảng 1.1 Các hội thảo quốc tế về ổ đỡ từ..... **Error! Bookmark not defined.**

Bảng 1.2 Các đóng góp tiêu biểu [99]..... **Error! Bookmark not defined.**

Danh mục các ký hiệu, các chữ viết tắt

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU, CÁC CHỮ VIẾT TẮT

Danh mục các ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
u_s	V	Vector điện áp
i_s	A	Vector dòng stator
i_s^d, i_s^q	A	Vector i_s : trên hệ tọa độ dq, $\alpha\beta$
i_{su}, i_{sv}, i_{sw}	A	Dòng pha
i_{sd}, i_{sq}	A	Thành phần dòng stator trục d, q
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	A	Thành phần dòng stator trục α, β
m_W, m_M	Nm	Mômen tải, mômen điện
u_s^d, u_s^q	V	Vector u_s : trên hệ tọa độ dq, $\alpha\beta$
u_{sd}, u_{sq}	V	Thành phần điện áp stator trục d, q
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	V	Thành phần điện áp stator trục α, β
s		Hệ số trượt
$\omega, \omega_s, \omega_r$	rpm	Vận tốc góc cơ, stator, rotor
ψ_p, ψ_p	Wb	Vector từ thông cực, từ thông cực
ψ_s, ψ_r	Wb	Vector từ thông stator, từ thông rotor
$\psi_{rd}, \psi_{rq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}$	Wb	Thành phần trục d, q của từ thông rotor, stator
$\psi'_{rd}, \psi'_{r\alpha}, \psi'_{r\beta}$	Wb	Thành phần trục d, α, β của dòng nhánh ngang trên i_m sơ đồ thay thế
$\vartheta, \vartheta_s, \vartheta_u$		Góc cơ, góc pha từ thông, góc pha điện áp u_s
J	kgm ²	Mô men quán tính
L_m, L_r, L_s	H	Hỗ cảm, điện cảm rotor, stator
$L_{\sigma r}, L_{\sigma s}$	H	Điện cảm tản phía rotor, stator
L_{sd}, L_{sq}	H	Điện cảm dọc trục và ngang trục của stator
R_r, R_s	Ω	Điện trở rotor, stator
T	s	Chu kỳ, tần số trích mẫu
f	kHz	Tần số trích mẫu
T_r, T_s	s	Hằng số thời gian rotor, stator
T_{sd}, T_{sq}	s	Hằng số thời gian stator trục d, q
z_p		Số đôi cực
σ		Hệ số tản toàn phần
T_1	Nm	Mô men của động cơ 1
T_2	Nm	Mô men của động cơ 2
F_1	N	Lực hút dọc trục của động cơ 1
F_2	N	Lực hút dọc trục của động cơ 2

Danh mục các chữ viết tắt

Chữ viết tắt	Ý nghĩa
AFPM	Axial Flux Permanent Magnet
RFPM	Radial Flux Permanent Magnet
NCVC	nam châm vĩnh cửu
CNC	Computer Numeric Control
AMB	Active Magnetic Bearing
ĐB	Đồng bộ
PID	Proportional Integral Derivative
XNCN	Xí nghiệp công nghiệp
SSSR	Single stator single rotor
SSDR	Single stator double rotor
DSSR	Double stator single rotor
AMM	amorphous magnetic materials
SMC	soft magnetic composites, soft magnetic compound
HTC	high-temperature superconducting
YBCO	yttrium barium copper oxide
FEM	Finite element method
PM	Permanent Magnet
BSCCO	Bismuth strontium calcium copper oxide
FEA	Finite Element Analysis
FVA	Finite Volume Analysis
CFD	computational fluid dynamic
EV	electric vehicle
LSPM	Line start permanent magnet
LSAFPM	Line start AFPM
AGBM	axial gap self- bearing machine
FSCW	Fractional-slot concentrated-winding
TfPM	transverse flux PM
NS	North - South
SS	South - South
ĐH	Đại học
NGTL	NOVA Gas Transmission Ltd

Danh mục các ký hiệu, các chữ viết tắt

MIMO	multiple-input multiple-output
LQG	Linear Quadratic Gaussian
ĐC	ĐC
ĐCDB	ĐCDB
std	sức từ động

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1 ĐC điện-từ với rotor dạng đĩa theo bằng sáng chế số 405 858,1889 của N. Tesla (a- hình chiếu đứng, b- hình chiếu cạnh, c- mặt cắt dọc).	9
Hình 1.2 Các modul cơ bản của ĐC AFPM.	11
Hình 1.3 Các cấu hình của máy điện từ thông dọc trục NCVC	11
Hình 1.4 Mặt cắt mô hình ĐC điện thông dụng	13
Hình 1.5 Ổ đỡ từ hướng tâm chủ động.....	13
Hình 1.6 Mặt cắt mô hình ĐC điện thông dụng có tích hợp ổ đỡ từ hướng tâm và hướng trục (1: Trục; 2: Rotor; 3: Stator; 4: Ổ từ hướng tâm; 5: Ổ từ dọc trục).	14
Hình 1.7 Cấu tạo ổ từ chủ động (AMB): hướng tâm (a), dọc trục (b).	14
Hình 1.8 Mặt cắt ĐC AFPM có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục	15
Hình 2.1 Mặt cắt ĐC AFPM có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục	25
Hình 2.2 Mô hình vật lý của ĐCĐB từ thông dọc trục có tích hợp ổ từ	26
Hình 2.3 Mô hình vật lý của ĐC1 (a) và ĐC2 (b).....	26
Hình 2.4 Vector không gian và góc pha thời gian gần đúng của ĐCĐB	27
Hình 2.5 Mạch từ lõi thép chữ C	35
Hình 2.6 Quan hệ phi tuyến giữa từ thông móc vòng Ψ và dòng điện i	38
Hình 2.7 Mô hình xác định các từ thông móc vòng của ĐC AFPM	40
Hình 2.8 Mô hình xác định từ thông móc vòng và lực đẩy kéo của stator 1 (a) và stator 2 (b) với rotor.....	40
Hình 2.9 Sơ đồ thay thế mạch từ của ĐC đồng bộ từ thông dọc trục NCVC	41
Hình 2.10 Mô hình toán học đầy đủ của ĐCĐB từ thông dọc trục, kích thích vĩnh cửu có tích hợp ổ từ dọc trục	44
Hình 3.1 Cấu trúc điều khiển vector của động cơ đồng bộ từ thông dọc trục.....	46
Hình 3.2 Mạch vòng dòng điện của động cơ AFPM Error! Bookmark not defined.	
Hình 3.3 Mạch vòng điều khiển dòng điện có khâu tách kênh Rii. Error! Bookmark not defined.	
Hình 3.4 Mạch vòng điều khiển tốc độ	Error! Bookmark not defined.
Hình 3.5 Mạch vòng điều khiển khoảng cách trục ... Error! Bookmark not defined.	
Hình 3.6 Cấu trúc mô phỏng điều khiển động cơ AFPM.....	52
Hình 3.7 Kết quả mô phỏng động cơ AFPM trong chế độ làm việc có tải và có lực tác động dọc trục.	52

CHƯƠNG 1 : TỔNG QUAN VỀ ĐCDB TỪ THÔNG DỌC TRỤC CÓ TÍCH HỢP Ổ ĐỠ TỪ

1.1 Mở đầu

Ngày nay, cùng với sự phát triển mạnh mẽ của công nghệ điện tử công suất, vi xử lý và kỹ thuật máy tính,... thì việc điều chỉnh tốc độ ĐC xoay chiều trở nên dễ dàng và đạt được những chỉ tiêu chất lượng cao. Trong các ngành công nghiệp, các hệ thống truyền động điện sử dụng ĐC điện một chiều đang được thay thế bằng hệ thống truyền động điện sử dụng ĐC điện xoay chiều ba pha (ĐCXCBP). Do đó, các hệ thống truyền động biến tần điều khiển ĐCXCBP cũng phát triển mạnh mẽ và mang lại lợi ích kinh tế cao trong sản xuất. Các hệ truyền động ĐCXCBP đã được nghiên cứu phát triển và ứng dụng rộng rãi từ những năm 80 của thế kỷ trước nhờ khả năng hoạt động tin cậy, chi phí thấp, kích thước nhỏ gọn. Đặc biệt, hệ biến tần điều khiển ĐCXCBP đang được nhiều nhà nghiên cứu quan tâm vì hệ thống này có nhiều ưu điểm như: tiết kiệm năng lượng; mômen mở máy lớn do vậy kéo được tải nặng khi khởi động; việc điều chỉnh tốc độ đơn giản; phạm vi điều chỉnh tốc độ rộng; có khả năng điều chỉnh vô cấp tốc độ,... ĐCXCBP có các loại đồng bộ và không đồng bộ. Ưu điểm nổi bật của ĐCDB là độ ổn định tốc độ cao, các chỉ tiêu năng lượng như hiệu suất, hệ số $\cos\phi$ tốt, độ tin cậy cao.

Đề tài tập trung nghiên cứu tổng quan ĐCDB từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu trong điều kiện ràng buộc là hai đầu trục của ĐC sử dụng hai ổ đỡ từ. Các ổ đỡ từ này chỉ đỡ cho trục rotor quay mà không chặn được dịch chuyển dọc trục của rotor. Để chặn dịch chuyển dọc trục của rotor khi quay, tác giả đề xuất loại ĐCDB từ thông dọc trục có cấu tạo đặc biệt, vừa tạo ra mômen quay cho rotor vừa chặn được dịch chuyển dọc trục của nó. Điều đó, không làm tăng kích thước của ĐC và cũng không phải sử dụng thêm thiết bị chặn cơ khí nào.

Máy điện đã trải qua một chặng đường phát triển dài, bắt đầu từ những thí nghiệm của Michael Faraday (1831) và ngày nay là những sản phẩm có thiết kế tinh tế do các kĩ sư tài giỏi chế tạo theo nhiều cách thức khác nhau với mục đích làm cho kích thước ĐC nhỏ hơn, mạnh mẽ hơn, mang tính động học và có hiệu suất tốt hơn.

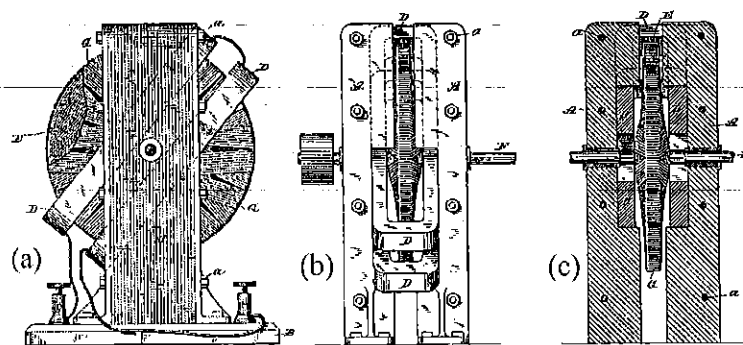
Các loại máy điện xoay chiều dùng nhiều trong sản xuất thường là ĐC điện không đồng bộ (KĐB), vì loại ĐC điện này có những đặc điểm như cấu tạo đơn giản, làm việc chắc chắn, bảo quản dễ dàng và giá thành hạ.

Tuy nhiên, các ĐC điện đồng bộ (ĐB) do có những ưu điểm nhất định nên trong thời gian gần đây đã được sử dụng rộng rãi hơn và có thể so sánh với ĐC điện KĐB trong lĩnh vực truyền động điện. Về ưu điểm, trước hết phải nói là ĐC điện ĐB do được kích thích bằng dòng điện một chiều có thể làm việc với $\cos\phi$ bằng 1 và không cần lấy công suất phản kháng từ lưới điện, kết quả là hệ số công suất của lưới điện

được nâng cao, làm giảm được tổn thất điện áp lưới và tổn hao công suất trên đường dây. Ngoài ưu điểm chính đó, ĐC điện ĐB còn ít chịu ảnh hưởng đối với sự thay đổi điện áp của lưới điện do mômen của ĐC chỉ tỷ lệ với điện áp nguồn cung cấp (U), trong khi mômen của ĐC điện KĐB tỷ lệ với bình phương của điện áp nguồn cung cấp (U^2). Vì vậy, khi điện áp của lưới bị sụt thấp do sự cố, khả năng giữ tải của ĐC điện ĐB lớn hơn; trong trường hợp đó nếu tăng kích thích, ĐC điện đồng bộ có thể làm việc an toàn và cải thiện được điều kiện làm việc của cả lưới điện. Cũng phải nói thêm rằng, hiệu suất của ĐC điện ĐB cao hơn hiệu suất của ĐC điện KĐB vì ĐC điện ĐB có khe hở tương đối lớn, khiến cho tổn hao sắt từ nhỏ hơn. Nhược điểm của ĐC điện ĐB so với ĐC điện KĐB ở chỗ cấu tạo phức tạp, đòi hỏi phải có máy kích từ hoặc nguồn cung cấp dòng điện một chiều khiến cho giá thành cao (chủ yếu đối với máy điện đồng bộ cực lớn công suất lớn). Hơn nữa, việc mở máy ĐC điện đồng bộ cũng phức tạp và việc điều chỉnh tốc độ của nó chỉ có thể thực hiện được bằng cách thay đổi tần số của nguồn điện cung cấp.

1.2 Sự phát triển của máy điện đồng bộ kích từ NCVC từ thông dọc trục

Khi tìm hiểu về lịch sử phát triển của máy điện cho thấy các máy điện đầu tiên là các máy điện từ thông dọc trục (M. Faraday, 1831, Nhà phát minh vô danh với các nam châm vĩnh cửu đầu tiên, 1832, W. Ritchie, 1833, B. Jacobi, 1834). Nguyên mẫu làm việc thô sơ đầu tiên của một máy điện từ thông dọc trục được ghi nhận là có dạng hình đĩa của M. Faraday (1831) [1].



Hình 1.1 ĐC điện-từ với rotor dạng đĩa theo bằng sáng chế số 405 858, 1889 của N. Tesla (a- hình chiếu đứng, b- hình chiếu cạnh, c- mặt cắt dọc).

Cấu tạo kiểu đĩa của các máy điện cũng xuất hiện trong các bằng sáng chế của N. Tesla, chẳng hạn bằng sáng chế của Mỹ số 405 858 [2] có tiêu đề ĐC điện - từ và được xuất bản năm 1889 (hình 1.1). Tuy nhiên, không lâu sau khi T. Davenport (1837) yêu cầu bảo hộ bằng sáng chế đầu tiên [3,4] cho một máy điện từ thông hướng tâm, các máy điện từ thông hướng tâm thông dụng được chấp nhận rộng rãi như là cấu hình chủ đạo đối với các máy điện [5,6].

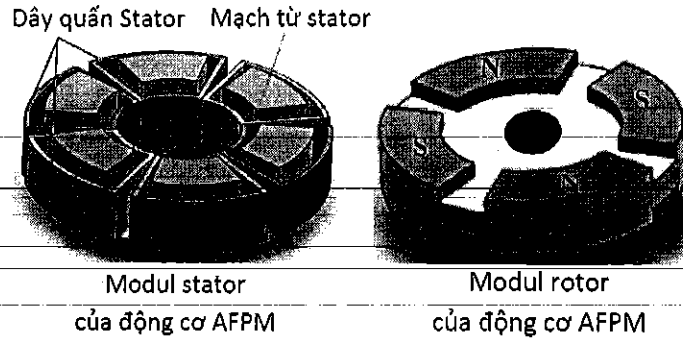
Sự phát triển của máy điện từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu (Axial Flux Permanent Magnet - AFPM) khá chậm so với các máy điện từ thông hướng tâm kích từ nam châm vĩnh cửu (Radial Flux Permanent Magnet - RFPM) nguyên nhân

là do thiếu công nghệ chế tạo máy điện AFPM [7] vì gặp phải các khó khăn như: Lực hấp dẫn từ tính dọc trục giữa stator và rotor lớn, chi phí cao liên quan đến chế tạo các lõi stator ghép bằng các lá thép và khó khăn trong lắp ráp máy điện để giữ cho khe hở không khí đều,... mặt khác, mặc dù hệ thống kích từ nam châm vĩnh cửu (NCVC) đầu tiên được áp dụng cho máy điện từ đầu những năm 1830, nhưng do chất lượng kém của các vật liệu từ cứng đã ngăn cản việc sử dụng NCVC. Hiện tại, sự sẵn có của các vật liệu NCVC năng lượng cao là động lực cho việc khai thác các cấu trúc máy điện kích từ NCVC mới và vì vậy đã thúc đẩy quá trình nghiên cứu chế tạo và ứng dụng máy điện AFPM. Giá của các NCVC đắt hiếm đã giảm mạnh trong thập kỷ cuối của thế kỷ 20. Ngày nay, máy điện AFPM đã trở thành đối tượng của nhiều nghiên cứu quan trọng khắp thế giới trong 30 năm qua và giờ đây có thể được xem như là một công nghệ chín muồi, bằng chứng là việc sử dụng chúng trong rất nhiều ứng dụng khác nhau, từ hàng tiêu dùng đến các ứng dụng công nghiệp cao và quân sự, từ các hệ thống năng lượng tái tạo đến vận tải, đó là những ứng dụng yêu cầu tính cực kỳ nhỏ gọn theo hướng trục đi đôi với mật độ mô men và hiệu suất cao.

1.3 Các kiểu máy điện AFPM

Cuối năm 1970 đầu năm 1980, đã xuất hiện nhiều cấu trúc mới của ĐC AFPM (Campbell, 1975; Leung and Chan, 1980; Weh et al., 1984). Từ đó cho đến nay, sự quan tâm đến ĐC điện AFPM tăng lên đáng kể và tìm thấy trong nhiều ứng dụng do ưu điểm của chúng so với các ĐC điện đồng bộ từ thông hướng tâm (ĐC RFPM) thông dụng [8]. Vì được kích thích vĩnh cửu nên chúng có hiệu suất lớn hơn do tổn thất ở mạch kích từ được loại bỏ, giảm đáng kể tổn thất ở rotor. Hiệu suất của ĐC điện này vì vậy được cải thiện rất nhiều và mật độ công suất đạt được lớn. Cấu trúc từ thông dọc trục có rất ít vật liệu lõi cho nên đạt được tỷ số mô men/khối lượng cao. ĐC điện AFPM có các nam châm mỏng, do đó kích thước của chúng cũng nhỏ hơn so với các ĐC điện RFPM. Kích thước và hình dạng là những tính năng quan trọng trong các ứng dụng khi không gian lắp đặt có nhiều hạn chế, vì vậy tính tương thích là rất quan trọng. Tiếng ồn và rung động chúng tạo ra ít hơn so với các máy điện thông thường, hơn nữa các khe hở không khí của chúng phẳng và dễ dàng điều chỉnh. Những lợi ích này tạo cho ĐC AFPM nhiều ưu thế so với các máy điện thông dụng trong nhiều ứng dụng khác nhau.

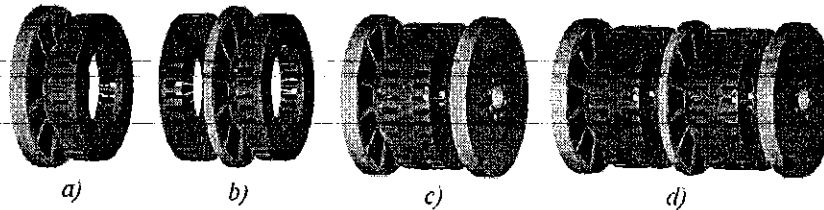
Về mặt cấu tạo, ĐC AFPM có những nét đặc biệt riêng, chẳng hạn modul stator bao gồm: Modul đơn (Hình 1.2) chỉ có một bộ dây quấn và modul kép có hai bộ dây quấn chung một lõi và quay lưng vào nhau. Rotor cũng tương tự, modul rotor đơn chỉ một mặt có nam châm vĩnh cửu và modul kép thì cả hai mặt đều có nam châm vĩnh cửu (Hình 1.2).



Hình 1.2 Các modul cơ bản của DC AFPM.

1.3.1 Các cấu hình cơ bản của DC điện ĐB AFPM

Có nhiều cấu hình DC AFPM được phân chia chủ yếu dựa vào số lượng và cách bố trí các modul stator và rotor, ví dụ như trên hình 1.3. Cấu hình nào mà khả năng tạo mô men càng cao thì càng hấp dẫn. Trên hình 1.3, giới thiệu bốn cấu hình cơ bản theo modul (modul stator và modul rotor). Mô men được tạo ra với cấu hình thứ tư (hình 1.3.d), được kết hợp bởi 5 modul (hai modul stator kép, hai modul rotor đơn và một modul rotor kép), lớn gấp đôi so với mô men của cấu hình thứ hai và thứ ba là những cấu hình gồm có 3 modul (hình 1.3c: một modul stator kép và hai modul rotor đơn) và hình 1.3b (hai modul stator đơn và một modul rotor kép), và lớn hơn 4 lần mô men được tạo ra ở cấu hình thứ nhất, (hình 1.3a - một modul stator đơn và một modul rotor đơn).



Hình 1.3 Các cấu hình của máy điện từ thông dọc trục NCVC

a) 1 rotor 1 stator; (b) 1 rotor 2 stator; (c) 2 rotor 1 stator; (d) Cấu trúc nhiều tầng

Cần chú ý rằng các cấu hình minh họa ở hình 1.3b và 1.3c có cùng khả năng tạo mô men và lựa chọn giữa hai cấu hình này phụ thuộc vào việc ứng dụng cần rotor bên trong hay rotor bên ngoài. Một số so sánh và ứng dụng như sau:

- DC AFPM một tầng như 1.3a có các ứng dụng trong lực kéo công nghiệp, các truyền động điện cơ servo, quân sự, công nghiệp vận tải, và thang máy không hộp số vì cấu trúc nhỏ gọn và khả năng sinh mô men cao [9]. Nhược điểm cơ bản của máy điện này là lực dọc trục không cân bằng giữa stator và rotor, có thể vặn xoắn cấu trúc một cách dễ dàng [10]. Để đạt được mô men quay cực đại với lực dọc trục cực tiểu, có thể sử dụng một số phương pháp là: điều chỉnh các thành phần dòng điện dây quấn stator, các thành phần này được chiếu lên các hệ trục vuông góc tương ứng với các vị trí rotor; stator không rãnh; các phương án bố trí ổ đỡ phức tạp; đĩa rotor dày hơn và dịch pha dòng điện [11],....

- ĐC AFPM nhiều tầng bao gồm N modul stator và N+1 modul rotor trên cùng một trục cơ (Hình 1.3b,c,d). Dây quấn stator có thể được nối song song hoặc nối tiếp. Cấu trúc nhiều tầng làm tăng mật độ mô men và mật độ công suất mà không làm tăng đường kính của máy điện. Các ĐC AFPM nhiều tầng có thể dễ lắp ráp hơn so với ĐC RFPM do khe hở không khí của chúng phẳng [12-24].

1.3.2 Lựa chọn cấu hình ĐC AFPM

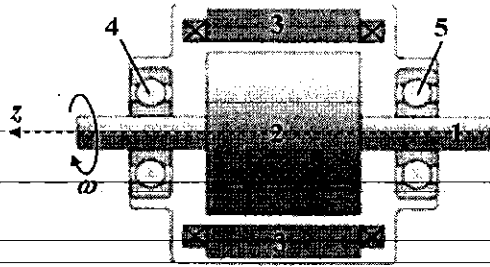
ĐC AFPM có các ưu điểm như: hiệu suất cao, tỉ lệ công suất trên kích thước lớn, mật độ công suất cao, tuổi thọ lớn, mô men quán tính nhỏ, dải tốc độ làm việc rộng, tỉ số momen/dòng điện lớn, ít nhiễu, bền vững,... Vì thế, ĐC AFPM đã và đang được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống truyền động có điều chỉnh tốc độ chất lượng cao như xe điện, robot công nghiệp, máy CNC, các thiết bị y tế, quay bánh đà trong các hệ tích trữ năng lượng và có những ưu thế gần như tuyệt đối trong ứng dụng cho ô tô điện,...

Khi có yêu cầu sử dụng ĐC AFPM cho truyền động quay tốc độ càng cao càng tốt như trục chính máy mài với yêu cầu tốc độ rất cao (>10.000 v/ph) hoặc khi sử dụng cho bơm khí heli lỏng nhiệt độ rất thấp ($<0^{\circ}\text{C}$),... thì phải sử dụng các ổ đỡ từ hướng tâm ở hai đầu trục. Như vậy, khi muốn quay trục rotor ĐC thì trước hết nó sẽ được nâng lên và không tiếp xúc với phần tĩnh như vòng bi cơ thông thường, điều đó sẽ xuất hiện chuyển động dọc trục của rotor. Để chặn chuyển động dọc trục này, trong ĐC thông dụng phải sử dụng thêm ổ từ dọc trục. Điều đó làm cho cấu trúc hệ thống trở nên rất cồng kềnh. Nhiều nghiên cứu gần đây, đã đưa ra mô hình tích hợp ổ từ dọc trục vào dây cuốn stator ĐC nhằm giảm kích thước chung cho hệ thống. Vì lý do đó, trong nghiên cứu này ta chọn đối tượng nghiên cứu là ĐC AFPM có cấu trúc hai modul stator hai bên và một modul rotor kép ở giữa.

Ngoài ra, các ĐC AFPM còn phân biệt với nhau qua một số đặc điểm về cấu tạo, chẳng hạn như: Modul rotor có các phiến nam châm hình dải quạt được gắn trên bề mặt hoặc chìm bên trong lõi, modul stator có sê rãnh hoặc không có rãnh, có lõi phản ứng hoặc không có lõi, dây quấn trên stator dạng vòng hoặc dạng trống, một tầng hoặc nhiều tầng,...

1.3.3 Mô hình truyền thống về ổ đỡ trục ĐC

Từ trước đến nay, các hệ truyền động thông dụng sử dụng các loại ĐC điện thông dụng tạo mô men quay trên trục, thường có các ổ đỡ hai đầu trục là các vòng bi (ổ đỡ hoặc ổ đỡ và chặn) như minh họa trên hình 1.4.

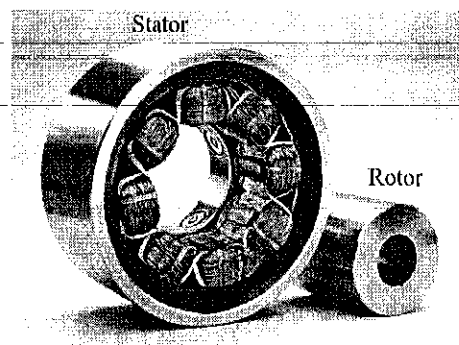


Hình 1.4 Mặt cắt mô hình DC điện thông dụng
(1- Trục; 2- Rotor; 3- Stator và dây quấn; 4- Vòng bi trái; 5- Vòng bi phải).

1.3.4 Mô hình DC thông dụng sử dụng ổ từ đỡ trục DC

Từ những năm 1988 trở lại đây, do sự phát triển trong công nghệ điều khiển, cả về phần cứng lẫn phần mềm cũng như kỹ thuật vật liệu và công nghệ chế tạo cơ khí,... góp phần làm giảm kích thước, độ phức tạp cũng như giá thành của ổ từ. Điều đó, đã tạo cơ hội cho việc phát triển sử dụng ổ từ trong công nghiệp và trong các dụng cụ cao cấp của y sinh học. Ổ đỡ từ là một loại ổ trục có khả năng nâng không tiếp xúc các trục chuyển động nhờ vào lực từ trường (Hình 1.5) được đẩy mạnh nghiên cứu ở nhiều quốc gia và đã có các ứng dụng cụ thể.

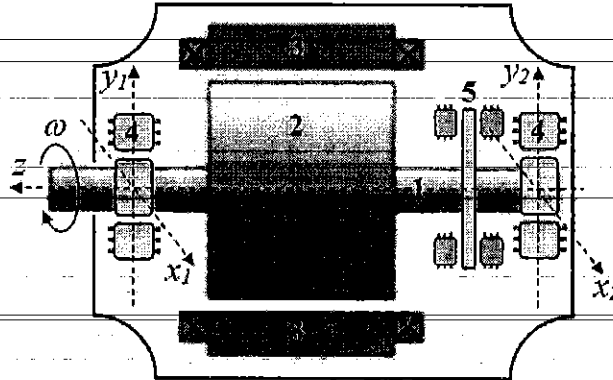
Cấu tạo ổ từ tương tự như DC điện, nguyên lý làm việc lại như một nam châm điện, thay vì việc sinh mô men quay cho rotor ổ từ và ngõng trục DC, thì nó lại sinh các lực hút theo các phương x và y (với ổ từ chủ động hướng tâm) hoặc theo hướng trục z .



Hình 1.5 Ổ đỡ từ hướng tâm chủ động

Do giữa trục quay và phần tĩnh không tiếp xúc với nhau, cho nên ổ đỡ từ đang được coi là một ngành công nghệ trọng điểm của thế kỷ 21, có thể đem lại nhiều bước đột phá cho các ngành công nghiệp chế tạo và sản xuất nhờ những ưu điểm nổi bật mà vòng bi không có được như: Không có hao mòn khi vận hành do phần quay của DC không tiếp xúc với bất kỳ bộ phận nào; Tăng hiệu suất của DC nhờ chuyển động không có ma sát; Thân thiện với môi trường: Không có bộ phận bôi trơn; khả năng làm việc với tốc độ rất cao và loại bỏ các rung động khi chuyển động; khả năng làm việc trong các môi trường khắc nghiệt (chân không; nhiệt độ rất cao hoặc rất thấp).

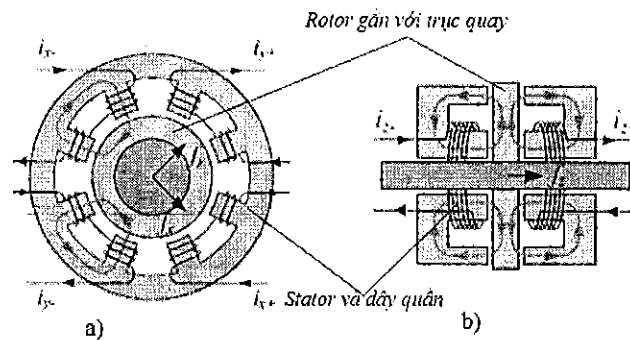
Nhưng hệ thống truyền động điện sử dụng ổ từ cũng tồn tại những nhược điểm như là kích thước lớn, cấu trúc phức tạp và giá thành rất cao. Điều này làm cho ĐC điện dùng ổ từ vẫn chưa được sử dụng rộng rãi trong các ngành công nghiệp và dân dụng.



Hình 1.6 Mặt cắt mô hình ĐC điện thông dụng có tích hợp ổ đỡ từ hướng tâm và hướng trục (1: Trục; 2: Rotor; 3: Stator; 4: Ổ từ hướng tâm; 5: Ổ từ dọc trục).

Để nhận thấy điều này ta sẽ phân tích cấu trúc của một ĐC điện sử dụng ổ từ thông thường được mô tả ở hình 1.6. Trong đó, hai ổ từ ngang trục được sử dụng để nâng trục quay theo hướng x, y , còn một ổ từ dọc trục dùng để chặn chuyển động theo hướng z của rotor ĐC, ĐC điện có vai trò tạo ra chuyển động quay ω . Kết quả là ĐC điện sử dụng ổ từ thì trục của nó có 6 bậc tự do.

Sơ đồ nguyên lý của ổ đỡ từ chủ động (AMB) hướng tâm (hình 1.7a) và ổ đỡ từ dọc trục (hình 1.7b) là loại có thể điều chỉnh được lực điện từ bằng dòng điện, nó có cấu tạo giống ĐC điện (stator xẻ rãnh và đặt dây quấn, rotor làm bằng vật liệu từ tính đặc biệt) nhưng nguyên lý làm việc của nó lại giống nam châm điện [25,26,27].



Hình 1.7 Cấu tạo ổ từ chủ động (AMB): hướng tâm (a), dọc trục (b).

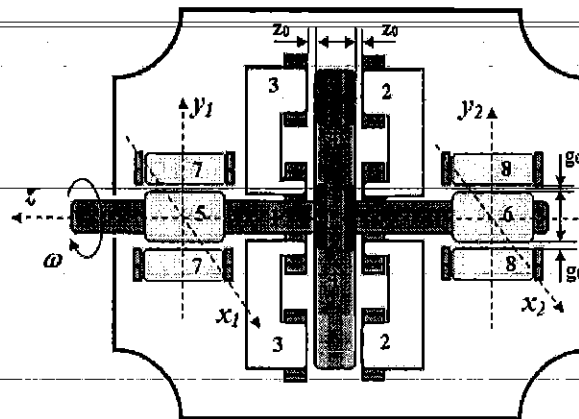
1.3.5 Mô hình tích hợp ổ từ dọc trục vào ĐC điện DB AFPM

Các nghiên cứu gần đây đang tập trung vào việc giảm kích thước và giá thành cho ĐC có sử dụng ổ từ thông qua việc tích hợp chức năng của ổ từ vào ĐC. Thành công ban đầu theo hướng này là nhóm nghiên cứu của giáo sư A. Chiba tại đại học Tokyo – Nhật Bản.

Bằng cách tích hợp chức năng của ổ từ hướng tâm vào DC điện, kích thước của DC điện dùng ổ từ đã được giảm đáng kể (giảm khoảng 25%) tuy nhiên cấu trúc của DC phức tạp do đây chỉ là tích hợp cơ học (cuộn dây ổ từ được quấn cạnh cuộn dây DC) và số bộ biến đổi điện tử công suất sử dụng cho DC vẫn giữ nguyên. Do đó giá thành của DC kiểu này vẫn cao.

Hướng nghiên cứu khác tập trung vào việc kết hợp chức năng của ổ từ dọc trục vào DC [27] (Hình 1.8). Thông qua phương pháp điều khiển mới, DC có thêm chức năng sinh ra lực đẩy-kéo-dọc trục mà không cần bổ-xung-thêm-dây-quấn-phụ.

Bằng cách này phân cứng của ổ từ dọc trục được loại bỏ hoàn toàn, kết quả là kích thước và giá thành của DC điện dùng ổ từ sẽ suy giảm đáng kể.



Hình 1.8 Mặt cắt DC AFPM có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục

1: Trục; 2, 3: Stator của DC phải và DC trái; 4: Rotor của DC; 5, 6: Rotor của AMB trái và AMB phải; 7, 8: Stator và dây quấn của AMB trái và AMB phải; z_0 , g_0 : Khe hở danh định giữa rotor và stator của DC và AMB.

1.4 Tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước

Các hệ thống truyền động điện sử dụng DC điện có tích hợp chức năng ổ đỡ từ như máy bơm, tuốc bin khí, máy nén khí, máy công cụ, ... sẽ có hiệu suất cao do ít tổn hao.

Với ưu điểm này, DC điện có chức năng tích hợp ổ đỡ từ đang được đẩy mạnh nghiên cứu ứng dụng trong các ngành công nghệ vật liệu, công nghệ hóa học (bơm hóa chất [29]), công nghệ y sinh học (bơm máu trong tim nhân tạo [30,31]). Trong thực tế, các hệ truyền động điện sử dụng DC có tích hợp chức năng ổ từ, đã làm việc trong môi trường chân không không cần chất bôi trơn ổ trục, làm việc trong các môi trường rất lạnh (bơm khí helium lỏng: -176°C [32]) hoặc rất nóng (550°C [33]).

Việc giảm kích thước và giá thành cho hệ thống truyền động điện sử dụng DC điện có chức năng tích hợp ổ đỡ từ là vấn đề được nhiều nhà khoa học quan tâm. Bằng cách tích hợp chức năng của ổ đỡ từ hướng tâm vào DC điện, kích thước của DC điện dùng ổ đỡ từ đã được giảm đáng kể (giảm khoảng 25%) tuy nhiên, cấu trúc của DC phức tạp do đây chỉ là tích hợp cơ khí (cuộn dây ổ đỡ từ được quấn cạnh cuộn

dây DC) và số bộ biến đổi điện tử công suất sử dụng cho DC vẫn giữ nguyên. Do đó giá thành của DC kiểu này vẫn cao.

Hướng nghiên cứu khác tập trung vào việc kết hợp chức năng của ổ đỡ từ dọc trục vào DC [27]. Thông qua phương pháp điều khiển mới và với cấu tạo đặc biệt, DC có thêm chức năng sinh ra lực nâng dọc trục mà không cần bổ sung thêm dây quấn phụ. Việc nghiên cứu, thiết kế và chế tạo đồng bộ DC điện dùng ổ đỡ từ theo một khối thống nhất sẽ thành công trong việc giảm kích thước và giá thành, góp phần nhanh chóng đưa DC điện dùng ổ đỡ từ vào ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp.

1.4.1. Tình hình nghiên cứu trong nước

Mặc dù, khái niệm về hệ thống truyền động điện sử dụng DC (nhất là loại DC điện DB AFPM) có tích hợp chức năng ổ đỡ từ mới xuất hiện trong thời gian gần đây, nhưng đã thu hút mạnh mẽ nghiên cứu của các nhà khoa học và nghiên cứu sinh. Trong đó nổi bật là hai trung tâm nghiên cứu về ổ đỡ từ và DC điện dùng ổ đỡ từ thuộc Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội và Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp thuộc Đại học Thái Nguyên.

Tại Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội, Viện Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa, bộ môn Tự động hóa XNCN của Viện Điện, thông qua chương trình phối hợp nghiên cứu với trường Đại học Ritsumeikan – Nhật Bản, mô hình DC điện tự nâng với từ thông dọc trục tích hợp sử dụng ổ đỡ từ dọc trục đã được nghiên cứu thiết kế và chế tạo thành công, các phương pháp điều khiển cơ bản đã được phát triển và ứng dụng cho DC, kết quả nghiên cứu đã được công bố trên các tạp chí hàng đầu thế giới về Kỹ thuật điện.

Thông qua chương trình phối hợp nghiên cứu và đào tạo nghiên cứu sinh tại bộ môn Tự động hóa, Khoa Điện của trường đại học Kỹ thuật Công nghiệp - Đại học Thái Nguyên với các Giáo sư ở trường đại học Curtin (Curtin University - Australia), các thuật toán điều khiển nâng cao cho ổ đỡ từ đã được nghiên cứu. Bước đầu đã có một số công trình nghiên cứu về điều khiển ổ đỡ từ chủ động hướng tâm, được đăng tải trên các tạp chí chuyên ngành và các hội thảo toàn quốc về tự động hóa. Các nghiên cứu về điều khiển DCDB AFPM có tích hợp chức năng ổ đỡ từ mới đang bắt đầu được tiến hành.

1.4.2. Tình hình nghiên cứu ngoài nước

1) Nghiên cứu về tối ưu hóa thiết kế DC AFPM

Các nghiên cứu về tối ưu hóa thiết kế cho máy điện AFPM tập trung vào việc hiệu chỉnh hình dạng thông qua lựa chọn các tham số hình học, các phương pháp xác định hoặc các phương pháp tính toán mềm. Aydin et al. [34] đã phát triển các máy điện AFPM có kích thước tối ưu cho cả cấu trúc liên kết SSDR và DSSR, nhưng chỉ

có hai tham số được xem như là các biến tối ưu và việc tối ưu hóa được thực hiện thông qua hiệu chỉnh hình dạng. Trong một số nghiên cứu, giá trị tối ưu của đối với tỷ số đường kính trong và đường kính ngoài $\lambda \approx 0.58$ được chọn nhằm có được công suất đầu ra cực đại trong máy điện AFPM [35].

Các kỹ thuật tối ưu hóa tiêu chuẩn gồm có phương pháp tìm kiếm ngẫu nhiên, phương pháp Hook và Jeeves, phương pháp Powell và thuật toán Gen (GA) [36]. Phương pháp tìm kiếm ngẫu nhiên mất nhiều thời gian để hội tụ và hoàn toàn phụ thuộc vào điểm bắt đầu, trong khi phương pháp Hook và Jeeves chậm hơn nhưng chính xác hơn [37]. Phương pháp Powell nhanh chóng đạt được lời giải tối ưu nhưng không bền vững khi đối diện với các bài toán phức tạp hơn hoặc khi giá trị cực tiểu toàn cục bị ẩn trong nhiều giá trị cực tiểu cục bộ.

2) Nghiên cứu về vật liệu, cấu tạo và chế tạo ĐC AFPM

Một số lượng đáng kể các nghiên cứu gần đây liên quan đến khía cạnh vật liệu, cấu tạo và chế tạo ĐC AFPM.

- Các nghiên cứu về vật liệu chế tạo ĐC AFPM: Nhu cầu về các máy điện trọng lượng nhỏ, giảm tổn thất và tăng mật độ công suất đã dẫn đến những nghiên cứu toàn diện về các ứng dụng của các vật liệu mới trong cấu tạo của máy điện AFPM. Masson *et al.* [38] đề xuất một ĐC từ thông dọc trục siêu dẫn nhiệt độ cao HTC cho hệ thống đẩy của máy bay. Các dữ liệu thực nghiệm cho thấy việc sử dụng chất siêu dẫn YBCIO về tròn thay cho các NCVC thông thường làm tăng khả năng dung lượng từ thông lên tới 17 T ở 29 °K với mật độ mô men xấp xỉ 18 Nm/kg và hiệu suất đạt 99%. Wang *et al.* [39] thiết kế và thử nghiệm một ĐC AFPM sử dụng vật liệu từ vô định hình làm các lõi stator và các nam châm ferrite làm rotor, đã làm tăng hiệu suất lên đến 90%,...

- Các nghiên cứu về cấu tạo và chế tạo máy điện AFPM: Trong [40] Fei *et al.* thiết kế và xây dựng một máy điện 6 kW, 1200 vòng/phút, 5 cặp cực, $q = 0.2$ cho ứng dụng truyền động trực tiếp trong bánh xe. Nhằm tăng mật độ mô men đối với máy điện, các răng stator được làm từ thép từ tính cán mỏng. Vì răng được vuốt thuận theo hướng hướng tâm sao cho stator có các rãnh song song. Đối với cấu trúc liên kết này, đã đạt được một hệ số điền đầy rãnh bằng 52%. Các kết quả thực nghiệm không tải cho thấy sự phù hợp với yêu cầu, hiệu suất đạt trên 90%. Ba bài báo [41]–[43], tập trung chú ý vào chế tạo dây quấn, nghiên cứu các khía cạnh như độ dài của các mối nối cuối và các cấu hình không xếp chồng. Các kiểm tra thực nghiệm cho thấy các dây quấn tập trung không xếp chồng có đặc tính mô men tương tự nhưng tốt hơn so với các dây quấn xếp chồng bình thường và cũng cho phép giảm 15% khối lượng đồng,...

3) Các nghiên cứu tập trung phân tích máy điện AFPM

a. Phân tích điện từ

Sung et al. [44] đề xuất một phương pháp phân tích trường điện từ của một máy phát AFPM-SSDR sử dụng các phương trình tựa 3-D cải tiến và phương trình Maxwell. Tác giả đã giới thiệu một phương pháp giải tích nhằm phân tích phân bố từ trường và đánh giá các tham số của mạch tương đương, phương pháp này đã làm giảm đáng kể thời gian phân tích trong khi duy trì độ tin cậy cao. Các thí nghiệm thực tế đã kiểm chứng tất cả các kết quả phân tích.

Lee et al. [45] đề xuất một phương pháp hình ảnh từ nạp (magnetic charge) để phân tích các đặc tính của các DC AFPM không rãnh. Phương pháp hình ảnh thay thế các hiệu ứng biên của từ trường thực bằng một phân bố đơn giản của dòng điện hoặc điện tích phía sau đường biên. Độ ổn định về cơ khí được tăng cường bằng cách giảm các ảnh hưởng của các lực thông thường, rung động và nhiễu âm tần. So sánh giữa kết quả tính toán và thực nghiệm đã chỉ ra những sai lệch. Ví dụ, khoảng 8% sai lệch ở giá trị định của sức phản điện động là do sự bão hòa của mạch từ.

Chan et al. [46] đề xuất một mô hình giải tích bán kính trung bình cho một máy phát đồng bộ AFPM một phía không lõi thép (ironless single-sided AFPM synchronous generator). Để kiểm chứng độ chính xác của các kết quả giải tích, sử dụng phương pháp 2-D để tính toán từ trường. Các kết quả giải tích cho thấy các giá trị từ trường cao hơn một chút, nhưng nói chung chỉ sai lệch 3% so với kết quả tính toán của FEM.

b. Phân tích mô men răng cưa

Mô men răng cưa do sự ảnh hưởng qua lại (xen kẽnh) giữa độ từ dẫn mạch kích từ và từ dẫn ở khe hở không khí. Trong máy điện kích từ NCVC, mô men răng cưa xuất hiện từ xu hướng tự căn chỉnh của NCVC theo đường dẫn có từ trở tối thiểu do vị trí tương đối giữa rotor và stator quyết định. Mô men răng cưa gây ra rung động và nhiễu đồng thời làm suy giảm chất lượng đáp ứng điều khiển chuyển động, đặc biệt ở tốc độ thấp và tải nhỏ. Mô men răng cưa được tính toán bằng cách sử dụng năng lượng từ trường tích lũy trong không gian tự do [47]. Trong số công trình nghiên cứu làm suy giảm mô men răng cưa trong máy điện AFPM như: Aydin et al. [48] đã tối thiểu hóa giá trị mô men răng cưa bằng cách thay đổi góc pha của mô men răng cưa. Điều này đạt được bằng cách sử dụng hai cung cực từ NCVC (PM pole arcs) và đồng thời giảm biên độ của mỗi phần. Kết quả thí nghiệm cho thấy mô men răng cưa đỉnh bằng 8.8% mô men định mức.

Letelier et al. [49] nghiên cứu khoảng cách rãnh stator và độ xiên (độ nghiêng) của NCVC trong việc giảm mô men răng cưa. Khoảng cách rãnh stator giảm mô men răng cưa đến 50%. Tuy nhiên, tần số của dạng sóng răng cưa tăng gấp đôi và mô men

trung bình giảm. Ảnh hưởng quan trọng nhất của góc nghiêng là sự thay đổi của răng cưa đối với trường hợp vị trí cực rotor đối xứng và không đối xứng.

González et al. [50] nghiên cứu ảnh hưởng của hình dạng NCVC và khoảng cách cạnh stator đến mô men răng cưa. Các tác giả sử dụng cả hai NCVC dạng lồi và dạng lõm để làm giảm mô men răng cưa nhưng cả hai dạng đều cho tỷ lệ giảm giống nhau (khoảng 60%). Tuy nhiên máy điện có NCVC dạng lõm tạo ra mô men điện từ cao hơn khoảng 2% so với máy điện NCVC dạng lồi.

Brown et al. [51] đã phân tích ảnh hưởng của sai số chế tạo stator đến mô men răng cưa. Một phương pháp siêu định vị (superposition method) được áp dụng để dự đoán các điều hòa răng cưa tới hạn cho một ĐC AFPM đồng bộ có xét đến sự tương tác giữa một rãnh đơn và một lá thép đơn (single lamination). Phương pháp xử lý ảnh được sử dụng để có được hình dạng hình học của stator và dung sai chế tạo của một rãnh stator đơn. Các kết quả thực nghiệm kiểm chứng những giá trị dự đoán và kỹ thuật xử lý ảnh đã đề xuất.

Woo et al. [52] đề xuất một phương pháp tối ưu đa phương thức (multimodal optimization method) được gọi là phương pháp bò (climbing method). Góc nghiêng của NCVC và tỷ số giữa bước cực (pole-pitch) và cung cực (pole-arc) của NCVC được xem như là các biến thiết kế nhằm đạt được mô men răng cưa nhỏ nhất. Thuật toán đã đề xuất giảm được giá trị mô men răng cưa bằng 79.8%

c. Phân tích nhiệt (Thermal Analysis)

Thiết kế tối ưu của một máy điện AFPM bao gồm các thiết kế cơ khí và điện cùng với các đặc tính nhiệt và đặc tính động học chất lỏng. Mặc dù phân tích điện từ của máy điện AFPM đã được nghiên cứu rộng rãi, chú ý hạn chế đã hướng đến các khía cạnh khí động học và nhiệt của nó [47]. Trong một máy điện, nhiệt độ bên trong phải được dự đoán trong khi thiết kế vì những lý do sau:

- Giới hạn chịu đựng nhiệt độ tối đa liên tục đối với vật liệu như polymer (được sử dụng trong cấu tạo của stator) và nguy cơ khử từ của NCVC;
- Sự phụ thuộc của hiệu suất vào nhiệt độ stator do tổn hao đồng;
- Giới hạn của mật độ dòng cực đại và mật độ mô men ở nhiệt độ tối đa;
- Vượt quá biên giới an toàn và kết quả là trả giá cho những dự đoán không chính xác.

Các kỹ thuật phân tích nhiệt bao gồm phương pháp thực nghiệm, phân tích số học và mô hình nhiệt tham số tập trung (lumped-parameter thermal model). Sugimoto et al. [48] phát triển một ĐC AFPM đồng bộ HTS ở nhiệt độ của ni tơ lỏng. Trong thiết kế này, NCVC được sử dụng cho các lõi thép trong đó các dây dẫn HTS được sử dụng như là phần ứng. Tuy nhiên, các dây siêu dẫn bọc lớp các tổn thất xoay chiều nếu chúng làm việc ở từ trường xoay chiều.

Gần đây, sự phổ biến của các gói phần mềm thương mại cho phép kết hợp động học chất lỏng tính toán CFD và FEA đã cung cấp cho các nhà nghiên cứu một công cụ mạnh mẽ để thực hiện các mô phỏng phức tạp về phát nhiệt, dòng nhiệt và trao đổi nhiệt trong máy điện AFPM [49].

Marignetti et al. [50] đã nghiên cứu các đặc tính nhiệt của một máy điện đồng bộ AFPM với một lõi bằng hợp chất từ mềm SMC sử dụng FEA 3 chiều. Nguồn nhiệt có được từ một mô hình dòng điện một chiều kết hợp với lời giải tĩnh manhêto (magneto static solver), mô hình nhiệt và mô hình động học chất lỏng. Nhược điểm của phương pháp là các kết quả rất nhạy cảm đối với sai số chấp nhận được, vì vậy ảnh hưởng đến việc đặt điều kiện biên. Hơn nữa, lõi rotor của mô hình mẫu thử nghiệm nóng hơn đáng kể so với các kết quả mô phỏng. Đối với nhựa epoxy, thiết độ làm việc yêu cầu nhỏ hơn 403°K.

4) Các nghiên cứu về điều khiển kích từ DCDB AFPM

Việc không có các dây quấn kích từ và tiếp xúc bằng chổi than làm giảm chi phí vận hành, tăng hiệu suất và độ tin cậy của máy điện AFPM. Tuy nhiên, từ thông cố định do các NCVC áp đặt có tính quyết định đối với các ứng dụng có điều chỉnh tốc độ. Sự thay đổi tuyến tính của sức phản điện động cảm ứng gây nguy hiểm khi làm việc ở tốc độ cao. Để tránh sự làm việc không an toàn này, từ thông ở khe hở không khí phải được điều khiển để giữ cho điện áp ở đầu cuối bằng giá trị định mức. Làm suy giảm từ thông trong các máy điện AFPM cũng được áp dụng bằng các biện pháp cơ học hoặc bằng các chiến lược điều khiển. Del Ferraro et al. [51] đề xuất phương pháp suy giảm từ thông bằng cơ học của máy điện AFPM bằng cách đổi chỗ hai đĩa rotor nhằm làm giảm từ thông liên kết stator. Sự điều chỉnh mong muốn đạt được bằng hai giải pháp cơ học: thiết bị phụ thuộc tốc độ cơ học và thiết bị phụ thuộc mô men cơ học (mechanical torque-dependent device). Thiết bị thứ nhất là một nguồn áp không đổi trong khi thiết bị thứ hai là một nguồn dòng không đổi. Mặc dù công trình của họ giới thiệu một khái niệm mới về suy giảm từ thông cơ học để điều chỉnh công suất AFPM trong một dải tốc độ rộng, nhưng các thiết bị đã sử dụng không thay đổi trạng thái khởi động, mật độ mô men cao và khả năng quá tải của máy điện.

Trong [52], các tác giả đề xuất phương pháp dịch chuyển rotor kép nhằm làm suy giảm kích từ của một máy điện AFPM. Dây quấn stator được chia thành hai dây quấn Litz-wire tách biệt đặt cạnh nhau, mỗi dây quấn được bọc cách điện bằng nhựa epoxy và được nối nối tiếp; hai dây quấn này được đặt trong một khung cố định và được phân tách bằng các vòng Teflon ma sát nhỏ. Suy giảm từ thông đạt được bằng cách quay các dây quấn so với nhau nhờ vào một cơ cấu chấp hành được thiết kế có chủ ý. Các kết quả thực nghiệm cho thấy hệ thống hoạt động chính xác đến 5000 vòng/phút và tỷ số các vùng tốc độ công suất không đổi là 8.3 : 1.

Zhao *et al.* [53] đề xuất sử dụng các NCVC trượt hướng tâm cho suy giảm từ thông và điều khiển tốc độ một máy điện AFPM mới thích hợp cho các xe điện EV. Phương pháp suy giảm kích từ với các NCVC trượt hướng tâm được so sánh và được kết hợp phương pháp điện truyền thống. Các kết quả chỉ ra rằng khả năng điều khiển kích từ được cải thiện đáng kể và đạt được tốc độ tối đa (lên tới 6 lần tốc độ định mức) với công suất không đổi

Suy giảm kích từ dựa trên điều khiển điều khiển thành phần trục d của từ thông phản ứng phản ứng đã được đề xuất. Lopez *et al.* [54] đã tiến hành thực nghiệm khả năng kích từ của một máy điện AFPM 8 cực 5-kVA bằng cách thay đổi mạch từ chính, việc thay đổi này làm giảm giá trị ampe - số vòng dây được yêu cầu để điều khiển từ thông khe hở không khí. Vùng sắt mềm của cực từ rotor làm giảm từ trở. Vì vậy, yêu cầu có một dòng điện nhỏ trục d của stator để khử từ máy điện với ứng suất từ và nhiệt thấp cho nam châm. Tuy nhiên, các kết quả được giới thiệu chủ yếu là dòng điện, điện áp và phổ điều hòa của nó thay vì khả năng điều khiển kích từ.

5) Các nghiên cứu về khởi động trực tiếp ĐCDB AFPM

Các ĐC kích từ NCVC khởi động trực tiếp LSPM có thể là một sự thay thế cho ĐC không đồng bộ trong các ứng dụng không điều chỉnh tốc độ chẳng hạn như quạt gió, bơm và máy nén khí vì hiệu suất, hệ số công suất, mật độ công suất của chúng cao hơn và kích thước nhỏ hơn. Những ĐC này, tuy nhiên, có mô men khởi động nhỏ và sự đồng bộ hóa kém. Khởi động và đồng bộ hóa của các ĐC LSPM là đối tượng của nhiều nghiên cứu. Tuy nhiên, chủ yếu tập trung vào các ĐC kích từ NCVC từ thông hướng tâm khởi động trực tiếp. Mahmoudi *et al.* [55] đề xuất đầu tiên ĐC LSAFPM. Một vòng tròn nổi và cách đều được thêm vào bán kính trong của đĩa rotor để khởi động tự động. Vòng này bao phủ gông từ của stator. Sự tương tác giữa các dòng xoáy cảm ứng trong các vòng rotor đặc với từ trường quay ở khe hở không khí giữa các vòng và dây quấn cuối bên trong tạo ra mô men điện từ. Bài báo kiểm chứng một thiết kế thành công của một ĐC AFPM không rãnh 1/3 hP, bốn cực, tự khởi động với khả năng đồng bộ tốt ở tốc độ định mức.

Mahmoudi *et al.* [56] giới thiệu hai trường hợp thiết kế và phân tích của một ĐC AFPM: rotor đặc và rotor hỗn hợp. Các kết quả phân tích phân tử hữu hạn tức thời 3-D cho thấy rotor phức hợp cải thiện đáng kể cả mô men khởi động và khả năng đồng bộ so với rotor đặc. Lớp đồng mỏng trên bề mặt của vòng rotor làm tăng tính dẫn điện của vật liệu và tạo ra nhiều dòng điện tuần hoàn trên bề mặt vòng rotor hơn trong quá trình khởi động. Rotor phức hợp thực hiện tốt hơn rotor đặc ở khả năng khởi động nhanh hơn và thời gian ổn định ngắn hơn. Trong [57], các tác giả trên giới thiệu mẫu ĐC LSAFPM đặc. Người ta thấy rằng ĐC mẫu duy trì mô men khởi động cao và khả năng đồng bộ hóa tốt. ĐC này thích hợp để sử dụng rộng rãi trong các ứng

dụng hiệu suất cao, trong đó yêu cầu bắt buộc là ít nhiễu và mô men bằng phẳng, đặc biệt là các ứng dụng đòi hỏi tốc độ cao. Khả năng khởi động trực tiếp của AFPM cần được nghiên cứu thêm.

6) Các nghiên cứu về ứng dụng DCDB AFPM

Các máy điện AFPM nói chung được xem là thích hợp một cách lý tưởng khi yêu cầu tốc độ thấp và mô men cao, chẳng hạn như các ứng dụng truyền động trực tiếp, [57]–[62]. Tuy nhiên, độ nhỏ gọn dọc trục của những máy điện này và mô men quán tính tương đối cao mà các rotor có được đã thúc đẩy nghiên cứu trong các ứng dụng tốc độ cao từ ổ đĩa cứng đến các hệ thống tích trữ năng lượng bánh đà đến các ổ đỡ từ dọc trục.

Máy phát điện đồng bộ AFPM được xem là một bộ biến đổi năng lượng thích hợp cho các ứng dụng tua bin gió truyền động trực tiếp (direct-coupled) [63], [64]. Các máy phát AFPM không lõi được đề xuất cho nhiều ứng dụng phát điện khác nhau, đặc biệt trong các truyền động trực tiếp với dải tốc độ làm việc rộng. Mô men răng cưa thấp và hiệu suất cao là ưu điểm của thiết kế không lõi [65].

Trong 20 năm qua, nhiều nghiên cứu đã được thực hiện về thiết kế máy điện AFPM nhằm tối ưu hóa đặc tính của xe điện. Oh *et al.* [66] mô phỏng và thử nghiệm khả năng của một DC AFPM cho xe điện lai (hybrid EVs) bằng cách sử dụng một thiết bị mô phỏng xe cộ. Tốc độ DC bám theo tốc độ đặt dưới các điều kiện khe hở thay đổi. Ưu điểm của thiết kế này gồm có dải tốc độ vận hành rộng và hiệu suất cao.

Rahman *et al.* [67] giới thiệu một DC AFPM SSDR để ứng dụng cho hệ thống đẩy của xe điện và xe điện lai. Việc bổ sung các nêm từ (magnetic wedge) vào các rãnh của stator làm tăng dải công suất lên hơn hai lần. Quá trình này cũng làm giảm tổn thất ở lõi và tăng hiệu suất. Khối lượng của DC cũng như mô men răng cưa và dao động mô men đã được cực tiểu hóa.

Yang *et al.* [68] đề xuất một thiết kế và điều khiển tối ưu một DC SSDR AFPM gắn bên trong bánh xe không có truyền lực cơ khí và hộp số vi sai cho xe chở khách chạy điện. Nguyen *et al.* [69] đề xuất một máy điện AFPM được thiết kế cho hệ thống tích trữ năng lượng bánh đà với mục tiêu đạt được hiệu suất cao, tổn thất tần số cơ bản ở rotor bằng không, mô men răng cưa thấp và cải thiện dạng sóng của sức phản điện động. Thiết kế này bao gồm hai bộ dây quấn stator ba pha và chỉ yêu cầu một bộ biến đổi công suất để cấp nguồn cho điều khiển cả lực dọc trục và mô men điện từ.

Ngoài các ứng dụng đã được đề cập ở trên, máy điện AFPM đang trở nên phổ biến trong các ngành công nghiệp khác như hệ thống đẩy tàu thủy [71], thang máy truyền động trực tiếp [72], đĩa cứng [73], máy phát điện vi công suất (micropower) [74], gien gia nhiệt cảm ứng (induction heating genes) [75], bơm xoáy mỏng [76], hệ

thông tích trữ năng lượng bánh đà [77], máy phát xoay chiều trên ô tô [78], [79] và hệ thống tích trữ vi năng lượng [80].

7) Các nghiên cứu về so sánh ĐCDB AFPM với RFPM

So sánh đặc tính của các máy điện AFPM, RFPM và máy điện kích từ NCVC từ thông ngang trục TFPM đã được nghiên cứu rộng rãi [81-85]. Phần này đánh giá ảnh hưởng đã thực hiện so sánh đặc tính của các máy điện PM khác nhau.

Trong [81], các tác giả đã so sánh đặc tính của máy điện AFPM với máy điện RFPM xét đến các chỉ tiêu sau: Trọng lượng nam châm, đồng và sắt yêu cầu, tổn thất đồng và sắt từ, mô men quán tính, mô men trên một đơn vị mô men quán tính, công suất trên khối lượng tác dụng đơn vị, công suất trên thể tích tác dụng đơn vị. Đối với năm mức công suất đầu ra khác nhau, có thể kết luận rằng máy điện AFPM rất hứa hẹn về khối lượng, mật độ công suất lượng sắt yêu cầu, trọng lượng tác dụng, mô men và mô men quán tính của rotor. Máy điện AFPM không rãnh yêu cầu nhiều vật liệu từ tính hơn máy điện RFPM. Tuy nhiên, máy điện AFPM có rãnh lại yêu cầu ít hơn. Tổn thất đồng trong máy điện AFPM không rãnh cao hơn trong máy điện RFPM có rãnh.

Cavagnino *et al.* [82] so sánh đặc tính của ĐC DSSR AFPM với đặc tính của máy điện RFPM về cung cấp mô men điện từ và mật độ mô men khi tổng khối lượng của ĐC, tổn thất cho mỗi bề mặt, và mật độ từ thông khe hở không khí được giữ không đổi. Các kết quả cho thấy rằng cấu hình AFPM có đặc tính tốt hơn về mô men điện từ và mật độ mô men nếu số lượng cực từ lớn và chiều dài trục nhỏ.

Chen *et al.* [83] đã thực hiện so sánh trong số các máy điện RFPM, AFPM nhiều tầng và máy điện TFPM ba pha dưới các điều kiện mật độ dòng điện nhỏ, tải điện nhỏ, nhiệt độ cao, tốc độ không đổi, và không có hệ thống làm mát bên ngoài. Nó cũng kết luận rằng do đường kính ngoài bị hạn chế, cấu trúc liên kết AFPM nhiều tầng không phù hợp vì nó có mật độ mô men thấp và hiệu suất thấp; cấu trúc liên kết TFPM có mật độ mô men cao hơn nhưng hệ số công suất thấp; máy điện RFPM có cấu tạo đơn giản, mật độ mô men cao, và hệ số công suất tốt nhất; vì vậy nó được cho là thích hợp nhất với những ràng buộc thiết kế này.

Pippuri *et al.* [84] so sánh mật độ mô men của máy điện RFPM, AFPM, và TFPM của một máy điện ví dụ 10-kW 200 vòng/phút. Trong Qu *et al.* [85] so sánh đặc tính của máy điện RFPM 200 HP, sáu cực 1200 vòng/phút và máy điện AFPM hai phía xét đến các cấu hình NCVC khác nhau sử dụng các phương trình kích thước. Các máy điện kiểu DSSR tốt hơn các kiểu khác về trọng lượng và độ tiện dụng trong khi cấu hình DSSR-SS có trọng lượng thấp nhất và hệ số tiện dụng cao nhất. Các kết quả so sánh tản nhiệt cho thấy cấu hình DSSR- NS có khả năng tản nhiệt tốt nhất và RFPM-SS có khả năng tản nhiệt kém nhất.

1.5 Kết luận

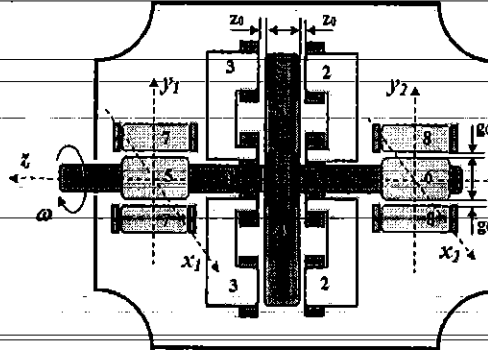
ĐCDB từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu có tích hợp ổ đỡ từ là loại ĐC có nhiều ưu điểm và đang được chú ý nghiên cứu. Các nghiên cứu chủ trước đây yếu tập trung vào tối ưu hóa thiết kế ĐC, vật liệu, công nghệ chế tạo nhằm thu nhỏ kích thước và giảm giá thành của ĐC. Đã có một số công trình nghiên cứu điều khiển ĐC tuy nhiên chưa nhiều.

Như vậy, nghiên cứu về ĐCDB có tích hợp ổ đỡ từ là một hướng nghiên cứu đầy triển vọng.

CHƯƠNG 2 : MÔ HÌNH HÓA ĐCĐB TỪ THÔNG DỌC TRỤC

2.1 Đặt vấn đề

2.1.1 Cấu trúc ĐC AFPM có tích hợp ổ từ hai đầu trục



Hình 2.1 Mặt cắt ĐC AFPM có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục

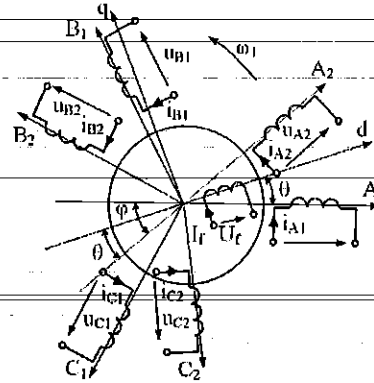
1: Trục; 2, 3: Stator của DC phải và DC trái; 4: Rotor của DC; 5, 6: Rotor của AMB trái và AMB phải; 7, 8: Stator và dây quấn của AMB trái và AMB phải; z_0 , g_0 : Khe hở danh định giữa rotor và stator của DC và AMB.

Trên hình 2.1, giới thiệu mặt cắt ĐCDB từ thông dọc trục, kích từ nam châm vĩnh cửu, có tích hợp ổ từ hai đầu trục (sau đây gọi tắt là ĐC AFPM). Vì rằng, ĐC kiểu này được cấu trúc thành các modul như đã giới thiệu trong chương 1, ở đây ta chọn hai modul stator đơn ở hai bên và một modul rotor kép ở giữa. Rotor gắn với trục DC, còn hai stator được khoét hai lỗ đúng tâm có đường kính rộng hơn đường kính trục DC. Hai stator được gắn cố định trên bộ giá bằng thép. Mô men M_1, M_2 do thành phần i_q chảy trong dây quấn hai stator tương tác với từ thông cực Ψ_p của rotor sinh ra có cùng chiều. Do cấu trúc đặc biệt của dây quấn trên stator mà sinh ra lực đẩy kéo F_1, F_2 do thành phần i_d của dòng điện trong dây quấn hai stator và từ thông cực Ψ_p của rotor sinh ra và có chiều tác dụng ngược nhau. Nhờ có các lực đẩy kéo F_1, F_2 nên không cần ổ từ chặn chuyển động dọc trục của rotor, kết quả là kích thước và giá thành của ĐC điện dùng ổ từ sẽ suy giảm đáng kể.

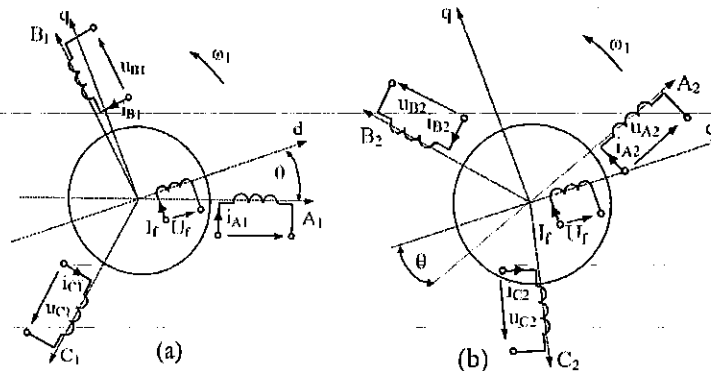
2.1.2 Mô hình vật lý của ĐC AFPM

Mô hình vật lý của ĐC được minh họa như trên hình 2.2 [8,9]. Do ĐC có cấu trúc đặc biệt, stator là một hệ thống điện áp 6 pha trong đó đường trục của sáu cuộn dây ba pha stator $A_1, B_1, C_1, A_2, B_2, C_2$ là cố định, điện áp $u_{A1}, u_{B1}, u_{C1}, u_{A2}, u_{B2}, u_{C2}$ và dòng điện $i_{A1}, i_{B1}, i_{C1}, i_{A2}, i_{B2}, i_{C2}$ đều là đối xứng. Giả thiết hệ thống điện áp u_{A1}, u_{B1}, u_{C1} lệch pha so với hệ thống u_{A2}, u_{B2}, u_{C2} một góc φ . Rotor quay với tốc độ góc đồng bộ ω_l , từ thông cực Ψ_p của NCVC được thay tương đương bằng cuộn dây kích từ trên rotor,

được cung cấp điện áp kích từ U_f , một chiều tạo ra dòng điện kích từ I_f , trục dọc theo cực từ là d , vuông góc với trục d là trục q , tọa độ $d-q$ quay trong không gian với tốc độ quay đồng bộ, giả thiết góc giữa trục d và trục cố định A_1 và A_2 là θ biến thiên theo thời gian.



Hình 2.2 Mô hình vật lý của ĐCDB từ thông dọc trục có tích hợp ổ từ
 Từ hệ thống sáu pha như hình 2.2, ta tách ra thành hai hệ thống ba pha lệch pha nhau như trên hình 2.3a và hình 2.3b. Sau đây, sẽ gọi là ĐC1 và ĐC2.



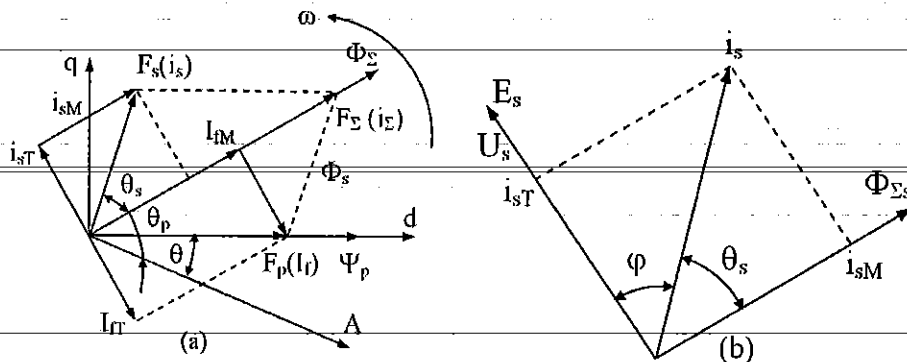
Hình 2.3 Mô hình vật lý của ĐC1 (a) và ĐC2 (b)

Mạch tương đương từng pha đã được sử dụng rộng rãi trong phân tích trạng thái ổn định của máy điện xoay chiều. Tuy nhiên, chúng không thích hợp để dự đoán đặc tính động của ĐC. Khi nghiên cứu về máy điện và các thiết bị điện, thông thường người ta hay sử dụng sơ đồ mạch thay thế tương đương.

2.1.3 Đồ thị vector không gian từ thông và sức điện động ĐC AFPM

Hình 2.4 là đồ thị vector không gian từ thông và sức điện động của ĐCDB từ thông dọc trục, trong đó F_p, ψ_p dọc theo trục d là sức từ động kích từ và từ thông của mạch rotor, F_s là sức từ động tổng hợp của 3 pha stator, nó cũng là một vector quay đồng bộ, với một điều kiện phụ tải và kích từ nhất định vị trí tương đối của F_s và F_p là xác định. Sức từ động tổng hợp của F_s và F_p là F_r , từ thông tổng hợp là Φ_r . Từ thông Φ_r chính là tổng từ thông khe hở không khí của ĐC điện sau khi đã xét tới phản ứng của phần ứng, góc giữa F_s và F_r là θ_s , góc giữa F_p và F_r là θ_p , tất cả các

vector này đều quay với tốc độ quay đồng bộ ω . Cũng giống như khi phân tích ĐC không đồng bộ, F_s chia cho số vòng quấn tương ứng sẽ là vector tổng hợp i_s của dòng điện stator. Phân tích nó thành hai thành phần i_{sM}, i_{sT} , với i_{sM} dọc theo thành phần kích từ của từ thông tổng hợp Φ_Σ , còn i_{sT} là thành phần vuông góc với nó. Tương tự như vậy, vector dòng điện kích từ tương ứng với I_f cũng được phân thành hai thành phần I_{fM}, I_{fT} .



Hình 2.4 Vector không gian và góc pha thời gian gắn đúng của ĐCDB

a) Vector không gian từ thông, std; b) Góc pha dòng điện, điện áp, từ thông

Để thiết kế các cấu trúc điều khiển khác nhau của ĐC loại này, cần phải dựa trên mô hình toán của nó. Việc phân tích ĐC ba pha ở đây sẽ dựa trên lý thuyết về hệ qui chiếu. Sử dụng phương pháp này cho phép đơn giản hóa các phương trình động lực của ĐC xoay chiều và trở thành tương tự như những ĐC một chiều.

Khi thiết kế hệ thống, muốn nhận được sơ đồ cấu trúc trạng thái động gắn đúng, ta đã phải đưa ra một số giả thiết làm cho kết quả thiết kế vẫn còn lệch khá xa so với thực tế. Muốn nâng cao chất lượng của hệ thống điều chỉnh tốc độ biến tần - ĐC xoay chiều nói chung, ĐCDB nói riêng và cải thiện phương pháp thiết kế, trước tiên phải làm rõ bản chất trạng thái động của ĐC xoay chiều thông qua mô hình toán học.

2.2 Mô hình toán học nhiều biến của ĐCDB

2.2.1 Đặc điểm của mô hình toán học trạng thái động của ĐCDB

Từ thông của ĐC điện một chiều sinh ra bởi cuộn dây kích từ [8,9], có thể được xác lập từ trước mà không tham gia vào quá trình động của hệ thống (trừ trường hợp điều chỉnh tốc độ bằng giảm từ thông). Vì vậy mô hình toán học trạng thái động của nó chỉ có một biến vào (điện áp mạch phản ứng) và một biến ra (tốc độ). Trong đối tượng điều khiển có chứa hằng số thời gian điện cơ T_m và hằng số thời gian điện từ mạch điện rotor T_e , nếu tính cả thiết bị chỉnh lưu điều khiển tiristor vào đó thì còn có cả hằng số thời gian trễ τ của khối chỉnh lưu. Trong ứng dụng kỹ thuật, ở điều kiện

cho trước có thể ứng dụng lý thuyết điều khiển tuyến tính kinh điển và phương pháp thiết kế kỹ thuật thực dụng để phân tích và thiết kế.

Tuy nhiên, lý luận và phương pháp nói trên khi vận dụng vào việc phân tích và thiết kế hệ thống điều chỉnh tốc độ ĐC xoay chiều thì gặp nhiều khó khăn, phải đưa ra một số giả thiết mới có thể nhận được sơ đồ cấu trúc trạng thái động gần đúng, bởi vì so sánh giữa mô hình toán học của ĐC điện xoay chiều ba pha và mô hình ĐC điện một chiều có sự khác nhau căn bản:

(1) Khi điều chỉnh tốc độ bằng hệ thống biến tần ĐC xoay chiều ba pha cần phải tiến hành điều khiển phối hợp điện áp và tần số. Như vậy, có hai biến đầu vào độc lập là điện áp và tần số, nếu khảo sát cả điện áp ba pha thì số biến đầu vào phải tăng lên. Trong biến đầu ra, ngoài tốc độ, từ thông cũng được tính là một tham số độc lập. Bởi vì ĐC vừa có nguồn điện ba pha lại vừa có nguồn một chiều, việc xác lập từ thông và sự thay đổi tốc độ là tiến hành đồng thời, để có chất lượng động tốt, phải làm cho từ thông không đổi trong trạng thái động, mới có thể khai thác được mô men lớn,... Vì những nguyên nhân này nên ĐC xoay chiều ba pha có mối quan hệ rất chặt chẽ và ảnh hưởng lẫn nhau giữa điện áp (dòng điện), tần số, từ thông và tốc độ. Do vậy, nó là đối tượng nhiều biến (MIMO).

(2) Trong ĐC xoay chiều ba pha, từ thông kéo theo dòng điện sinh ra mô men, tốc độ kéo theo từ thông nhận được sức điện động cảm ứng, vì chúng đồng thời biến đổi, nên trong mô hình toán học có chứa hai biến nhân với nhau, như vậy, dù không khảo sát nhân tố bão hoà từ thì mô hình toán học cũng là phi tuyến.

(3) Mạch stator ĐC xoay chiều ba pha có ba nhóm cuộn dây, mỗi một nhóm khi sản sinh từ thông đều có quán tính điện từ riêng của nó, lại thêm vào quán tính cơ điện của hệ thống chuyển động, vì thế dù cho không xét tới yếu tố trễ của biến tần, thì mô hình toán học ĐC xoay chiều ba pha là hệ thống bậc cao.

Như vậy, mô hình toán học ĐC xoay chiều ba pha là hệ thống nhiều biến, bậc cao, phi tuyến, ràng buộc nhau rất chặt chẽ. Tuy nhiên, vì kết cấu của ĐCDB khác với kết cấu của ĐC không đồng bộ, nên cần chú ý những nét riêng biệt sau: stator của nó có ba cuộn dây xoay chiều ba pha, rotor có một cuộn dây kích từ được cấp bởi dòng một chiều (hoặc kích từ nam châm vĩnh cửu). Để làm rõ vấn đề, trước tiên phải bỏ qua một số yếu tố phụ và đưa ra một số giả thiết như sau:

(1) Bỏ qua sóng hài không gian, coi ba cuộn dây ba pha đối xứng nhau (về không gian chúng cách nhau 120° , sức điện động được sinh ra phân bố theo quy luật hình sin dọc theo khe hở không khí. Bỏ qua ảnh hưởng của điện trở và điện cảm tản cuộn dây stator;

(2) Bỏ qua bão hoà mạch từ, tự cảm và hồ cảm của các cuộn dây đều tuyến tính;

(3) Bỏ qua tổn hao trong lõi sắt từ; không xét tới ảnh hưởng của tần số và thay đổi của nhiệt độ đối với điện trở cuộn dây;

(4) Cực của ĐC là ẩn, hoặc bỏ qua sự thay đổi từ trở của cực từ lõi;

(5) Không có cuộn dây cản, nói cách khác là bỏ qua hiệu ứng của cuộn dây cản.

Trước hết ta xây dựng mô hình toán cho ĐC1 có mô hình vật lý như hình 2.3a.

2.2.2. Phương trình điện áp

Căn cứ vào các điều kiện giả thiết đã nêu ra ở trên, xét ĐCDB hai cực có kích thích bằng cuộn dây một chiều của rotor, phương trình điện áp tổng quát của ĐCDB được viết thành:

$$\begin{aligned} u_{A1} &= i_{A1}R_1 + \frac{d\psi_{A1}}{dt} \\ u_{B1} &= i_{B1}R_1 + \frac{d\psi_{B1}}{dt} \\ u_{C1} &= i_{C1}R_1 + \frac{d\psi_{C1}}{dt} \\ U_p &= I_pR_p + \frac{d\psi_p}{dt} \end{aligned} \tag{0.1}$$

trong đó: $u_{A1}, u_{B1}, u_{C1}, U_p$: giá trị tức thời của điện áp pha stator, rotor;

$i_{A1}, i_{B1}, i_{C1}, I_p$: giá trị tức thời của dòng điện pha stator, rotor;

$\psi_{A1}, \psi_{B1}, \psi_{C1}, \psi_p$: từ thông của các cuộn dây các pha stator, rotor;

R_1, R_p : điện trở cuộn dây một pha stator và rotor.

Phương trình điện áp được viết ở dạng ma trận, đồng thời dùng toán tử p thay cho ký hiệu vi phân d/dt :

$$\begin{bmatrix} u_{A1} \\ u_{B1} \\ u_{C1} \\ U_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{B1} \\ i_{C1} \\ I_p \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_{A1} \\ \psi_{B1} \\ \psi_{C1} \\ \psi_p \end{bmatrix} \tag{0.2}$$

Hoặc viết thành: $\mathbf{u} = \mathbf{Ri} + p\boldsymbol{\psi}$ (0.3)

2.2.3. Phương trình từ thông

Từ thông của mỗi nhóm cuộn dây đều là tổng của từ thông tự cảm và từ thông hỗ cảm của các nhóm cuộn dây khác đối với nó, vì vậy từ thông của 3 cuộn dây stator và cuộn dây rotor được biểu diễn bằng phương trình ma trận sau:

$$\begin{pmatrix} \Psi_{AI} \\ \Psi_{BI} \\ \Psi_{CI} \\ \Psi_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{AIAI} & L_{AIBI} & L_{AICI} & L_{AIP} \\ L_{BIAI} & L_{BIBI} & L_{BICI} & L_{BIP} \\ L_{CIAI} & L_{CIBI} & L_{CICI} & L_{CIP} \\ L_{pAI} & L_{pBI} & L_{pCI} & L_{pp} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{AI} \\ i_{BI} \\ i_{CI} \\ I_p \end{pmatrix} \quad (0.4)$$

Hoặc viết thành: $\psi = Li$ (0.5)

trong đó L là ma trận điện cảm 4×4 , với các phần tử trên đường chéo chính $L_{AAI}, L_{BBI}, L_{CCI}, L_{pp}$ là tự cảm của các cuộn dây stator ba pha và cuộn dây kích từ rotor, các phần tử khác còn lại là hõ cảm giữa các cuộn dây.

Trên thực tế, từ thông móc vòng giữa các cuộn dây của ĐC có hai loại: một loại là từ thông tản chỉ liên quan đến một cuộn dây nào đó chứ không xuyên qua khe hở, còn một nhóm nữa là từ thông hõ cảm xuyên qua khe hở giữa chúng, mà loại sau là chủ yếu. Điện cảm tương ứng với từ thông tản của các pha stator được gọi là điện cảm tản stator L_{ts} , giá trị điện cảm tản của các pha là bằng nhau do tính đối xứng; tương tự, từ thông tản của các pha rotor tương ứng với điện cảm tản rotor L_{tp} , từ thông hõ cảm cực đại móc vòng giữa các cuộn dây trên một pha của stator, rotor tương ứng với hõ cảm stator L_{ms} , hõ cảm rotor L_{mp} . Sau khi tính quy đổi số vòng quấn trên nhóm cuộn dây stator và rotor là bằng nhau và từ thông hõ cảm giữa các cuộn dây đều đi qua khe hở, từ trở bằng nhau, nên có thể coi $L_{ms} = L_{mp}$.

Đối với cuộn dây trên mỗi pha, từ thông mà nó móc vòng là tổng của từ thông hõ cảm và từ thông tản, vì vậy, tự cảm của các pha stator, rotor là:

$$L_{AAI} = L_{BBI} = L_{CCI} = L_{ms} + L_{ts} \quad (0.6)$$

$$L_{pp} = L_{mp} + L_{tp} \quad (0.7)$$

Giữa hai cuộn dây khác nhau chỉ có hõ cảm. Hõ cảm lại phân thành hai loại:

- (1) Hõ cảm giữa 3 pha của stator là cố định, nên hõ cảm này là hằng số;
- (2) Hõ cảm giữa một pha bất kỳ của stator với cuộn dây kích thích của rotor thay đổi theo chuyển vị góc θ .

Trước tiên nghiên cứu loại thứ nhất, bởi vì chênh lệch góc pha giữa đường trục cuộn dây của ba pha là $\pm 120^\circ$, với điều kiện giả thiết từ thông phân bố hình sin, trị số hõ cảm là: $L_m \cos 120^\circ = L_m \cos(-120^\circ) = -\frac{1}{2} L_{ms}$

$$\text{Do đó: } L_{AIBI} = L_{BICI} = L_{CIAI} = L_{BIAI} = L_{CIBI} = -\frac{1}{2} L_{ms} \quad (0.8)$$

$$L_{AIP} = L_{BIP} = L_{CIP} = -\frac{1}{2} L_{mp} \quad (0.9)$$

Riêng về loại thứ hai, hõ cảm giữa các cuộn dây trên stator với cuộn dây trên rotor, do sự khác nhau giữa vị trí các pha (hình 2.2), nên lần lượt là:

$$L_{A1p} = L_{pA1} = L_{mp} \cos \theta \quad (0.10)$$

$$L_{B1p} = L_{pB1} = L_{mp} \cos(\theta + 120^\circ) \quad (0.11)$$

$$L_{C1p} = L_{pC1} = L_{mp} \cos(\theta - 120^\circ) \quad (0.12)$$

Khi đường trục các cuộn dây hai pha của rotor và stator trùng nhau, trị số hõ cảm giữa chúng là lớn nhất, và đó là $L_{ms} = L_{mp}$.

Dem các biểu thức (0.6), (0.7), (0.8), (0.9), (0.10), (0.11), (0.12) thay vào biểu thức (0.5) sẽ được phương trình từ thông hoàn chỉnh, một phương trình ma trận rất đồ sộ. Để đơn giản ngắn gọn, có thể viết nó dưới dạng ma trận-khối:

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sp} \\ L_{ps} & L_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ I_p \end{bmatrix} \quad (0.13)$$

Trong đó: $\Psi_s = [\Psi_{A1} \quad \Psi_{B1} \quad \Psi_{C1}]^T$; $i_s = [i_{A1} \quad i_{B1} \quad i_{C1}]^T$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ts} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ts} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ts} \end{bmatrix} \quad (0.14)$$

$$L_{ps} = L_{sp}^T = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (0.15)$$

Điều cần chú ý là, hai ma trận khối L_{ps} , L_{sp} có thể đổi chỗ cho nhau, và liên quan tới vị trí θ của rotor, phân tử của chúng là biến số, đó là một trong những nguyên nhân làm cho hệ thống phi tuyến. Để làm cho tham số trở thành hằng số cần phải dùng phép biến đổi tọa độ, vấn đề này sẽ được nghiên cứu chi tiết ở phần sau.

Nếu thay phương trình từ thông vào phương trình điện áp, sẽ nhận được phương trình sau khai triển:

$$u = Ri + p(Li) = Ri + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} = Ri + L \frac{di}{dt} + \omega i \frac{dL}{d\theta} \quad (0.16)$$

Trong đó: số hạng $L \frac{di}{dt}$ là sức điện động đập mạch trong sức điện động cảm ứng điện từ (hoặc sức điện động biến áp), số hạng $\omega L \frac{dL}{d\theta}$ là sức điện động quay trong sức điện động cảm ứng điện từ, nó tỷ lệ thuận với tốc độ góc ω .

2.2.4 Phương trình chuyển động

Trong trường hợp tổng quát, phương trình chuyển động của hệ thống truyền động điện có dạng:

$$M_{dt} = M_c + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{D}{n_p} \omega + \frac{K}{n_p} \theta \quad (0.17)$$

Trong đó: M_c là mô men phụ tải (mô men cản);

J là mô men quán tính của hệ truyền động;

D là hệ số cản mô men cản tỷ lệ với tốc độ quay;

K là hệ số đàn hồi mô men quay;

n_p là số đôi cực.

Đối với phụ tải mô men không đổi, $D = 0$, $K = 0$, thì:

$$M_{dt} = M_c + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (0.18)$$

2.2.5 Phương trình mô men

Dựa vào nguyên lý biến đổi năng lượng điện cơ, năng lượng điện từ trong DC nhiều cuộn dây là:

$$W_m = \frac{1}{2} i^T \psi = \frac{1}{2} i^T L i \quad (0.19)$$

Còn mô men điện từ bằng đạo hàm riêng đối với chuyển vị góc θ_m của năng lượng điện từ trong DC, khi dòng điện không đổi chỉ có một biến là chuyển vị góc θ_m thay đổi, và $\theta_m = \theta / n_p$, vì vậy:

$$M_{dt} = \left. \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} \right|_{i=const} = n_p \left. \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right|_{i=const} \quad (0.20)$$

Lấy công thức (0.19) thay vào (0.20), đồng thời xét tới quan hệ của công thức (0.14) và (0.15) trong ma trận con của điện cảm:

$$M_{dt} = \frac{1}{2} n_p i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i = \frac{1}{2} n_p i^T \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta} L_{sk} \\ \frac{\partial}{\partial \theta} L_{ks} & 0 \end{bmatrix} \cdot i \quad (0.21)$$

Lại bởi vì $i^T = [i_s^T \quad I_p^T] = [i_{A1} \quad i_{B1} \quad i_{C1} \quad I_p]$ lấy biểu thức (0.15) thay vào biểu thức (0.21) rồi khai triển ta được :

$$M_{dt} = \frac{1}{2} n_p \left[I_p^T \frac{\partial L_{Ks}}{\partial \theta} i_s + i_s^T \frac{\partial L_{sK}}{\partial \theta} I_p \right] =$$

$$= -n_p L_{mt} [(i_{A1} I_p + i_{B1} I_p + i_{C1} I_p) \sin \theta +$$

$$+ (i_{A1} I_p + i_{B1} I_p + i_{C1} I_p) \sin(\theta + 120^\circ) +$$

$$+ (i_{A1} I_p + i_{B1} I_p + i_{C1} I_p) \sin(\theta - 120^\circ)] \quad (0.22)$$

Cần phải chỉ ra rằng, các công thức trên đều là tuyến tính khi giả thiết từ trường phân bố đều trên mạch từ và có dạng hình sin trong không gian, nhưng đồ thị của dòng điện mạch stator thì không chịu bất cứ điều kiện giả thiết ràng buộc nào, chúng có thể là tùy ý. Công thức này cũng có thể nhận được trực tiếp từ công thức cơ bản khi vật thể dẫn điện chịu lực trong từ trường.

2.2.6 Mô hình toán học ĐCDB ba pha

Tập hợp (0.16), (0.18) và (0.21) [hoặc (0.22)] vào làm một sẽ được mô hình toán học nhiều biến số của ĐCDB 3 pha khi chịu tải mô men không đổi.

$$\left. \begin{aligned} u &= Ri + L \frac{di}{dt} + \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} i \\ M_{dt} &= \frac{1}{2} n_p i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i = M_c + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \\ \omega &= \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (0.23)$$

Hệ phương trình trên cũng có thể viết thành dạng tiêu chuẩn của phương trình trạng thái phi tuyến:

$$\frac{di}{dt} = -L^{-1} \left(R + \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \right) i + L^{-1} u$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p^T}{2J} i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i - \frac{n_p}{J} M_c \quad (0.24)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

Xây dựng mô hình toán cho ĐC2 có mô hình vật lý như hình 3b cũng thực hiện tương tự như các bước ở trên và kết quả giống như các công thức (0.23) và (0.24).

Chỉ có khác là các vector điện áp và dòng điện có chỉ số 2 thay vì chỉ số 1 (

$$u^T = [u_{A2} \quad u_{B2} \quad u_{C2} \quad U_p] \text{ và } i^T = [i_{A2} \quad i_{B2} \quad i_{C2} \quad I_p]$$

Mô hình toán học nhiều biến số của ĐCDB ba pha hình thành bởi các phương trình ma trận: điện áp, từ thông, mô men và chuyển động, có thể viết dưới dạng (0.23)

hay (0.24). Do trong mô tả toán học ĐC có ma trận điện cảm tương đối phức tạp, khó sử dụng để phân tích nên thường phải dùng phương pháp biến đổi tọa độ để thay đổi mô hình. Mô hình ĐC AFPM trên hệ tọa độ quay đồng bộ hai pha

2.2.7 Phương trình điện áp và mô men của ĐCDB theo định hướng từ trường trên tọa độ quay đồng bộ hai pha [1,3,3,5,6,8]

Đối với hệ tọa độ quay đồng bộ chỉ quy định hai trục d, q vuông góc với nhau và tốc độ quay, chứ không quy định vị trí tương đối của hai trục so với từ trường quay của ĐC, và ở đó chính là chỗ còn lại để lựa chọn.

Bây giờ ta quy định trục d dọc theo phương của vector tổng từ thông rotor Ψ_p (được sinh bởi dòng I_p chảy trong cuộn dây kích từ rotor), còn trục q lệch đi 90° về phía ngược kim đồng hồ, tức là vuông góc với vector Ψ_p . Như vậy, tọa độ quay đồng bộ hai pha với quy định cụ thể trên trở thành hệ tọa độ dq định hướng từ trường rotor.

Phương trình điện áp và mô men của ĐC1 theo định hướng từ trường trên tọa độ quay đồng bộ hai pha:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd1} &= R_s i_{sd1} + L_{sd1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s L_{sq1} i_{sq1} \\ u_{sq1} &= R_s i_{sq1} + L_{sq1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s L_{sd1} i_{sd1} + \omega_s \Psi_p \\ m_{M1} &= \frac{3}{2} z_p [\Psi_p i_{sq1} + i_{sd1} i_{sq1} (L_{sd1} - L_{sq1})] \end{aligned} \right\} \quad (0.25)$$

Phương trình điện áp và mô men của ĐC2 theo định hướng từ trường trên tọa độ quay đồng bộ hai pha:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd2} &= R_s i_{sd2} + L_{sd2} \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s L_{sq2} i_{sq2} \\ u_{sq2} &= R_s i_{sq2} + L_{sq2} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s L_{sd2} i_{sd2} + \omega_s \Psi_p \\ m_{M2} &= \frac{3}{2} z_p [\Psi_p i_{sq2} + i_{sd2} i_{sq2} (L_{sd2} - L_{sq2})] \end{aligned} \right\} \quad (0.26)$$

Vì Ψ_p là vector quay với tốc độ đồng bộ, và do đó: $\psi_d \equiv \psi_p$, $\psi_q = 0$, tức là:

$$L_m i_d + L_p I_p = \psi_p \quad (0.27)$$

$$L_m i_q + L_p I_q = \psi_q = 0 \quad (0.28)$$

Riêng về phương trình mô men, lấy (0.27), (0.28) thay vào (0.26) sẽ được:

$$M_{dt} = n_p L_m (i_q I_p - i_d I_p) = n_p L_m \left[i_q I_p + \frac{\psi_p - L_p I_p}{L_m} \frac{L_m}{L_p} i_q \right] = n_p \frac{L_m}{L_p} i_q \psi_p \quad (0.29)$$

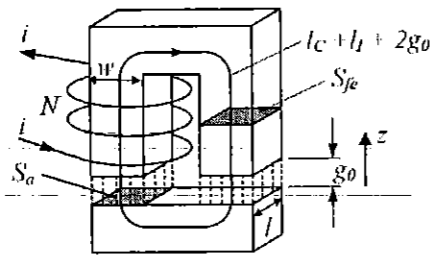
Quan hệ này tương đối đơn giản, hơn nữa lại rất giống với phương trình mô men của DC một chiều.

2.2.8 Xác định lực đẩy kéo dọc trục của ĐCDB từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu

Từ nguyên lý cấu tạo và làm việc của ĐCDB kích từ nam châm vĩnh cửu có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục, ta thấy DC kiểu này có hai chức năng cơ bản. Thứ nhất là tạo mômen quay trên trục (đã xem xét ở trên), thứ hai là tạo lực đẩy kéo dọc trục để giữ cho rotor luôn ở vị trí danh định (giữ khe hở không khí g_0 giữa stator và rotor). Khi thực hiện chức năng thứ hai, DC làm việc như một nam châm điện phân cực, nghĩa là khi khe hở giữa stator với rotor tăng lên thì sẽ xuất hiện lực tương hỗ kéo rotor về vị trí danh định (g_0).

2.4.2.1 Các thông số cơ bản khi tính toán mạch từ [2,7]

Dựa vào mạch từ như hình 2.9, ta có thể có các công thức tính toán các thông số của mạch từ như sau:



Hình 2.5 Mạch từ lõi thép chữ C

$S_{fe} = S_a = S$ - Tiết diện mặt cắt: lõi sắt, khe hở không khí hoặc đường sức từ;

N - Số vòng dây;

i - Dòng điện tức thời;

g_0 - Khe hở không khí tại vị trí danh định;

$l_{fp} = l_c + l_1 + 2g_0$ - Chiều dài trung bình của đường đi từ trường;

w, l : Kích thước mạch từ;

z - Chuyển dịch của lõi thép chữ I

- Từ trở của mạch từ được xác định là: $R = \frac{l_{fp}}{\mu_m S}$ (0.30)

Trong đó: l_{fp} - chiều dài của đường sức; μ_m - độ dẫn từ của vật liệu

S - diện tích mặt cắt của đường sức

Và nếu chỉ quan tâm số hạng thứ nhất và thứ hai trong công thức chuỗi trên thì hệ số tự cảm có thể được lấy xấp xỉ bằng:

$$L = L_0 \left(1 + \frac{z}{g_0} \right) \quad (0.39)$$

Với L_0 là điện cảm riêng danh nghĩa: $L_0 = \frac{N^2 \mu_0 w l}{2g_0}$ (0.40)

Thêm vào đó, mật độ từ thông B trong khe hở không khí có thể được tính :

$$B = \frac{\psi}{S} = \frac{N \mu_0 i}{2(g_0 - z)} \quad (0.41)$$

- Tính lực điện từ theo công thức Maxwell:

Lực điện từ được sinh ra do tác động tương hỗ của từ trường khe hở không khí và bề mặt cực từ được tính theo công thức Maxwell:

$$F = \frac{1}{\mu_0} \int_S \left[(\bar{B}_\delta \bar{n}) \bar{B}_\delta - \frac{1}{2} \bar{B}_\delta \bar{n} \right] ds \quad (0.42)$$

Trong đó: \bar{B}_δ là vector từ cảm ở khe hở không khí ở mặt cực từ;

\bar{n} là vector đơn vị pháp tuyến ở mặt cực từ;

S là diện tích mặt cực từ tác dụng với từ trường;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H / m$ là từ thẩm của không khí.

Nếu từ thẩm của sắt từ rất lớn hơn từ thẩm của không khí ($\mu_{Fe} \gg \mu_0$) thì có thể coi hai vector (\bar{B}_δ và \bar{n}) cùng hướng và do đó (0.42) có dạng đơn giản hơn:

$$F = \frac{1}{2\mu_0} B_\delta^2 S \quad (0.43)$$

Trong đó: F là lực từ tính bằng N ;

B_δ là mật độ từ thông tính bằng T hay Wb/m^2 ;

S là diện tích cực từ tính bằng m^2 .

Để tiện cho tính toán ta có thể sử dụng công thức sau:

$$F = 4,06 \cdot 10^{-8} B_\delta^2 S \quad (0.44)$$

Với $B_\delta [T]$ và $S [m^2]$

Lực điện từ tính theo (0.44) ít sai số khi trị số khe hở không khí tương đối bé.

- Tính lực điện từ theo phương pháp cân bằng năng lượng:

Khi cho dòng điện chảy vào cuộn dây ta có phương trình cân bằng điện áp:

$$u = iR + \frac{d\psi}{dt}$$

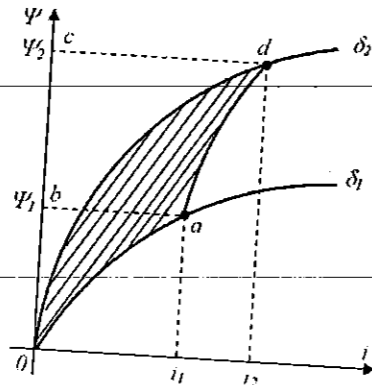
Nhân hai vế phương trình trên với idt ta có:

$$uidt = i^2 Rdt + id\psi \quad (0.45)$$

Trong đó: $uidt$ là năng lượng nguồn cung cấp cho cuộn dây; $i^2 Rdt$ là năng lượng tổn hao trong cuộn dây; $id\psi$ là năng lượng từ trường của nam châm điện.

Quan hệ giữa từ thông móc vòng Ψ và dòng điện i là phi-tuyến được minh họa trên hình 2.10, với hai trường hợp khe hở không khí khác nhau $\delta_1 > \delta_2$. Năng lượng từ trường khi $\delta = \delta_1 = const$ được tính bằng:

$$W_{\mu 1} = \int_0^{\psi_1} id\psi = S_{oabo} \quad (0.46)$$



Hình 2.6 Quan hệ phi tuyến giữa từ thông móc vòng Ψ và dòng điện i

Khi khe hở không khí giảm từ δ_1 xuống δ_2 năng lượng từ trong nam châm điện sẽ tăng:

$$W_{\mu 12} = \int_{\psi_1}^{\psi_2} id\psi = S_{abcd} \quad (0.47)$$

Năng lượng từ khi $\delta = \delta_2 = const$ được tính bằng:

$$W_{\mu 2} = \int_0^{\psi_2} id\psi = S_{odco} \quad (0.48)$$

Vậy khi khe hở không khí giảm từ δ_1 xuống δ_2 năng lượng từ trường sẽ thay đổi một lượng:

$$\Delta W_{\mu} = W_{\mu 1} + W_{\mu 12} - W_{\mu 2} = S_{oado} \quad (0.49)$$

S_{oado} chính là diện tích tam giác cong phần gạch chéo trên hình 2.10. Với sự thay đổi năng lượng này sẽ sinh ra lực di chuyển lõi động từ δ_1 xuống δ_2 :

$$\Delta W_{\mu} = A = F(\delta_1 - \delta_2) = F\Delta\delta \quad (0.50)$$

Vậy lực điện từ làm chuyển dời lõi động sẽ là:

$$F = \frac{A}{\Delta\delta} = \frac{\Delta W_\mu}{\Delta\delta} = \lim_{\Delta\delta \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta W_\mu}{\Delta\delta} \right) = \frac{dW_\mu}{d\delta} \quad (0.51)$$

Như vậy, muốn tính được lực điện từ bằng phương pháp cân bằng năng lượng, ta phải biết được các quan hệ $\Psi(i)$ khi các δ bằng hằng số và phải xác định được biểu thức giải tích của ΔW_μ qua diện tích của tam giác cong biểu diễn năng lượng $W_{\mu 1}$, $W_{\mu 2}$, $W_{\mu 12}$. Để đơn giản việc tính toán, coi quan hệ $\Psi(i)$ là tuyến tính (tức là bỏ qua từ trở sắt từ của mạch từ $\mu_{Fe} \gg \mu_0$) nên dễ dàng tính được diện tích của các hình:

$$W_{\mu 1} = S_{oabo} = \frac{1}{2} \psi_1 i_1; W_{\mu 2} = S_{odco} = \frac{1}{2} \psi_2 i_2;$$

$$W_{\mu 12} = S_{abcd} = \frac{1}{2} (\psi_2 - \psi_1) (i_2 + i_1)$$

Ta đặt: $\Psi_2 = \Psi_1 + \Delta\Psi$; $i_2 = i_1 + \Delta i$ và thay chúng vào biểu thức tính năng lượng từ sẽ được:

$$\Delta W_\mu = W_{\mu 1} + W_{\mu 12} - W_{\mu 2} = S_{oado} = \frac{1}{2} (i_1 \Delta\psi - \psi_1 \Delta i)$$

$$\text{Thay vào (0.51) ta được: } F = \frac{dW_\mu}{d\delta} = \frac{1}{2} \left(i \frac{d\psi}{d\delta} - \psi \frac{di}{d\delta} \right) \quad (0.52)$$

+ Trường hợp: $i = \text{const}$ thì $\frac{di}{d\delta} = 0$, lực điện từ có dạng:

$$F = \frac{1}{2} i \frac{d\psi}{d\delta} \quad (0.53)$$

$$\text{Thay } \Psi = Li; L = w^2 G \text{ vào (0.53): } F = \frac{1}{2} (iw)^2 \frac{dG}{d\delta} \quad (0.54)$$

Công thức (0.54) dùng để tính lực điện từ khi $i = \text{const} \neq f(\delta)$, có nghĩa là cho nam châm điện một chiều. Muốn tính lực theo (0.54) ta phải biết (iw) và biểu thức giải tích của từ dẫn với khe hở $G(\delta)$.

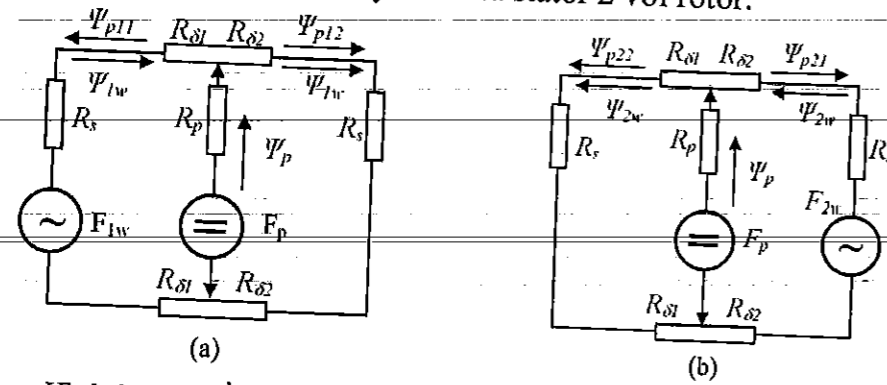
+ Trường hợp $\Psi = \text{const}$, $\Psi \neq f(\delta)$ thì $\frac{d\psi}{d\delta} = 0$ vậy:

$$F = -\frac{1}{2} \psi \frac{di}{d\delta} \quad (0.55)$$

Dấu (-) ở (0.55) biểu thị khi δ giảm thì lực điện từ tăng. Vì $\Psi = w\Phi$, $i = \frac{\Psi}{L}$; $L = w^2 G$ nên thay chúng vào (0.55), ta có:

Bước 1: Khảo sát và tính toán lực đẩy kéo do stator 1 với rotor sinh ra, khi đó có thể sử dụng sơ đồ như hình 2.12a và sơ đồ thay thế như hình 2.13a để tính toán các thông số mạch từ và lực đẩy kéo của stator 1 với rotor.

Bước 2: Khảo sát và tính toán lực đẩy kéo do stator 2 với rotor sinh ra, khi đó có thể sử dụng sơ đồ như hình 2.12b và sơ đồ thay thế như hình 2.13b để tính toán các thông số mạch từ và lực đẩy kéo của stator 2 với rotor.



Hình 2.9 Sơ đồ thay thế mạch từ của ĐC đồng bộ từ thông dọc trục NCVC

Ψ_{1w}, Ψ_{2w} : Từ thông của nguồn sức từ động F_{1w}, F_{2w} ;

Ψ_p : Từ thông của nguồn sức từ động F_p ;

Ψ_{p11}, Ψ_{p22} : Từ thông của nguồn sức từ động F_p khép mạch qua stator trái;

Ψ_{p12}, Ψ_{p21} : Từ thông của nguồn sức từ động F_p khép mạch qua stator phải;

$R_{\delta 1}, R_{\delta 2}$: Từ trở của khe hở không khí giữa stator và rotor;

R_s : Từ trở của mạch từ stator 1 và stator 2;

R_p : Từ trở của mạch từ rotor.

Bước 3: Khảo sát và tính toán lực đẩy kéo do hai stator với rotor sinh ra, lập mô hình tính toán lực đẩy kéo cho ĐC và kiểm tra tính chính xác của mô hình.

Gọi khe hở không khí danh định giữa stator và rotor g_0 , z là chuyển dịch dọc trục của rotor, đặt $\delta = 2g_0$ và $\delta_1 = g_0 + z$ và $\delta_2 = g_0 - z$.

2.4.2.3 Tính lực đẩy kéo của stator 1 với rotor ĐC

Theo hình 2.12a và hình 2.13a, căn cứ vào công thức (0.44) ta lần lượt tính các thành phần lực sau:

- *Lực điện từ do nam châm vĩnh cửu sinh ra:* Từ thông do nam châm vĩnh cửu sinh ra gọi là từ thông cực Ψ_p được chia làm hai thành phần Ψ_{p1} và Ψ_{p2} khép kín qua khe hở δ_1 và δ_2 :

$$\Psi_p = \Psi_{p1} + \Psi_{p2}; \quad \frac{\Psi_{p1}}{G_{\delta 1}} = \frac{\Psi_{p2}}{G_{\delta 2}}; \quad G_{\delta 1} = \mu_0 \frac{S_p}{\delta_1}; \quad G_{\delta 2} = \mu_0 \frac{S_p}{\delta_2}$$

$$\text{Suy ra: } \Psi_{p1} = \Psi_p \frac{\delta_2}{\delta}; \quad \Psi_{p2} = \Psi_p \frac{\delta_1}{\delta}$$

(0.57)

$$F_p = F_{p1} - F_{p2} = \mu_0 \frac{I}{S_p} (\psi_{p1}^2 - \psi_{p2}^2) \quad (0.58)$$

Thay (0.57) vào (0.58) ta được:

$$F_p = \mu_0 \frac{\psi_p^2 \delta_2^2}{S_p \delta^2} - \mu_0 \frac{\psi_p^2 \delta_1^2}{S_p \delta^2} = \mu_0 \frac{\psi_p^2}{S_p} \left(\frac{\delta_2 - \delta_1}{\delta} \right) \quad (0.59)$$

Trong đó: F_p là lực do nam châm vĩnh cửu sinh ra [kG]; ψ_p là từ thông cực [Wb]; S_p là diện tích cực từ tại khe hở không khí [m²].

- *Lực điện từ do cuộn dây stator 1 sinh ra*: Khi cuộn dây stator 1 có thành phần dòng điện dọc trục (i_d) chảy qua sẽ sinh từ thông ψ_{1w} khép kín qua khe hở không khí $\delta = \delta_1 + \delta_2$, từ thông này không đi qua rotor vì từ trở nam châm vĩnh cửu của rotor rất lớn. Giả sử cực tính của nguồn điện tạo nên từ thông ψ_{1w} có chiều như trên hình 11a đi từ trái qua phải, từ thông tổng sẽ là: $\psi_1 = \psi_{p11} - \psi_{1w}$; $\psi_2 = \psi_{p12} + \psi_{1w}$. Các từ thông ψ_1, ψ_2 tác động lên rotor theo hai hướng ngược nhau:

$$F_{s1} = \frac{\mu_0}{S_p} \left[(\psi_{p11} - \psi_{1w})^2 - (\psi_{p12} + \psi_{1w})^2 \right] \quad (0.60)$$

Thay (0.57) vào (0.60) và biến đổi ta được lực đẩy kéo của stator 1 với rotor:

$$F_{s1} = \frac{\mu_0}{S_p} \left(\psi_p^2 \frac{\delta_2 - \delta_1}{\delta} - 2\psi_p \psi_{1w} \right) \quad (0.61)$$

Khi biểu diễn các khe hở: $\delta = 2g_0$, $\delta_1 = g_0 + z$, $\delta_2 = g_0 - z$ ta được:

$$F_{s1} = \frac{\mu_0}{S_p} \left(-\psi_p^2 \frac{z}{g_0} - 2\psi_p \psi_{1w} \right) \quad (0.62)$$

2.4.2.4 Tính lực đẩy kéo của stator 2 với rotor DC

Tương tự như lực đẩy kéo stator 1 với rotor, ta cũng có công thức xác định lực đẩy kéo của stator 2 với rotor như sau:

$$F_{s2} = \frac{\mu_0}{S_p} \left(\psi_p^2 \frac{z}{g_0} - 2\psi_p \psi_{2w} \right) \quad (0.63)$$

2.4.2.5 Xác định lực đẩy kéo tổng

Lực đẩy kéo đối với rotor DC là: $F_\Sigma = F_{s1} - F_{s2}$

$$F_\Sigma = 2 \frac{\mu_0}{S_p} \psi_p \left[-\psi_p \frac{z}{g_0} + (\psi_{1w} - \psi_{2w}) \right] \quad (0.64)$$

- Trường hợp từ thông cực ψ_p đã biết trước:

Thay (0.36) vào Ψ_{1w} và Ψ_{2w} trong (0.64) và lấy thành phần thứ nhất của (0.38) thay vào (0.64), ta được:

$$F_z = \frac{\mu_0}{S_p} \left(-2\psi_p^2 \frac{z}{g_0} + 2\psi_p(\psi_{2w} - \psi_{1w}) \right) = \frac{\mu_0^2 N^2}{g_0^2} \psi_p (i_{d2} - i_{d1}) - \frac{\mu_0^2 N^2}{g_0^2} \psi_p (i_{d2} + i_{d1}) z - 2 \frac{\mu_0}{S_p g_0} \psi_p^2 z \quad (0.65)$$

Đặt: $k_1 = 2 \frac{\mu_0^2 N^2}{g_0^2} \psi_p$; $k_2 = 2 \frac{\mu_0}{S_p g_0} \psi_p^2$. Lực đẩy kéo được xác định như sau:

$$F_z = k_1(i_{d2} - i_{d1}) + k_1(i_{d2} - i_{d1})z - k_2 z \quad (0.66)$$

- Trường hợp từ thông cực Ψ_p không biết trước: ta coi từ thông cực được tạo thành từ cuộn dây N_p vòng khi có dòng điện không đổi i_p chảy qua, thay (0.36) vào Ψ_p và lấy thành phần thứ nhất của (0.38) thay vào (0.64), lực đẩy kéo của ĐC xác định theo công thức sau:

$$F_z = \frac{\mu_0^3 N^2 S_p N_p^2}{g_0^2} i_p (i_{d2} - i_{d1}) + 2 \frac{\mu_0^3 N^2 S_p N_p^2}{g_0^3} i_p (i_{d2} - i_{d1}) z + (i_{d2} + i_{d1}) z^2 - \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0} i_p z - \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0^2} i_p z^2 - \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0^2} i_p z^3 \quad (0.67)$$

Tiến hành nhóm theo thứ tự của lực phụ thuộc vào thành phần dọc trục của dòng điện stator (i_{d1} , i_{d2}), phụ thuộc vào tích số thành phần dọc trục của dòng điện stator với chuyển dịch dọc trục z và phụ thuộc vào chuyển dịch dọc trục z , ta được công thức tính lực như sau:

$$F_z = \frac{\mu_0^3 N^2 S_p N_p^2}{g_0^2} i_p (i_{d2} - i_{d1}) + 2 \frac{\mu_0^3 N^2 S_p N_p^2}{g_0^3} i_p (i_{d2} - i_{d1}) z + \frac{\mu_0^3 N^2 S_p N_p^2}{g_0^3} i_p (i_{d2} + i_{d1}) z^2 - \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0} i_p z - \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0^2} i_p z^2 - \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0^2} i_p z^3 \quad (0.68)$$

$$\text{Đặt: } K_1 = \frac{\mu_0^3 N^2 S_p N_p^2}{g_0^2} i_p; K_2 = \frac{\mu_0^3 N^2 S_p N_p^2}{g_0^3} i_p; K_3 = \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0} i_p; K_4 = \frac{\mu_0^3 N_p^4}{g_0^2} i_p.$$

Biểu diễn gọn lại như sau:

$$F_z = K_1(i_{d2} - i_{d1}) + K_2(i_{d2} - i_{d1})z + K_2(i_{d2} + i_{d1})z^2 - K_3 z - K_4 z^2 - K_4 z^3 \quad (0.69)$$

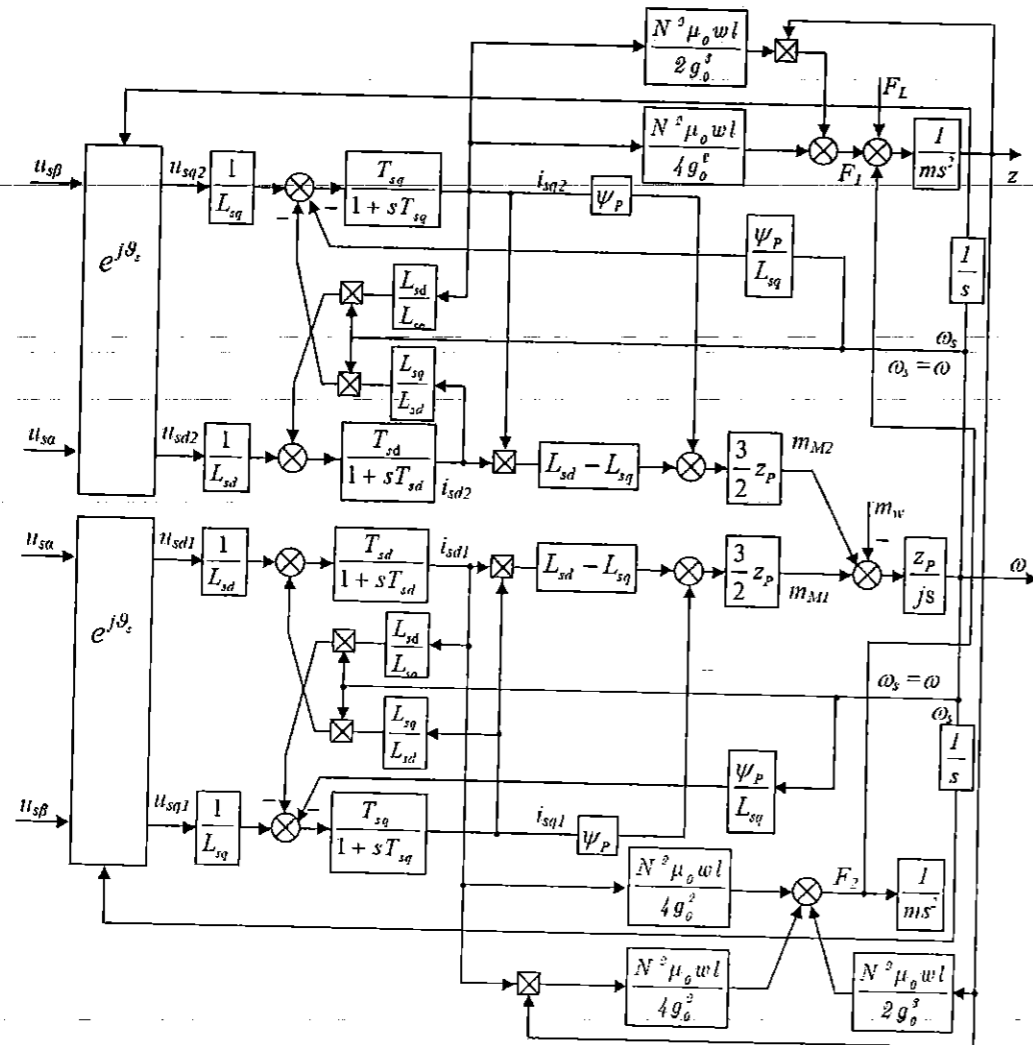
Vì giá trị chuyển dịch của z rất nhỏ ($z < 0.5 \text{ mm}$), nếu bỏ qua các thành phần bậc cao của z trong (0.69) thì ta thu được công thức tính lực đẩy kéo của ĐCDB từ thông dọc trục giống như công thức (0.66).

2.2.9 Mô hình toán học của ĐC AFPM [1,3,4,5,6]

Tập hợp các công thức tính điện áp, mô men (0.25), (0.26), (0.29) và lực đẩy kéo (0.66) ta được mô hình toán học DC AFPM như sau:

$$\begin{cases}
 u_{sd1} = R_s i_{sd1} + L_{sd1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s L_{sq1} i_{sq1} \\
 u_{sq1} = R_s i_{sq1} + L_{sq1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s L_{sd1} i_{sd1} + \omega_s \psi_p \\
 u_{sd2} = R_s i_{sd2} + L_{sd2} \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s L_{sq2} i_{sq2} \\
 u_{sq2} = R_s i_{sq2} + L_{sq2} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s L_{sd2} i_{sd2} + \omega_s \psi_p \\
 m_\Sigma = m_{M1} + m_{M2} = m_m + \frac{J}{z_p} \frac{d\omega}{dt} \\
 F_\Sigma = k_f(i_{2d} - i_{1d}) + k_l(i_{2d} - i_{1d})z - k_z z
 \end{cases} \quad (0.70)$$

Sơ đồ cấu trúc của động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu được xây dựng dựa trên công thức (0.70) được biểu diễn trên hình 2.14.



Hình 2.10 Mô hình toán học đầy đủ của ĐCDB từ thông dọc trục, kích thích vĩnh cửu có tích hợp ổ từ dọc trục

2.3 Kết luận

Chương này đã tiến hành mô tả toán học hệ thống truyền động sử dụng ĐCDB từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu. Điều đáng lưu ý là hai đầu trục không sử dụng các ổ đỡ bằng vòng bi thông thường mà sử dụng ổ đỡ từ. Khi làm việc, ngoài chuyển động quay của trục, sẽ xuất hiện dịch chuyển dọc trục của rotor. Để khắc phục hiện tượng này mà không làm cho cấu trúc ĐC trở nên cồng kềnh thêm, ở đây đã tích hợp một ổ từ chặn chuyển động dọc trục của rotor bằng chính cấu tạo đặc biệt của ĐC đã được trình bày trên đây.

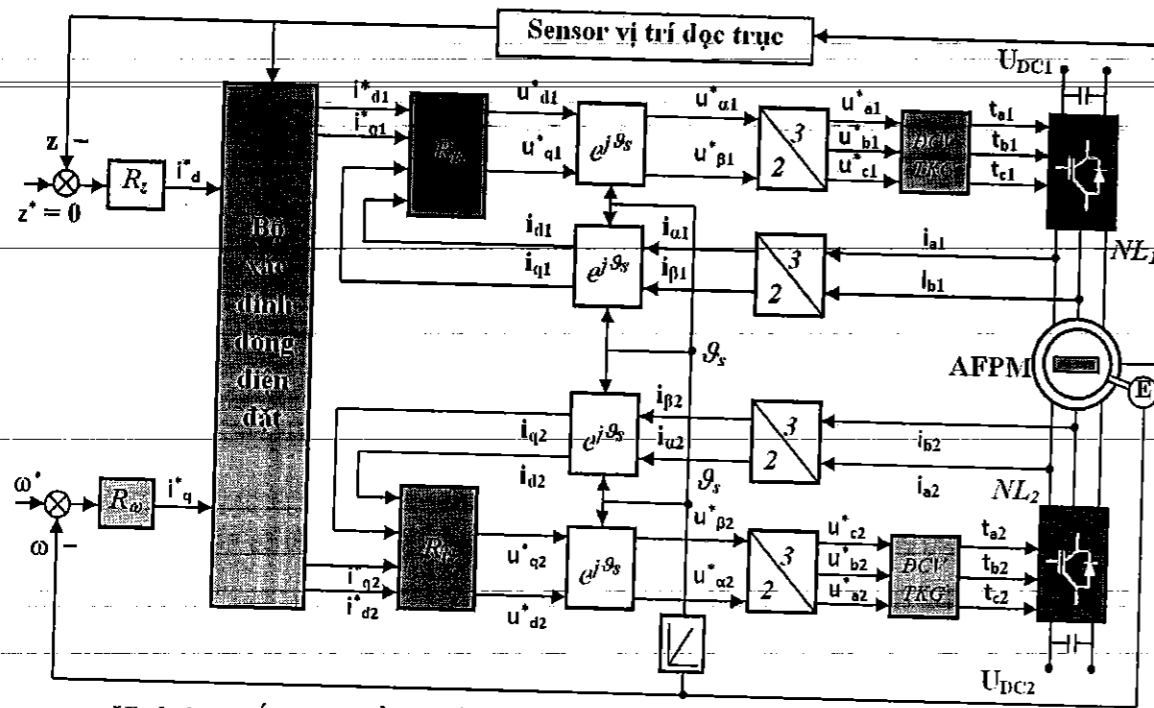
Mô hình toán học của ĐC như (0.70) sẽ được dùng để tiến hành thiết kế điều khiển và sau đó là mô phỏng và thực nghiệm nhằm đánh giá được tính đúng đắn và chính xác của mô hình toán đã được xây dựng.

CHƯƠNG 3 : ĐIỀU KHIỂN ĐCĐB TỪ THÔNG DỌC TRỤC

3.1 Cấu trúc điều khiển vectơ động cơ AFPM

3.1.1 Cấu trúc điều khiển tổng quát

Về mặt cấu trúc thì loại động cơ AFPM khác hẳn với các động cơ điện thông dụng hiện nay, trong cấu trúc điều khiển sẽ bao gồm hai vòng riêng biệt là vòng điều khiển vị trí rotor dọc trục (lực đẩy kéo) và vòng điều khiển tốc độ quay (mô men quay) cho động cơ. Cấu trúc điều khiển tổng quát cho động cơ AFPM được minh họa như trên hình 3.1 [1,3].



Hình 3.1 Cấu trúc điều khiển vectơ của động cơ đồng bộ từ thông dọc trục

Điều khiển vectơ của động cơ đồng bộ từ thông dọc trục AFPM được dựa trên sự khai triển dòng điện tức thời của stator thành hai thành phần: lực nâng dọc trục được tạo ra bởi dòng i_d (dòng điện hướng trục) và mômen quay được tạo ra bởi dòng i_q . Bằng cách này, cấu trúc điều khiển của AFPM trở nên tương tự như của động cơ một chiều.

Sự dịch chuyển của rotor từ điểm cân bằng dọc theo trục z có thể được phát hiện bởi các cảm biến khoảng cách. Vị trí thực của trục được so sánh với vị trí đặt z^* và sự chênh lệch là đầu vào cho bộ điều khiển vị trí trục R_z . Các vị trí điều khiển z^* luôn luôn được thiết lập để đảm bảo rotor là trung điểm giữa hai stator. Đầu ra của bộ điều khiển vị trí trục được sử dụng để tính toán dòng điện qui chiếu i_d^* . Dòng điện qui chiếu trục d cho hai cuộn dây stator i_{d1}^* và i_{d2}^* có thể được tạo ra bằng cách sử

dụng dòng bù i_{d0} và cộng hoặc trừ tương ứng i_d^* . Giá trị của dòng bù có thể là số không hoặc một giá trị nhỏ xung quanh không.

Tốc độ rotor được tạo ra từ bộ mã hóa được so sánh với tốc độ chuẩn và sự chênh lệch là đầu vào bộ điều khiển tốc độ R_ω . Đầu ra của bộ điều khiển tốc độ được sử dụng để tính toán dòng điện qui chiếu trục q là i_q^* . Dòng điện qui chiếu trục q cho hai cuộn dây stator i_{q1}^* và i_{q2}^* sau đó được tính toán giống như dòng i_{qd} .

Thiết kế điều khiển cho động cơ AFPM sẽ tiến hành theo các mạch vòng sau.

3.1.2 Thiết kế điều khiển động cơ AFPM

3.1.2.1 Điều khiển tốc độ

Từ (0.70) ta có:

Mô hình của động cơ 1:

$$\begin{cases} u_{sd1} = R_s i_{sd1} + L_{sd1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s L_{sq1} i_{sq1}; \\ u_{sq1} = R_s i_{sq1} + L_{sq1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s L_{sd1} i_{sd1} + \omega_s \psi_p; \end{cases} \quad (3.1)$$

Mô hình của động cơ 2:

$$\begin{cases} u_{sd2} = R_s i_{sd2} + L_{sd2} \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s L_{sq2} i_{sq2}; \\ u_{sq2} = R_s i_{sq2} + L_{sq2} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s L_{sd2} i_{sd2} + \omega_s \psi_p; \end{cases} \quad (3.2)$$

Phương trình mô tả tốc độ:

$$\frac{3}{2} z_p \left[\psi_p i_{sq1} + i_{sd1} i_{sq1} (L_{sd1} - L_{sq1}) + \psi_p i_{sq2} + i_{sd2} i_{sq2} (L_{sd2} - L_{sq2}) \right] = m_m + \frac{J}{z_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (3.3)$$

Phương trình mô tả vị trí:

$$m\ddot{z} + F_L = k_1(i_{2d} - i_{1d}) + k_1(i_{2d} - i_{1d})z - k_2z \quad (3.4)$$

Phương trình (3.3) mô tả quan hệ của tốc độ động cơ với các thành phần khác của hệ thống. Phương trình (3.3) được viết lại thành:

$$BI_{sq} = m_m + \frac{J}{z_p} \dot{\omega} \quad (3.5)$$

Trong đó: $I_{sq} = [i_{sq1} \quad i_{sq2}]^T$

$$B = \frac{3}{2} z_p \left[\psi_p + i_{sd1} (L_{sd1} - L_{sq1}) \quad \psi_p + i_{sd2} (L_{sd2} - L_{sq2}) \right]$$

Suy ra, ta có công thức tính đạo hàm tốc độ quay là:

$$\dot{\omega} = \frac{z_p}{J} (BI_{sq} - m_m) \quad (3.6)$$

Tín hiệu điều khiển được tính toán để hệ thống đạt được tốc độ mong muốn là:

$$I_{sp} = B^T (BB^T)^{-1} \left(m_m + \frac{J}{z_p} (\dot{\omega}_r - c_\omega (\omega - \omega_r)) \right) \quad (3.7)$$

Ta sẽ chứng minh với tín hiệu điều khiển trên, hệ thống sẽ ổn định và tốc độ quay sẽ đạt được và bám theo tốc độ đặt qua lý thuyết ổn định Lyapunov. Chọn hàm Lyapunov cho biến tốc độ (bao gồm thành phần sai lệch tốc độ) như sau:

$$V_\omega = \frac{1}{2} (\omega - \omega_r)^2$$

Lấy đạo hàm hai vế phương trình trên và sử dụng (3.6), ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega &= (\omega - \omega_r) (\dot{\omega} - \dot{\omega}_r) \\ &= (\omega - \omega_r) \left(\frac{z_p}{J} (BI_{sq} - m_m) - \dot{\omega}_r \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Từ đây, thế tín hiệu điều khiển (3.7) vào phương trình (3.8), ta thu được công thức đạo hàm của hàm Lyapunov:

$$\dot{V}_\omega = -c_\omega (\omega - \omega_r)^2 \leq 0$$

Để thấy đạo hàm của hàm Lyapunov có giá trị luôn nhỏ hơn hoặc bằng không, vì vậy thỏa mãn lý thuyết ổn định Lyapunov hay hệ thống sẽ ổn định với tín hiệu điều khiển (3.7) và tốc độ quay rotor sẽ bám theo tốc độ đặt.

Thiết kế mạch vòng dòng điện:

Hệ phương trình (3.1) mô tả quan hệ cơ, điện của động cơ 1, viết lại hệ phương trình đó về dạng:

$$U_1 = L_1 \dot{I}_1 + C I_1 + D_1 \quad (3.9)$$

Trong đó:

$$U_1 = [u_{sd1} \quad u_{sq1}]^T; \quad I_1 = [i_{sd1} \quad i_{sq1}]^T; \quad D_1 = [0 \quad \omega_s \psi_p];$$

$$L_1 = \begin{bmatrix} L_{sd1} & 0 \\ 0 & L_{sq1} \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_{sq1} \\ \omega_s L_{sd1} & R_s \end{bmatrix};$$

Để thuận tiện cho việc thiết kế bộ điều khiển, viết phương trình (3.9) dưới dạng các vector sai lệch như sau:

$$U_1 = L_1 \dot{\bar{I}}_1 + C\bar{I}_1 + D_1 + L_1 \dot{I}_{1r} + CI_{1r}; \quad (3.10)$$

Trong đó:

$I_{1r} = [i_{sd1r} \quad i_{sq1r}]$ là giá trị dòng điện dq mong muốn

$\bar{I}_1 = I_1 - I_{1r}$, là vector sai lệch dòng điện dq giữa giá trị thực tế và giá trị mong muốn

Từ phương trình (3.10), suy ra công thức sai lệch dòng như sau:

$$\dot{\bar{I}}_1 = L_1^{-1} (U_1 - C\bar{I}_1 - D_1 - L_1 \dot{I}_{1r} - CI_{1r}); \quad (3.11)$$

Chọn tín hiệu điều khiển là:

$$U_1 = (C\bar{I}_1 + D_1 + L_1 \dot{I}_{1r} + CI_{1r} - K_1 \bar{I}_1) \quad (3.12)$$

Với tín hiệu điều khiển này, hệ thống sẽ ổn định đạt được giá trị dòng mong muốn.

Chúng minh:

Chọn hàm Lyapunov như sau:

$$V_1 = \frac{1}{2} \bar{I}_1^T \bar{I}_1$$

Đạo hàm 2 vế và sử dụng (3.11), ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \bar{I}_1^T \dot{\bar{I}}_1 \\ &= \bar{I}_1^T L_1^{-1} (U_1 - C\bar{I}_1 - D_1 - L_1 \dot{I}_{1r} - CI_{1r}) \end{aligned}$$

Thay tín hiệu điều khiển (3.12) vào phương trình đạo hàm của hàm Lyapunov, ta được:

$$\dot{V}_1 = -K_1 \bar{I}_1^T \bar{I}_1 \leq 0$$

Đạo hàm của hàm Lyapunov nhỏ hơn hoặc bằng không, đó đó hệ thống ổn định và giá trị sai lệch dòng sẽ tiến về không (dòng điện sẽ tiến đến giá trị đặt)

Hoàn toàn tương tự như xây dựng điều khiển cho động cơ 1, ta có tín hiệu điều khiển động cơ 2 là:

$$U_2 = (C\bar{I}_2 + D_2 + L_2 \dot{I}_{2r} + CI_{2r} - K_2 \bar{I}_2) \quad (3.13)$$

3.1.3.2 Điều khiển dịch chuyển dọc trục

Phương trình (3.4) mô tả quan hệ vị trí rotor theo các tham số hệ thống, viết lại phương trình (3.4) thành:

$$K\Delta I_d - k_2 z - F_L = m_r \ddot{z} \quad (3.14)$$

Trong đó: $K = k_1 + k_1 z$; $\Delta I_d = i_{2d} - i_{1d}$

Để thấy, trong thực tế, vị trí của rotor chịu ảnh hưởng nhiều từ ngoại lực tác động vào rotor, trong phương trình thể hiện bởi tham số F_L như là nhiễu mô hình. Để hạn chế sự tác động của yếu tố này lên chất lượng hệ thống, chúng ta sẽ dùng bộ điều khiển trượt nhờ khả năng kháng nhiễu hiệu quả của bộ điều khiển này. Các bước xây dựng bộ điều khiển như sau:

Chọn mặt trượt:

$$S = \lambda z + \dot{z} \quad (3.15)$$

Mặt trượt bao gồm 2 thành phần là vị trí và đạo hàm vị trí (tốc độ) của rotor theo phương ngang, bộ điều khiển trượt sẽ đưa 2 tham số này về 0 với điều kiện chọn tham số λ thỏa mãn tiêu chuẩn ổn định Hurwitz.

Đạo hàm hai vế phương trình (3.15), ta được:

$$\dot{S} = \lambda \dot{z} + \ddot{z} = \lambda \dot{z} + \frac{1}{m_r} (K\Delta I_d - k_2 z - F_L) \quad (3.16)$$

Tín hiệu điều khiển của bộ điều khiển trượt gồm 2 thành phần, thành phần đưa trạng thái hệ thống về mặt trượt:

$$\Delta I_{dsw} = \frac{m_r}{K} (-\lambda \dot{z}) + \frac{1}{K} k_2 z + \frac{1}{K} F_L \quad (3.17)$$

Và thành phần giữ trạng thái trên mặt trượt:

$$\Delta I_{deq} = \frac{m_r}{K} (-c_2 \text{sign}(S)) \quad (3.18)$$

Do đó, tín hiệu điều khiển cuối cùng là tổng hợp của 2 tín hiệu trên và có công thức như sau:

$$\Delta I_d = \frac{m_r}{K} (-\lambda \dot{z} - c_2 \text{sign}(S)) + \frac{1}{K} k_2 z + \frac{1}{K} F_L \quad (3.19)$$

Tương tự như phần 1, ta sẽ chứng minh tín hiệu điều khiển này làm hệ thống ổn định và đưa được mặt trượt về trạng thái mong muốn. Chọn hàm ứng viên Lyapunov:

$$V_z = \frac{1}{2} S^2$$

Đạo hàm hai vế và sử dụng phương trình (3.16) ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_z &= S\dot{S} \\ &= S \left(\lambda \dot{z} + \frac{1}{m_r} (K \Delta I_d - k_2 z - F_L) \right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Từ phương trình trên, thế tín hiệu điều khiển (3.19) vào (3.20) ta thu được:

$$\dot{V}_z = -c_z S \cdot \text{sign}(S) \leq 0.$$

Suy ra, với tín hiệu điều khiển (3.19), hệ sẽ ổn định và đưa được vị trí của rotor về 0.

Từ hai tín hiệu điều khiển (3.7) và (3.19), ta thu được tín hiệu đặt (I_q, I_d) cho động cơ 1 và 2. Đây chính là việc điều khiển tuần tự theo phương pháp Backstepping, dưới đây là thuật toán điều khiển các động cơ 1, 2 theo tín hiệu đặt được tìm ra từ 2 phần trên.

3.2 Kết quả mô phỏng

Để kiểm chứng chất lượng của các bộ điều khiển đã thiết kế ta tiến hành xây dựng mô hình mô phỏng hệ thống dựa trên phần mềm Matlab/Simulink.

Nội dung mô phỏng gồm có:

- Tín hiệu đặt: Tín hiệu đặt tốc độ dạng nhảy cấp, tín hiệu đặt chuyển dịch dọc trục $z^*=0$.

- Tải tác động: xét trường hợp động cơ không tải và có tải, lực dọc trục bằng 0 và lực dọc trục khác 0.

Thông số mô phỏng

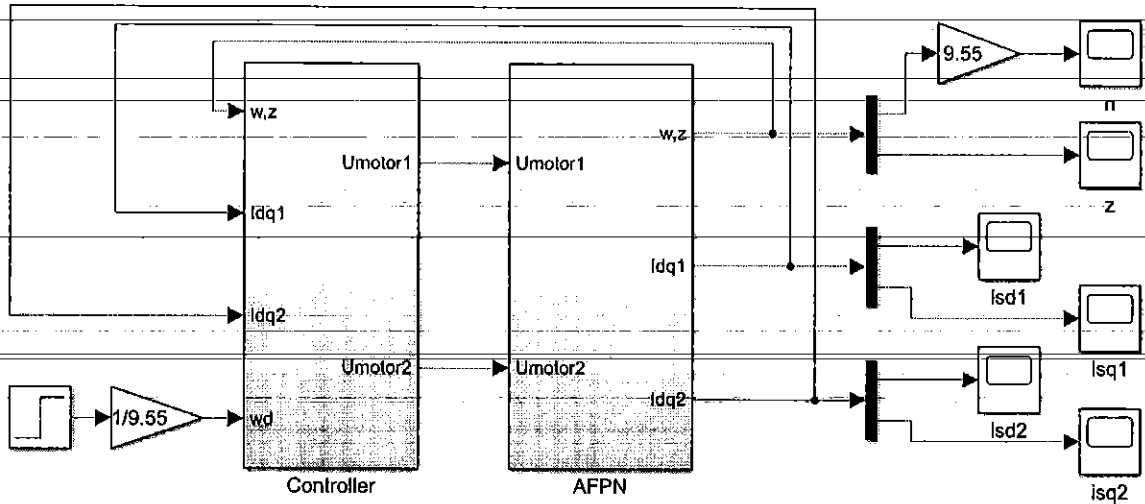
$R_s = 2,3 \Omega;$	$L_{sq} = 9,6 \cdot 10^{-6} \text{ H};$	$L_{sd} = 8,2 \cdot 10^{-6} \text{ H};$
$T_{sq} = 4,2 \cdot 10^{-6};$	$T_{sd} = 3,56 \cdot 10^{-6};$	$\Psi_p = 0,0126 \text{ Wb};$
$Z_p = 1;$	$g_0 = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ m};$	$N = 400;$
$m_{\text{rotor}} = 0,235 \text{ kg};$	$J_r = 0,0000082 \text{ kgm}^2;$	$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m};$
$w = 7 \cdot 10^{-2} \text{ m};$	$l = 13 \cdot 10^{-2} \text{ m};$	$L'_{s0} = 11 \cdot 10^{-6} \text{ H};$
$L'_{sl} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ H};$	$g_0 = 1,75 \text{ mm};$	$K_{nl} = 5;$
$K_i = 1;$	$K_\omega = 0,00417;$	$T_\omega = 0,1;$
$T_{s\omega} = T_\omega + 2T_i;$	$2T'_s = T_{s\omega}.$	

3.2.1 Mô phỏng hệ thống với mạch vòng ngoài PID, mạch vòng dòng điện PID

3.2.1.1. Cấu trúc mô phỏng

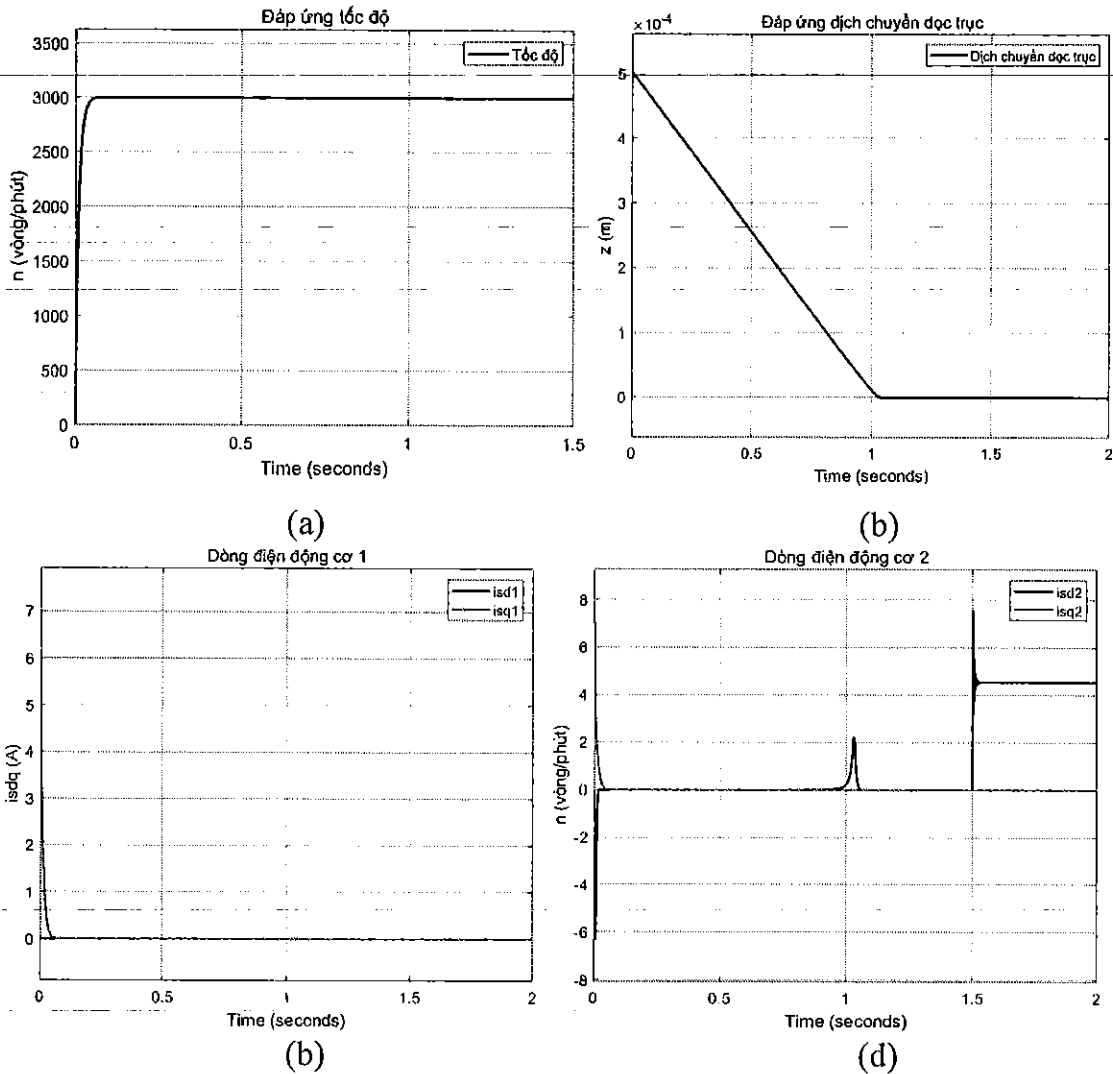
Chương 3: Mô hình hóa động cơ đồng bộ từ thông dọc trục

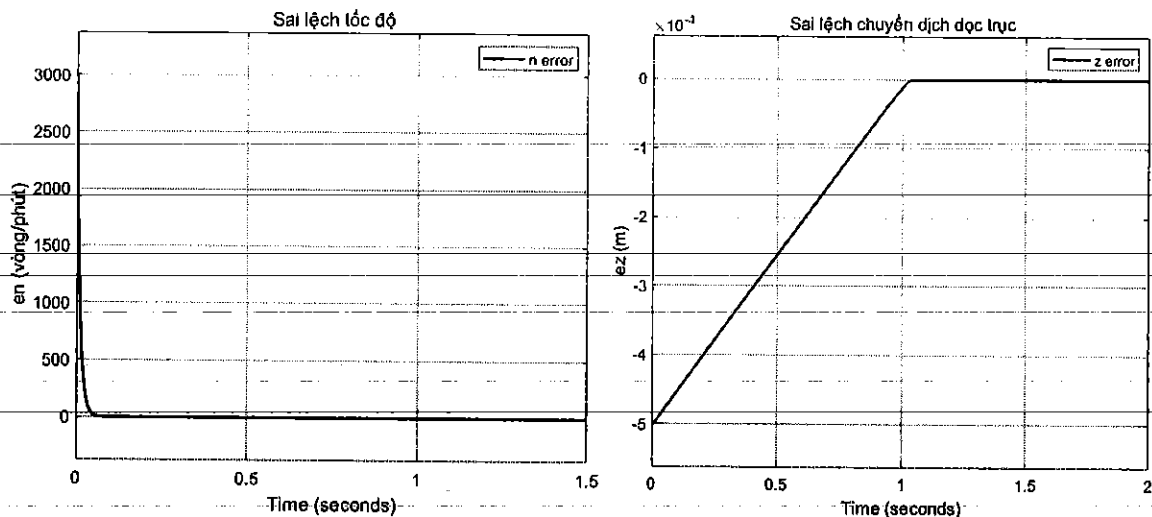
Cấu trúc mô phỏng động cơ AFPM như trên hình 3.6 bao gồm hai kênh điều khiển: Tốc độ n và chuyển dịch dọc trục z : Khi tốc độ quay định mức $n = 3000$ v/ph, động cơ chạy không tải và có ngoại lực tác dụng vào trục động cơ $F_L \neq 0$.



Hình 3.2 Cấu trúc mô phỏng điều khiển động cơ AFPM

3.2.1.2. Kết quả mô phỏng





Hình 3.3 Kết quả mô phỏng động cơ AFPM

Nhận xét:

- Kết quả mô phỏng thể hiện chính xác bản chất vật lý của động cơ, điều này chứng tỏ tính đúng đắn của mô hình.
- Kết quả mô phỏng cũng thể hiện sự phân ly giữa điều khiển tốc độ và điều khiển dịch chuyển dọc trục.
- Khi hoạt động không tải
- Khi áp tải $m_m=0,5Nm$, tốc độ động cơ bám tốc độ đặt với độ sụt tốc độ trên 1200 vòng/phút tương đối lớn.
- Khi có lực dọc trục tác động, quá trình quá độ diễn ra tương đối dài.

Tài liệu tham khảo

[1] J. F. Gieras, R.-J. Wang, and M. J. Kamper, “Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines”. New York, NY, USA: Springer-Verlag, 2008.
[2] Tesla N. (1889). Electro-Magnetic Motor. U.S. patent No. 405 858.
[3] T. Cook, “Improvement in electro-magnetic machines,” U.S. Patent 1 735, Aug. 25, 1840.
[4] Davenport T. (1837). Improvement in propelling machinery by magnetism and electro- magnetism. U.S. patent No. 132.
[5] Campbell P. (1994). Permanent magnet materials and their application. Cambridge University Press, Cambridge, UK.
[6] Chandler P.L., and Patterson D.J. (1999). “Counting the losses in very high efficiency machine design,” World Renewable Energy Congress, Perth, Australia.
[7] Y. J. Cao, Y. K. Huang, and J. Long, “Research on axial magnetic force and rotor mechanical stress of an air-cored axial-flux permanent magnet machine based on 3D FEM,” *Appl. Mech. Mater.*, vol. 105, pp. 160–163, Sep. 2012.

- [8] A. Mahmoudi, S. Kahourzade, N. A. Rahim, W. P. Hew, and M. N. Uddin, "Design and prototyping of an optimised axial-flux permanent-magnet synchronous machine," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 5, pp. 338–349, 2013.
- [9] H. Hakala, "Integration of motor and hoisting machine changes the elevator business," in *proc. Conf. Electr. Mach.*, 2000 pp. 1242–1245.
- [10] C. Chan, "Axial-field electrical machines-design and applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 2, no. 2, pp. 294–300, Jun. 1987.
- [11] C. T. Liu, T. S. Chiang, J. F. D. Zamora, and S. C. Lin, "Field-oriented control evaluations of a single-sided permanent magnet axial-flux motor for an electric vehicle," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, 3280–3282, Sep. 2003.
- [12] A. Parviainen, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "Modeling of axial flux permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 5, 1333–1340, Oct. 2004.
- [13] M. Aydin, H. Surong, and T. A. Lipo, "Torque quality and comparison of internal and external rotor axial flux surface-magnet disc machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 822–830, Jun. 2006.
- [14] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo, "Axial flux permanent magnet disc machines: A review," in *Proc. Int. SPEEDAM*, Jun. 2004, 61–71.
- [15] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Axial flux interior PM synchronous motor: Parameters identification and steady-state performance measurements," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, 1581–1588, Dec. 2000.
- [16] F. Caricchi, F. Crescimbinì, O. Honorati, G. L. Bianco, and E. Santini, "Performance of coreless-winding axial-flux permanent-magnet generator with power output at 400 Hz, 3000 r/min," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 6, pp. 1263–1269, Dec. 1998.
- [17] F. Profumo, Z. Zheng, and A. Tenconi, "Axial-flux machines drives: A new viable solution for electric cars," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 39–45, Feb. 1997.
- [18] S. Huang, M. Aydin, and T. A. Lipo, "TORUS concept machines: Pre-prototyping design assessment for two major topologies," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Conf. Rec. 36th IAS Annu. Meeting*, Oct. 2001, 1619–1625.
- [19] F. Caricchi, F. G. Capponi, F. Crescimbinì, and L. Solero, "Experimental study on reducing cogging torque and no-load power loss in axial-flux permanent-magnet machines with slotted winding," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 4, pp. 1066–1075, Aug. 2004.
- [20] F. Locment, E. Semail, and F. Piriou, "Design and study of a multiphase axial-flux machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1427–1430, Apr. 2006.
- [21] M. J. Kamper, W. R. Jie, and F. G. Rossouw, "Analysis and performance of axial flux permanent-magnet machine with air-cored nonoverlapping concentrated stator windings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 5, 1495–1504, Oct. 2008.
- [22] N. Lombard and M. Kamper, "Analysis and performance of an ironless stator axial flux PM machine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1051–1056, Dec. 1999.
- [23] F. Caricchi, F. Crescimbinì, F. Mezzetti, and E. Santini, "Multistage axial-flux PM machine for wheel direct drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 4, pp. 882–888, Aug. 1996.

- [24] F. Caricchi, F. Crescimbin, and E. Santini, "Basic principle and design criteria of axial-flux PM machines having counterrotating rotors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1062–1068, Oct. 1995.
- [25] Akira Chiba, adashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, asatsugu Takemoto and David G. Dorrell, "*Magnetic Bearings and Bearingless Drives*", Newnes, 2005.
- [26] Gerhard Schweitzer and Eric H. Maslen, *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Springer-Verlag, 2009
- [27] Quang Dich Nguyen and Satoshi Ueno, "*Modeling and Control of Salient-Pole-Permanent Magnet Axial Gap Self-Bearing Motor*", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. PP, No. 99, pp. 1-9, 2010 (early access).
- [28] J.Schmied "*Experience with magnetic bearings support in gas pipeline compressor*", Proc. Of the 10th International Symposium on Magnetic Bearings, August 2006, Martigny, Switzerland, pp. 292-297.
- [29] M. Neff, N. Barletta and R. Schoeb, "*Bearingless Centrifugal Pump for Highly Pure Chemicals*", Proc. Of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings, August 2002, Mito, Japan, pp.283-287.
- [30] T. Shinshi et al., "*A Mini-Centrifugal Blood Pump Using 2-DOF Controlled Magnetic Bearing*", Proc. Of the 11th International Symposium on Magnetic Bearings, August 2008, Nara, Japan, pp. 274-279.
- [31] O. Masahiro et al., "*Miniaturized Magnetically Levitated Motor for Pediatric Artificial Heart*", Proc. Of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August 2010, Wuhan, China, pp. 674-679.
- [32] Li Dong et al., "*Principle Test of Active Magnetic Bearings for the Helium Turbomachine of HTR-10GT*", Proc. Of the 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August 2010, Wuhan, China, pp. 594-601.
- [33] Quang Dich Nguyen and Satoshi Ueno, "*Analysis and Control of Non-Salient Permanent Magnet Axial-Gap Self-Bearing Motor*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. PP, No. 99, pp. 1-8, 2010 (early access).
- [34] M. Aydin, S. Hum, and T. A. Lipo, "Design and 3D electromagnetic field analysis of non-slotted and slotted TORUS type axial flux surface mounted permanent magnet disc machines," in Proc. IEEE IEMDC, Jun. 2001, pp. 645–651.
- [35] T. Chan and L. Lai, "An axial-flux permanent-magnet synchronous generator for a direct-coupled wind-turbine system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 1, pp. 86–94, Mar. 2007.
- [36] C. C. Hwang, P. L. Li, F. C. Chuang, C. T. Liu, and K. H. Huang, "Optimization for reduction of torque ripple in an axial flux permanent magnet machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1760–1763, Mar. 2009.
- [37] S. Rao, *Optimization Theory and Applications*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 1984. [38] P. J. Masson, M. Breschi, P. Tixador, and C. A. Luongo, "Design of HTS axial flux motor for aircraft propulsion," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 17, no. 2, pp. 1533–1536, Jun. 2007.
- [39] Z. Wang et al., "Development of an axial gap motor with amorphous metal cores," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1293–1299, Jun. 2011.
- [40] W. Fei, P. C. K. Luk, and K. Jinupun, "A new axial flux permanent magnet segmented-armature-torus machine for in-wheel direct drive applications," in Proc. IEEE PESC, Jun. 2008, pp. 2197–2202.

- [41] M. J. Kamper, R.-J. Wang, and F. G. Rossouw, "Analysis and performance of axial flux permanent-magnet machine with air-cored nonoverlapping concentrated stator windings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 5, pp. 1495–1504, Sep./Oct. 2008.
- [42] G. De Donato, F. Giulii Capponi, and F. Caricchi, "Fractional-slot concentrated-winding axial-flux permanent-magnet machine with core-wound coils," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 2, pp. 630–641, Mar./Apr. 2012.
- [43] G. De Donato, F. Giulii Capponi, G. A. Rivellini, and F. Caricchi, "Integral-slot versus fractional-slot concentrated-winding axial-flux permanent-magnet machines: Comparative design, FEA and experimental tests," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 5, pp. 1487–1495, Sep./Oct. 2012.
- [44] S. Y. Sung, J. H. Jeong, Y. S. Park, J. Y. Choi, and S. M. Jang, "Improved analytical modeling of axial flux machine with a double-sided permanent magnet rotor and slotless stator based on an analytical method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 2945–2948, Nov. 2012.
- [45] S. H. Lee *et al.*, "Characteristic analysis of the slotless axial-flux type brushless DC motors using image method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1327–1330, Apr. 2006.
- [46] T. F. Chan, L. L. Lai, and S. Xie, "Field computation for an axial flux permanent-magnet synchronous generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 1–11, Mar. 2009.
- [47] G. Barakat, T. E. Meslouhi, and B. Dakyo, "Analysis of the cogging torque behavior of a two-phase axial flux permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 4, pp. 2803–2805, Jul. 2001.
- [48] M. Aydin, Q. Ronghai, and T. A. Lipo, "Cogging torque minimization technique for multiple-rotor, axial-flux, surface-mounted-PM motors: Alternating magnet pole-arcs in facing rotors," in *Proc. 38th IAS Annu. Meeting Conf. Rec. Ind. Appl. Conf.*, Oct. 2003, pp. 555–561.
- [49] A. B. Letelier, D. A. Gonzalez, J. A. Tapia, R. Wallace, and M. A. Valenzuela, "Cogging torque reduction in an axial flux PM machine via stator slot displacement and skewing," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 685–693, Jun. 2007.
- [50] D. A. Gonzalez, J. A. Tapia, and A. L. Bettancourt, "Design consideration to reduce cogging torque in axial flux permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 8, pp. 3435–3440, Aug. 2007.
- [51] T. Brown, G. Heins, S. Hobbs, M. Thiele, and J. Davey, "Cogging torque prediction for mass-produced axial flux PMSM stators," in *Proc. IEEE IEMDC*, May 2011, pp. 206–211.
- [52] D. K. Woo, J. H. Choi, M. Ali, and J. H. Kyo, "A novel multimodal optimization algorithm applied to electromagnetic optimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 6, pp. 1667–1673, Jun. 2011.
- [47] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller, and C. Mejuto, "Evolution and modern approaches for thermal analysis machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 871–882, Mar. 2009.
- [48] H. Sugimoto *et al.*, "Development of an axial flux type PM synchronous motor with the liquid nitrogen cooled HTS armature windings," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 17, no. 2, pp. 1637–1640, Jun. 2007.

- [49] C. H. Lim, G. Airoidi, R. G. Dominy, and K. Mahkamov, "Experimental validation of CFD modelling for heat transfer coefficient predictions in axial flux permanent magnet generators," *Int. J. Thermal Sci.*, vol. 50, no. 12, pp. 2451–2463, 2011.
- [50] F. Marignetti, V. D. Colli, and Y. Coia, "Design of axial flux PM synchronous machines through 3-D coupled electromagnetic thermal and fluid-dynamical finite-element analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3591–3601, Oct. 2008.
- [51] L. Del Ferraro, F. Caricchi, and F. G. Capponi, "Analysis and comparison of a speed-dependant and a torque-dependant mechanical device for wide constant power speed range in AFPM starter/alternators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 720–729, May 2006.
- [52] F. Giulii Capponi, R. Terrigi, F. Caricchi, and L. Del-Ferraro, "Active output voltage regulation for an ironless axial-flux PM automotive alternator with electromechanical flux weakening," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1785–1793, Sep./Oct. 2009.
- [53] J. Zhao *et al.*, "Field weakening capability investigation of an axial flux permanent-magnet synchronous machine with radially sliding permanent magnets used for electric vehicles," *J. Appl. Phys.*, vol. 111, no. 7, 07A719-1–07A719-3, 2012.
- [54] D. A. González-Lopez, J. A. Tapia, R. Wallace, and A. Valenzuela, "Design and test of an axial flux permanent-magnet machine with field control capability," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 9, pp. 2168–2173, Sep. 2008.
- [55] A. Mahmoudi S. Kahourzade, N. A. Rahim, W. P. Hew, and N. F. Ershad "Slot-less torus solid-rotor-ringed line-start axial-flux permanent-magnet motor," *Progr. Electromagn. Res.*, vol. 131, pp. 331–355, Nov. 2012.
- [56] A. Mahmoudi, S. Kahourzade, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "Improvement to performance of solid-rotor-ringed line-start axial-flux permanent-magnet motor," *Progr. Electromagn. Res.*, vol. 124, 383–404, Apr. 2012.
- [57] A. Mahmoudi, S. Kahourzade, N. A. Rahim, W. P. Hew, and M. Uddin, "Design, analysis, and prototyping of a novel-structured solid-rotor-ringed line-start axial-flux permanent-magnet motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 4, pp. 1722–1734, Apr. 2014.
- [58] J. F. Eastham, F. Profumo, A. Tenconi, R. H. Cottingham, P. Coles, and G. Gianolio, "Novel axial flux machine for aircraft drive: Design and modeling," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 3003–3005, Sep. 2002.
- [59] A. S. Holmes, H. Hong, and K. R. Pullen, "Axial-flux permanent magnet machines for micropower generation," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 14, no. 1, pp. 54–62, Feb. 2005.
- [60] P. J. Masson, M. Breschi, P. Tixador, and C. A. Luongo, "Design of HTS axial flux motor for aircraft propulsion," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 17, no. 2, pp. 1533–1536, Jun. 2007.
- [61] S. M. A. Sharkh and M. T. N. Mohammad, "Axial field permanent magnet DC motor with powder iron armature," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 3, pp. 608–613, Sep. 2007.

- [62] D. Kowal, P. Sergeant, L. Dupre, and A. V. Bossche, "Comparison of nonoriented and grain-oriented material in an axial flux permanent-magnet machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 2, pp. 279–285, Feb. 2010.
- [63] T. F. Chan, W. Wang, and L. L. Lai, "Magnetic field in a transverse and axial-flux permanent magnet synchronous generator from 3-D FEA," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, pp. 1055–1058, Feb. 2012.
- [64] L. Hao, M. Lin, X. Zhao, X. Fu, Z. Q. Zhu, and P. Jin, "Static characteristics analysis and experimental study of a novel axial field flux-switching permanent magnet generator," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4212–4215, Nov. 2012.
- [65] W. Wang, K. W. E. Cheng, K. Ding, and L. C. Meng, "A novel approach to the analysis of the axial-flux permanent-magnet generator with coreless stator supplying a rectifier load," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 2391–2394, Oct. 2011.
- [66] S. C. Oh and A. Emadi, "Test and simulation of axial flux-motor characteristics for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, no. 3, pp. 912–919, May 2004.
- [67] K. Rahman, N. Patel, T. Ward, J. Nagashima, F. Caricchi, and F. Crescimbin, "Application of direct-drive wheel motor for fuel cell electric and hybrid electric vehicle propulsion system," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1185–1192, Oct. 2006.
- [68] Y. P. Yang and D. S. Chuang, "Optimal design and control of a wheel motor for electric passenger cars," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 1, pp. 51–61, Jan. 2007.
- [69] T. D. Nguyen, K. J. Tseng, S. Zhang, and H. T. Nguyen, "A novel axial flux permanent-magnet machine for flywheel energy storage system: Design and analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3784–3794, Sep. 2011.
- [70] Q. D. Nguyen and S. Ueno, "Analysis and control of nonsalient permanent magnet axial gap self-bearing motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2644–2652, Jul. 2011.
- [71] Caricchi, F. Crescimbin, and O. Honrati, "Modular axial-flux permanent-magnet motor for ship propulsion drives," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 673–679, Sep. 1999.
- [72] R. L. Ficheux, F. Caricchi, F. Crescimbin, and O. Honorati, "Axial-flux permanent-magnet motor for direct-drive elevator systems without machine room," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1693–1701, Dec. 2001.
- [73] M. C. Tsai and L. Y. Hsu, "Design of a miniature axial-flux spindle motor with rhomboidal PCB winding," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3488–3490, Oct. 2006.
- [74] H. Raisigel, O. Cugat, and J. Delamare, "Permanent magnet planar micro-generators," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 130, pp. 438–444, Aug. 2006.
- [75] F. Caricchi, F. Maradei, G. De Donato, and F. G. Capponi, "Axial-flux permanent-magnet generator for induction heating gensets," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 128–137, Jan. 2010.
- [76] Cuzner, D. Drews, W. Kranz, A. Bendre, and G. Venkataraman, "Power dense, shipboard compatible low horsepower variable frequency drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2121–2128, Dec. 2012.
- [77] Z. Kohari, Z. Nadudvari, L. Szlama, M. Keresztesi, and I. Csaki, "Test results of a compact disk-type motor/generator unit with superconducting bearings for

flywheel energy storage systems with ultra-low idling losses," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 21, no. 3, pp. 1497–1501, Jun. 2011.

[78] F. Herrault, D. P. Arnold, I. Zana, P. Galle, and M. G. Allen, "High temperature operation of multi-watt, axial-flux, permanent-magnet microgenerators," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 148, no. 1, pp. 299–305, 2008.

[79] F. G. Capponi, R. Terrigi, F. Caricchi, and L. D. Ferraro, "Active output voltage regulation for an ironless axial-flux pm automotive alternator with electromechanical flux weakening," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1785–1793, Oct. 2009.

[80] K. Lee *et al.*, "Micro-energy storage system using permanent magnet and high-temperature superconductor," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 143, no. 1, pp. 106–112, 2008.

[81] K. Sitapati and R. Krishnan, "Performance comparisons of radial and axial field, permanent-magnet, brushless machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1219–1226, Sep./Oct. 2001.

[82] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1517–1524, Nov./Dec. 2002.

[83] A. Chen, R. Nilssen, and A. Nysveen, "Performance comparisons among radial-flux, multistage axial-flux and three-phase transverse-flux PM machines for downhole applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 2, pp. 779–789, Mar./Apr. 2010.

[84] J. Pippuri, A. Manninen, J. Keränen, and K. Tammi, "Torque density of radial, axial and transverse flux permanent magnet machine topologies," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2339–2342, May 2013.

[85] R. Qu, M. Aydin, and T. A. Lipo, "Performance comparison of dual-rotor radial-flux and axial-flux permanent-magnet BLDC machines," in *Proc. IEEE IEMDC*, Jun. 2003, pp. 1948–1954.

[86] Solmaz Kahourzade, *Student Member, IEEE*, Amin Mahmoudi, *Member, IEEE*, Hew Wooi Ping, *Member, IEEE*, and Mohammad Nasir Uddin, *Senior Member, IEEE*, "A Comprehensive Review of Axial-Flux Permanent-Magnet Machines" *CANADIAN JOURNAL OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING*, VOL. 37, NO. 1, WINTER 2014

[87] Akira Chiba, Tadashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, Masatsugu Takemoto and David G. Dorrell, *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. Newnes, 2005

[88] Gerhard Schweitzer and Eric H. Maslen, *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Springer-Verlag, 2009

[89] http://en.wikipedia.org/wiki/Magnetic_bearing.

[90] Kasadar, M.E.F. "An overview of active magnetic bearing technology and applications", *The Shock and Vibration Digest*, Vol.32(2), pp.91 – 99, 2000

[91] Hannes Bleuler, "20 years ISBM: Then, Now, Future", *11th International Symposium on Magnetic Bearings*, K-1, August 2008

[92] Schweitzer, G, *Active Magnetic Bearings – Chances and Limitations*, *Proceedings of the 6th International Conference on Rotor Dynamics*, Sydney, Australia, Sep. 2002

- [95] Russell D. Smith and William F. Weldon, "Nonlinear control of a Rigid Rotor Magnetic Bearing System: Modeling and Simulation with Full state feedback", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 2, March 1995
- [96] Abdul R. Husain, Mohamad N. Ahmad and Abdul H. M. Yatim, "Deterministic models of a Active Magnetic Bearing System", Journal of Computers, Vol. 2, No. 8, October 2007
- [97] Marcio S. de Queiroz and Darren M. Dawson, "Nonlinear control of Active Magnetic Bearing: A backstepping approach", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 5, March 1996
- [98] John Y. Hung, Nathaniel G. Albrinton and Fan Xia, "Nonlinear control of a magnetic bearing system", Mechantronics, Vol. 13, pp 621- 637, 2003
- [99] Nguyễn Quang Dịch, "Control of 6 Degrees of Freedom Salient Axial-Gap Self-bearing Motor", Luận án Tiến sỹ Kỹ thuật, Đại học Ritsumeikan, Nhật Bản, 2010
- [100] Tian Ye, Sun Yanhua, Yu Lie, "LQG Control of Hybrid Foil-Magnetic Bearing", 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August, 2010
- [101] Chunsheng Wei, Dirk Soffker, "MIMO-control of a Flexible Rotor with Active Magnetic Bearing", 12th International Symposium on Magnetic Bearings, August, 2010



Received: 13-08-2022
Accepted: 23-09-2023

ISSN: 2583-049X

Sliding Mode Control for Axial Flux Permanent Magnet Motor

Duong Quoc Tuan

Thai Nguyen University of Technology, Vietnam

Corresponding Author: Duong Quoc Tuan

Abstract

The axial flux permanent magnet synchronous motor (AFPM motor) using magnet bearings instead of ball-bearings at both two shaft ends could allow rotational speed of shaft much greater than nominal speed. The paper proposes a controller for axial flux permanent magnet (AFPM) motor that adjusts both rotation rotor speed and axial rotor position by sliding mode controller. Controlled system performance is validated through a set of simulations.

Keywords: AFPM Motor, Speed Controller, Axial Posotion Controller, SMC

1. Introduction

Axial flux permanent magnet motor (AFPB) finds its important role in electric drive systems [1-4]. The motor studied in this paper is a synchronous motor with permanent magnets attached to the rotor and the two stators with windings on both sides of the rotor. The AFPB has two degrees of freedom: Rotation and displacement along the rotor axis [5-6]. Recent researches target mainly on the design problem of AFPM [7-10], a number of works looking at control aspect [11-17]. Most of the works-done on control of AFPM use linear control technique that may result in limited operating range of the motor.

2. Mathematical Model of AFPM Motor

In terms of structure, the AFPM motor has its own particular specialists, in details, the stator module may include several types: A single module has one winding set and a dual module has two sets of winding sharing a common core and back-to-back establishment. Similarly, a single rotor module includes only one permanent magnet on one side, and in dual module one, both sides have permanent magnets leaning against each other. When a three-phase voltage is granted to stator coils, different currents are generated (including current i_q) flowing inside, they will interact with the magnetics of rotor to generate torque (M) and the currents in phase windings (component i_d) of stator generate thrust and drag (F) based on the principle of the electromagnet. Thanks to special structure and above-mentioned operating principle, the rotor of the motor will not generate axial displacement although both ends of the shaft have magnetic bearings. It allows the absence of additional axial movement block of the rotor, therefore, the motor structure is being compact. Due to the way of winding roll, the rotational magnetic field generates torques M_1 and M_2 on the same direction on the rotor shaft and generates thrust-drag forces F_1 and F_2 between the rotor and the stator on opposite direction. The total torque ($M=M_1+M_2$) is the summation of the torques but the total force is the difference of the axial attractive forces ($F=F_1-F_2$).

The mathematical model of AFPM motor was developed in dq coordinate system, as presented as the following.

Mathematical model of motor 1:

$$\begin{cases} u_{sd1} = R_s i_{sd1} + L_{sd1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s L_{sq1} i_{sq1} \\ u_{sq1} = R_s i_{sq1} + L_{sq1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s L_{sd1} i_{sd1} \pm \omega_s \psi_p \end{cases} \quad (1)$$

$$S_\omega = \omega - \omega_r \quad (6)$$

The purpose of control signal is driving the system's state (in this case is the rotation speed) to the sliding surface, then the controller will drive the sliding surface to zero. So that, there are two components of control signal:

I_{sqeq} is the signal that keep state on the sliding surface, this signal can be computed by condition: $\dot{S}_\omega = 0$
From (5) and (6), we obtain:

$$\frac{z_p}{J}(BI_{sqeq} - m_m) - \dot{\omega}_r = 0$$

$$\Leftrightarrow I_{sqeq} = B^T (BB^T)^{-1} \left(m_m + \frac{J}{z_p} \dot{\omega}_r \right) \quad (7)$$

I_{sqsw} is the signal that drive the sliding surface to zero, this signal can be computed by condition: $S_\omega \dot{S}_\omega < 0$
From (5), (6) and above condition, we can choose the control signal as following:

$$I_{sqsw} = B^T (BB^T)^{-1} \frac{J}{z_p} (-c_\omega \text{sign}(S_\omega))$$

Where c_ω is a positive gain (8)

The final control signal is the combination of above signals:

$$I_{sq} = I_{sqeq} + I_{sqsw}$$

$$= B^T (BB^T)^{-1} \left(m_m + \frac{J}{z_p} (\dot{\omega}_r - c_\omega \text{sign}(S_\omega)) \right) \quad (9)$$

Axial Rotor Position Controller

Rewrite the dynamic equation (4) as:

$$K \Delta I_d - k_2 z - F_L = m \ddot{z} \quad (10)$$

Where: $K = k_f + k_{fz}$; $\Delta I_d = i_{2d} - i_{1d}$

Choose the sliding surface for axial displacement as:

$$S_z = \lambda z + \dot{z} \quad (11)$$

Where λ is a controller's variable, we will choose λ so that the equation (11) guarantees the Hurwitz Stable Standard. The control signal will drive all components of sliding surface (11) to zero, it means that not only the axial displacement will be drive to zero, but also it's differential will not change. Similarly above section, the control signal in this case also has 2 components, and they can be calculated by these following conditions:

$$\begin{cases} \dot{S}_z = 0 \\ S_z \dot{S}_z < 0 \end{cases} \quad (12)$$

From condition (12), we can compute the signal that keep state (axial displacement) on the sliding surface as:

$$\Delta I_{dq} = \frac{m}{K} (-\lambda \dot{z}) + k_2 z \quad (13)$$

And we choose the signal that drive sliding surface to zero as:

$$\Delta I_{dsw} = \frac{m}{K} (-c_z \text{sign}(S)) \quad (14)$$

The final control signal is the combination of the signals (13) and (14):

$$\begin{aligned} \Delta I_d &= \Delta I_{dq} + \Delta I_{dsw} \\ &= \frac{m}{K}(-\lambda \dot{z} - c_z \text{sign}(S)) + k_z z \end{aligned}$$

(15)

4. Simulation Results

The system is simulated under conditions: Desired rotate speed 3000 r/m; load 2 N.m added at 2s; external force influencing in rotor added at 3s.

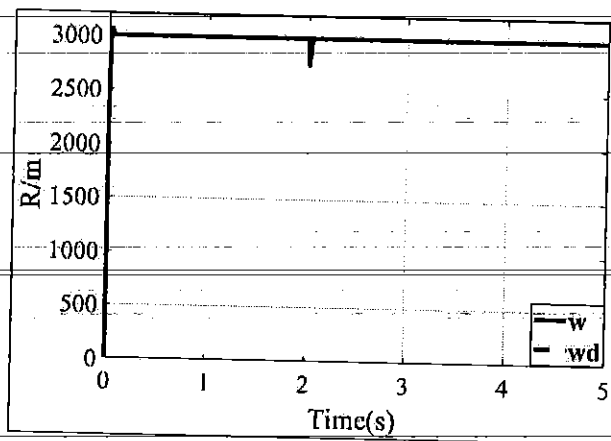


Fig 1: Rotation speed response

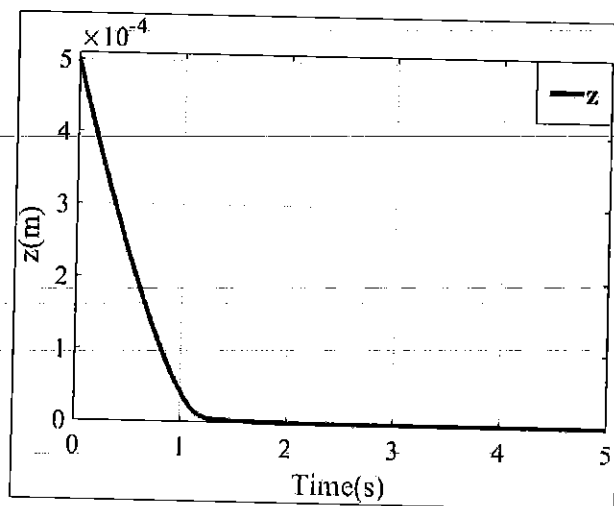


Fig 2: Axial displacement response

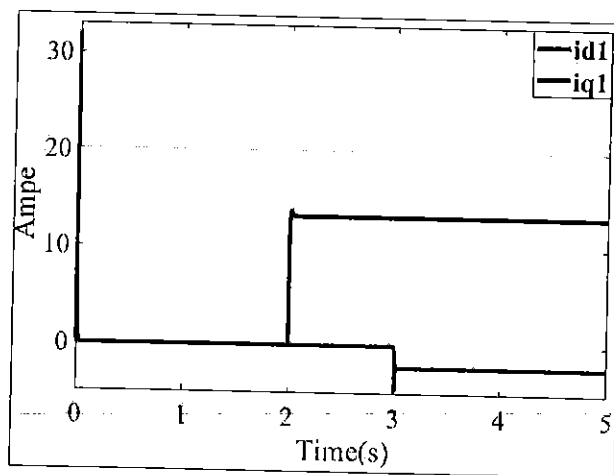


Fig 3: Current response of Stator I

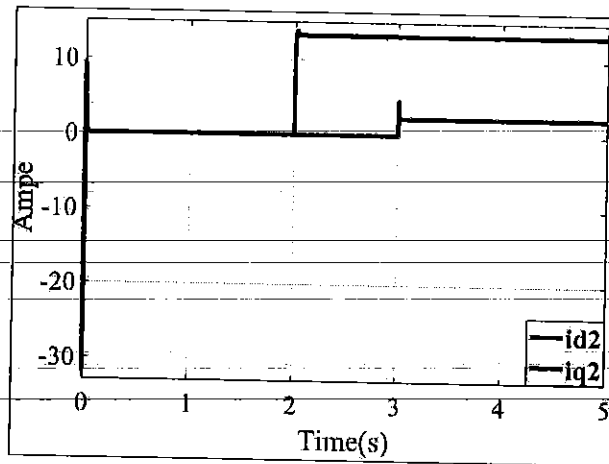


Fig 4: Current response of Stator 2

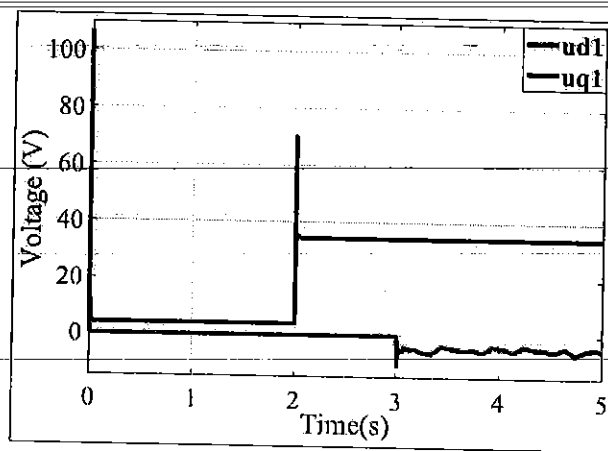


Fig 5: Control signal of Stator 1

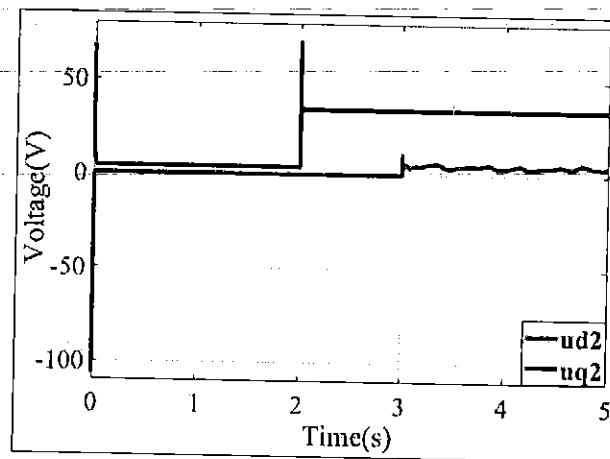


Fig 6: Control signal of Stator 2

When load and an external force are applied to the system the control still drive the axial position to the equilibrium and the rotational speed to the desired value.

4. Conclusion

The paper deal with control problem of an axial flux permanent magnet motor, and focuses on the SMC controller designing for the position and speed of an axial flux permanent magnet motor . The motor creates the magnetic field to lift the motor along the shaft and generate rotating torque. The motor electro-mechanical relations are analyzed to formulate an accurate mathematical model, then a control structure is proposed. The system simulation results show that the drive system ensures stability and tracking performance.

5. Acknowledgement

The authors thank the Thai Nguyen University of Technology for supporting this work.

6. References

1. Aydin M, Huang S, Lipo TA. Axial flux permanent magnet disc machines: A review. In Conf. Record of SPEEDAM. 2004; 8:61-71.
2. Parviainen A, Niemela M, Pyrhonen J. Modeling of axial flux permanent-magnet machines. IEEE Transactions on Industry Applications. 2004; 40(5):1333-1340.
3. Kahourzade S, Mahmoudi A, Ping HW, Uddin MN. A comprehensive review of axial-flux permanent-magnet machines. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering. 2014; 37(1):19-33.
4. Mahmoudi A, Rahim NA, Hew WP. Axial-flux permanent-magnet machine modeling, design, simulation, and analysis. Scientific Research and Essays. 2011; 6(12):2525-2549.
5. Nguyen QD, Ueno S. Modeling and control of salient-pole permanent magnet axial-gap self-bearing motor. IEEE/AsME Transactions on Mechatronics. 2010; 16(3):518-526.
6. Nguyen QD, Ueno S. Analysis and control of nonsalient permanent magnet axial gap self-bearing motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2010; 58(7):2644-2652.
7. Aydin M, Huang S, Lipo TA. Design, analysis, and control of a hybrid field-controlled axial-flux permanent-magnet motor. IEEE Transactions on industrial electronics. 2009; 57(1):78-87.
8. Parviainen A. Design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performance comparison between radial-flux and axial-flux machines, 2005.
9. Parviainen A, Niemela M, Pyrhonen J. Modeling of axial flux permanent-magnet machines. IEEE Transactions on Industry Applications. 2004; 40(5):1333-1340.
10. Mahmoudi A, Abd Rahim N, Ping HW. Axial-flux permanent-magnet motor design for electric vehicle direct drive using sizing equation and finite element analysis. Progress in Electromagnetics Research. 2012; 122:467-496.
11. Khergade A, Bodkhe SB, Rana AK. Closed loop control of axial flux permanent magnet BLDC motor for electric vehicles. In 2016 IEEE 6th international conference on power systems (ICPS). IEEE, 2016, 1-6.
12. Nguyen TD, Foo G. Sensorless control of a dual-airgap axial flux permanent magnet machine for flywheel energy storage system. IET Electric Power Applications. 2013; 7(2):140-149.
13. Zhao J, Hua M, Liu T. Research on a sliding mode vector control system based on collaborative optimization of an axial flux permanent magnet synchronous motor for an electric vehicle. Energies. 2018; 11(11):p3116.
14. Nguyen TD, Foo G. Sensorless control of a dual-airgap axial flux permanent magnet machine for flywheel energy storage system. IET Electric Power Applications. 2013; 7(2):140-149.
15. Yu HC, Lin CK. Velocity control and sensorless drive of slim axial flux permanent magnet BLDC motors for blowers in vacuum cleaners. In 11th IEEE International Conference on Control & Automation (ICCA). IEEE, 2014, 389-393.
16. Nguyen TD, Tsen KJ, Zhang C, Zhang S, Nguyen HT. Model predictive control of a novel axial flux permanent magnet machine for flywheel energy storage system. In 2010 Conference Proceedings IPEC. IEEE, 2010, 519-524.
17. Nguyen TD, Tseng KJ, Foo G, Zhang S. Control of a dual-air-gap axial flux permanent magnet machine for a flywheel energy storage system: A model predictive control approach. Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering. 2012; 9(4):401-410.