BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO VIỆN HÀN LÂM KHOA HỌC
VÀ CÔNG NGHỆ VIỆT NAM

HỌC VIỆN KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ

NGUYỄN MINH TRIỀU

NGHIÊN CỨU PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT CHATTERING FREE CHO ĐỘNG CƠ ĐIỆN

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT ĐIỆN, ĐIỆN TỬ VÀ VIỄN THÔNG

Hà Nội – 2026

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
VIỆN HÀN LÂM KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ VIỆT NAM

HỌC VIỆN KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ

NGUYỄN MINH TRIỀU

NGHIÊN CỨU PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT CHATTERING FREE CHO ĐỘNG CƠ ĐIỆN

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT ĐIỆN, ĐIỆN TỬ VÀ VIỄN THÔNG

Ngành: Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa

Mã số: 9 52 02 16

Xác nhận của Học viện Khoa học và Công nghệ

Người hướng dẫn 1
GS.TS. Nguyễn Trường Thịnh

Người hướng dẫn 2
TS. Trần Trọng Toàn

Hà Nội – 2026

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan rằng toàn bộ nội dung trong luận án "Nghiên cứu phát triển phương pháp điều khiển trượt chattering free cho động cơ điện" là công trình nghiên cứu của chính mình dưới sự hướng dẫn khoa học của tập thể hướng dẫn. Luận án sử dụng thông tin trích dẫn từ nhiều nguồn tham khảo khác nhau và các thông tin trích dẫn được ghi rõ nguồn gốc. Các kết quả nghiên cứu của tôi được công bố chung với các tác giả khác đã được sự nhất trí của đồng tác giả khi đưa vào luận án. Các số liệu, kết quả được trình bày trong luận án là hoàn toàn trung thực và chưa từng được công bố trong bất kỳ công trình nào khác ngoài các công trình công bố của tác giả. Luận án được hoàn thành trong thời gian tôi làm nghiên cứu sinh tại Học viện Khoa học và Công nghệ, Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam.

Hà Nội, ngày tháng năm 2026

Tác giả luận án

Nguyễn Minh Triều

LỜI CẢM ƠN

Trước hết, tôi xin trân trọng cảm ơn đến Ban Lãnh đạo Học Viện Khoa Học và Công Nghệ, Viện Hàn Lâm Khoa Học và Công Nghệ Việt Nam đã tạo điều kiện thuận lợi cho tôi trong quá trình học tập và nghiên cứu.

Tôi xin bày tỏ lòng biết ơn sâu sắc đến thầy GS.TS. Nguyễn Trường Thịnh và thầy TS. Trần Trọng Toàn, những người thầy đã trực tiếp hướng dẫn, tận tình chỉ bảo và định hướng cho tôi trong suốt quá trình thực hiện luận án. Sự tận tâm, kiến thức chuyên môn sâu rộng và tinh thần làm việc nghiêm túc của các thầy đã giúp tôi hoàn thiện kỹ năng nghiên cứu, tiếp cận vấn đề một cách khoa học và hệ thống.

Tôi xin đặc biệt gửi lời cảm ơn chân thành đến thầy TS. Trương Nguyên Vũ vì những chỉ dẫn quý báu, những góp ý sâu sắc và định hướng kịp thời, giúp tôi khắc phục khó khăn, hoàn thiện nội dung nghiên cứu.

Tôi xin chân thành gửi lời cảm ơn đến Ban lãnh đạo Viện Công nghệ Thông minh và Tương tác – UEH, đơn vị công tác đã hỗ trợ nhiệt tình trong quá trình thực hiện luận án.

Cuối cùng, tôi trân trọng cảm ơn các anh, chị, em đồng nghiệp và bạn bè đã nhiệt tình hỗ trợ tôi trong quá trình thực hiện đề tài, từ việc thu thập dữ liệu, thí nghiệm, đến chia sẻ kinh nghiệm và động viên tinh thần.

Hà Nội, ngày tháng năm 2026

Tác giả luận án

Nguyễn Minh Triều

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN I
LỜI CẢM ƠN II
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU, CHỮ VIẾT TẮT VI
DANH MỤC HÌNH ẢNH VIII
DANH MỤC BẢNG XI
MỞ ĐẦU 1
1. Tính cấp thiết của đề tài 1
2. Mục đích nghiên cứu 2
3. Đối tượng và phạm vi của nghiên cứu 2
4. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của nghiên cứu 3
5. Phương pháp nghiên cứu 3
6. Bố cục của nghiên cứu 3
Chương 1. TỔNG QUAN 5
1.1. Giới thiệu 5
1.2. Tổng quan tình hình nghiên cứu liên quan 6
1.2.1. Các nghiên cứu về điều khiển trượt kinh điển 6
1.2.2. Các nghiên cứu về điều khiển động cơ điện 11
1.2.3. Các nghiên cứu điều khiển trượt cho động cơ điện 18
1.3. Các vấn đề chính của luận án 22
1.3.1. Các vấn đề tồn động trong các nghiên cứu hiện tại 22
1.3.2. Vấn đề nghiên cứu của luận án 22
1.3.3. Giới hạn phạm vi của luận án 23
1.4. Kết luận chương 1 24
Chương 2. LÝ THUYẾT ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT VÀ ỨNG DỤNG 25
2.1. Lý thuyết điều khiển trượt 25
2.1.1. Cơ sở lý thuyết về ổn định 25

2.1.2. Lý thuyết điều khiển trượt....28
2.2. Các phương pháp nổi bật trong điều khiển trượt....30
2.3. Các phương pháp phổ biến giảm chattering trong điều khiển trượt....46
2.4. Đánh giá về chattering trong điều khiển trượt....49
2.5. Kết luận chương 2....51
Chương 3. NGHIÊN CỨU, PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT PID NESTED NTSM....52
3.1. Giới thiệu....52
3.2. Thiết kế bộ điều khiển trượt bậc cao PID nested NTSM....53
3.2.1. Mặt trượt PID nested NTSM....53
3.2.2. Hệ phi tuyến bậc 1....58
3.2.3. Hệ phi tuyến bậc 2....58
3.3. Mô phỏng....65
3.3.1. Hệ phi tuyến bậc 1....65
3.3.2. Hệ phi tuyến bậc 2....68
3.4. Kết luận chương 3....71
Chương 4. ỨNG DỤNG TRÊN ĐỘNG CƠ MỘT CHIỀU....72
4.1. Giới thiệu về hệ động cơ điện và mô hình hóa....72
4.1.1. Giới thiệu....72
4.1.2. Mô hình hóa....73
4.2. Các bộ điều khiển trượt thông thường....76
4.2.1 Bộ điều khiển trượt tuyến tính....76
4.2.2 Bộ điều khiển trượt NTSM....78
4.3. Bộ điều khiển PID nested NTSM....80
4.4. Mô phỏng....83
4.5. Thực nghiệm....89
4.5.1. Thiết lập môi trường thực nghiệm....89
4.5.2. Thực nghiệm....90

4.6. Kết luận chương 4 93
Chương 5. ỨNG DỤNG TRÊN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA 95
5.1. Các hệ tọa độ và mô hình hóa động cơ điện không đồng bộ ba pha 95
5.1.1. Các hệ tọa độ trong điều khiển động cơ xoay chiều 95
5.1.2. Mô hình hóa 96
5.2. Các bộ điều khiển trượt thông thường 99
5.2.1 Bộ điều khiển trượt tuyến tính 99
5.2.2. Bộ điều khiển NTSM 100
5.3. Bộ điều khiển PID nested NTSM 102
5.4. Mô phỏng 107
5.5. Thực nghiệm 112
5.5.1. Thiết lập môi trường thực nghiệm 113
5.5.2. Thực nghiệm các bộ điều khiển 114
5.6. KẾT LUẬN CHƯƠNG 5 119
KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN 120
Những nội dung nghiên cứu chính của luận án 120
Những đóng góp mới của luận án 120
Hướng phát triển của luận án 121
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ 122
TÀI LIỆU THAM KHẢO 123

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU, CHỮ VIẾT TẮT

Kí hiệu/ Viết tắt	Đơn vị	Ý nghĩa
R	Ω	Điện trở cuộn dây động cơ điện một chiều
L	H	Độ tự cảm
i	A	Dòng điện động cơ điện một chiều
K_i	Nm/A	Hằng số mô-men động cơ điện một chiều
K_e	V/rpm	Hằng số Back-emf động cơ điện một chiều
u	V	Điện áp động cơ điện một chiều
θ	rad	Góc rotor động cơ điện một chiều
T	Kg/m	Mô-men động cơ điện một chiều
T_l	Nm	Mô-men tải
b	Nms/rad	Hệ số ma sát nhớt
T_L	Nm	Tất cả ngoại lực tác động bao gồm nhiễu hệ thống
ψ_f	Wb	Từ thông
η_p		Số cặp cực động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu
J	$Kg.m^2$	Mô-men quán tính
ω	Rad/s	Vận tốc góc rotor
L_s	mH	Cảm kháng Stator
L_r	mH	Cảm kháng Rotor
L_m	mH	Hỗ cảm
u_{sdq}	V	Điện áp stator trên hệ di động (d-q)
i_{sdq}	A	Dòng điện stator trên hệ di động (d-q)
ψ_{sdq}	Wb	Từ thông stator trên hệ di động (d-q)
ω_s	Rad/s	Vận tốc góc từ thông stator
R^n		Không gian Euclid n chiều
$\|.\|$		Chuẩn (norm) của một vectơ hoặc ma trận
IM		Induction Motor
DC		Direct Current
AC		Alternate Current

FOC	Field-Oriented Control
DTC	Direct Torque Control
SMC	Sliding Mode Control
TSM	Terminal Sliding Mode Control
NTSM	Nonsingular Terminal Sliding Mode
HOTSM	Higher-order Terminal Sliding Mode
PID nested NTSM/ PID-NTSM	Proportional-Integral-Derivative nested Nonsingular Terminal Sliding Mode
PID	Proportional-Integral-Derivative

DANH MỤC HÌNH ẢNH

Hình 1. 1. Các phase trong điều khiển trượt.....7

Hình 1. 2. Tín hiệu điều khiển được trình bày trong nghiên cứu Feng và cộng sự [10], (a) là bộ điều khiển TSM, (b) là bộ điều khiển NTSM.....8

Hình 1. 3. a: trình bày so sánh bốn phương pháp SMC liên tục về sai số vị trí bao gồm *-b: lớp biên; -c: liên tục; -f: full-order; -s: supertwisting SMC* [22], b: sơ đồ pha của 3 phương pháp SMC khác nhau [13].....9

Hình 1. 4. Phân loại động cơ điện 12

Hình 1. 5. Các phương pháp điều khiển phổ biến.....15

Hình 1. 6. Sơ đồ điều khiển FOC cho động cơ ba pha dựa vào phương pháp FOC 15

Hình 1. 7. So sánh đáp ứng của bộ điều khiển SMC so với các bộ điều khiển cổ điển PID [66, 69].....19

Hình 2. 1. Đáp ứng của biến trạng thái.....33

Hình 2. 2. Tín hiệu điều khiển.....33

Hình 2. 3. Biến trượt *s* 33

Hình 2. 4. Đáp ứng của biến trạng thái.....37

Hình 2. 5. Tín hiệu điều khiển.....37

Hình 2. 6. Đáp ứng của biến trượt s 37

Hình 2. 7. Đáp ứng của các biến trạng thái 41

Hình 2. 8. Tín hiệu điều khiển. 41

Hình 2. 9. Đáp ứng của biến trượt *s* 41

Hình 2. 10. Đáp ứng của các biến trạng thái 45

Hình 2. 11. Tín hiệu điều khiển *u(t)* 46

Hình 2. 12. Đáp ứng của biến trượt *s(t)*.....46

Hình 2. 13. So sánh các hàm *sign, sigmoid, saturation* 47

Hình 2. 14. So sánh tín hiệu điều khiển khi thay hàm *sign* thành hàm *sigmoid* và *sat* 48

Hình 2. 15. Mô hình của phương pháp điều khiển thích nghi điển hình.....48

Hình 3. 1. Đáp ứng của biến trạng thái *x* 66

Hình 3. 2. So sánh đáp ứng của 2 bộ điều khiển 66

Hình 3. 3. So sánh tín hiệu điều khiển của 2 phương pháp 67

Hình 3. 4. So sánh đáp ứng của bộ điều khiển đề xuất trong trường hợp các thông số mô hình của bộ điều khiển gấp 3 lần thực tế và tăng nhiễu tác động vào hệ.....68

Hình 3. 5. Biến trạng thái của hệ bậc 2 69

Hình 3. 6. Tín hiệu điều khiển của bộ điều khiển với hệ bậc 2. 70

Hình 3. 7. So sánh tín hiệu điều khiển của hai bộ điều khiển 71

Hình 4. 1. Mô hình tương đương động cơ điện một chiều DC. 73

Hình 4. 2. Sơ đồ tổng quan điều khiển hệ thống 74

Hình 4. 3. Đồ thị đáp ứng của các bộ điều khiển 85

Hình 4. 4. Đồ thị sai số của các bộ điều khiển 85

Hình 4. 5. So sánh momen xoắn các phương pháp điều khiển 86

Hình 4. 6. So sánh các tín hiệu điều khiển. 87

Hình 4. 7. Đáp ứng của các bộ điều khiển khi các thông số tăng 3 lần 88

Hình 4. 8. Sai số của các bộ điều khiển khi các thông số tăng 3 lần.....88

Hình 4. 9. Mô hình thử nghiệm động cơ điện một chiều 90

Hình 4. 10. Đáp ứng thực tế của bộ điều khiển PID 91

Hình 4. 11. Đáp ứng thực tế sử dụng bộ điều khiển đề xuất 91

Hình 4. 12. Sai số của bộ điều khiển đề xuất thực tế 92

Hình 4. 13. Dòng điện của động cơ với bộ điều khiển PID-NTSM ở 250 vòng/phút 93

Hình 5. 1. Sơ đồ điều khiển FOC cho IM 97

Hình 5. 2. Sơ đồ điều khiển FOC cho động cơ IM.....102

Hình 5. 3. Đáp ứng về tốc độ giữa các bộ điều khiển 109

Hình 5. 4. Sai số tốc độ của các bộ điều khiển.....110

Hình 5. 5. Tín hiệu điều khiển của bộ điều khiển tốc độ.....111

Hình 5. 6. So sánh tốc độ phản ứng của động cơ với các bộ điều khiển khác nhau khi tham số mô hình trong luật điều khiển gấp 5 lần tham số thực tế 112

Hình 5. 7. Mô hình để thực nghiệm động cơ không đồng bộ 3 pha.....113

Hình 5. 8. Đáp ứng thực nghiệm của bộ điều khiển PID cổ điển.....114

Hình 5. 9. Sai số thực nghiệm của bộ điều khiển PI cổ điển.....115

Hình 5. 10. Đáp ứng thực tế của tốc độ động cơ sử dụng bộ điều khiển đề xuất với tốc độ tham chiếu đột ngột và nhiễu loạn. 116

Hình 5. 11. Sai số thực tế của đáp ứng tốc độ cho bộ điều khiển đề xuất.....116

Hình 5. 12. Đáp ứng thực tế của tốc độ động cơ sử dụng bộ điều khiển đề xuất với tốc độ tham chiếu đột ngột và tải. 117

Hình 5. 13. Dòng điện trên trục q với $\omega_n = 500$ rpm 117

Hình 5. 14. Dòng điện trên trục d với $\omega_n = 500$ rpm 118

Hình 5. 15. Dòng điện trên trục ab tại $\omega_n = 500$ rpm.....118

Hình 5. 16. Pha của dòng điện trên $\alpha\beta$-axis. 118

DANH MỤC BẢNG

Bảng 1. 1. Tổng quan về các nghiên cứu về điều khiển trượt kinh điển và các biến thể 10

Bảng 1. 2. So sánh các phương pháp điều khiển 14

Bảng 1. 3. Tổng quan các nghiên cứu về điều khiển động cơ điện 17

Bảng 1. 4. Tổng quan các nghiên cứu điều khiển trượt cho động cơ điện 21

Bảng 3. 1. Chiến lược lựa chọn các tham số của bộ điều khiển PID-NTSM 57

Bảng 3. 2. ISE và IAE đánh giá chattering trong tín hiệu điều khiển 67

Bảng 3. 3. ISE và IAE đánh giá chattering trong tín hiệu điều khiển 70

Bảng 4. 1. Bảng mô tả các kịch bản mô phỏng 84

Bảng 4. 2. Các thông số của hệ truyền động servo điện trong môi trường mô phỏng. 84

Bảng 4. 3. So sánh ISE và IAE giữa SLM, NTSM và bộ điều khiển đề xuất 86

Bảng 4. 4. Thông số động cơ giả thuyết gấp 3 lần thông số ước lượng 87

Bảng 4. 5. So sánh chỉ số IAE và ISE với bộ điều khiển đề xuất 89

Bảng 4. 6. Chỉ số ISE và IAE của PID-NTSM thực tế 92

Bảng 5. 1. Phân biệt các hệ trục tọa độ 95

Bảng 5. 2. Bảng mô tả các kịch bản mô phỏng 108

Bảng 5. 3. Thông số động cơ IM được sử dụng trong luận án 108

Bảng 5. 4. So sánh IAE và ISE của các bộ điều khiển 110

Bảng 5. 5. So sánh hiện tượng chattering giữa SLM, NTSM và bộ điều khiển đề xuất dựa trên chỉ số MAE và RMS. 111

Bảng 5. 6. So sánh các chỉ số IAE và ISE 112

Bảng 5. 7. So sánh IAE và ISE của các bộ điều khiển với tải 117

MỞ ĐẦU

1. Tính cấp thiết của đề tài

Phương pháp điều khiển trượt (SMC) là một phương pháp điều khiển bền vững với những ưu điểm vượt trội về khả năng chống nhiễu và xử lý các tham số không chắc chắn của mô hình [1]. Trong thực tế, việc triển khai các bộ điều khiển trượt kinh điển gặp vấn đề lớn là hiện tượng "chattering". Nó không chỉ làm suy giảm chất lượng điều khiển mà còn gây nóng linh kiện công suất, giảm tuổi thọ phần cứng, làm dao động cơ khí và ảnh hưởng đến độ ổn định toàn hệ thống. Các phương pháp giảm chattering như lớp biên (boundary layer), hàm bão hòa (saturation function) hay SMC bậc cao dù cải thiện nhưng vẫn gặp phải sự đánh đổi không mong muốn đó là giảm chattering thì mất bền vững, tăng bền vững thì tín hiệu điều khiển lại tồn tại chattering. Điều này đặt ra yêu cầu cấp thiết phải phát triển một bộ điều khiển SMC cải tiến, vừa duy trì đặc tính bền vững, vừa giảm mạnh được chattering. Trong luận án này, một bộ điều khiển PID - NTSM được đề xuất bằng cách lồng cả lỗi tích phân và đạo hàm của trạng thái vào mặt trượt NTSM nhằm tạo ra tín hiệu điều khiển trơn hơn giúp hệ thống đáp ứng ổn định giảm mạnh hiện tượng chattering hướng đến mục tiêu có thể ứng dụng vào các hệ thống thực tế.

Bên cạnh đó, để kiểm chứng tính hiệu quả và khả năng triển khai của thuật toán điều khiển mới, động cơ điện thường được lựa chọn làm đối tượng thử nghiệm. Đây là nhóm hệ thống điển hình sở hữu nhiều đặc tính phi tuyến, chịu ảnh hưởng mạnh của nhiễu và bất định tham số, nhờ đó trở thành môi trường lý tưởng để đánh giá độ bền vững và chất lượng hội tụ của bộ điều khiển trượt được đề xuất. Việc xây dựng và kiểm chứng trên động cơ điện không chỉ đảm bảo tính ứng dụng thực tế cao mà còn tạo tiền đề mở rộng sang các hệ thống truyền động và robot phức tạp hơn. Ngoài ra, các hệ truyền động điện được sử dụng trong nhiều ứng dụng như robot, tự động hóa và các hệ thống công nghiệp với yêu cầu cao về độ chính xác, đáp ứng nhanh và hiệu suất cao [2-4]. Tuy nhiên, động cơ điện chứa nhiều tham số không chắc chắn trong mô hình, có thể thay đổi tùy theo các yếu tố bên ngoài như nhiệt độ môi trường, áp suất, v.v. [5, 6]. Ngoài ra, tải trọng cũng thay đổi trong quá trình vận hành động cơ, làm cho việc điều khiển trở nên phức tạp hơn do sự xuất hiện của nhiễu động. Với các đặc tính đó, động cơ điện được lựa chọn để làm đối tượng đánh giá của nhiều thuật toán điều khiển. Trong phạm vi luận án này, động cơ điện không phải là trọng tâm chính, mà chỉ được sử dụng như đối tượng điển hình để kiểm chứng và đánh giá hiệu quả của phương pháp điều khiển được đề xuất. Luận án tập trung vào việc phát triển thuật toán điều khiển trượt TSM bậc cao, bao gồm xây dựng mặt trượt, phân tích

tính ổn định, thiết kế luật điều khiển và chứng minh tính hội tụ của hệ. Việc lựa chọn các hệ truyền động điện chỉ nhằm mục đích cung cấp một môi trường vật lý thực tế với các đặc tính phi tuyến, nhiễu, bất định và giới hạn của phần cứng có thể làm nổi bật tính ưu việt của thuật toán. Do đó, kết quả nghiên cứu có tính tổng quát cao và có thể mở rộng sang nhiều loại đối tượng điều khiển khác có cấu trúc tương tự, không bị giới hạn trong phạm vi ứng dụng cho động cơ điện.

Với các lý do trên, luận án tập trung "Nghiên cứu phát triển phương pháp điều khiển trượt chattering free cho động cơ điện" nhằm giảm thiểu hiện tượng chattering, bền vững trước các bất định của mô hình. Một mặt trượt mới được đề xuất bằng cách thêm cả lỗi tích phân và đạo hàm của trạng thái vào mặt trượt NTSM. So với bộ điều khiển NTSM thông thường, mặt trượt này có thể xử lý các đạo hàm bậc cao hơn, có khả năng giảm mạnh hiện tượng chattering.

2. Mục đích nghiên cứu

Mục tiêu tổng quát: Phát triển phương pháp điều khiển trượt NTSM bậc cao với cấu trúc phân tầng, mục tiêu giảm mạnh hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển. Đánh giá hiệu suất bộ điều khiển đề xuất trên động cơ điện nhằm nâng cao hiệu suất, độ tin cậy và tính ổn định của các hệ thống động cơ điện trong các ứng dụng công nghiệp và dân dụng.

Mục tiêu cụ thể: Tập trung phát triển một phương pháp điều khiển trượt NTSM bậc cao nhằm giảm đáng kể hiện tượng "chattering" thông qua cấu trúc điều khiển bậc cao và lồng ghép thêm mặt trượt PID đảm bảo nâng cao độ chính xác bám và tính bền vững của hệ thống trước nhiễu và bất định mô hình. Đánh giá hiệu quả và tính khả thi trong thực tế, phương pháp điều đề xuất được áp dụng cho các hệ truyền động động cơ điện, có xét đến nhiễu và sai lệch tham số. Trên cơ sở đó, các thí nghiệm và mô phỏng được thực hiện nhằm so sánh và đánh giá hiệu suất của bộ điều khiển đề xuất so với các phương pháp điều khiển trượt thông thường.

3. Đối tượng và phạm vi của nghiên cứu

Đối tượng nghiên cứu là phương pháp điều khiển trượt bậc cao PID-NTSM với mục tiêu giảm mạnh chattering trong điều kiện có xem xét đến các yếu tố nhiễu (disturbances) và các yếu tố bất định của mô hình (uncertancy).

Phạm vi ứng dụng được xác định là các loại động cơ điện bao gồm động cơ một chiều (DC) và động cơ xoay chiều không đồng bộ ba pha (IM) với các yếu tố nhiễu loạn và không chắc chắn được giới hạn. Tập trung vào việc phát triển thuật toán điều khiển trượt bậc cao dành cho động cơ điện, triển khai thực nghiệm và đánh giá thuật

toán đề xuất. Các đóng góp chính bao gồm thiết kế luật điều khiển, phân tích ổn định theo Lyapunov, mô phỏng đánh giá hiệu năng và triển khai thực nghiệm trên hệ truyền động điện để kiểm chứng tính khả thi của bộ điều khiển đề xuất.

4. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của nghiên cứu

Ngày nay, bài toán điều khiển chính xác có tính cấp thiết trong nhiều ứng dụng khác nhau, không chỉ phục vụ cho các ngành điều khiển và tự động hóa mà còn tăng cường khả năng ứng dụng trong các ngành công nghiệp, an ninh, quốc phòng. Xét về ý nghĩa về mặt khoa học, luận án đề xuất cấu trúc điều khiển PID-NTSM mới nhằm triệt tiêu hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển mà vẫn giữ được tính bền vững của SMC, điều này được đánh giá và kiểm chứng trên các loại động cơ điện.

Luận án đề xuất xây dựng bộ điều khiển trượt bậc cao PID-NTSM, đạt được hiệu suất cao và ứng dụng cho các loại động cơ điện bao gồm động cơ điện một chiều và động cơ bất động bộ ba pha. Kết quả góp phần nâng cao chất lượng của bộ điều khiển đề xuất, giảm mạnh được hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển và giữ được tính bền vững của điều khiển SMC. Các kết quả của luận án là cơ sở khoa học đề áp dụng cho nhiều đối tượng và ứng dụng khác nhau, các loại động cơ điện điển hình được sử dụng đề phục vụ cho việc kiểm chứng thuật toán khi đưa vào các ứng dụng thực tế.

5. Phương pháp nghiên cứu

Phương pháp phân tích tổng quát các lý thuyết về mô hình hóa các động cơ điện, các phương pháp điều khiển kinh điển, các lý thuyết điều khiển trượt thông qua các nghiên cứu liên quan đến các khía cạnh của nghiên cứu.

Nghiên cứu và phân tích thông số và các yếu tố ảnh hưởng đến đặc tính của các loại động cơ, xây dựng mô hình toán hóa của các động cơ.

Nghiên cứu phân tích các giải thuật điều khiển trượt bậc cao cho hệ phi tuyến.

Phát triển bộ điều khiển PID-NTSM nhằm giảm mạnh hiện tượng chattering trước các bất định mô hình và nhiễu bên ngoài.

Thiết kế và mô phỏng để đánh giá hiệu suất của bộ điều khiển đề xuất trong môi trường Matlab Simulink.

Thực nghiệm và đánh giá các thí nghiệm để thu thập và đánh giá hiệu suất.

6. Bố cục của nghiên cứu

Bố cục của luận án gồm 05 chương:

Chương 1. Trình bày tổng quan về các nghiên cứu được thực hiện liên quan đến luận án bao gồm tổng quan trong và ngoài nước về lý thuyết điều khiển trượt. Từ đó đưa ra các khoảng trống nghiên cứu và các vấn đề nghiên cứu của luận án.

Chương 2. Trình bày về lý thuyết điều khiển trượt và ứng dụng, các phương pháp triệt tiêu hiện tượng chattering và các chỉ số thường được sử dụng để đánh giá chattering, từ đó đưa ra cơ sở lý thuyết cho hướng nghiên cứu của luận án.

Chương 3. Đề xuất cấu trúc điều khiển trượt mới gọi là PID – NTSM cho hệ phi tuyến. Đánh giá và so sánh hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất với các bộ điều khiển trượt thông thường, đây là đóng góp chính của luận án.

Chương 4. Ứng dụng phương pháp điều khiển trượt PID – NTSM đã được đề xuất cho động cơ một chiều. Kết quả chứng minh được hiệu quả thông qua mô phỏng và thực nghiệm trên động cơ thực tế.

Chương 5. Ứng dụng bộ điều khiển trượt PID – NTSM cho động cơ không đồng bộ ba pha. Thiết kế bộ điều khiển dựa trên phương pháp điều khiển FOC cho việc điều khiển tốc độ. Kết quả chứng minh hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất giảm mạnh được hiện tượng chattering và thời gian hội tụ nhanh hơn so với các phương pháp thông thường.

Phần cuối trình bày về kết luận và hướng phát triển. Tóm tắt các nội dung và đóng góp chính của luận án, các hướng phát triển của luận án.

Chương 1. TỔNG QUAN

1.1. Giới thiệu

Điều khiển trượt (SMC) là một trong những phương pháp điều khiển phi tuyến quan trọng và đã được nghiên cứu rộng rãi trong hơn nửa thế kỷ qua [7]. Điểm mạnh nổi bật của SMC nằm ở tính bền vững, làm cho hệ thống có thể duy trì động lực học mong muốn trên mặt trượt ngay cả khi tồn tại nhiễu và bất định mô hình. Bên cạnh các ưu điểm về độ ổn định và khả năng chống nhiễu, SMC thông thường tồn tại hạn chế lớn là hiện tượng "chattering", tức là dao động không mong muốn có tần số và biên độ hữu hạn trong tín hiệu điều khiển [8]. Nó không chỉ làm ảnh hưởng đến chất lượng điều khiển mà còn ảnh hưởng trực tiếp đến tuổi thọ của cơ cấu chấp hành. Do đó, nhiều nghiên cứu đã được thực hiện nhằm cải thiện chất lượng của mặt trượt, nâng cao tính liên tục của luật điều khiển và đảm bảo điều kiện hội tụ cho các hệ thống thực tế. Các cải tiến của SMC như Terminal Sliding Mode (TSM), Nonsingular Terminal Sliding Mode (NTSM), hoặc các biến thể bậc cao đã được đề xuất nhằm đạt hội tụ hữu hạn thời gian và tránh điểm kỳ dị [9, 10]. Tuy nhiên, mỗi phương pháp vẫn có những hạn chế riêng như TSM thông thường dù đảm bảo hội tụ nhanh nhưng lại xuất hiện điểm kỳ dị tại gốc tọa độ, gây khó khăn trong ứng dụng thực tế. NTSM khắc phục được điểm kỳ dị nhưng vẫn tồn tại hiện tượng chattering do dạng luật điều khiển không liên tục. Một số phương pháp giảm chattering nhưng lại đánh đổi tốc độ hội tụ hoặc không duy trì được tính bền vững trong toàn bộ miền làm việc của hệ thống. Những hạn chế này cho thấy nhu cầu cấp thiết phải phát triển một mặt trượt và luật điều khiển mới vừa giữ được ưu điểm của SMC, vừa cải thiện được các nhược điểm kinh điển của nó. Dựa vào các khoảng trống cho nghiên cứu này, luận án này tập trung vào việc đề xuất xây dựng mặt trượt mới nhằm giải quyết vấn đề chính là giảm mạnh hiện tượng "chattering" nhưng giữ được tính bền vững của SMC.

Để đánh giá hiệu suất của phương pháp đề xuất, các hệ truyền động điện được sử dụng làm đối tượng điều khiển do chúng được sử dụng phổ biến trong nhiều ứng dụng như robot, tự động hóa và hệ thống công nghiệp với yêu cầu cao về độ chính xác, phản ứng nhanh và hiệu suất cao [2]. Trong luận án này, động cơ điện chỉ đóng vai trò như một mô hình đại diện chứa nhiều bất định, qua đó tạo nên môi trường thích hợp để đánh giá mức độ bền vững và hiệu quả của phương pháp điều khiển. Động cơ điện phổ biến như động cơ không đồng bộ và động cơ một chiều đều chứa những bất định nội tại của mô hình. Đặc biệt, động cơ không đồng bộ tồn tại hiện tượng trượt từ thông (slip) làm mô hình trở nên phi tuyến mạnh [11]. Mặc dù cấu trúc điều khiển theo định hướng từ thông (FOC) cho phép tách kênh điều khiển mô men và từ thông

nhằm tuyến tính hóa hệ thống, nhưng không thể loại bỏ hoàn toàn các bất định nội tại bao gồm sai lệch tham số, bão hòa từ, nhiễu đo lường và thay đổi hằng số thời gian rotor khiến việc điều khiển tốc độ của IM trở thành một bài toán khó và đòi hỏi phương pháp điều khiển có tính bền vững cao. Do đó, động cơ không đồng bộ trở thành đối tượng phức tạp với động lực học mạnh và nhạy cảm với nhiễu; việc kiểm chứng trực tiếp một cấu trúc điều khiển mới trên IM là một thách thức lớn trong lĩnh vực điều khiển [12].

Luận án này lựa chọn cách tiếp cận theo từng phần, trước tiên triển khai và kiểm chứng bộ điều khiển trên động cơ DC, một mô hình đơn giản hơn, tuyến tính hơn và dễ quan sát. Điều này giúp đánh giá rõ ràng tính ổn định, khả năng hội tụ và mức độ giảm chattering của bộ điều khiển trượt đề xuất. Sau đó, ứng dụng và đánh giá lên mô hình phức tạp hơn là động cơ không đồng bộ để minh chứng rằng phương pháp có thể xử lý ở các mức độ phi tuyến và bất định lớn hơn. Cần nhấn mạnh rằng mục tiêu cốt lõi không nằm ở bản thân đối tượng điều khiển mà ở bài toán phát triển phương pháp điều khiển trượt. Việc thiết kế mặt trượt nhằm đảm bảo điều kiện hội tụ, giảm mạnh chattering và nâng cao tính bền vững là nội dung trọng tâm mà luận án hướng tới để giải quyết. Việc áp dụng bộ điều khiển lên hệ động cơ điện chỉ đóng vai trò như một môi trường thực nghiệm với các đặc tính phi tuyến, nhiễu tải và bất định tham số xuất hiện một cách điển hình, qua đó giúp minh chứng thuyết phục hơn cho hiệu quả của phương pháp điều khiển đề xuất.

Trong luận án này, một bộ điều khiển trượt NTSM bậc cao dựa trên cấu trúc phân cấp (hierarchical) được phát triển nhằm giải quyết các hạn chế kinh điển của phương pháp điều khiển trượt truyền thống là hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển. Kết quả chứng minh rằng hiện tượng "chattering" được giảm đáng kể hoặc thậm chí loại bỏ cho phép áp dụng phương pháp PID – NTSM này vào các ứng dụng thực tế. Đây chính là đóng góp chính của luận án.

1.2. Tổng quan tình hình nghiên cứu liên quan

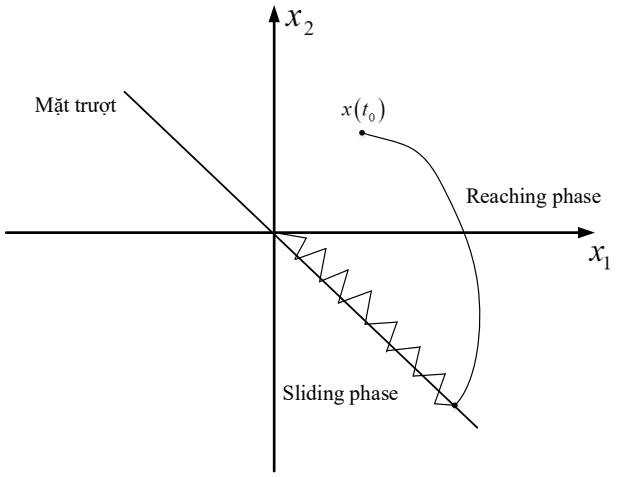
1.2.1. Các nghiên cứu về điều khiển trượt kinh điển

Điều khiển chế độ trượt (SMC) là một phương pháp điều khiển rất phổ biến do tính đơn giản và bền vững trước các bất định mô hình và nhiễu mô hình kể từ khi ra đời cách đây hơn 60 năm. Nền tảng ổn định và bền vững của nó được xây dựng dựa trên nguyên lý của lý thuyết Lyapunov, vốn xác định tính ổn định tiệm cận [13]. Cốt lõi của SMC là thiết kế một mặt trượt trong không gian trạng thái sao cho khi quỹ đạo của hệ thống đạt đến mặt này, động lực học của hệ trở nên bất biến đối với nhiễu

và bất định tham số. Quá trình điều khiển bao gồm hai giai đoạn được thể hiện như Hình 1.1 như sau

- Giai đoạn tiếp cận mặt trượt (reaching phase), trong đó tín hiệu điều khiển được thiết kế để kéo trạng thái về mặt trượt.

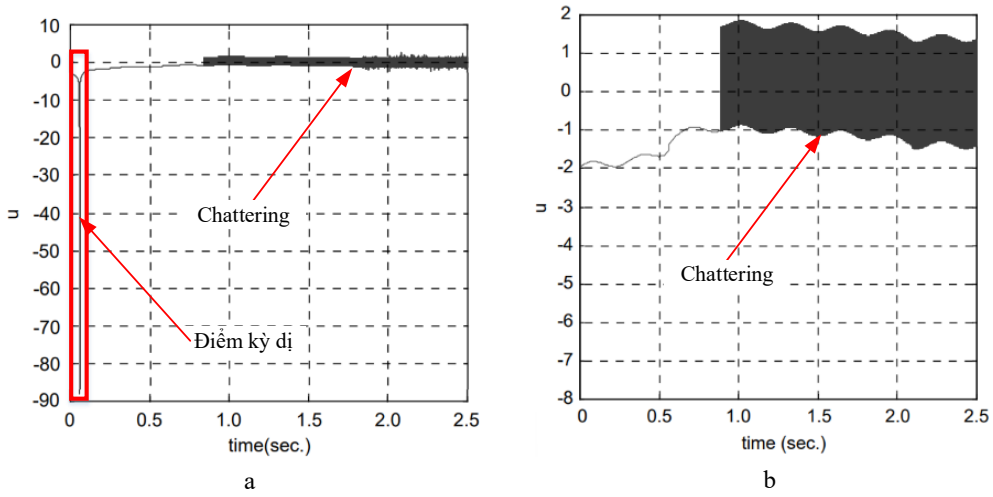
- Giai đoạn duy trì trượt (sliding phase), trong đó hệ thống trượt trên mặt này với động lực học đã được định trước.



Hình 1. 1. Các phase trong điều khiển trượt

Trong điều kiện lý tưởng, điều khiển trượt cho phép đảm bảo tính bền vững toàn cục và chống nhiễu tốt, ngay cả khi mô hình có sai số hoặc chịu tác động từ môi trường ngoài [14]. Điều khiển trượt với nhiều ưu điểm vượt trội, tuy nhiên, chúng chứa thành phần chuyển mạch sử dụng hàm dấu sign, dẫn đến hiện tượng "chattering". Hiện tượng chattering là một trong những hạn chế lớn nhất của SMC kinh điển. Dao động này gây hao mòn cơ học đối với các cơ cấu chấp hành và có thể làm giảm tuổi thọ thiết bị công nghiệp [15]. Một hạn chế điển hình của các bộ điều khiển trượt kinh điển là tốc độ hội tụ tiệm cận, tức là sai số chỉ giảm dần về 0 theo thời gian vô hạn. Điều này không đáp ứng được yêu cầu điều khiển trong thời gian hữu hạn cho các hệ thống servo hoặc robot có tải thay đổi nhanh. Để giải quyết vấn đề này, nhiều hướng phát triển đã được đề xuất từ nền tảng SMC kinh điển, tiêu biểu là Terminal Sliding Mode (TSM), Nonsingular TSM (NTSM) và Higher-Order SMC (HOSM) [9, 16, 17]. Trong roadmap về điều khiển trượt của Utkin và cộng sự [18] đã trình bày về sự phát triển của SMC với các giai đoạn từ việc hình thành ý tưởng VSS và phát hiện chế độ trượt đến giai đoạn xây dựng lý thuyết SMC cổ điển với luật điều khiển hai thành phần và phân tích ổn định bằng Lyapunov, và gần đây chúng được mở rộng ứng dụng rộng và khắc phục giới hạn như chattering và hội tụ tiệm cận.

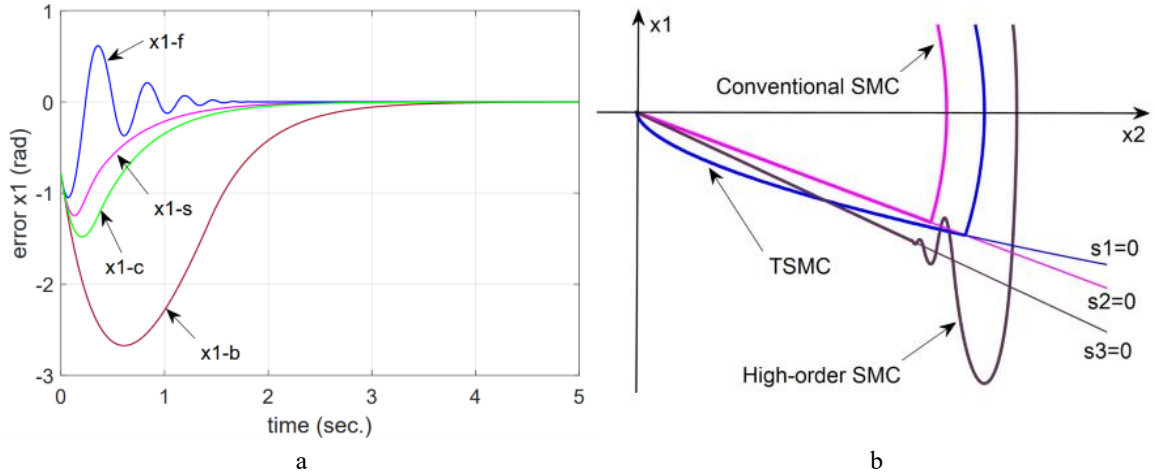
Mặc dù, điều khiển trượt kinh điển (SMC) có tính bền vững cao và cấu trúc đơn giản, nhưng nó chỉ đảm bảo hội tụ tiệm cận nghĩa là sai số điều khiển chỉ giảm dần về 0 khi thời gian tiến đến vô hạn. Trong các ứng dụng yêu cầu đáp ứng nhanh hoặc ràng buộc thời gian hữu hạn điều này là một hạn chế của SMC kinh điển. Để khắc phục, Terminal Sliding Mode (TSM) [9] đã được đề xuất với mặt trượt được thiết kế phi tuyến giúp hội tụ trong thời gian hữu hạn (finite-time convergence) thay vì tiệm cận. Tuy nhiên, TSM cổ điển lại gặp điểm kỳ dị (singularity) trong luật điều khiển khi sai số tiến về 0 gây mất ổn định cục bộ. Sau đó, trong [10] đã phát triển một mặt trượt mới gọi là Nonsingular Terminal Sliding Mode (NTSM) sử dụng cấu trúc mặt trượt phi tuyến nhưng tránh chia cho biến trạng thái nhỏ, đảm bảo tín hiệu điều khiển khả thi trên toàn miền. Phương pháp này không chỉ giữ được ưu điểm hội tụ hữu hạn mà còn đảm bảo tính liên tục của luật điều khiển. Tuy nhiên, chattering vẫn chưa được giải quyết trong các bộ điều khiển này, điều này làm cho tính khả thi trong các ứng dụng điều khiển chính xác gặp vấn đề, điều này được thể hiện trong Hình 1.4. Chattering được sinh ra từ hàm switching (hàm dấu, hàm sigmoid,…). Các nỗ lực để triệt tiêu chúng được thực hiện.



Hình 1. 2. Tín hiệu điều khiển được trình bày trong nghiên cứu Feng và cộng sự [10], (a) là bộ điều khiển TSM, (b) là bộ điều khiển NTSM

Trong điều khiển TSM, giải quyết được các vấn đề về thời gian hội tụ cũng như NTSM xử lý được điểm kỳ dị trong tín hiệu điều khiển, tuy nhiên vẫn tồn tại chattering. Để khắc phục, nhiều hướng tiếp cận đã được đề xuất, trong đó Full-order TSM [19] nhằm giảm đồng thời cả chattering và hiện tượng kỳ dị. Việc kiểm soát chattering không chỉ là một vấn đề kỹ thuật then chốt trong quá trình triển khai thực tế, mà còn là động lực thúc đẩy sự phát triển của các biến thể TSM ngày càng hoàn thiện và phù hợp hơn với yêu cầu ứng dụng trong các hệ phi tuyến phức tạp và môi

trường nhiễu động cao. Tuy nhiên, bên cạnh những ưu điểm đó, Full-order TSM vẫn còn tồn tại nhiều khoảng trống nghiên cứu, đặc biệt là sự phức tạp trong thiết kế, chi phí tính toán lớn, độ nhạy với nhiễu không khớp và khó khăn trong triển khai cho các hệ nhiều bậc hoặc hệ MIMO. Chính vì vậy, việc tìm kiếm các giải pháp thay thế hoặc bổ sung là cần thiết. Đối với dạng Higher-order SMC (HOTSM) tiếp cận cùng mục tiêu giảm chattering nhằm đẩy tính gián đoạn lên đạo hàm bậc cao của tín hiệu điều khiển. Các thuật toán như super-twisting, High-order SMC, hay HOTSM [20, 21] dựa trên lũy thừa phân số giúp giữ được sự bền vững của SMC, vẫn đạt finite-time, nhưng tín hiệu điều khiển trở nên liên tục giúp có thể đưa chúng vào các ứng dụng thực tế. Các phương pháp điều khiển SMC được trình bày như hình 1.3a; hình 1.3b cho thấy rằng SMC truyền thống thiên về sự đơn giản và bền vững, TSMC tập trung vào tính hội tụ hữu hạn, còn Higher-order SMC nhấn mạnh việc khắc phục chattering.



a b

Hình 1. 3. a: trình bày so sánh bốn phương pháp SMC liên tục về sai số vị trí bao gồm *-b: lớp biên; -c: liên tục; -f: full-order; -s: supertwisting SMC* [22], b: sơ đồ pha của 3 phương pháp SMC khác nhau [13].

Những nghiên cứu gần đây cho thấy các công bố về SMC tập trung vào các hướng chính như sau: giảm chattering, tăng tốc hội tụ dựa trên việc đề xuất các phương án tính toán, phân tích, nâng bậc của mặt trượt và kết hợp SMC với các công nghệ mới như dữ liệu lớn, học máy, quan sát nhiễu, mô hình phân số. Mỗi hướng nghiên cứu sẽ có các ưu và nhược điểm khác nhau. Trong [23], một luật tiếp cận thích nghi mới được đề xuất nhằm điều chỉnh động năng tiếp cận theo thời gian và sử dụng bộ quan sát tải để ước lượng nhiễu, điều này làm giảm đáng kể chattering trong tín hiệu điều khiển và cải thiện tốc độ hội tụ, tuy nhiên việc điều chỉnh tham số thích ứng phụ thuộc vào mô hình động cơ và đòi hỏi đo lường chính xác mô men tải. Gần đây, nhiều nghiên cứu về sự kết hợp giữa các mô hình AI với SMC [24], với các ưu điểm nổi bật

như giảm phụ thuộc mô hình, nhưng ở cách tiếp cận này, các tiêu chuẩn ổn định Lyapunov chứng minh cho các mô hình học sâu vẫn còn là một thách thức và chưa được giải quyết một cách tổng quát [25]. Các ứng dụng cho điều khiển trượt mở rộng rất đa dạng như truyền động điện, robot di động, bộ chuyển đổi công suất, hệ thống mạng điều khiển, các hệ chịu bất định lớn [26, 27]. Các nghiên cứu về điều khiển trượt kinh điển và các biến thể được tóm tắt trong Bảng 1.1.

Bảng 1. 1. Tổng quan về các nghiên cứu về các phương pháp điều khiển trượt kinh điển và các biến thể.

	Phương pháp	**Đặc điểm chính**	**Ưu điểm**	**Hạn chế**
[7], [13], [14]	SMC kinh điển	Mặt trượt tuyến tính, luật điều khiển dùng hàm sign	Bền vững cao, kháng nhiễu tốt	Chattering lớn, chỉ hội tụ tiệm cận
[9]	TSM	Mặt trượt phi tuyến, hội tụ hữu hạn	Hội tụ nhanh	Xuất hiện điểm kỳ dị tại gốc
[10]	NTSM	Mặt trượt phi tuyến, hội tụ hữu hạn	Tránh điểm kỳ dị, hội tụ hữu hạn	Chattering vẫn tồn tại
[19]	Full-order TSM	Full bậc mặt trượt (đủ bậc)	Giảm chattering và điểm kỳ dị	Thiết kế phức tạp, không giải quyết triệt để được hiện tượng chattering
[20], [21]	HOTSM / Super-twisting	Chuyển gián đoạn lên đạo hàm bậc cao	Tín hiệu điều khiển liên tục	Phụ thuộc mạnh tham số

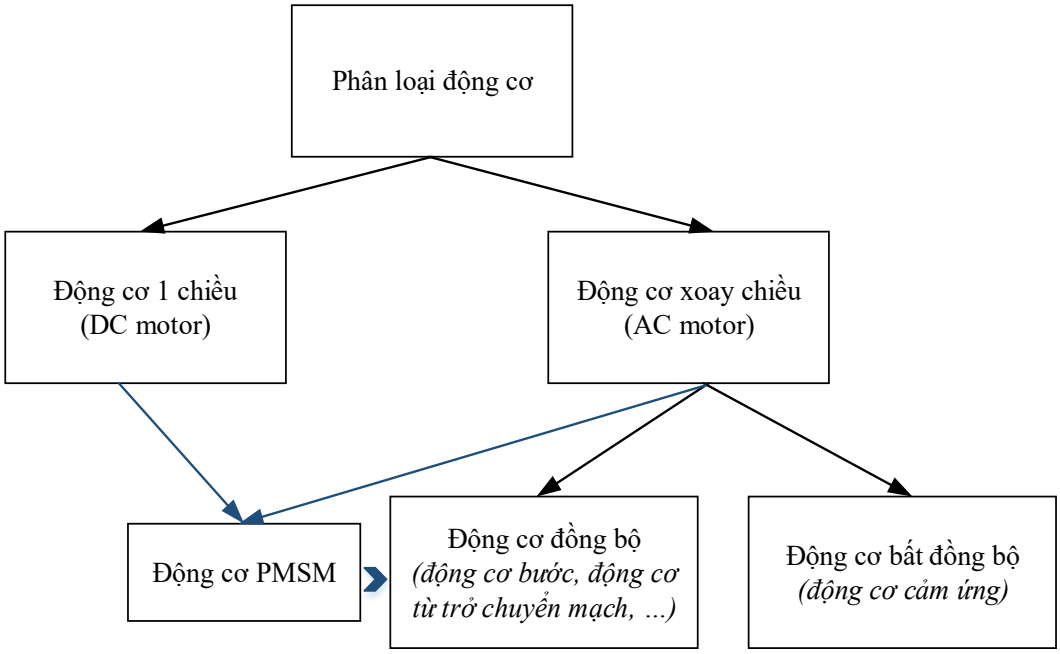
[22]	Continuous SMC	So sánh nhiều dạng SMC liên tục	Giảm chattering	Đánh đổi tốc độ hội tụ

Tóm lại, bộ điều khiển SMC kinh điển có tính bền vững, phản hồi động lực học nhanh trước các nhiễu và bất định mô hình, nhưng khoảng trống nghiên cứu lớn hiện nay là thiết kế luật điều khiển mượt hơn, giảm mạnh hiện tượng "chattering" trong điều khiển thực. Trong luận án này, PID-NTSM được đề xuất như một hướng tiếp cận tiềm năng, vừa kế thừa được ưu điểm của NTSM trong việc loại bỏ kỳ dị và đảm bảo hội tụ, vừa tận dụng cơ chế hiệu chỉnh của PID để cân bằng ba yếu tố quan trọng như tốc độ đáp ứng, khả năng triệt tiêu sai số tĩnh và độ ổn định bền vững trong quá trình quá độ. Nhờ đó, PID-NTSM không chỉ giải quyết được những hạn chế còn tồn tại ở Full-order TSM mà còn mở ra khả năng ứng dụng linh hoạt và hiệu quả hơn trong các hệ phi tuyến phức tạp của thực tiễn. Ở đây, mặt trượt PID-NTSM được xây dựng bằng cách kết hợp cả sai số đạo hàm và tích phân của các trạng thái vào mặt chế độ trượt phi tuyến NTSM. Theo cách này, các tín hiệu điều khiển sẽ áp dụng luật điều khiển chế độ trượt bậc cao, thu được bằng tích phân bội. Tương tự như vậy, các tín hiệu như vậy sẽ liên tục và mặt trượt sẽ hội tụ trong thời gian hữu hạn, các biến trạng thái của hệ thống sẽ hội tụ tiệm cận về 0, hiện tượng chattering được giảm đáng kể với thời gian phản hồi nhanh hơn và độ chính xác theo dõi cao hơn trong khi vẫn duy trì các đặc tính mạnh mẽ được thừa hưởng của SMC.

1.2.2. Các nghiên cứu về điều khiển động cơ điện

Động cơ điện là thiết bị chuyển đổi năng lượng điện thành cơ năng, đóng vai trò then chốt trong hầu hết các lĩnh vực công nghiệp, giao thông và dân dụng. Động cơ điện được chia thành hai nhóm chính bao gồm động cơ một chiều và động cơ xoay chiều được tóm tắt trong sơ đồ Hình 1.4. Đối với động cơ DC, động cơ có khả năng phản hồi nhanh và kiểm soát chính xác tốc độ, rất phù hợp cho các hệ thống servo, robot, và thiết bị yêu cầu điều khiển tốc độ mượt, độ chính xác cao. Tuy nhiên, nhược điểm là động cơ DC thường có chổi than, gây ra hao mòn cơ khí, phát sinh tia lửa điện, và cần bảo trì thường xuyên theo định kỳ. Các động cơ AC sử dụng dòng điện xoay chiều và có độ phổ biến rất rộng nhờ tính đơn giản, bền bỉ và hiệu quả chi phí, bao gồm động cơ đồng bộ và động cơ không đồng bộ. Động cơ không đồng bộ là loại phổ biến nhất trong công nghiệp, có cấu trúc đơn giản, bền bỉ và chi phí thấp [28]. Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) là một cấu trúc hiện đại của hệ thống truyền động điện, được thiết kế nhằm tối ưu hóa cả hiệu suất hoạt động và khả năng điều khiển. Về bản chất, PMSM là một loại động cơ xoay chiều đồng bộ với rotor sử

dụng nam châm vĩnh cửu để tạo ra từ trường cố định, đồng bộ với từ trường quay được tạo ra bởi dòng điện ba pha trong stator. Tuy nhiên, điểm đặc biệt của PMSM nằm ở phương thức cấp nguồn và điều khiển; động cơ thường được cấp nguồn từ một hệ thống điện một chiều (DC) thông qua bộ nghịch lưu (inverter), nhằm tạo ra điện áp xoay chiều phù hợp để kích thích stator, từ đó cho phép điều khiển chính xác tốc độ và mômen. Sự kết hợp giữa nguồn DC và cấu trúc AC khiến PMSM mang lại khả năng điều khiển linh hoạt, phản hồi nhanh và chính xác như động cơ một chiều truyền thống, đồng thời duy trì hiệu suất cao, độ bền lớn, và cấu trúc không cần chổi than như động cơ xoay chiều [29].



Hình 1. 4. Phân loại động cơ điện

Điều khiển động cơ luôn là đề tài thu hút nhiều nghiên cứu bởi tính ứng dụng cao của chúng. Nhiều phương pháp được đề xuất để điều khiển vị trí, tốc độ, gia tốc của các loại động cơ. Tùy vào mục đích sử dụng để lựa chọn loại động cơ cho phù hợp, sau đó có chiến lược điều khiển cho phù hợp. Nhiều nghiên cứu được thực hiện nhằm khảo sát các đặc tính của các động cơ điện một chiều [30, 31], chỉ ra rằng động cơ DC có thể được mô hình hóa thành phương trình tuyến tính, tuy nhiên chúng vẫn chứa nhiều yếu tố bất định và các đặc tính phi tuyến của hệ thống. Các nghiên cứu điều khiển DC từ cơ bản đến hiện đại, các bộ điều khiển PID được đề xuất điều khiển tốc độ của động cơ DC được thực hiện [32-34], các bộ điều khiển này được sử dụng với cấu trúc thiết kế đơn giản dễ dàng triển khai trên các vi điều khiển, tổng quát của bộ điều khiển PID được định nghĩa như công thức (1.1):

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \dot{e}(t) \quad (1.1)$$

trong đó, *u(t)* là tín hiệu điều khiển; K_p là hệ số tỉ lệ; K_i là hệ số tích phân; và K_d là hệ số vi phân.

Tuy nhiên, bộ điều khiển PID không có khả năng thích ứng với các thay đổi của tham số hệ thống hoặc nhiễu tác động từ môi trường, dẫn đến hiệu suất có thể giảm trong các điều kiện vận hành khác nhau. Các nghiên cứu cũng chỉ ra rằng bộ điều khiển PID thường được thiết kế dựa trên biên độ pha và mô hình tuyến tính lý tưởng, tuy nhiên hệ thống thực tế có thể chịu ảnh hưởng từ nhiễu và mô hình không chắc chắn, điều mà PID khó xử lý hiệu quả [35]. Các phương pháp điều khiển bền vững lại có thể xử lý bất định và nhiễu một cách hiệu quả hơn [36], SMC có thể xử lý tốt các bất định và các nhiễu không chắc chắn của hệ thống. Các nghiên cứu ứng dụng các thuật toán SMC được ứng dụng để điều khiển tốc độ của động cơ DC, kết quả chứng mình được hiệu quả của bộ điều khiển SMC với độ bền vững cao, hoạt động tốt với hệ phi tuyến và nhiễu hơn so với bộ điều khiển PID, chúng được khảo sát và đánh giá trong nghiên cứu của Saputra và cộng sự [37]. Tuy nhiên, ở SMC truyền thống vẫn tồn tại các hạn chế của phương pháp này đặc biệt là hiện tượng chattering, đây là hiện tượng dao động do hiện tượng chuyển mạch của hàm sign trong bộ điều khiển gây ra. Do đó, các phương pháp điều khiển hiện đại đã được phát triển nhằm cải thiện nhược điểm này của SMC truyền thống.

Một số hướng tiếp cận nổi bật như sử dụng hàm bão hòa (saturation function) thay thế cho hàm sign để giảm hiện tượng dao động chuyển mạch, thiết kế bộ điều khiển Sliding Mode bậc cao (HOSM) giúp duy trì tính bền vững trong khi làm mịn đầu ra điều khiển, tuy nhiên, mỗi phương pháp đều tồn tại ưu và nhược điểm khác nhau. Ngoài ra, các bộ điều khiển cải tiến như Terminal SMC (TSM) và Nonsingular Terminal SMC (NTSM) cũng được đề xuất nhằm giải quyết vấn đề về thời gian hội tụ, đồng thời tránh được điểm kỳ dị (singularity) trong luật điều khiển gốc của TSM. Một số phương pháp điều khiển từ cổ điển, hiện đại, các bộ điều khiển lai được tóm tắt như Bảng 1.2 [38-41].

Các phương pháp điều khiển động cơ xoay chiều có thể được phân loại thành ba nhóm chính bao gồm điều khiển vô hướng, điều khiển định hướng từ thông (FOC) và điều khiển trực tiếp mô-men. Điều khiển vô hướng đơn giản nhưng thiếu chính xác ở tốc độ thấp. FOC cho phép điều khiển độc lập từ thông và mô-men tương tự như động cơ DC, nâng cao hiệu suất điều khiển. Trong khi đó, phương pháp điều khiển trực tiếp mô-men (DTC) cho phép phản hồi nhanh, giảm độ trễ nhưng dễ gây dao động

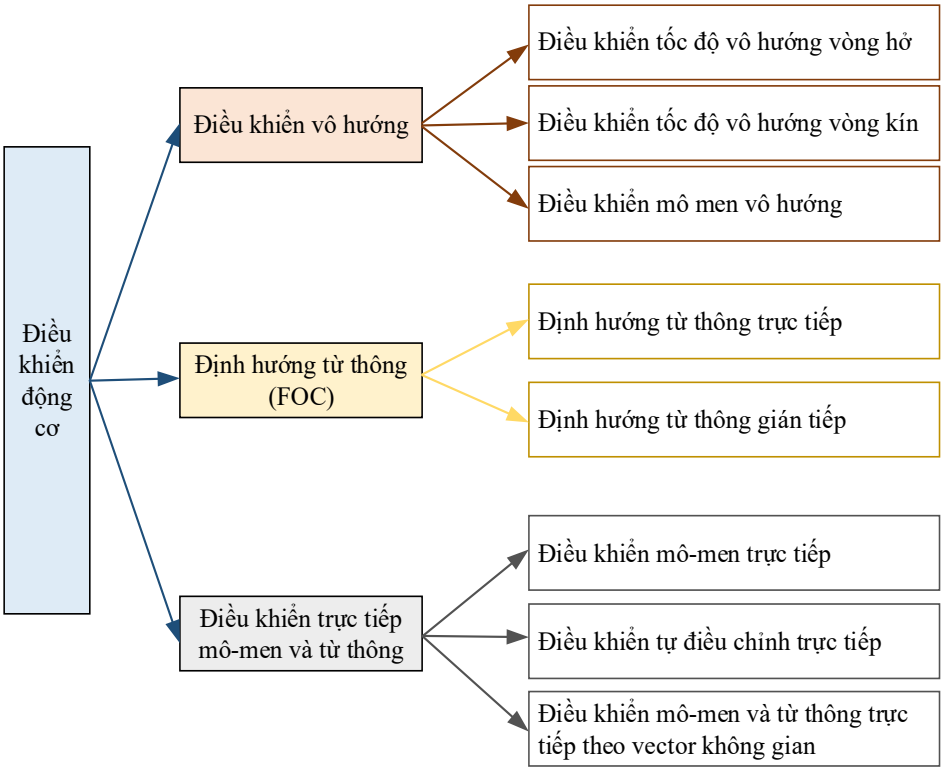
mô-men. Việc lựa chọn phương pháp phù hợp phụ thuộc vào yêu cầu cụ thể về hiệu suất, độ chính xác và độ bền vững của hệ thống.

Bảng 1. 2. So sánh các phương pháp điều khiển

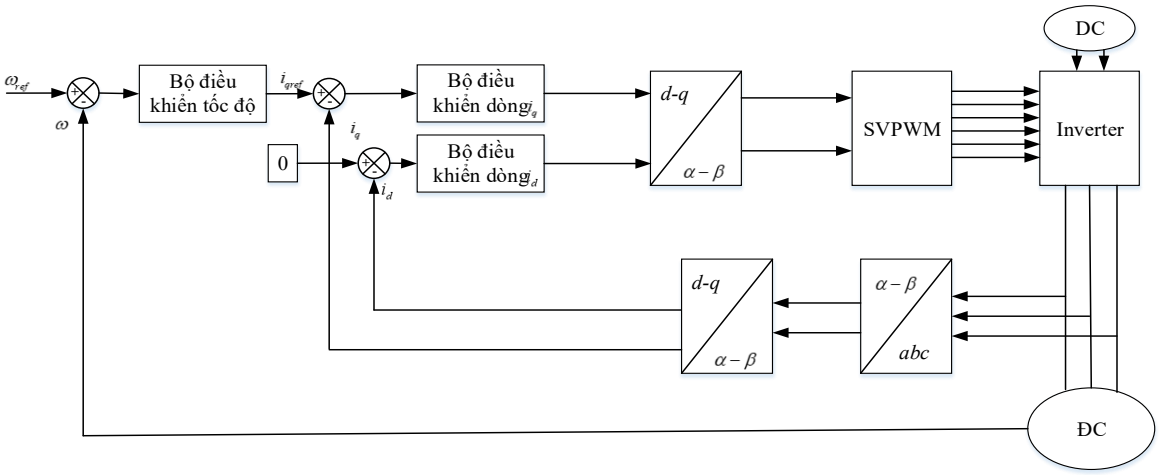
	Bộ điều khiển điển hình	**Đặc điểm chính**
Cổ điển	P, PI, PID	Đơn giản, dễ triển khai, tuy nhiên không thể đáp ứng tốt với các thông số không chắc chắn và nhiễu thay đổi.
Hiện đại	State feedback, SMC, Backstepping	Đa biến, tuyến tính, phản hồi trạng thái, chống nhiễu, hội tụ nhanh, phi tuyến mạnh.
Tối ưu	LQR, MPC, Genetic Algorithm (GA), Particle Swarm Optimization (PSO), Ant Colony Optimization (ACO)	Điều khiển tối ưu, có ràng buộc, đòi hỏi các tính toán và mô hình tham chiếu phức tạp, các thiết kế phức tạp hơn, yêu cầu kiến thức toán cao
Thông minh	Fuzzy, Neural Network, Deep RL	Tự học, điều khiển hệ không mô hình hóa rõ, chứa các yếu tố ngẫu nhiên, đặc tính không thể kiểm soát trong các thuật toán AI.
Lai	Fuzzy-SMC, Adaptive-TSMC, MPC- SMC	Kết hợp ưu điểm nhiều kỹ thuật, giải quyết các yếu tố bất định, tuy nhiên tăng độ phức tạp của mô hình điều khiển.

Các phương pháp điều khiển thông thường gặp khó khăn với các biến thể trong các tham số hệ thống, độ không chính xác của mô hình và các nhiễu loạn không chắc chắn như dao động tải không mong muốn. Phương pháp điều khiển hướng từ thông (FOC) được đề xuất năm 1971 với mục tiêu điều khiển tốc độ động cơ dựa trên việc tách riêng mô men và từ thông trong không gian điều khiển, bằng cách chuyển đổi hệ tọa độ *abc* sang hệ tọa độ quay *dq* [42]. Ở phương pháp điều khiển FOC, động cơ điều khiển một động cơ một chiều (DC), với khả năng tách biệt thành phần tạo từ

thông (trục *d*) và thành phần tạo mô men (trục *q*), từ đó nâng cao khả năng điều khiển chính xác và hiệu suất vận hành của động cơ. Sau đó, phương pháp điều khiển trực tiếp mô men (DTC) được đề xuất với mục tiêu không cần chuyển đổi hệ tọa độ và sử dụng bộ điều khiển đơn giản dựa trên bảng tra trạng thái để điều chỉnh trực tiếp từ thông và mô men [43]. DTC mang lại phản hồi nhanh và cấu trúc điều khiển đơn giản hơn, tuy nhiên dễ gây ra dao động mô men (torque ripple) và chất lượng sóng dòng không cao.



Hình 1. 5. Các phương pháp điều khiển phổ biến



Hình 1. 6. Sơ đồ điều khiển FOC cho động cơ ba pha dựa vào phương pháp FOC

Phương pháp điều khiển FOC cho động cơ ba pha được trình bày như hình 1.6, với các bộ điều khiển tốc độ, dòng điện, các bộ chuyển đổi hệ trục tọa độ được sử dụng trong phương pháp này. FOC sử dụng cấu trúc điều khiển tầng bao gồm một vòng điều khiển tốc độ ngoài và hai vòng điều khiển dòng điện bên trong. Trong cấu trúc FOC điển hình, bộ điều khiển tốc độ, điều khiển dòng có thể sử dụng nhiều bộ điều khiển từ các phương pháp điều khiển cổ điển, hiện đại, nâng cao. Sử dụng cấu trúc bộ điều khiển PI cho điều khiển tốc độ và dòng điện, tuy nhiên chúng bị hạn chế với những nhiễu bên ngoài, dễ gây ra các hiện tượng vọt lố [44, 45]. Sau đó, phương pháp điều khiển SMC được triển khai nhằm khắc phục các nhược điểm của các bộ điều khiển trước đây do tính bền vững của chúng [46]. Trong nghiên cứu của Yanmin và cộng sự [47], họ đã đề xuất bộ điều khiển NTSM cho động cơ PMSM có xem xét đến độ trễ đóng cắt và thời gian trễ của biến tần với mong muốn giảm chattering của bộ điều khiển nhờ vào luật adaptive cho NTSM. Hay trong [48], các tác giả đã thực hiện một nghiên cứu đầy đủ và hệ thống, không chỉ dừng lại ở mô hình động cơ mà còn mở rộng mô hình hóa cả inverter và tải, điều mà nhiều nghiên cứu trước đây bỏ qua. Tuy nhiên, các luật adaptive này đòi hỏi tài nguyên tính toán cao và phụ thuộc vào nhiều yếu tố mô hình điều khiển.

Động cơ không đồng bộ ba pha đóng vai trò quan trọng trong các hệ thống truyền động điện nhờ vào các ưu điểm vượt trội như độ bền cao, chi phí thấp, và khả năng vận hành hiệu quả. Nhiều nghiên cứu về điều khiển động cơ IM được thực hiện bao gồm cả điều khiển FOC và DTC. Nghiên cứu của Feng và cộng sự [49] đã sử dụng bộ điều khiển Terminal Sliding mode cho động cơ IM và đạt được kết quả đáng chú ý, tuy nhiên trong nghiên cứu này các tác giả thay thế hàm *sign()* bằng hàm hướng chuẩn hóa điều này làm giảm hiện tượng chattering. Ngoài ra, các nỗ lực làm giảm chattering và thời gian đáp ứng của hệ thống như điều khiển trượt bậc cao, thêm tích phân sai số vào mặt trượt, dùng các mô hình AI để hiệu chỉnh các thông số thích nghi, tạo ra các bộ điều khiển lai giữa nhiều kỹ thuật khác nhau [50-52] dựa trên phương pháp điều khiển FOC. Bên cạnh đó, DTC cũng được nghiên cứu và phát triển do các ưu điểm của cấu trúc đơn giản, không cần bộ điều khiển dòng điện bên trong, khả năng đáp ứng nhanh và điều khiển trực tiếp mô-men xoắn và từ thông của động cơ mà không cần phép biến đổi tọa độ. DTC không yêu cầu mô hình chính xác của động cơ và ít nhạy với các sai số tham số, từ đó nâng cao độ bền vững trong điều khiển. Tuy nhiên, nhược điểm chính của DTC là gây ra dao động mô-men (torque ripple) và khó kiểm soát ở tốc độ thấp, điều này đã thúc đẩy các nghiên cứu mở rộng và cải tiến như DTC sử dụng SMC, DTC sử dụng AI, và DTC kết hợp với các phương pháp điều

chế tiên tiến nhằm cải thiện chất lượng điều khiển [53-56]. Tổng quan các nghiên cứu về điều khiển động cơ điện được tóm tắt như Bảng 1.3.

Động cơ điện được xem là đối tượng nghiên cứu được khai thác từ rất lâu trong lĩnh vực điều khiển tự động, tuy nhiên nó vẫn giữ vai trò cốt lõi trong hầu hết các hệ thống công nghiệp hiện đại như robot, xe tự hành [57]. Với đặc tính động lực học rõ ràng, mô hình toán học tương đối chính xác và khả năng phản ứng nhanh, động cơ điện trở thành nền tảng lý tưởng để đánh giá và kiểm chứng các thuật toán điều khiển được đề xuất. Do đó, động cơ điện được lựa chọn là môi trường chuẩn hóa quan trọng trong việc đánh giá, so sánh, kiểm chứng và các cấu trúc điều khiển phi tuyến hiện đại [58]. Trong luận án này, động cơ điện DC và động cơ không đồng bộ được lựa chọn để là môi trường đánh giá bộ điều khiển PID-NTSM được đề xuất.

Bảng 1. 3. Tổng quan các nghiên cứu về điều khiển động cơ điện

Ref	**Đối tượng**	**Phương pháp điều khiển**	**Kết quả chính**	**Hạn chế**
[32]–[34]	DC	PID	Dễ triển khai	Nhạy nhiễu, không bền vững
[35]	DC	PID	Đơn giản	Giảm hiệu năng khi tham số thay đổi
[36], [37]	DC	SMC	Kháng nhiễu tốt	Chattering
[42]	AC	PI/FOC	Tách kênh mô-men/từ thông	Nhạy sai lệch tham số
[43]	AC	DTC	Phản hồi nhanh	Torque ripple
[44], [45]	AC	PI dựa trên FOC	Cấu trúc đơn giản	Dễ vọt lố
[47], [48]	PMSM	Adaptive NTSM	Giảm chattering	Phụ thuộc dữ liệu mô hình

1.2.3. Các nghiên cứu điều khiển trượt cho động cơ điện

Các bộ điều khiển tuyến tính như PI, PID có thể đảm bảo hiệu suất tốt trong điều kiện không tải, các thông số ổn định, nhưng thường giảm hiệu suất khi các bất định mô hình lớn [59]. Ngược lại, SMC đảm bảo sự hội tụ tiệm cận của các trạng thái hệ thống đến một đa tạp mong muốn và duy trì hiệu suất ổn định trước các bất định mô hình và nhiễu động tác động vào hệ thống. Bộ điều khiển SMC được áp dụng để điều chỉnh tốc độ và vị trí, mang lại hiệu quả mạnh mẽ trước các yếu tố phi tuyến tính như phản ứng phần ứng, độ bất định của điện động ngược và mô men tải thay đổi. Luật điều khiển được thiết kế với hàm dấu sign cho phép theo dõi quỹ đạo bám chính xác ngay cả khi tải thay đổi nhanh, vượt trội hơn các bộ điều khiển PI hoặc PID truyền thống về thời gian ổn định và loại bỏ nhiễu [24].

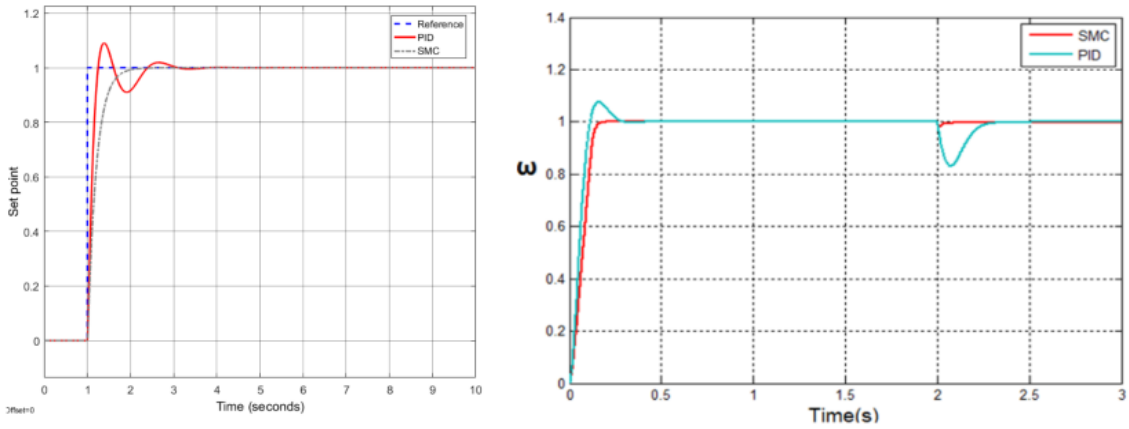
Đối với động cơ không đồng bộ có động lực học phi tuyến tính phức tạp do sự khác nhau giữa tốc độ quay của rotor và stato gây ra hiện tượng trượt (slip). Các nghiên cứu chỉ ra rằng SMC cải thiện đáp ứng động, giảm sai số trạng thái ổn định và cải thiện độ bền vững trước các bất định mô hình và sự lệch pha tham số trong các chiến lược điều khiển hướng trường (FOC) [60]. Nghiên cứu đánh giá hiệu suất của SMC so với bộ điều khiển PI cho động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) đã chứng minh rằng SMC mang lại khả năng loại bỏ nhiễu tốt hơn và giảm hiện tượng vượt pha trong các ứng dụng xe điện [61]. Trong [62], nghiên cứu khảo sát về SMC cho động cơ DC cho thấy SMC đạt đáp ứng nhanh, không có vọt lố, trong khi PID có độ vọt lố đáng kể. Thực nghiệm trên Arduino cho thấy tính khả thi của SMC, mặc dù vẫn tồn tại hiện tượng dao động và chattering cần được cải thiện. Trong [63], đã phát triển bộ điều khiển phi tuyến kết hợp Adaptive Backstepping và Integral Sliding Mode cho động cơ DC chứng minh cải thiện đáng kể khả năng bám tốc độ, giảm sai số trạng thái dừng và rút ngắn thời gian xác lập so với FBL, SMC truyền thống và AB. Trong [64], cho thấy cả chiến lược SMC bậc nhất và bậc cao đều có thể xử lý hiệu quả các bất định mô hình đồng thời đảm bảo điều khiển tốc độ và mô-men xoắn mượt mà. Hơn nữa, các sơ đồ SMC phản hồi đầu ra và thích ứng đã được phát triển cho bộ truyền động động cơ, đạt được độ chính xác cao trong điều chỉnh tốc độ với sai số trạng thái ổn định. Trong [65], bộ điều khiển phân số (FOPID) kết hợp với bộ lọc Kalman mở rộng cho điều khiển tốc độ không sử dụng cảm biến của động cơ không đồng bộ. Kết quả mô phỏng cho thấy FOPID giúp tăng tốc độ bám nhanh gấp 20 lần, giảm dao động momen khoảng 50% so với PID truyền thống, đồng thời cải thiện ước lượng trạng thái nhờ EKF. Tóm lại, việc ứng dụng SMC vào các bộ truyền động động cơ điện mang lại một giải pháp thay thế mạnh mẽ cho các phương pháp

điều khiển thông thường, cho phép đạt hiệu suất nhanh, chính xác và bù nhiễu nhanh chóng. Sự phát triển liên tục của các biến thể SMC tiên tiến, chẳng hạn như các chiến lược thích ứng, bậc cao và dựa trên mạng nơ-ron, càng mở rộng tiềm năng của nó trong các bộ truyền động điện, đặc biệt là trong các hệ thống công nghiệp hiệu suất cao và các ứng dụng động cơ điện.

Trong các hệ truyền động điện, phương pháp điều khiển trượt (SMC) được xem là một giải pháp điều khiển bền vững hiệu quả cho các loại động cơ do nó chịu ảnh hưởng của nhiễu tải, thay đổi tham số và phi tuyến mô-men điện từ. Các nghiên cứu ứng dụng SMC cho động cơ DC và động cơ không đồng bộ (IM) đã chứng minh khả năng duy trì ổn định tốt hơn so với các bộ điều khiển tuyến tính cổ điển [66, 67]. Trong [68], so sánh đáp ứng của các bộ điều khiển PID, Fuzzy và SMC trong môi trường MATLAB Simulink chứng minh rằng SMC có thời gian quá độ ngắn hơn và khả năng kháng nhiễu tốt hơn, nhưng tín hiệu điều khiển xuất hiện chattering ở vùng lân cận điểm cân bằng. Các nghiên cứu [66, 69] nổ lực chứng minh hiệu quả của SMC so với các bộ điều khiển cổ điển PID được thực hiện như hình 1.7, tuy nhiên để giảm chattering và có thể thực nghiệm các tác giả đã sử dụng kỹ thuật thay hàm sign vốn là đặc trưng cho sự bền vững của SMC bằng hàm bão hòa xấp xỉ như (1.2)

$$u_{SMC} = u_{eq} + K\frac{s}{|s| + \delta} \tag{1.2}$$

trong đó, u_{SMC} là tín hiệu điều khiển của hệ thống; u_{eq} là thành phần điều khiển tương đương; K là hệ số điều khiển; δ là độ dày lớp biên.



a b

Hình 1. 7. So sánh đáp ứng của bộ điều khiển SMC so với các bộ điều khiển cổ điển PID [66, 69]

Trong [70], Kalman Filter kết hợp với SMC được sử dụng để cải thiện ước lượng tốc độ và giảm nhiễu đo làm tăng độ mượt của tín hiệu điều khiển và giảm biên độ

dao động nhưng cách tiếp cận này yêu cầu độ phức tạp tính toán cao, yêu cầu bộ xử lý tốc độ cao khi áp dụng trên phần cứng nhúng. Nhóm nghiên cứu của Vu và cộng sự [71] trình bày một cách tiếp cận cộng cả bộ điều khiển PID và SMC cổ điển vào bên trong một bộ điều khiển cho động cơ DC. Tuy nhiên, mặt trượt *s* của SMC vẫn là mặt tuyến tính, điều này chứng minh chattering còn tồn tại trong tín hiệu điều khiển. Để có thể đánh giá bằng thực nghiệm, các tác giả đã thay hàm sign trong bộ điều khiển thành hàm sat, điều này có thể làm giảm tính bền vững của SMC. Hay Sabanovic và cộng sự [72], đã chứng minh khả năng chống nhiễu tải và duy trì momen ổn định của SMC so với PID trong hệ truyền động công nghiệp. Tuy nhiên, dạng chuyển mạch rời rạc của SMC kinh điển gây ra hiện tượng chattering rõ rệt trong dòng stator, làm tăng tổn thất công suất và nhiễu điện từ. Khác với động cơ DC, động cơ không đồng bộ ba pha có cấu trúc và động lực học phức tạp hơn do sự tương tác giữa các đại lượng điện và cơ học thông qua từ trường quay. Dòng điện stator tạo ra từ thông cảm ứng trong rotor, khiến tốc độ quay của rotor luôn nhỏ hơn tốc độ đồng bộ, điều này làm cho mô hình động cơ trở nên phi tuyến và phụ thuộc mạnh vào các tham số điện cảm, điện trở, và độ trượt. Ngoài ra, các tham số này thay đổi theo nhiệt độ, tần số và điều kiện tải, gây ra khó khăn lớn cho việc duy trì hiệu năng điều khiển ổn định. Chính vì vậy, các phương pháp điều khiển tuyến tính truyền thống như PI, PID thường không thể đáp ứng tốt khi hệ thống chịu nhiễu momen hoặc thay đổi tải đột ngột [60, 73]. Trong [51], một mặt trượt tích hợp tích phân sai số vào mặt trượt như công thức sau (1.3).

$$s = e + \int_0^{\tau} K \arctan(e) d\tau \tag{1.3}$$

trong đó, *e* là sai số; *K* là hệ số điều khiển trượt.

Kết quả vẫn mới dừng ở mức mô phỏng hoặc thực nghiệm quy mô nhỏ, và hiệu năng của bộ điều khiển vẫn phụ thuộc vào điều chỉnh thủ công các tham số trượt. Tuy nhiên để giảm chattering, tác giả đã thay hàm sign thành hàm arctan điều này có thể làm mất đi tính bền vững của điều khiển trượt. Các nghiên cứu về TSM cho IM được đề xuất bởi nhiều nghiên cứu [49], NTSM [74], tuy nhiên vấn đề về chattering vẫn còn tồn tại do đó hàm sign nổi bật của SMC không được sử dụng trong tín hiệu điều khiển mà thay bằng một hàm phi tuyến khác. Trong [75], Zhou và cộng sự đã đề xuất sử dụng mặt trượt Full-Order TSM cho động cơ điện không đồng bộ ba pha đạt được kết quả đáp ứng tốt hơn so với PI và LSM, tuy nhiên vẫn còn tồn tại chattering. Các nghiên cứu điều khiển trượt cho động cơ điện được tóm tắt như Bảng 1.4.

Bảng 1. 4. Tổng quan các nghiên cứu điều khiển trượt cho động cơ điện

Ref	Động cơ	Phương pháp	Ưu điểm	Tồn tại
[24]	PMSM	SMC	Kháng nhiễu tốt	Chattering
[57]	IM	SMC/FOC	Cải thiện đáp ứng	Nhạy tham số
[58]	PMSM	SMC	Giảm vượt pha	Dao động điều khiển
[59]	DC	SMC	Không vọt lố	Chattering rõ
[60]	DC	Adaptive ISM	Bám tốt	Cấu trúc phức tạp
[61]	DC/IM	SMC bậc cao	Điều khiển mượt	Khó tinh chỉnh
[62]	IM	FOPID + EKF	Giảm torque ripple	Tính toán lớn
[63], [66]	DC/IM	SMC + sat()	Giảm chattering	Giảm bền vững
[68]	DC	PID + SMC	Dễ triển khai	Mặt trượt tuyến tính
[69]	IM	SMC	Chống nhiễu tải	Nhiễu dòng stator, chattering
[49], [71], [72]	IM	TSM / NTSM	Hội tụ nhanh	Chattering còn

Trong nhiều thập kỷ qua, động cơ điện đã trở thành một trong những đối tượng được nghiên cứu rộng rãi trong lĩnh vực điều khiển tự động, không chỉ vì vai trò then chốt trong công nghiệp mà còn bởi đặc tính động lực học rõ ràng và dễ mô hình hóa, giúp chúng trở thành nền tảng đánh giá hiệu quả của các thuật toán điều khiển mới. Phương pháp điều khiển trượt nổi lên như một giải pháp mạnh mẽ nhờ tính bền vững cao và khả năng chống nhiễu vượt trội, song lại chịu hạn chế về hiện tượng chattering và chỉ đạt hội tụ tiệm cận. Từ đó cho thấy rằng, việc đề xuất bộ điều khiển trượt TSM bậc cao để giải quyết được các vấn đề kinh điển của điều khiển trượt là hết sức cần thiết. Trong nghiên cứu này, luận án tập trung vào việc đề xuất bộ điều khiển PID – NTSM để giải quyết các vấn đề về chattering, thời gian hội tụ và tính bền vững của điều khiển trượt. Đây cũng là đóng góp chính của luận án.

1.3. Các vấn đề chính của luận án

1.3.1. Các vấn đề tồn động trong các nghiên cứu hiện tại

Các phương pháp SMC tuyến tính thông thường gặp phải hiện tượng "chattering", hạn chế khả năng ứng dụng trong các bộ truyền động động cơ thực tế, bởi vì những dao động động lực học tần số cao không mong muốn này sẽ gây ra hư hỏng nghiêm trọng cho hệ thống cơ khí được kết nối với bộ truyền động, tức là hộp số, hệ thống truyền động và hộp số [76]. Các nỗ lực giảm chattering đã được thực hiện, thường bằng cách thay thế hàm dấu bằng các hàm dấu khác, nhưng chúng làm giảm tính mạnh mẽ của điều khiển chế độ trượt. Ngoài ra, các nghiên cứu về điều khiển trượt đã đạt được nhiều tiến bộ đáng kể, đặc biệt với sự xuất hiện của Terminal Sliding Mode (TSM), Nonsingular TSM (NTSM) và các biến thể điều khiển trượt bậc cao, vẫn tồn tại nhiều vấn đề chưa được giải quyết một cách triệt để. Hiện tượng chattering vẫn là thách thức lớn nhất của SMC ngay cả trong các cấu trúc bậc cao hay TSM cải tiến, mức độ chattering có thể giảm nhưng chưa được loại bỏ hoàn toàn, đặc biệt khi hệ chịu nhiễu lớn hoặc tác động nhanh từ tải. Các bộ điều khiển hiện có thường được thiết kế riêng cho từng đối tượng, thiếu tính tổng quát và khó mở rộng sang các hệ thực tế có cấu trúc động lực học phức tạp hơn. Những vấn đề tồn đọng này cho thấy nhu cầu cấp thiết phải phát triển một phương pháp điều khiển trượt mới vừa đảm bảo hội tụ hữu hạn thời gian, tránh điểm kỳ dị, giảm chattering, vừa duy trì tính bền vững và khả năng triển khai thực tế.

1.3.2. Vấn đề nghiên cứu của luận án

Từ khoảng trống nghiên cứu trên, mặc dù điều khiển trượt truyền thống là một trong những tiếp cận điều khiển phi tuyến bền vững, tuy nhiên chúng tồn tại một hạn chế lớn là hiện tượng chattering khiến cho bộ điều khiển SMC khó áp dụng trong thực tế. Trong bối cảnh đó, luận án đề xuất phát triển một phương pháp điều khiển trượt Nonsingular Terminal Sliding Mode bậc cao dựa vào cấu trúc phân tầng (hierarchical), hướng tới đạt được giảm đáng kể chattering mà không làm mất đi tính bền vững của SMC. Phương pháp được đề xuất kỳ vọng mang lại đặc tính động lực học mượt mà hơn, khả năng chống nhiễu mạnh hơn và phù hợp hơn cho triển khai thực tế trong các hệ thống động lực phi tuyến có mức độ bất định lớn. Đây chính là khoảng trống nghiên cứu mà luận án đã giải quyết, góp phần nâng cao chất lượng và khả năng ứng dụng của chúng.f

Luận án này đề xuất việc đưa các sai số PID (tích phân – tỷ lệ – vi phân) vào mặt trượt NTSM, từ đó hình thành nên phương pháp tiếp cận PID-NTSM. Trong cấu trúc

này, việc kết hợp cả sai số vi phân và tích phân của các trạng thái vào các đa tạp trượt đầu cuối không kỳ dị sẽ nâng bậc của mặt trượt. Mặt trượt NTSM giúp hệ thống hội tụ trong thời gian hữu hạn và sai số hội tụ tiệm cận được điều khiển bởi động lực học PID. Trong phạm vi nghiên cứu này, bộ điều khiển PID-NTSM được nâng bậc của mặt trượt NTSM là bậc hai thay vì bậc một như trong các phương pháp tiếp cận NTSM cổ điển. Theo cách này, các phần tử chuyển mạch không liên tục được đặt tại các vi phân bậc hai của đầu vào điều khiển. Mục tiêu là hiện tượng "chattering" sẽ giảm đáng kể hoặc thậm chí loại bỏ cho phép áp dụng phương pháp PID-NTSM vào các ứng dụng thực tế. Đây chính là động lực và đóng góp chính của luận án.

Các loại động cơ điện được sử dụng cho việc đánh giá hiệu suất của phương pháp điều khiển đề xuất. Ở đây, mặt trượt được đề xuất bằng cách kết hợp cả sai số vi phân và tích phân của các trạng thái vào mặt trượt NTSM. Theo cách này, các tín hiệu điều khiển áp dụng luật điều khiển chế độ trượt bậc cao được thu được bằng tích phân bội. Với cách tiếp cận này, chattering được giảm mạnh hoặc triệt tiêu với độ chính xác cao hơn trong khi vẫn duy trì các đặc tính bền vững được thừa hưởng. Hiệu quả của phương pháp đề xuất đã được xác thực bằng cả mô phỏng và thực nghiệm. Các điều kiện đặc biệt được giả định với các thông số bất định của mô hình, các nhiễu bên ngoài được khảo sát nhằm khẳng định hiệu suất của bộ điều khiển được đề xuất. Qua đó, phương pháp điều khiển PID – NTSM khẳng định được tính mạnh mẽ trong các ứng dụng thực tế.

Trong luận án này, tập trung vào việc thiết kế một bộ điều khiển trượt bậc cao nhằm giải quyết các nhược điểm của phương pháp điều khiển trượt truyền thống là hiện tượng chattering nhưng vẫn giữ được tính bền vững của SMC. Đối tượng ứng dụng bộ điều khiển mới được đề xuất để điều khiển tốc độ của các động cơ. Đây là đối tượng được lựa chọn cho việc đánh giá thuật toán điều khiển vì nó là hệ thống phi tuyến điển hình với nhiều thách thức thực tế khi vận hành và được ứng dụng phổ biến trong hầu hết các ứng dụng về cơ điện.

1.3.3. Giới hạn phạm vi của luận án

Luận án tập trung vào việc đề xuất và phát triển bộ điều khiển PID nested Nonsingular Terminal Sliding Mode (PID - NTSM) nhằm nâng cao khả năng bám và giảm mạnh hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển. Phạm vi nghiên cứu được giới hạn ở việc phân tích, thiết kế và chứng minh tính ổn định của cấu trúc điều khiển đề xuất thông qua lý thuyết Lyapunov trong điều kiện tồn tại nhiễu và bất định của mô hình. Luận án chỉ xem các đối tượng như động cơ DC và động cơ không đồng bộ (IM) như môi trường thử nghiệm để kiểm chứng tính hiệu quả và tính bền vững của

phương pháp điều khiển trượt đề xuất, do đó chỉ đánh giá dựa trên phương pháp điều khiển FOC cho IM.

Bên cạnh đó, luận án chỉ tập trung vào việc đề xuất mặt trượt điều khiển mới đây được xem là nghiên cứu nền tảng cho điều khiển trượt, do đó, các biến thể như SMC thích nghi, SMC mờ không được xem xét mà chỉ tập trung phân tích cấu trúc PID-NTSM nhằm đảm bảo tính mạch lạc và chiều sâu trong phân tích. Các vấn đề liên quan đến tối ưu hóa hiệu suất công suất, phát hiện lỗi, phân bố tải không nằm trong phạm vi xem xét của luận án. Việc triển khai bộ điều khiển trên phần cứng thực tế chỉ được thực hiện ở mức độ minh chứng, không đi sâu vào các tối ưu hóa vi điều khiển hay thiết kế phần cứng của mạch công suất.

1.4. Kết luận chương 1

Chương này đã tổng hợp và phân tích các công trình liên quan nhằm xây dựng cơ sở lý thuyết cho luận án. Từ việc chỉ ra ưu điểm, hạn chế và đặc biệt là vấn đề chattering của các phương pháp hiện có, chương đã xác lập nhu cầu phát triển một bộ điều khiển mới. Trên cơ sở đó, luận án đề xuất hướng điều khiển NTSM bậc cao dạng lồng nhau, đồng thời xây dựng các biểu thức thời gian hội tụ và chứng minh ổn định theo Lyapunov làm nền tảng cho bộ điều khiển đề xuất.

Chương 2. LÝ THUYẾT ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT VÀ ỨNG DỤNG

Chương này trình bày các lý thuyết nền tảng về điều khiển trượt thông thường cho hệ phi tuyến và các phương pháp giảm chattering được sử dụng phổ biến. Các chỉ số thường được sử dụng để đánh giá chattering trong điều khiển trượt để làm cơ sở so sánh với phương pháp được đề xuất ở chương 3. Các mô phỏng và đánh giá để làm nền tảng phát triển phương pháp điều khiển trượt NTSM bậc cao.

2.1. Lý thuyết điều khiển trượt

Phương pháp điều khiển trượt bắt nguồn từ các nghiên cứu về hệ biến cấu trúc (Variable Structure Systems) trong thập niên 1950 – 1960 của các nhà khoa học Liên Xô. Nghiên cứu nền tảng của Emelyanov [77] đã đặt những viên gạch đầu tiên cho lý thuyết điều khiển với cấu trúc thay đổi nhằm đạt tính bền vững đối với nhiễu và bất định mô hình. Đến cuối thập niên 1960, Utkin [1] đã hệ thống hóa cơ sở toán học của SMC, giới thiệu khái niệm mặt trượt và chứng minh tính bất biến làm nền tảng lý thuyết vững chắc cho toàn bộ phương pháp SMC sau này. Trong giai đoạn 1980-1990, các nghiên cứu của Slotine [78] tiếp tục mở rộng SMC cho các hệ phi tuyến phức tạp như robot, đồng thời chỉ ra khả năng đạt tính bền vững cao với cấu trúc điều khiển đơn giản. Song song đó, các biến thể SMC bậc cao được Levant [79] phát triển để giảm hiện tượng chattering mà vẫn bảo toàn đặc tính bất biến của chế độ trượt. Sau đó, các dạng Sliding Mode hiện đại như Terminal Sliding Mode (TSM) và Non-Singular Terminal Sliding Mode (NTSM) được nghiên cứu mạnh mẽ nhằm rút ngắn thời gian hội tụ và loại bỏ điểm kỳ dị, với các công trình tiêu biểu của Feng [10]. Ngày nay, SMC đã phát triển thành một trong những phương pháp điều khiển bền vững hàng đầu, ứng dụng rộng rãi trong robot, UAV, hệ truyền động điện và nhiều hệ thống công nghiệp phi tuyến có tính bất định cao [80, 81].

2.1.1. Cơ sở lý thuyết về ổn định

Trong các chương tiếp theo, luận án sẽ phát triển và chứng minh các định lý liên quan đến tính ổn định của hệ thống điều khiển trượt và các biến thể của nó. Do đó, chương này cung cấp nền tảng lý thuyết cần thiết về ổn định theo Lyapunov để tạo cơ sở cho các chứng minh sau này.

Xét hệ phi tuyến như (2.1).

$$\dot{x} = f(x), \quad f(0) = 0, x \in R^n \tag{2.1}$$

trong đó, *f(x)* mô tả động lực học của hệ phi tuyến.

Một hệ thống được gọi là ổn định tiệm cận nếu khi bị lệch khỏi điểm cân bằng, các

quỹ đạo của nó không chỉ duy trì lân cận điểm cân bằng mà còn hội tụ trở lại điểm đó khi thời gian tiến tới vô hạn [82].

Định nghĩa 2.1 [83]. Điểm cân bằng *x = 0* được gọi là ổn định tiệm cận nếu thỏa mãn đồng thời cả 2 điều kiện sau

1. **Ổn định theo Lyapunov, tức là**

$$\forall \varepsilon > 0, \exists \delta > 0 : \|x(0)\| < \delta \Rightarrow \|x(t)\| < \varepsilon, \forall t \geq 0.$$

2. **Hội tụ về gốc, tức là**

$$\lim_{t \to \infty} x(t) = 0 \qquad \square$$

Định lý 2.1 [83]. *Gọi x =0 là điểm ổn định tiệm cận của hệ (2.1), $D \subset R^n$ là miền chứa điểm cân bằng đó, giả sử tồn tại một hàm Lyapunov $V : D \to R$ khả vi liên tục thỏa các điều kiện sau*

$$\begin{cases} V > 0, \ \forall x \neq 0, \ V(0) = 0 \\ \dot{V} < 0 \end{cases} \tag{2.2}$$

Khi đó, điểm cân bằng x = 0 là ổn định theo Lyapunov.

Tồn tại điều kiện như công thức (2.3)

$$\dot{V} = \nabla V^T f(x) \leq -\alpha V(x), \quad \forall x \neq 0 \tag{2.3}$$

trong đó, α>0 là hằng số.

Khi đó, gốc x =0 là điểm ổn định tiệm cận và nghiệm hội tụ theo hàm mũ (2.4)

$$V\big(x(t)\big) \leq V\big(x(0)\big)e^{-\alpha t}, \quad \forall t \geq 0 \tag{2.4}$$

Chứng minh Định lý 2.1.

Từ (2.3) ta có

$$\dot{V}(t) \leq -\alpha V(t) \tag{2.5}$$

Lấy tích phân hai vế trong khoảng thời gian từ $0 \to T$, ta được

$$\int_0^T \frac{\dot{V}(t)}{V(t)} dt \leq -\alpha \int_0^T dt = -\alpha T \tag{2.6}$$

Mặt khác, do $\frac{d}{dt}\big(\ln V(t)\big) = \frac{\dot{V}(t)}{V(t)}$, nên ta có

$$\ln V(T) - \ln V(0) \leq -\alpha T \tag{2.7}$$

Từ (2.7), ta được

$$V(T) \le V(0)e^{-\alpha T} \tag{2.8}$$

Do V xác định dương, khi $V \to 0$ kéo theo $x \to 0$ khi $T \to \infty$, do đó ta nói hệ suy giảm mũ và hệ ổn định tiệm cận. Vậy phương trình (2.4) là cơ chế điển hình trong các bộ điều khiển trượt cổ điển, nó bảo đảm hội tụ nhưng không cho thời gian hội tụ hữu hạn, mà chỉ tiệm cận khi $T \to \infty$. □

Khái niệm ổn định trong thời gian hữu hạn được phát triển như một mở rộng tự nhiên của ổn định tiệm cận. Mặc dù vẫn dựa trên lý thuyết Lyapunov, ổn định hữu hạn thời gian yêu cầu một điều kiện mạnh hơn lên đạo hàm Lyapunov, cho phép hệ thống đạt trạng thái mong muốn trong một khoảng thời gian hữu hạn $T < \infty$[82]. Điều này dẫn đến các lớp bộ điều khiển có tốc độ hội tụ nhanh hơn đáng kể so với các phương pháp cổ điển, và là cơ sở quan trọng trong việc hình thành các kỹ thuật điều khiển hiện đại như Terminal Sliding Mode (TSM) và Nonsingular Terminal Sliding Mode (NTSM).

Định nghĩa 2.2 [84]. Điểm cân bằng $x = 0$ được gọi là ổn định trong thời gian hữu hạn nếu tồn tại một thời điểm hữu hạn $T < \infty$, thỏa mãn 2 điều kiện sau

1. **Ổn định theo Lyapunov, tức là**

$$\forall \varepsilon > 0, \exists \delta > 0 : \|x(0)\| < \delta \Rightarrow \|x(t)\| < \varepsilon, \forall t \in [0, T]$$

2. **Hội tụ trong thời gian hữu hạn, tức là**

$$\exists T < \infty : x(t) = 0, \forall t \ge T$$ □

Định lý 2.2. *[84] Gọi x =0 là điểm cân bằng của hệ (2.1), $D \subset R^n$ là miền chứa điểm cân bằng đó, giả sử tồn tại một hàm Lyapunov $V : D \to R$ khả vi liên tục thỏa các điều kiện sau*

$$\dot{V}(x) \le -cV^{\beta}(x), \quad \forall x \ne 0 \tag{2.9}$$

trong đó, các hằng số $c > 0$ và $0 < \beta < 1$.

Khi đó, gốc x=0 là điểm ổn định trong thời gian hữu hạn. Cụ thể, với mọi nghiệm xuất phát từ x(0), hàm V(T) = 0 trong thời gian T không vượt quá

$$T \le \frac{V^{1-\beta}(0)}{c(1-\beta)} \tag{2.10}$$

Chứng minh định lý 2.2 *(xem [84])*

Từ (2.9) ta có

$$\frac{\dot{V}(t)}{V^{\beta}(t)} \leq -c \tag{2.11}$$

Lấy tích phân hai vế trong khoảng thời gian từ $0 \rightarrow T$, ta được

$$\int_0^T \frac{\dot{V}(t)}{V^{\beta}(t)} dt \leq -c \int_0^T dt = -cT \tag{2.12}$$

Mà $dV = \dot{V}(t)dt$, ta có

$$\int_0^T \frac{\dot{V}(t)}{V^{\beta}(t)} dt = \int_{V(0)}^{V(T)} \frac{1}{V^{\beta}} dV \tag{2.13}$$

Từ (2.13), với T là thời gian hội tụ sao cho $V(T)=0$, ta được

$$\int_{V(0)}^{0} V^{-\beta} dV \leq -cT \Rightarrow \frac{-V^{1-\beta}(0)}{1-\beta} \leq -cT \tag{2.14}$$

Do đó

$$T \leq \frac{V^{1-\beta}(0)}{c(1-\beta)} \tag{2.15}$$

Do V xác định dương, khi $V \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn T, suy ra $x(t)$ đạt tới gốc trong thời gian hữu hạn. □

Vậy, nếu đạo hàm của V được xác định như (2.9) và $c > 0$ và $0 < \beta < 1$, ta có thể tính được chặn trên của thời gian hội tụ.

Trong điều khiển trượt thông thường, luật điều khiển được thiết kế sao cho $\dot{V} \leq -\alpha V$ là cho hệ thống ổn định tiệm cận. Đối với các phương pháp TSM/NTSM, cấu trúc mặt trượt phi tuyến được lựa chọn để tạo ra bất đẳng thức $\dot{V} \leq -cV^{\beta}$ với $0 < \beta < 1$, từ đó bảo đảm hội tụ trong thời gian hữu hạn và rút ngắn đáng kể thời gian đáp ứng của hệ. Đây là cơ sở để xây dựng và phân tích các phương pháp điều khiển trượt trong các phần tiếp theo.

2.1.2. Lý thuyết điều khiển trượt

Điều khiển trượt (SMC) là một phương pháp điều khiển phi tuyến bền vững được phát triển nhằm xử lý hiệu quả với các nhiễu và bất định trong mô hình hệ thống [17]. Cốt lõi của SMC là thiết kế một mặt trượt trong không gian trạng thái sao cho hệ thống, khi đã đạt đến mặt này tiếp tục chuyển động trên đó với các đặc tính bền vững

mong muốn. Trong phương pháp này, động lực học của hệ trở nên bền vững với các nhiễu đảm bảo hiệu suất ổn định cao ngay cả khi có bất định mô hình. Một thiết kế của tín hiệu bộ điều khiển trượt điển hình *u(t)* được định nghĩa như (2.16)

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{2.16}$$

trong đó,

- $u_{eq}(t)$ là thành phần điều khiển liên tục, được thiết kế sao cho khi hệ thống đã nằm trên mặt trượt $s(t)=0$ động lực học của hệ tuân theo quỹ đạo mong muốn. Thành phần này phản ánh hành vi danh định của hệ thống và đảm nhiệm việc duy trì chuyển động trượt;
- $u_n(t)$ là thành phần điều khiển có dạng không liên tục, thường phụ thuộc vào dấu của biến trượt, có nhiệm vụ duy trì trạng thái hệ thống trên mặt trượt và chống lại ảnh hưởng của nhiễu cũng như bất định mô hình.

Để xây dựng điều khiển trượt, ta xác định mặt trượt $s(x) =0,$ thường là một hàm của trạng thái thường khả vi hoặc khả vi từng phần tùy cấu trúc mặt trượt. Mục tiêu là thiết kế tín hiệu điều khiển sao cho

- Hệ thống tiến về mặt trượt trong thời gian hữu hạn (giai đoạn reaching phase);
- Khi đã ở trên mặt trượt $s(x) =0$, quỹ đạo trạng thái được duy trì trên mặt trượt, và tính hội tụ của trạng thái là tiệm cận hoặc hữu hạn được quyết định bởi động lực học trên mặt trượt, tức là bởi cấu trúc mặt trượt được lựa chọn. (giai đoạn sliding phase).

Trong điều khiển trượt, phân tích ổn định được thực hiện dựa trên lý thuyết Lyapunov nhưng theo một cách đặc thù thay vì áp dụng trực tiếp cho toàn bộ hệ thống, Lyapunov được sử dụng để đánh giá quá trình hội tụ của mặt trượt do bộ điều khiển thiết kế. Điểm then chốt của phương pháp là mặt trượt được thiết kế sao cho động lực học trượt có tính ổn định mong muốn. Do đó, Lyapunov không chỉ được sử dụng để chứng minh tính hội tụ về mặt trượt, mà còn để đảm bảo rằng chuyển động trên mặt trượt là ổn định tiệm cận hoặc ổn định trong thời gian hữu hạn tùy cấu trúc bề mặt. Chính sự phân tách hợp lý này giúp điều khiển trượt trở thành một công cụ mạnh mẽ trong điều khiển phi tuyến thay vì ổn định toàn bộ hệ thống ngay từ đầu, ta buộc hệ bám theo một mặt trượt ổn định, nơi các nhiễu xuất hiện dưới dạng bị triệt tiêu hoặc bị giảm đáng kể.

Điều khiển trượt được xem là một trong những phương pháp điều khiển phi tuyến hiện đại và là nền tảng cho nhiều biến thể nâng cao như TSM, NTSM và điều khiển

trượt bậc cao [13]. Các phương pháp điều khiển trượt cổ điển chỉ bảo đảm hệ hội tụ tiệm cận về mặt trượt và duy trì ổn định với nhiễu bị chặn. Tuy nhiên, phương pháp này gây ra hiện tượng chattering. Điều này dẫn đến sự cần thiết để phát triển nhiều biến thể nâng cao của điều khiển trượt nhằm giảm mạnh hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển. Để hiểu hơn về tính lập luận của phương pháp đề xuất, phần tiếp theo trình bày một số phương pháp nổi bật trong điều khiển trượt làm cơ sở để phát triển phương pháp điều khiển trượt của luận án.

2.2. Các phương pháp nổi bật trong điều khiển trượt

Trong những năm gần đây, nhiều biến thể của điều khiển trượt đã được phát triển nhằm cải thiện các hạn chế của SMC kinh điển, đặc biệt là hiện tượng chattering và tốc độ hội tụ. Các phương pháp này vẫn dựa trên nguyên tắc cơ bản của điều khiển trượt là ép quỹ đạo hệ tiến về một mặt trượt và duy trì chuyển động trên đó với nhiễu bị chặn nhưng thay đổi cấu trúc mặt trượt hoặc nâng bậc của bộ điều khiển để đạt hiệu năng tốt hơn.

2.2.1. Điều khiển trượt tuyến tính thông thường

SMC được đề xuất cho nhiều ứng dụng thực tế vì tính đơn giản và độ bền vững cao. SMC tạo ra một vùng hút xung quanh một mặt trượt được xác định từ trước, với SMC cổ điển có tín hiệu điều khiển rời rạc. Phần lớn các lý thuyết SMC được thiết kế dựa trên lý thuyết ổn định của Lyapunov. SMC tuyến tính sử dụng mặt trượt là hàm tuyến tính với công thức mặt trượt được trình bày như công thức (2.17)

$$s = \gamma e + \dot{e} \tag{2.17}$$

trong đó, e là sai số, $\gamma > 0$ là hằng số hiệu chỉnh; hàm dấu *sign* được định nghĩa như (2.18)

$$sign(l) = \begin{cases} -1, & s < 0 \\ 0, & s = 0 \\ 1, & s > 0 \end{cases} \tag{2.18}$$

Xét hệ phi tuyến có dạng tổng quát như (2.19)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + u(t) + d(t) \end{cases} \tag{2.19}$$

trong đó $f(x)$ là hàm phi tuyến của hệ thống; $u(t)$ là tín hiệu điều khiển; $d(t)$ là nhiễu bên ngoài và được giới hạn bởi $|d(t)| < \phi$.

Mục tiêu điều khiển là thiết kế tín hiệu *u(t)* cho quỹ đạo của hệ (2.19) hội tụ về gốc, nghĩa là $x_1, x_2 \to 0$ khi $t \to \infty$ với nhiễu *d(t)*.

Trên cơ sở đó, mặt trượt bậc nhất được định nghĩa bởi (2.20)

$$s = x_2 + \gamma x_1 \tag{2.20}$$

trong đó, $\gamma > 0$ là hệ số điều chỉnh.

Để đạt được mục tiêu trên, sử dụng phương pháp Lyapunov để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên *V(x)* xác định dương, và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \neq 0$, hàm Lyapunov lựa chọn như (2.21)

$$V = \frac{1}{2} s^2 \tag{2.21}$$

Tín hiệu điều khiển *u(t)* được thiết kế như (2.22)

$$u(t) = -f(x) - \gamma x_2 - Ksign(s) \tag{2.22}$$

trong đó, $K > 0$ là hệ số điều khiển.

Xét hàm Lyapunov được lựa chọn như (2.21) và tín hiệu *u(t)* được thiết kế như (2.22). Đạo hàm của *s* được viết lại như sau

$$\dot{s} = f(x) + u(t) + d(t) + \gamma x_2 \tag{2.23}$$

Đạo hàm của *V(x)* được tính toán như sau

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s(-Ksign(s) + d(t)) \\ &= -\left(K|s| - sd(t)\right) \end{aligned} \tag{2.24}$$

Với hệ số *K* được lựa chọn $K > \phi$, đặt $\eta = K - \phi$ do đó $\eta > 0$ ta được

$$\dot{V} \leq -\eta |s| < 0, \forall s \neq 0 \tag{2.25}$$

Do đó, điều kiện Lyapunov được thỏa mãn và biến trượt *s(t)* tiến về mặt trượt $s=0$.

Khi hệ đã nằm trên mặt trượt, động lực học còn lại là tuyến tính và bảo đảm ổn định tiệm cận tại gốc. Xét trong khoảng thời gian $0 \to t_r$, t_r là thời gian *V* tiến đến 0 trong thời gian hữu hạn, được tính toán như (2.26)

$$\dot{V} \leq -\left(\eta\sqrt{2}\right) V^{1/2} \tag{2.26}$$

Lấy tích phân hai vế, ta được

$$\int_0^{t_r} \frac{\dot{V}}{V^{1/2}} dt \le \int_0^{t_r} -\eta\sqrt{2} dt \tag{2.27}$$

Mặt khác, $dV = \dot{V}dt$, vế trái có thể viết lại dưới dạng tích phân theo V với cận tương ứng từ $V(0)$ đến $V(t_r) = 0$, ta có

$$\int_{V(0)}^{0} \frac{1}{V^{1/2}} dV \le -\eta\sqrt{2} t_r \tag{2.28}$$

Do đó, thời gian $V(t_r)$ tiến đến 0 được viết như sau

$$t_r \le \frac{\sqrt{2} V^{1/2}(0)}{\eta} \tag{2.29}$$

Sau thời điểm $t \ge t_r$, hệ thống bước vào pha chuyển động trượt, khi đó động lực học còn lại được xác định bởi phương trình trên mặt trượt $s = 0$ có dạng tuyến tính và biến trạng thái của hệ hội tụ về gốc 0 theo nghĩa tiệm cận khi $t_r \to \infty$. Nói cách khác, với mặt trượt tuyến tính, tính hữu hạn thời gian chỉ áp dụng cho pha tiếp cận t_r, còn sự hội tụ của trạng thái trên mặt trượt là tiệm cận.

Để làm rõ các ưu và nhược điểm của SLM, quan sát ví dụ 2.1.

Ví dụ 2.1. Xét một hệ thống bậc 2 có phương trình như sau (2.30)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.38x_2 + u(t) - \sin(t) \end{cases} \tag{2.30}$$

trong đó x_1, x_2 là biến trạng thái; $u(t)$ là tín hiệu điều khiển; $sin(t)$ là nhiễu bên ngoài và bị chặn bởi $|\sin(t)| \le 1$.

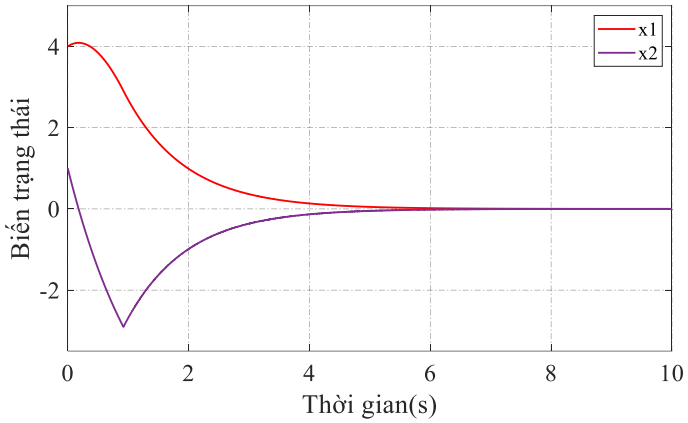
Mục tiêu là thiết kế tín hiệu điều khiển $u(t)$ cho hệ (2.30) sao cho các trạng thái hội tụ về gốc trong điều kiện tồn tại nhiễu. Tín hiệu điều khiển cần được thiết kế để bảo đảm rằng đạo hàm của hàm Lyapunov âm xác định trên miền $x \neq 0$, từ đó đảm bảo quỹ đạo hệ tiến về mặt trượt và đạt ổn định theo Lyapunov. Các thông số được thiết lập như sau $x_1(0)=4$, $x_2(0)=1$. Mặt trượt tuyến tính được định nghĩa như (2.31)

$$s = x_2 + x_1 \tag{2.31}$$

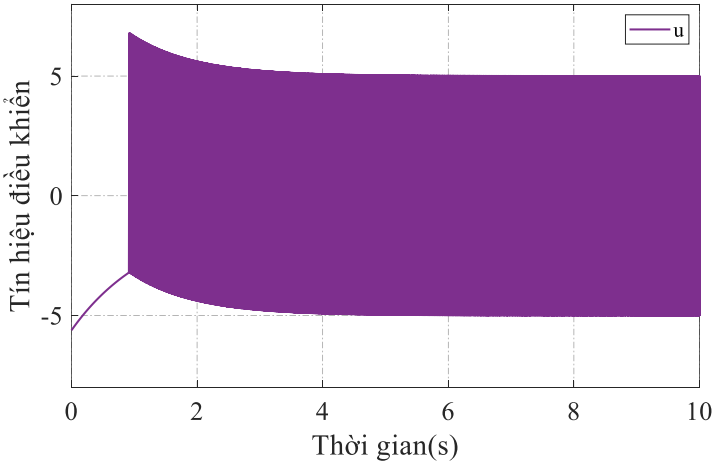
Tín hiệu điều khiển $u(t)$ được thiết kế như (2.32)

$$u(t) = 0.38x_2 - \dot{x}_1 - 5sign(s) \tag{2.32}$$

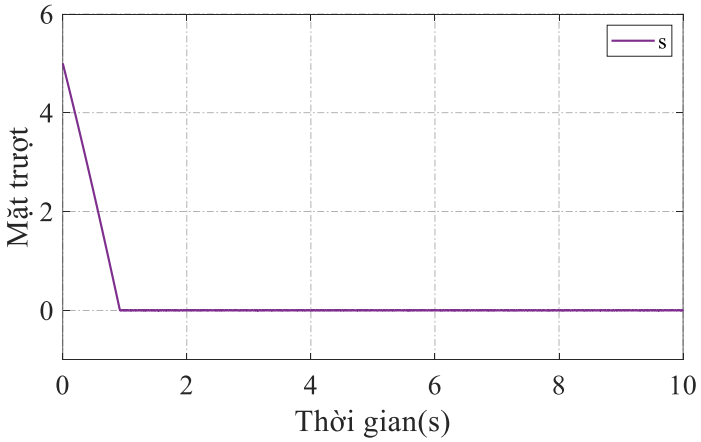
trong đó, $u(t)$ là tín hiệu điều khiển.



Hình 2. 1. Đáp ứng của biến trạng thái



Hình 2. 2. Tín hiệu điều khiển



Hình 2. 3. Biến trượt *s*

Trong hình 2.1, đáp ứng của các biến trạng thái tiệm cận về 0 và chúng bám tốt khi về 0 mặc dù chứa nhiễu *d(t)*. Điều này chứng minh được hiệu quả của bộ điều khiển SMC với các yếu tố bất định của mô hình và các nhiễu bên ngoài tác động lên hệ

thống. Tuy nhiên, trong tín hiệu điều khiển chứa thành phần *Ksign(s)*. Hàm *sign(s)* đóng vai trò quyết định hướng của lực điều khiển tác động lên hệ thống để ép trạng thái hệ tiến về mặt trượt, tuy nhiên, chúng sẽ xuất hiện chattering trong tín hiệu điều khiển như Hình 2.2. Hiện tượng này không chỉ làm giảm hiệu suất điều khiển mà còn có thể gây tổn hại đến phần cứng hoặc gây mòn nhanh thiết bị cơ điện. Ngoài ra, sự hội tụ của SMC là tiệm cận, nghĩa là trạng thái hệ thống chỉ tiến dần về điểm cân bằng khi thời gian tiến đến vô hạn. Hình 2.3 biểu diễn biến trượt *s* hội tụ về *0* trong thời gian hữu hạn dưới tác động của nhiễu, thể hiện tính bền vững của điều khiển trượt. Để khắc phục chattering một cách tự nhiên nhất, phương pháp nâng bậc mặt trượt được sử dụng phổ biến.

2.2.2. Điều khiển trượt tuyến tính bậc cao

Việc lựa chọn mặt trượt có bậc cao hơn hệ thống cần điều khiển được gọi là trượt bậc cao. Để giảm hiện tượng chattering, trong nghiên cứu của Bartolini và cộng sự [85] đề xuất sử dụng mặt trượt bậc cao để giảm hiện tượng chattering. Phương pháp này nhằm thay thế tín hiệu điều khiển không liên tục xuất hiện thêm tích phân vào tín hiệu điều khiển như công thức (2.33)

$$u_n = \int_0^t Ksign(s)dt \tag{2.33}$$

trong đó, K là hệ số điều khiển; s là mặt trượt.

Để hiểu rõ về thiết kế bộ điều khiển trượt tuyến tính bậc cao, xét hệ phi tuyến bậc 2 tương tự (2.19)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + u(t) + d(t) \end{cases}$$

trong đó $f(x)$ là hàm phi tuyến của hệ thống; $u(t)$ là tín hiệu điều khiển; $d(t)$ là nhiễu bên ngoài được giới hạn bởi $\left|\dot{d}(t)\right| < \phi$

Mục tiêu điều khiển là thiết kế tín hiệu $u(t)$ cho quỹ đạo của hệ (2.19) hội tụ về gốc, nghĩa là $x_1, x_2 \to 0$ khi $t \to \infty$ với nhiễu $d(t)$.

Với hệ bậc 2, mặt trượt SLM bậc cao (Full-order) được định nghĩa như (2.34)

$$s = \ddot{x}_1 + a_1\dot{x}_1 + a_0 x_1 \tag{2.34}$$

trong đó, $a_1 > 0$, $a_2 > 0$ là các hệ số thiết kế.

Để đạt được mục tiêu trên, luận án sử dụng phương pháp Lyapunov để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên *V(x)* xác định dương, và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \neq 0$, hàm Lyapunov *V(x)* được lựa chọn như sau

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{2.35}$$

Luật điều khiển $u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t)$ được thiết kế như (2.36)

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = -f(x) - a_1 x_2 - a_0 x_1 \\ \dot{u}_n(t) = -Ksign(s) \end{cases} \tag{2.36}$$

trong đó, $K > 0$ là hệ số điều khiển.

Thay tín hiệu *u* vào đạo hàm của hàm *V* ta được như sau

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s(-Ksign(s) + \dot{d}(t)) \\ &= -\left(K|s| - s\dot{d}(t)\right) \end{aligned} \tag{2.37}$$

Với hệ số trượt *K* được lựa chọn $K > \phi$, đặt $\eta = K - \phi$, do đó $\eta > 0$ thì $\dot{V}$ được viết thành (2.38)

$$\dot{V} \leq -\eta|s| < 0, \forall s \neq 0 \tag{2.38}$$

Do đó, điều kiện Lyapunov được thỏa mãn và biến trượt *s(t)* tiến về mặt trượt $s=0$.

Khi hệ đã nằm trên mặt trượt, động lực học còn lại là tuyến tính và bảo đảm ổn định tiệm cận tại gốc. Xét trong khoảng thời gian $0 \rightarrow t_r$, t_r là thời gian *V* tiến đến 0 trong thời gian hữu hạn, được tính toán như sau

$$\dot{V} \leq -\left(\eta\sqrt{2}\right)V^{1/2} \tag{2.39}$$

Lấy tích phân hai vế, ta được

$$\int_0^{t_r} \frac{\dot{V}}{V^{1/2}} dt \leq \int_0^{t_r} -\eta\sqrt{2}dt \tag{2.40}$$

Mặt khác, $dV = \dot{V}dt$, vế trái có thể viết lại dưới dạng tích phân theo V với cận tương ứng từ $V(0)$ đến $V(t_r) = 0$, ta có

$$\int_{V(0)}^{0} \frac{1}{V^{1/2}} dV \leq -\eta\sqrt{2}t_r \tag{2.41}$$

Do đó, thời gian $V(t_r)$ tiến đến 0 được viết như sau (2.42)

$$t_r \le \frac{\sqrt{2}V^{1/2}(0)}{\eta} \tag{2.42}$$

Sau thời điểm $t = t_r$, hệ thống duy trì chuyển động trên mặt trượt, và động lực học của hệ được chi phối bởi phương trình mặt trượt. Trong trường hợp này, mặt trượt được lựa chọn là tuyến tính, nên động lực học còn lại của hệ trở thành tuyến tính và đảm bảo tính ổn định tiệm cận của trạng thái về gốc.

Để làm rõ hơn về SLM bậc cao, quan sát ví dụ 2.2.

Ví dụ 2.2. Xét hệ bậc 2 như (2.30) tương tự ví dụ 2.1 với các tham số đầu được chọn như sau $x_1(0)=4$, $x_2(0)=1$.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.38x_2 + u(t) - \sin(t) \end{cases}$$

Mục tiêu điều khiển các trạng thái hội tụ về gốc $x_1, x_2 \to 0$ khi $t \to \infty$. Mặt trượt Full-order được sử dụng như (2.43), có nghĩa là bậc của mặt trượt bằng với bậc của hệ điều khiển.

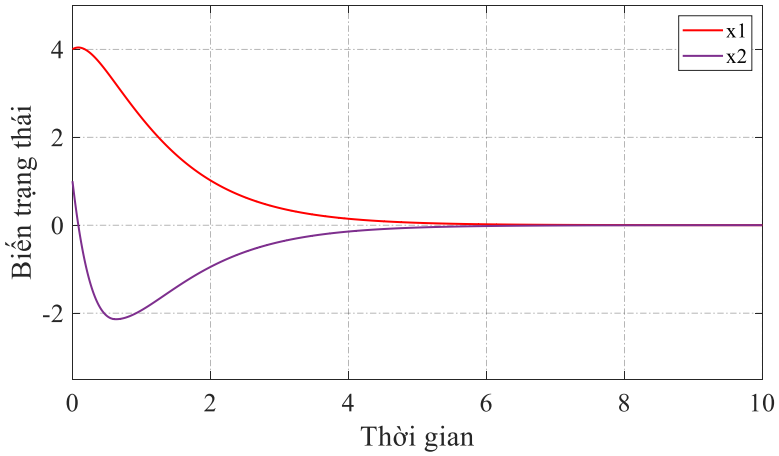
$$s = \ddot{x}_1 + 3\dot{x}_1 + 2x_1 \tag{2.43}$$

Luật điều khiển $u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t)$ được thiết kế như (2.44)

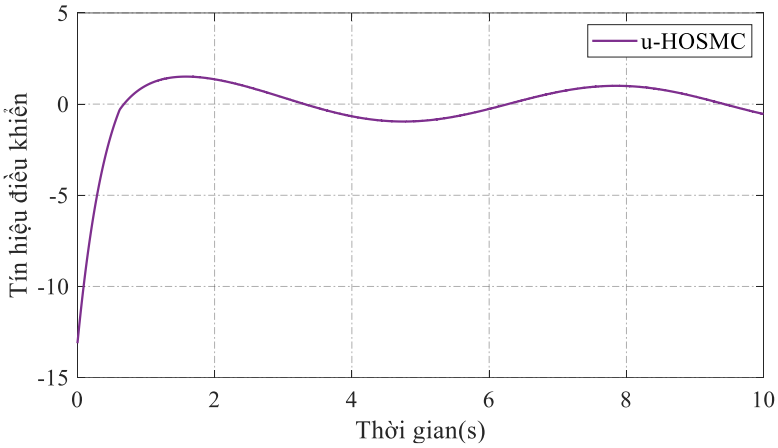
$$\begin{cases} u_{eq}(t) = 0.38x_2 - 3\dot{x}_1 - 2x_1 \\ \dot{u}_n(t) = -5sign(s) \end{cases} \tag{2.44}$$

trong đó, $K > \phi$, do đó chọn $K=5$.

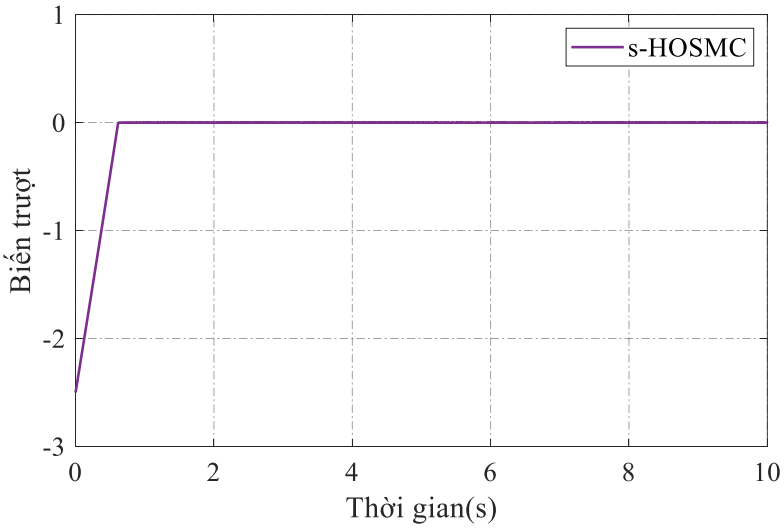
Để kiểm chứng tính đúng đắn của các phân tích lý thuyết và đánh giá hiệu quả của cấu trúc điều khiển được đề xuất, phần tiếp theo trình bày các kết quả mô phỏng cho hệ đã xét trên Matlab Simulink. Hình 2.4 – 2.6 thể hiện đáp ứng của bộ điều khiển tuyến tính trượt bậc cao với hệ bậc 2, một mặt trượt Full-order SMC (FOSMC) được đề xuất. Tín hiệu điều khiển được lấy tích phân làm cho tín hiệu trở nên liên tục và giảm hiện tượng chattering. Mặc dù vẫn tồn tại hiện tượng dao động, chúng được giảm so với bộ điều khiển SMC thông thường. Tuy nhiên, việc thiết kế và phân tích FOSMC phức tạp hơn so với SMC thông thường vì tồn tại các đạo hàm bậc cao trong tín hiệu điều khiển.



Hình 2. 4. Đáp ứng của biến trạng thái



Hình 2. 5. Tín hiệu điều khiển



Hình 2. 6. Đáp ứng của biến trượt *s*

Trong ví dụ trên, mặt trượt tuyến tính bậc cao cho phép thiết kế luật điều khiển trượt bảo đảm quỹ đạo của hệ tiến về mặt trượt và ổn định tiệm cận. Tuy nhiên, động

lực học trên mặt trượt vẫn là tuyến tính nên trạng thái chỉ hội tụ tiệm cận, thời gian đáp ứng không được ấn định hữu hạn. Để cải thiện đặc tính này, các mặt trượt dạng TSM được đề xuất, trong đó động lực học trên mặt trượt được chọn phi tuyến nhằm bảo đảm hội tụ trong thời gian hữu hạn của sai số trạng thái. Phần tiếp theo trình bày cấu trúc cơ bản của TSM và phân tích tính ổn định tương ứng.

2.2.3. Terminal Sliding Mode Control (TSM)

Với ý tưởng tạo ra terminal attractors nhằm đảm bảo sự hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn, ý tưởng về phương pháp điều khiển Terminal Sliding mode được đề xuất bởi Venkataraman và cộng sự [9]. TSM giữ được các đặc tính của phương pháp SMC với độ bền vững và khả năng chống nhiễu, đặc biệt là cải thiện được hiệu suất động lực học của hệ thống, cho phép hệ thống tiến nhanh về điểm cân bằng thông qua mặt trượt phi tuyến như (2.45)

$$s = \dot{e} + \gamma e^{p/q} \tag{2.45}$$

trong đó, e là sai số điều khiển; $\gamma > 0$ là hệ số điều chỉnh; p, q là số lẻ dương và $0<p/q<1$.

Để hiểu rõ về thiết kế bộ điều khiển TSM, xét hệ bậc 2 tương tự (2.19) với $d(t)$ được giới hạn bởi ϕ.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + u(t) + d(t) \end{cases}$$

trong đó $f(x)$ là hàm phi tuyến của hệ thống; $u(t)$ là tín hiệu điều khiển; $d(t)$ là nhiễu bên ngoài và được giới hạn bởi $|d(t)|<\phi$.

Mục tiêu điều khiển là thiết kế tín hiệu $u(t)$ cho quỹ đạo của hệ (2.19) hội tụ về gốc, nghĩa là $x_1, x_2 \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn với nhiễu $d(t)$.

Với hệ bậc 2, mặt trượt của bộ điều khiển TSM truyền thống (dưới bậc: bậc 1) được định nghĩa như sau (2.46)

$$s = x_2 + \gamma x_1^{p/q} \tag{2.46}$$

trong đó, $\gamma > 0$ là hệ số điều chỉnh; p, q là số lẻ dương và $0 < p/q < 1$.

Đạo hàm của $s(t)$ được viết lại như (2.47)

$$\dot{s} = \dot{x}_2 + \gamma \frac{p}{q} x_1^{\frac{p-q}{q}} \dot{x}_1 \tag{2.47}$$

Để đạt được mục tiêu trên, sử dụng phương pháp Lyapunov để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên *V(x)* xác định dương, và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \neq 0$, hàm Lyapunov được chọn như công thức (2.48)

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{2.48}$$

Luật điều khiển $u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t)$ được thiết kế như (2.49)

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = -f(x) - \gamma \dfrac{p}{q} x_1^{\frac{p}{q}-1} x_2 \\ u_n(t) = -Ksign(s) \end{cases} \tag{2.49}$$

trong đó, $K > 0$ là hệ số điều khiển.

Từ đó, đạo hàm của hàm V ta được như sau (2.50)

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s\left(-Ksign(s) + d(t)\right) \\ &= -\left(K|s| - sd(t)\right) \end{aligned} \tag{2.50}$$

Với hệ số trượt K được lựa chọn sao cho $K > \phi$, đặt $\eta = K - \phi > 0$ do đó $\eta > 0$ ta có (2.51)

$$\dot{V} \leq -\eta|s| < 0, \forall s \neq 0 \tag{2.51}$$

Do đó, suy ra hệ tiến về mặt trượt trong thời gian hữu hạn dựa trên lý thuyết ổn định Lyapunov, đáp ứng được mục tiêu ban đầu đặt ra.

Do đó, điều kiện Lyapunov được thỏa mãn và biến trượt *s(t)* tiến về mặt trượt $s=0$.

Khi hệ đã nằm trên mặt trượt, động lực học còn lại là tuyến tính và bảo đảm ổn định tiệm cận tại gốc. Xét trong khoảng thời gian $0 \rightarrow t_r$, t_r là thời gian V tiến đến 0 trong thời gian hữu hạn, được tính toán như sau

$$\dot{V} \leq -\left(\eta\sqrt{2}\right)V^{1/2} \tag{2.52}$$

Thời gian đưa hệ lên mặt trượt $s = 0$ tại thời điểm t_r được tính như (2.53)

$$t_r \leq \sqrt{2}\frac{V^{1/2}(0)}{\eta} \tag{2.53}$$

Vậy $V \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn với t_r.

Sau khi hệ đã lên mặt trượt $s(t) = 0$, ta có (2.54)

$$\dot{x}_1(t) = -\gamma x_1^{p/q}(t) \tag{2.54}$$

Lấy tích phân hai vế trên khoảng thời gian $t_r < t < t_s$, với $\dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt}$ ta có

$$\int_{t_r}^{t_s} \frac{dx_1(t)}{x_1^{p/q}(t)} = -\gamma \int_{t_r}^{t_s} dt \tag{2.55}$$

Đổi biến t sang x_1 và $x_1(t_s)$ tiến về 0 ta được

$$\int_{x(t_r)}^{0} x_1^{-p/q} dx_1 = -\gamma(t_s - t_r) \tag{2.56}$$

Thời gian trên mặt trượt được tính toán như công thức (2.57)

$$t_s = t_r + \frac{q}{q-p}\gamma^{-1} x_1^{1-\frac{p}{q}}(t_r) \tag{2.57}$$

Trong thiết kế điều khiển TSM, điểm kỳ dị là một hiện tượng đặc trưng xuất hiện khi biến trạng thái tiến đến giá trị bằng không, đặc biệt là trong mặt trượt có chứa lũy thừa phân số. Điểm kỳ dị xảy ra khi $x_1 \to 0$ làm cho $x_1^{\frac{p}{q}-1} \to \infty$, gây ra điểm kỳ dị cho hệ thống. Đây là một trong những nhược điểm chính của TSM, ảnh hưởng đến tính khả thi trong các ứng dụng thực tế .

Để làm rõ hơn về bộ điều khiển TSM, ta quan sát ví dụ 2.3.

Ví dụ 2.3. Xét hệ bậc 2 như (2.30) tương tự ví dụ 2.1 với các tham số đầu được chọn như sau $x_1(0)=4$, $x_2(0)=1$.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.38x_2 + u(t) - \sin(t) \end{cases}$$

Với mặt trượt được định nghĩa như (2.58)

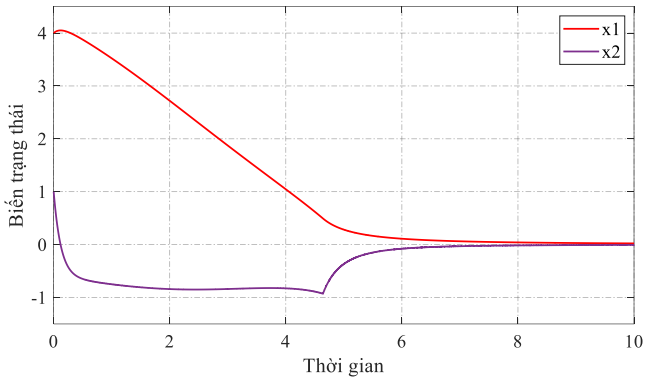
$$s = x_2 + x_1^{3/5} \tag{2.58}$$

Tín hiệu điều khiển $u(t)$ được thiết kế như (2.59)

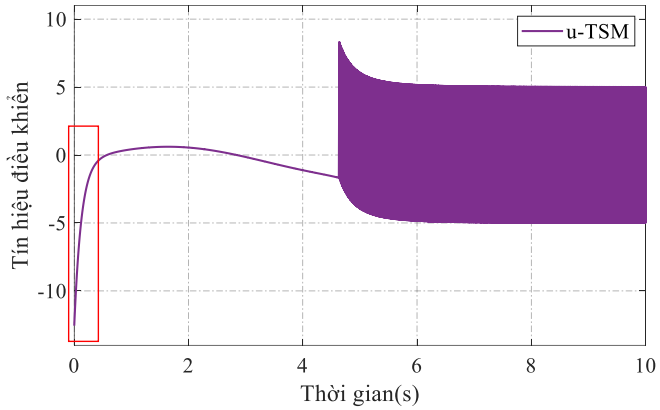
$$u(t) = 0.38x_2 - \frac{3}{5}\frac{1}{x_1^{2/5}}x_2 - 5sign(s) \tag{2.59}$$

trong đó, $u(t)$ là tín hiệu điều khiển.

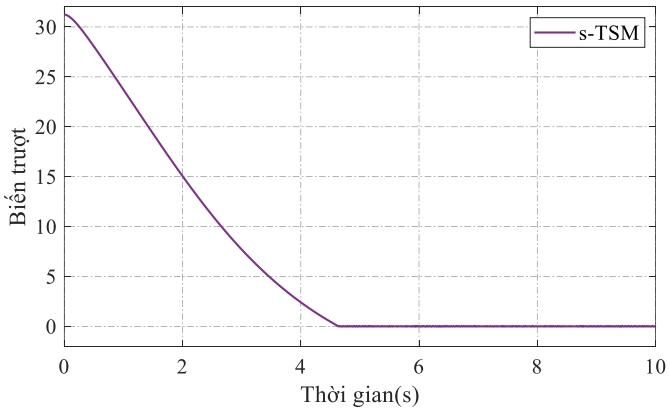
Để kiểm chứng tính đúng đắn của các phân tích lý thuyết và đánh giá hiệu quả của cấu trúc điều khiển được đề xuất, phần tiếp theo trình bày các kết quả mô phỏng cho hệ đã xét trên Matlab Simulink.



Hình 2. 7. Đáp ứng của các biến trạng thái



Hình 2. 8. Tín hiệu điều khiển.



Hình 2. 9. Đáp ứng của biến trượt *s*

Hình 2.7 – 2.9 thể hiện toàn diện đáp ứng của bộ điều khiển TSM cho hệ phi tuyến được đề xuất cho việc đánh giá các phương pháp điều khiển. Các biến trạng thái của hệ thống có đáp ứng hội tụ về điểm cân bằng trong thời gian ngắn, chứng minh tính

chất hội tụ hữu hạn của bộ điều khiển. Tuy nhiên, một đột biến lớn xuất hiện ở trạng thái tốc độ cho thấy hiện tượng điểm kỳ dị, đây là một đặc trưng bất lợi thường gặp trong TSM. Hình 2.8 cho thấy tín hiệu điều khiển có giá trị lớn trong giai đoạn đầu và trở nên bất ổn định khi hệ tiến gần đến điểm kỳ dị khi không áp dụng kỹ thuật tránh điểm kỳ dị trong thiết kế mặt trượt phi tuyến. Tuy nhiên, chính dạng phi tuyến của mặt trượt dẫn đến tốc độ thay đổi cao đột ngột, gây ra sự tăng vọt của tín hiệu điều khiển và làm nảy sinh điểm kỳ dị trong quá trình vận hành.

2.2.4. Nonsingular Terminal Sliding Mode Control (NTSM)

Để khắc phục nhược điểm này của TSM, Yong Feng và cộng sự [10] đã đề xuất một mặt trượt mới nhằm vượt qua điểm kỳ dị khi $e = 0$, và $\dot{e} \neq 0$, gọi là Nonsingular Terminal Sliding Mode (NTSM) với mặt trượt được đề xuất như (2.60).

$$s = e + \gamma \dot{e}^{p/q} \tag{2.60}$$

trong đó, e là sai số điều khiển $\gamma > 0$ là hệ số điều chỉnh, p, q là số lẻ dương và $1<p/q<2$.

Để hiểu rõ về thiết kế bộ điều khiển trượt NTSM truyền thống (dưới bậc: bậc 1), xét hệ bậc 2 tương tự (2.19)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + u(t) + d(t) \end{cases}$$

trong đó $f(x)$ là hàm phi tuyến của hệ thống; $u(t)$ là tín hiệu điều khiển; $d(t)$ là nhiễu bên ngoài và được giới hạn bởi $|d(t)|<\phi$.

Mục tiêu điều khiển là thiết kế tín hiệu $u(t)$ cho quỹ đạo của hệ (2.19) hội tụ về gốc, nghĩa là $x_1, x_2 \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn với nhiễu $d(t)$ và tránh được điểm kỳ dị vốn có của TSM thông thường.

Qua đó, mặt trượt NTSM được giới thiệu như công thức (2.61)

$$s = x_1 + \gamma x_2^{p/q} \tag{2.61}$$

trong đó, x_1, x_2 là các biến trạng thái; $\gamma > 0$ là hệ số điều chỉnh; p,q là số lẻ dương và $1<p/q<2$.

Đạo hàm của mặt trượt s được tính toán như công thức sau (2.62)

$$\dot{s} = \dot{x}_1 + \gamma \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} \dot{x}_2 \tag{2.62}$$

Để đạt được mục tiêu trên, luận án sử dụng phương pháp Lyapunov để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên *V(x)* xác định dương, và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \neq 0$, hàm Lyapunov được chọn như công thức (2.63)

$$V = \frac{1}{2} s^2 \tag{2.63}$$

Luật điều khiển $u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t)$ được thiết kế như sau

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = -f(x) - \gamma^{-1} \dfrac{p}{q} x_2^{2-\frac{p}{q}} \\ u_n(t) = -Ksign(s) \end{cases} \tag{2.64}$$

trong đó, $K > 0$ là hệ số điều khiển.

Thay *u(t)* vào, ta có đạo hàm của Lyapunov như (2.65)

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s\left(-Ksign(s) + d(t)\right) \\ &= -\left(K|s| - sd(t)\right) \end{aligned} \tag{2.65}$$

Với hệ số trượt *K* được chọn sao cho $K > \phi$, đặt $\eta = K - \phi$ ta có $\eta > 0$. $\dot{V}$ được viết lại như (2.66)

$$\dot{V} \leq -\eta|s| < 0, \quad \forall s \neq 0 \tag{2.66}$$

Khi hệ đã nằm trên mặt trượt, động lực học còn lại là tuyến tính và bảo đảm ổn định tiệm cận tại gốc. Xét trong khoảng thời gian $0 \rightarrow t_r$, t_r là thời gian *V* tiến đến 0 trong thời gian hữu hạn, được tính toán như sau.

$$\dot{V} \leq -\left(\eta\sqrt{2}\right) V^{1/2} \tag{2.67}$$

Thời gian hội tụ t_r đến mặt trượt được tính như (2.68)

$$t_r \leq \sqrt{2} \frac{V^{1/2}(0)}{\eta} \tag{2.68}$$

Vậy $V \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn với t_r.

Sau khi hệ đã lên mặt trượt $s(t) = 0$, ta có (2.69)

$$x_1(t) = -\gamma x_2^{p/q}(t) \tag{2.69}$$

Với hệ (2.19), ta có $\dot{x}_1 = x_2$. Thay vào và đạo hàm 2 vế phương trình (2.69), ta

được

$$x_2(t) = -\gamma \frac{p}{q} x_2^{\left(p/q - 1\right)}(t)\dot{x}_2(t) \tag{2.70}$$

Suy ra

$$\dot{x}_2(t) = -\frac{q}{\gamma p} x_2^{\left(2 - p/q\right)}(t) \tag{2.71}$$

Xét trong khoảng thời gian $t_r \leq t \leq t_s$ với $x_2(t_s) = 0$, ta có

$$\frac{dx_2}{x_2^{2-p/q}} = -\frac{q}{\gamma p} dt \tag{2.72}$$

Lấy tích phân 2 vế của phương trình

$$\int_{x_2(t_r)}^{0} \frac{dx_2}{x_2^{\left(2-p/q\right)}} = -\frac{q}{\gamma p} \int_{t_r}^{t_s} dt \tag{2.73}$$

Với $p, q > 0$ là số lẻ, và $1 < p/q < 2$, ta có

$$t_s = t_r + \frac{p}{p-q} \gamma x_2^{\frac{p-q}{q}}(t_r) \tag{2.74}$$

Sau khi hệ đạt mặt trượt $s(t) = 0$, động lực học của hệ thỏa quan hệ (2.69). Giải phương trình vi phân thu được từ quan hệ này cho thấy $x_2(t)$ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn khi $p > q$. Đồng thời, từ (2.69) suy ra $x_1(t)$ cũng hội tụ về 0 trong cùng khoảng thời gian. Do đó, với mặt trượt NTSM, các biến trạng thái của hệ hội tụ về gốc trong thời gian hữu hạn.

Bộ điều khiển NTSM được đề xuất nhằm triệt tiêu điểm kỳ dị vốn là đặc trưng của bộ điều khiển TSM khi hệ thống lân cận điểm cân bằng. Bộ điều khiển đã được đề xuất như một giải pháp thay thế hiệu quả bằng cách tái cấu trúc mặt trượt để loại bỏ các thành phần có thể gây chia cho 0, NTSM cho phép hệ thống đạt được tốc độ hội tụ nhanh trong thời gian hữu hạn mà vẫn đảm bảo tín hiệu điều khiển luôn hữu hạn và liên tục, từ đó nâng cao tính ổn định và độ tin cậy của hệ điều khiển. Trong TSM khi $x_1 \to 0$ làm cho đạo hàm của mặt trượt chứa các hạng tỉ lệ với $\frac{1}{x_1^{\alpha}} \to \infty$, dẫn đến tín hiệu điều khiển trở nên không bị chặn. Điều này cho thấy bộ điều khiển TSM tồn tại điểm kỳ dị khi $x_1 \to 0$, để khắc phục điểm kỳ dị này NTSM được thiết kế sao cho đạo hàm của hàm Lyapunov $\dot{V}$ và tín hiệu điều khiển vẫn hữu hạn khi $x_1 \to 0$.

Để hiểu rõ hơn về bộ điều khiển NTSM, quan sát ví dụ 2.4.

Ví dụ 2.4. Xét hệ bậc 2 như (2.30) tương tự ví dụ 2.1 với các tham số đầu được chọn như sau $x_1(0)=4$, $x_2(0)=1$.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.38x_2 + u(t) - \sin(t) \end{cases}$$

Mặt trượt NTSM được lựa chọn như công thức (2.75)

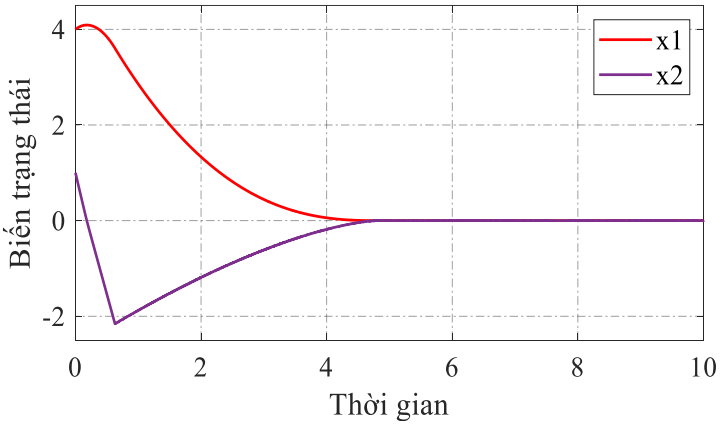
$$s = x_1 + x_2^{5/3} \tag{2.75}$$

Với mặt trượt này, sai số trạng thái hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn khi luật điều khiển được thiết kế như công thức (2.76)

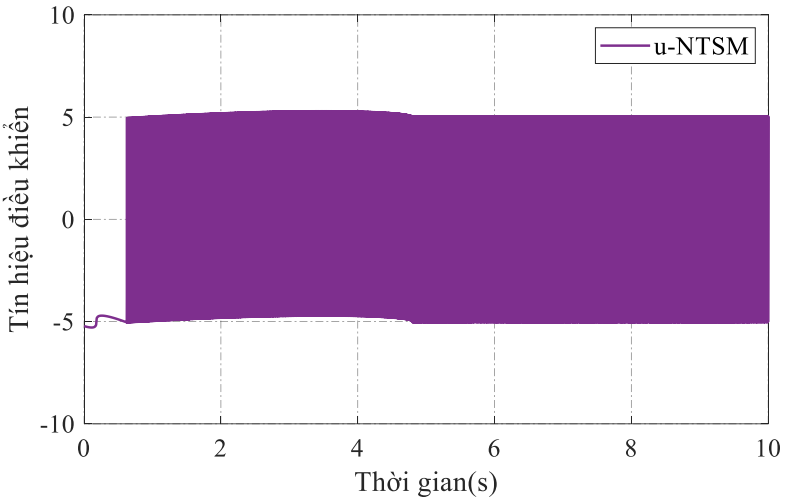
$$u(t) = 0.38x_2 - \frac{3}{5}x_2^{\left(2-\frac{5}{3}\right)} - 5sign(s) \tag{2.76}$$

Nhờ cấu trúc mặt trượt NTSM, tín hiệu điều khiển không chứa các hạng chia cho trạng thái, do đó luôn hữu hạn khi $x_1, x_2 \to 0$, đồng thời vẫn bảo đảm tính hội tụ trong thời gian hữu hạn của hệ thống.

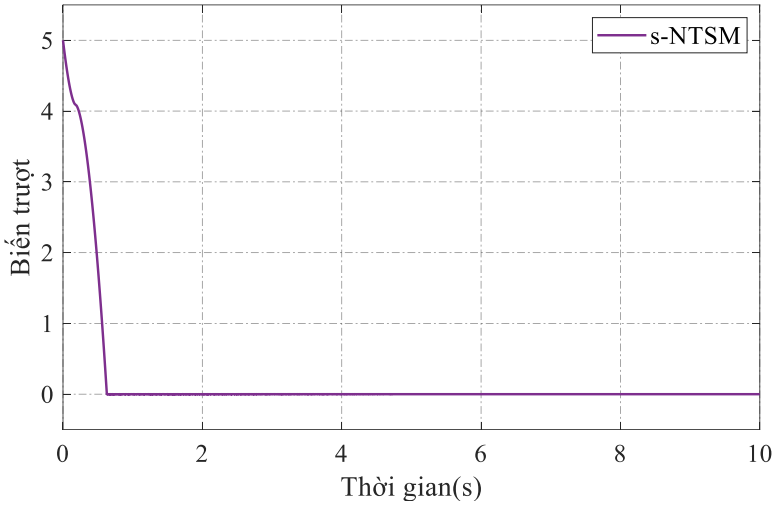
Kết quả mô phỏng trên Matlab Simulink như hình 2.10 – 2.12 trình bày đáp ứng của các biến trạng thái cho thấy hệ thống nhanh chóng hội tụ về gốc trong thời gian hữu hạn. Mặc dù vẫn xuất hiện hiện tượng chattering nhưng biên độ giảm so với SMC thông thường, tín hiệu điều khiển không gặp điểm kỳ dị nhờ thiết kế mặt trượt NTSM không chứa nghịch đảo của biến trạng thái. Hình 2.12 thể hiện đáp ứng của biến trượt s, cho thấy hệ thống đạt trạng thái trượt ổn định sau thời điểm rất ngắn và duy trì $s \to 0$ trong phần lớn thời gian, chứng minh hệ đã được dẫn về và giữ ổn định trên mặt trượt.



Hình 2. 10. Đáp ứng của các biến trạng thái



Hình 2. 11. Tín hiệu điều khiển *u(t)*



Hình 2. 12. Đáp ứng của biến trượt *s(t)*

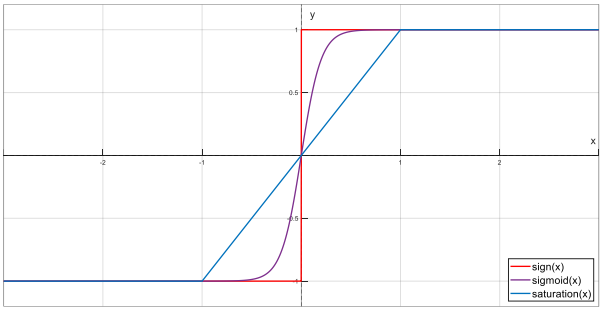
2.3. Các phương pháp phổ biến giảm chattering trong điều khiển trượt

"Chattering" được định nghĩa là các dao động không mong muốn có tần số và biên độ hữu hạn thường xuất hiện trong những bộ điều khiển trượt thực tế, nó gây hư hại cho các thiết bị cơ điện tử do hoạt động gián đoạn hoặc gây mòn các bộ truyền động [8]. "Chattering free" được sử dụng trong một số công trình về điều khiển trượt chẳng hạn như phương pháp điều khiển trượt Full-order được đề xuất bởi Feng và cộng sự [19], khái niệm này không hàm ý việc loại bỏ hoàn toàn hiện tượng chattering theo nghĩa tuyệt đối. Thay vào đó, nó được hiểu theo nghĩa thiết kế luật điều khiển sao cho tín hiệu điều khiển trở nên trơn hơn, chuyển các thành phần gián đoạn sang các đạo hàm bậc cao từ đó làm suy giảm đáng kể biên độ và tần suất chattering trong thực tế. Do ảnh hưởng của nhiễu, bất định mô hình và các giới hạn vật lý của cơ cấu chấp hành, việc triệt tiêu hoàn toàn chattering là không khả thi tuy nhiên, các phương pháp

này cho phép đưa hiện tượng này về mức rất nhỏ, không còn gây ảnh hưởng đáng kể đến chất lượng điều khiển và độ bền phần cứng.

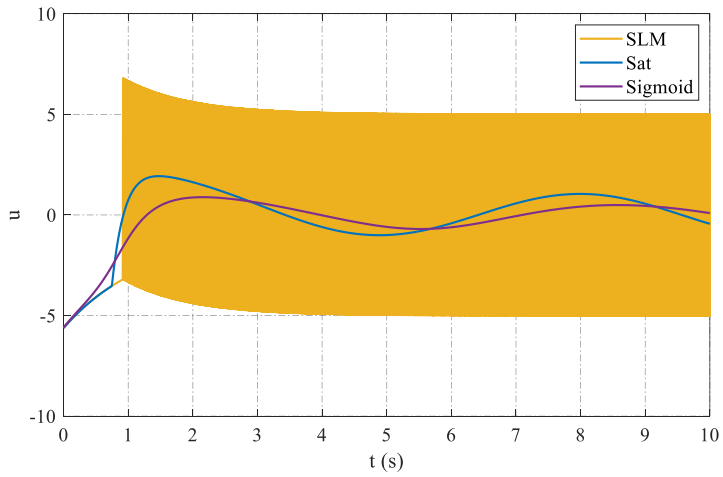
Giảm hiện tượng chattering là một trong các vấn đề quan trọng trong phát triển lý thuyết điều khiển trượt, phụ thuộc vào đối tượng, phần cứng môi trường điều khiển mà có các phương pháp giảm chattering phù hợp. Nhiều nghiên cứu nổ lực để giảm thiểu chattering của bộ điều khiển trượt nhằm đưa chúng vào các ứng dụng thực tế [27, 86], đảm bảo giữ được tính bền vững của trượt trước các yếu tố bất định mô hình, các nhiễu tác động lên hệ trong quá trình vận hành. Nhìn chung, các nghiên cứu nhằm giảm hiện tượng chattering và giảm thời gian đáp ứng của hệ thống chia thành 3 loại chính.

Hướng thứ 1, phương pháp đơn giản nhất là thay hàm sign thành các hàm saturation hoặc sigmoid [87]. Sử dụng các hàm thay thế này làm tín hiệu điều khiển trở lên liên tục và mượt mà hơn, từ đó giảm được dao động không mong muốn. Với phương pháp này, chattering được giảm đáng kể, tuy nhiên mất đi tính bền vững của bộ điều khiển trước các thông số thay đổi. Do hàm sign là phần cốt lõi của điều khiển trượt cổ điển vì nó đảm bảo lực điều khiển luôn hướng hệ về mặt trượt với biên độ không đổi bất kể kích thước của sai lệch. Hàm sign tạo ra một tín hiệu điều khiển có độ lớn không phụ thuộc vào giá trị của s khi $s \neq 0$. Các hàm khác sẽ không đảm bảo được tính mạnh mẽ của hàm dấu. Hàm sign, sigmoid và hàm saturation được thể hiện ở Hình 2.13.



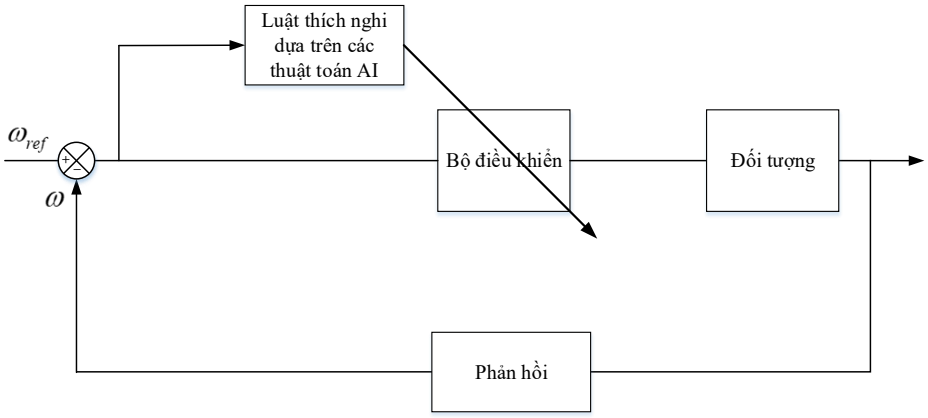
Hình 2. 13. So sánh các hàm *sign, sigmoid, saturation*

Xét hệ bậc 2 như (2.19) với tín hiệu điều khiển được thiết kế như (2.22) với các hàm được thay thế lần lượt là *sign, sigmoid*, và hàm *sat*. Tín hiệu điều khiển được thể hiện như Hình 2.14. Qua đó, hiện tượng chattering giảm đáng kể tuy nhiên hệ thống sẽ giảm đi tính bền vững của SMC do tính bền vững của SMC đến từ hàm dấu sign trong bộ điều khiển.



Hình 2. 14. So sánh tín hiệu điều khiển khi thay hàm *sign* thành hàm *sigmoid* và *sat*

Hướng thứ 2 là sử dụng kết hợp các phương pháp khác nhằm khai thác các ưu điểm của các bộ điều khiển. Gần đây, nổi bậc với các phương pháp sử dụng trí tuệ như Neural networks, điều khiển mờ, điều khiển thích nghi [88-90] tuy nhiên tồn động nhiều hạn chế như thời gian đáp ứng sẽ bị ảnh hưởng, các luật điều khiển phụ thuộc nhiều vào kinh nghiệm của người thiết kế, không thể mô hình bằng tính toán các thông số của bộ điều khiển. Hình 2.15 mô tả cấu trúc điển hình của điều khiển thích ứng, với các luật điều khiển được tạo ra từ các mô hình NN, Fuzzy nhằm tối ưu các thông số của bộ điều khiển, đặc biệt là hiệu chỉnh hệ số trượt *K* để giảm chattering của bộ điều khiển.



Hình 2. 15. Mô hình của phương pháp điều khiển thích nghi điển hình

Hướng thứ 3, đề xuất các lý thuyết điều khiển trượt mới nhằm giữ được các đặc tính bền vững và mục tiêu giảm hiện tượng chattering, đây là hướng nghiên cứu được mong đợi thực hiện vì chúng là các nghiên cứu nền tảng lý thuyết điều khiển trượt và là cách tiếp cận tự nhiên nhất trong việc giảm chattering mà vẫn giữ nguyên hàm sign trong tín hiệu điều khiển. Các nghiên cứu về các mặt trượt phi tuyết khác nhau để

giảm đi các nhược điểm của SMC mà không làm mất tính bền vững. Các nghiên cứu phổ biến như Terminal Sliding Mode, Nonsingular Terminal SMC, Nonsingular Fast Terminal SMC, High-order SMC. Các thông số được tính toán bằng các công thức toán học, từ các phương pháp đó có thể phát triển thành nhiều bộ điều khiển khác nhau. Tuy nhiên, một số phương pháp chỉ có thể giảm biên độ của chattering chứ không thể làm triệt tiêu chúng hoàn toàn do hàm chuyển mạch không liên tục được nhúng trong các vi phân bậc nhất.

Từ những phân tích ở trên có thể thấy rằng các phương pháp điều khiển trượt hiện đại được phát triển nhằm mục tiêu giảm chattering và cải thiện tốc độ hội tụ, nhưng mỗi phương pháp vẫn tồn tại những hạn chế nhất định. Điều này cho thấy sự cần thiết phải phát triển một cấu trúc mặt trượt mới có khả năng kết hợp ưu điểm của các kỹ thuật hiện có, đồng thời hạn chế những nhược điểm còn tồn tại. Trên cơ sở đó, luận án đề xuất một mặt trượt phi tuyến bậc cao được xây dựng bằng cách tích hợp các thành phần sai số PID vào mặt trượt NTSM. Sự tích hợp này không chỉ nâng bậc của tín hiệu điều khiển và tăng tốc độ tiếp cận mặt trượt, mà còn giúp giảm mạnh hiện tượng chattering. Phương pháp mới được phân tích chặt chẽ bằng lý thuyết Lyapunov và được kiểm chứng qua nhiều điều kiện vận hành có nhiễu và bất định, cho thấy tính bền vững và hiệu quả vượt trội so với các phương pháp truyền thống.

2.4. Đánh giá về chattering trong điều khiển trượt

Một trong những hạn chế lớn nhất của điều khiển trượt là hiện tượng chattering, hay còn gọi là dao động cao tần quanh mặt trượt. Chattering được định nghĩa là dao động có tần số hữu hạn và biên độ nhỏ của tín hiệu điều khiển và biến trượt xuất hiện trong giai đoạn duy trì chế độ trượt. Về mặt vật lý, đây là kết quả của sự không tương thích giữa mô hình điều khiển lý tưởng với sự chuyển mạch tức thời và tốc độ vô hạn, tuy nhiên, thực tế thiết bị bị giới hạn vì các cơ cấu chấp hành, cảm biến hoặc các mạch công suất có băng thông hữu hạn. Trong môi trường lý tưởng, khi tín hiệu điều khiển được giả định có khả năng chuyển mạch vô hạn, trạng thái hệ thống sẽ bám chính xác trên mặt trượt $s(x,t)=0$. Trong hệ thực, các thành phần vật lý như cơ cấu chấp hành và bộ lọc có động lực học nhanh nhưng hữu hạn, khiến cho tín hiệu điều khiển không thể thay đổi tức thời theo hàm dấu sign(s). Điều này làm cho hệ thống dao động qua lại hai phía của mặt trượt hình thành hiện tượng chattering.

Về mặt toán học, chattering có thể được xem là kết quả của tương tác giữa động lực học chưa mô hình hóa và điều khiển gián đoạn. Trong điều kiện lý tưởng, ta giả sử tín hiệu điều khiển $u(t)$ được thực thi tức thời với tốc độ chuyển mạch vô hạn. Khi

đó, trạng thái hệ thống sẽ hội tụ đến mặt trượt *s=0* trong thời gian hữu hạn và được duy trì trên mặt trượt này. Khi áp dụng luật điều khiển trượt dạng như sau

$$u(t) = -Ksign(s) \tag{2.77}$$

trong đó, *K* là hệ số điều khiển trượt, *s(t)* là mặt trượt.

Trong hầu hết các hệ điều khiển thực tế, tín hiệu điều khiển không tác động trực tiếp lên đối tượng mà phải đi qua một khâu vật lý trung gian như bộ khuếch đại công suất, mạch PWM, servo, van thủy lực. Các phần tử này có quán tính, ma sát, độ trễ và băng thông giới hạn, nên chúng không thể theo kịp sự thay đổi đột ngột của *u(t)* với mặt trượt, nếu cơ cấu chấp hành có động lực học riêng, chẳng hạn được mô tả như một hệ dao động bậc hai tuyến tính như sau

$$\ddot{x}(t) + 2\xi\omega_n\dot{x}(t) + \omega_n^2 x(t) = \omega_n^2 u(t) \tag{2.78}$$

Khi tín hiệu điều khiển chuyển mạch nhanh, đầu ra của cơ cấu chấp hành không thể theo kịp tín hiệu *u(t)*. Kết quả là trạng thái hệ thống không duy trì được điều kiện trượt lý tưởng *s=0*, mà dao động quanh mặt trượt với tần số xấp xỉ ω_n. Đây chính là cơ chế vật lý hình thành hiện tượng chattering, đặc trưng bởi dao động cao tần và biên độ nhỏ quanh bề mặt trượt [91]. Do chattering thể hiện dưới dạng dao động cao tần trong tín hiệu điều khiển và biến trượt nên để đánh giá và so sánh định lượng giữa các thuật toán SMC, các chỉ tiêu phân tích cổ điển như *ISE, IAE* có thể được mở rộng để đánh giá chattering bằng cách áp dụng chúng lên tín hiệu điều khiển hoặc biến trượt, được tính toán như công thức (2.79) – (2.80)

$$ISE = \int_0^t u^2(t)dt \tag{2.79}$$

$$IAE = \int_0^t \left|u(t)\right|dt \tag{2.80}$$

trong đó, *u(t)* là tín hiệu điều khiển.

Trong những năm gần đây, phương pháp điều khiển trượt đã chứng minh được hiệu quả vượt trội. Tuy nhiên, SMC kinh điển vẫn tồn tại những hạn chế đáng kể, đặc biệt là hiện tượng chattering. Chính vì vậy, nghiên cứu này được đề xuất nhằm phát triển một cấu trúc điều khiển trượt NTSM bậc cao với cấu trúc lồng nhau cho phép duy trì tính hội tụ hữu hạn thời gian, loại bỏ điểm kỳ dị, đồng thời giảm đáng kể dao động chattering trong tín hiệu điều khiển, các chỉ số *ISE* và *IAE* được sử dụng để đánh giá hiệu quả của việc giảm chattering ở các chương sau.

2.5. Kết luận chương 2

Chương này đã hệ thống hóa và đánh giá các phương pháp điều khiển trượt tiêu biểu như SMC tuyến tính, SMC bậc cao, TSM và NTSM, qua đó chỉ ra rằng bài toán giảm chattering vẫn là thách thức trọng tâm trong việc ứng dụng điều khiển trượt cho động cơ điện. Trên cơ sở đó, chương đã xác lập nền tảng lý thuyết, luận cứ nghiên cứu và định hướng phát triển bộ điều khiển PID-NTSM như một giải pháp trung tâm của luận án. Như vậy, đóng góp chính của chương là làm rõ cơ sở khoa học cho đề xuất mới, tạo tiền đề trực tiếp cho các chương tiếp theo trong việc xây dựng, phân tích và kiểm chứng bộ điều khiển nhằm đạt mục tiêu tổng thể của luận án.

Chương 3. NGHIÊN CỨU, PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT PID NESTED NTSM

Chương 3 trình bày về việc đề xuất phát triển phương pháp điều khiển trượt NTSM bậc cao bằng cấu trúc đưa các sai số PID vào mặt trượt NTSM. Để đánh giá bộ điều khiển đề xuất, các hệ phi tuyến được sử dụng để tính toán và thiết kế bộ điều khiển PID-NTSM được trình bày ở phần 3.2. Kết quả mô phỏng chứng minh được rằng với cấu trúc bộ điều khiển đề xuất, hệ thống đảm bảo hội tụ trong thời gian hữu hạn, chattering triệt tiêu đáng kể và đẩy nhanh thời gian hội tụ của hệ thống. Các kết quả được trình bày ở phần 3.4. Đây chính là động lực và đóng góp chính của luận án.

3.1. Giới thiệu

Trong lĩnh vực điều khiển hiện đại, vấn đề bám quỹ đạo và đảm bảo tính bền vững của hệ thống trước tác động của nhiễu và bất định luôn được xem là thách thức trọng tâm [92]. Điều khiển trượt SMC được giới thiệu mạnh mẽ nhờ đặc tính bền vững và khả năng duy trì ổn định hệ thống bất chấp nhiễu và bất định. Song, phương pháp này lại thường đi kèm với hiện tượng "chattering", đây là hiện tượng dao động tần số cao của tín hiệu điều khiển, gây ảnh hưởng xấu đến thiết bị chấp hành và chất lượng đáp ứng. Lý thuyết điều khiển được xây dựng và chứng minh cho hệ bậc một và bậc hai do đây là dạng hệ thống phổ biến nhất trong thực tế [93]. Chẳng hạn, động cơ điện có thể được mô hình hóa như một hệ bậc hai, hoặc một khâu truyền động cơ học đơn giản thường được quy về dạng bậc một. Dù về mặt lý thuyết, cấu trúc của các bộ điều khiển có thể mở rộng cho hệ bậc n, song việc tập trung vào các hệ bậc thấp vừa phản ánh đúng nhu cầu thực tiễn, vừa đảm bảo tính khả thi khi triển khai trong công nghiệp. Do đó, bộ điều khiển đề xuất không chỉ mang giá trị hàn lâm trong việc phát triển lý thuyết điều khiển trượt, mà còn định hướng rõ ràng tới ứng dụng thực tế trong các hệ truyền động điện, robot công nghiệp và các hệ cơ điện tử hiện đại.

Luận án này trình bày về việc đề xuất mặt trượt lồng nhau như một nghiên cứu nền tảng cho phương pháp điều khiển trượt. Bộ điều khiển được đề xuất với mặt trượt PID – NTSM nhằm duy trì tính mạnh mẽ của SMC và giảm mạnh hoặc triệt tiêu hiện tượng chattering khi tích hợp cả hai mặt trượt. Trong cấu trúc này, cả trạng thái, vi phân và tích phân của mặt trượt sai số đều được lồng vào mặt NTSM. Phương pháp này được xây dựng trên mặt trượt bậc cao của biến trạng thái cho phép nó tạo ra tín hiệu điều khiển liên tục, giảm mạnh hiện tượng chattering và đảm bảo sai số tốc độ tiệm cận về 0 trong thời gian hữu hạn.

3.2. Thiết kế bộ điều khiển trượt bậc cao PID nested NTSM

Mục tiêu chính là giảm mạnh hoặc triệt tiêu hiện tượng chattering nhưng vẫn duy trì tính bền vững vốn có của điều khiển trượt trước nhiễu và bất định mô hình. Một trong những hướng tiếp cận hiệu quả nhất để đạt được mục tiêu này là nâng bậc của mặt trượt, qua đó chuyển phần tử điều khiển gián đoạn sang đạo hàm bậc cao hơn và làm giảm đáng kể chattering. Trong các kỹ thuật nâng bậc, cấu trúc phân cấp (hierarchical) cho phép kết hợp ưu điểm của hai mặt trượt khác nhau theo một cách có hệ thống, từ đó tạo ra động lực học trượt linh hoạt hơn và giúp bộ điều khiển đạt hiệu năng vượt trội.

Các cấu trúc nâng bậc thông thường vẫn chưa tận dụng đầy đủ thông tin của sai số, đặc biệt là các thành phần tích phân và đạo hàm vốn có vai trò quan trọng trong việc cải thiện đáp ứng động lực học. Để khắc phục hạn chế này, luận án đề xuất một mặt trượt phân cấp mới, trong đó các thành phần sai số PID được lồng ghép vào mặt trượt NTSM, hình thành nên một cấu trúc mặt trượt phi tuyến bậc cao dạng nested. Cách tiếp cận này cho phép kế thừa ưu điểm của cả PID và NTSM, đồng thời tạo ra động lực học trượt với tốc độ hội tụ nhanh hơn và tín hiệu điều khiển mượt hơn. Phần tiếp theo trình bày chi tiết cấu trúc mặt trượt PID-NTSM và phân tích tính ổn định.

3.2.1. Mặt trượt PID nested NTSM

Trên cơ sở các phân tích ở phần trước, có thể nhận thấy rằng các cấu trúc mặt trượt thông thường vẫn chưa khai thác đầy đủ thông tin của sai số, đặc biệt là các thành phần tích phân và đạo hàm vốn có vai trò quan trọng trong việc cải thiện chất lượng đáp ứng động lực học, luận án đề xuất một mặt trượt phân cấp mới dạng PID – NTSM, trong đó cấu trúc PID được tích hợp một cách có hệ thống vào mặt trượt NTSM. Cách tiếp cận này không chỉ kế thừa khả năng hội tụ hữu hạn và tránh kỳ dị của NTSM, mà còn khai thác hiệu quả đặc tính điều chỉnh linh hoạt của PID, qua đó hình thành động lực học trượt bậc cao với tốc độ hội tụ nhanh và tín hiệu điều khiển mượt hơn.

Mặt trượt PID-NTSM được đề xuất như sau

$$l(t) = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{3.1}$$

$$s(t) = \zeta_1 x(t) + \zeta_2 \int_0^t x(t)dt + \zeta_3 \frac{dx}{dt} \tag{3.2}$$

trong đó, p và q là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$, $\gamma>0$ và ζ_1, ζ_2, ζ_3 là các hệ số điều chỉnh dương với các giá trị được lựa chọn như sau

$\zeta_1 = 2\xi\omega_n\zeta_3 > 0$; $\zeta_2 = \omega_n^2\zeta_3$; và $\zeta_3>0$ với $\omega_n>0$ là tần số dao động tự nhiên, và chọn $\xi=1$ tương ứng với giảm chấn tới hạn.

Trên cơ sở cấu trúc mặt trượt PID–NTSM đã đề xuất, một động lực học trượt mới được thiết lập và phân tích nhằm đảm bảo đặc tính hội tụ trong thời gian hữu hạn. Luật điều khiển được thiết kế sao cho biến mặt trượt ngoài $l(t)$ thỏa điều kiện đạt mặt chuẩn của điều khiển trượt. Theo kết quả đã được chứng minh trong [94], tồn tại một thời điểm hữu hạn $t_l > 0$ sao cho quỹ đạo hệ đạt và duy trì trên mặt trượt ngoài, tức là

$$l(t) = 0, \qquad \forall t \geq t_l$$

Điều này đảm bảo pha tiếp cận (reaching phase) kết thúc trong thời gian hữu hạn, tạo tiền đề cho việc phân tích động lực học hội tụ của mặt trượt bên trong trong giai đoạn tiếp theo. Khi động lực học trên mặt $l(t) = 0$ trong thời gian hữu hạn sau đó $s(t) \to 0$. Từ $l \to 0$ nghĩa là hệ đi vào và duy trì trên mặt trượt, ta có

$$s + \gamma \dot{s}^{p/q} = 0, \qquad \forall t \geq t_l \tag{3.3}$$

trong đó, p và q là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$, và $\gamma>0$. Dẫn đến $s(t)$ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn, cụ thể tồn tại $t_s > t_l$ sao cho

$$s(t) = 0, \qquad \forall t \geq t_s$$

Bằng cách tích phân hai vế phương trình (3.3), thời gian hội tụ $s(t)$ được xác định bởi

$$t_s = t_l + \frac{p}{p-q}\gamma^{q/p}\left|s\left(t_l\right)\right|^{(p-q)/p} \tag{3.4}$$

Khi hệ thống đạt và duy trì chuyển động trên mặt trượt, tức là $s(t) = 0$, thì động lực học của sai số $x(t)$ được mô tả bởi

$$\zeta_1 x(t) + \zeta_2 \int_0^t x(t)dt + \zeta_3 \frac{dx}{dt} = 0 \tag{3.5}$$

Lấy đạo hàm hai vế của phương trình (3.5), ta có

$$\zeta_3 \frac{d^2x}{dt^2} + \zeta_1 \frac{dx}{dt} + \zeta_2 x = 0 \tag{3.6}$$

Phương trình trở thành

$$\ddot{x}(t) + \frac{\zeta_1}{\zeta_3}\dot{x}(t) + \frac{\zeta_2}{\zeta_3}x(t) = 0 \tag{3.7}$$

Đưa về dạng chuẩn bậc hai

$$\ddot{x}(t) + 2\xi\omega_n \dot{x}(t) + \omega_n^2 x(t) = 0 \tag{3.8}$$

trong đó, $\omega_n > 0$ là tần số dao động tự nhiên và ξ là hệ số tắt dần.

Phương trình (3.7) có dạng chuẩn bậc hai như (3.8) với $\xi=1$ tương ứng với giảm chấn tới hạn, các tham số được lựa chọn theo cấu trúc

$$\zeta_1 = 2\omega_n\zeta_3 > 0; \quad \zeta_2 = \omega_n^2\zeta_3; \quad \zeta_3 > 0.$$

Với cách chọn này, phương trình đặc trưng của hệ là Hurwitz với các nghiệm thực âm. Suy ra nghiệm $x(t)$ suy giảm mũ về 0, tức là sai số tiệm cận về 0 mà không xuất hiện dao động. Từ đó có thể kết luận rằng, việc lựa chọn các hệ số $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ được đơn giản hóa bằng cách lựa chọn theo tần số tự nhiên ω_n bảo đảm đa thức đặc trưng của động lực học trên mặt trượt là Hurwitz với các nghiệm thực âm, do đó hệ ổn định tiệm cận và đáp ứng không xuất hiện dao động [83].

Trong trường hợp này, hệ số suy giảm được chọn là $\xi=1$, nghiệm có dạng

$$x(t) = \left[x(t_s) + \left(\dot{x}(t_s) + \omega_n x(t_s) \right) \right] \exp\left[-\omega_n (t - t_s) \right] \tag{3.9}$$

Tổng thời gian hội tụ t_c được viết lại dưới dạng phương trình sau

$$t_c = t_l + \frac{p}{p-q} \gamma^{q/p} \left| s\left(t_l\right) \right|^{(p-q)/p} - \frac{\ln \varepsilon}{\omega_n} \tag{3.10}$$

Với mặt trượt PID – NTSM được đề xuất, hệ thống đạt được chuỗi hội tụ theo trình tự rõ ràng. Trước hết, biến mặt trượt ngoài $l(t)$ hội tụ về 0, đảm bảo hệ thống đi vào và duy trì trên mặt trượt. Khi hệ đã đạt điều kiện $l(t)=0$, động lực học trên mặt trượt cho thấy biến $s(t)$ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn. Tiếp theo, trên mặt $s(t)=0$, động lực học của sai số được mô tả bởi phương trình vi phân bậc hai ổn định, từ đó suy ra sai số $x(t)$ hoặc sai số $e(t)$ tiệm cận về 0. Kết quả này chứng minh rằng cấu trúc mặt trượt PID – NTSM đảm bảo tính ổn định, tốc độ hội tụ nhanh và là cơ sở vững chắc cho việc thiết kế bộ điều khiển NTSM bậc cao cho hệ truyền động động cơ điện.

Để làm rõ hơn ý nghĩa vật lý của các thành phần trong mặt trượt cũng như ảnh hưởng của từng tham số thiết kế đến động lực học hội tụ của hệ, phần tiếp theo xem xét một số trường hợp đặc biệt. Thông qua các nhận xét này, có thể thấy rằng các cấu trúc mặt trượt quen thuộc trong điều khiển trượt cổ điển được xem như những trường hợp riêng của mặt trượt PID-NTSM được đề xuất.

Nhận xét 3.1. Trong trường hợp đặc biệt, $\zeta_2=0$ và $\zeta_3 \neq 0$ mặt trượt trở thành

$$s = \zeta_1 x + \zeta_3 \dot{x} \tag{3.11}$$

Mặt trượt này mô tả ràng buộc động lực học trạng thái của hệ và đạo hàm của nó trong giai đoạn hệ thống đã bám lên mặt trượt

$$\zeta_1 x + \zeta_3 \dot{x} = 0 \Rightarrow \dot{x} = -\frac{\zeta_1}{\zeta_3} x \tag{3.12}$$

Phương trình (3.12) là phương trình vi phân bậc 1 có nghiệm dạng tổng quát như (3.13)

$$x(t) = x(t_s)\exp\left(-\frac{\zeta_1}{\zeta_3}\left(t - t_s\right)\right) \tag{3.13}$$

Thời gian hội tụ được viết lại như sau (3.14)

$$t - t_s = -\frac{\zeta_3}{\zeta_1}\ln\varepsilon \tag{3.14}$$

Nhận xét 3.2. Trong trường hợp đặc biệt, $\zeta_3=0$ và $\zeta_2\neq0$ mặt trượt trở thành phương trình (3.15)

$$s = \zeta_1 x + \zeta_2 \int_0^t x dt \tag{3.15}$$

Mặt trượt này mô tả ràng buộc động lực học trạng thái của hệ và đạo hàm của nó trong giai đoạn hệ thống đã bám lên mặt trượt. Đạo hàm của mặt trượt s được tính toán như (3.16)

$$\zeta_1 \dot{x} + \zeta_2 x = 0 \Rightarrow \dot{x} = -\frac{\zeta_2}{\zeta_1} x \tag{3.16}$$

Thời gian hội tụ của hệ khi giảm đến một lân cận nhỏ $\varepsilon>0$ được viết lại như sau

$$t - t_s = -\frac{\zeta_1}{\zeta_2}\ln\varepsilon \tag{3.17}$$

Nhận xét 3.3. Trong trường hợp đặc biệt, $\zeta_2=\zeta_3=0$ thu được cấu trúc mặt trượt tương tự như bộ điều khiển NTSM thông thường có dạng như sau

$$s = \zeta_1 x,\ l = \zeta_1 x + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{3.18}$$

Lúc này bộ điều khiển chính là NTSM điều khiển trực tiếp trạng thái của hệ, và thời gian hội tụ được tính toán như NTSM (3.19)

$$t_c = t_l + \frac{p}{p-q}\gamma^{q/p}\left|x(t_l)\right|^{(p-q)/p} \tag{3.19}$$

Nhận xét 3.4. Phương án lựa chọn các tham số của bộ điều khiển được thiết kế theo thứ tự phân cấp của mặt trượt, cụ thể như sau $l(t) \to 0$ nhằm đảm bảo đạt trượt và hội tụ hữu hạn và sau đó $s(t) \to 0$ nhằm định hình động lực học trên mặt trượt. Cụ thể, tỷ số p/q trong cấu trúc NTSM được xem như một lựa chọn cấu trúc và được cố định nhằm đảm bảo hội tụ hữu hạn và tránh kỳ dị. Các hệ số của mặt trượt PID được xác định dựa trên hệ số tắt dần ξ và tần số dao động tự nhiên ω_n theo thiết kế chuẩn của hệ bậc hai, trong đó $\xi = 1$ để đảm bảo đáp ứng trơn tru. Tham số γ chủ yếu điều chỉnh tốc độ hội tụ của mặt trượt ngoài và được lựa chọn theo yêu cầu đáp ứng động lực học của hệ. Chiến lược chọn tham số điều khiển được tóm tắt theo các bước như trong Bảng 3.1.

Bảng 3. 1. Chiến lược lựa chọn các tham số của bộ điều khiển PID-NTSM

Bước	**Tham số**	**Phương thức lựa chọn**	**Cơ sở lý thuyết**
1	Mô hình hệ	Xác định hệ sai số vận tốc, dạng hệ phi tuyến bậc một	Làm rõ đối tượng điều khiển và tín hiệu điều khiển
2	p, q	Chọn p, q là số nguyên dương lẻ, thỏa $1 < p/q < 2$ Trong trường hợp này, được chọn $p/q = 5/3$	Đảm bảo hội tụ hữu hạn, tránh kỳ dị của TSM
3	Mặt trượt tuyến tính $s(t)$	$s(t) = \zeta_1 x(t) + \zeta_2 \int_0^t x(t)dt + \zeta_3 \frac{dx}{dt}$	Tích hợp thông tin sai số, cải thiện chất lượng quá độ
4	$\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3 > 0$	Quy đổi về hệ bậc hai chuẩn, chọn $\xi = 1$ và các thông số còn lại được lựa chọn theo ω_n với $\zeta_1 = 2\omega_n\zeta_3;\ \zeta_2 = \omega_n^2\zeta_3;\ \zeta_3 > 0.$	Đảm bảo động lực học trên mặt trượt ổn định tiệm cận
5	Hệ số γ	Chọn đủ lớn để tăng tốc độ tiếp cận, tinh chỉnh qua mô phỏng	Quyết định tốc độ hội tụ của biến trượt $l(t)$

6	Điều kiện ổn định	Kiểm tra với $\dot{V} < 0$ và $V = \frac{1}{2} l^2$	Đảm bảo hội tụ hữu hạn của biến l
7	Hiệu chỉnh cuối	Điều chỉnh nhẹ γ, ω_n thông qua mô phỏng	Cân bằng giữa tốc độ đáp ứng và độ mượt tín hiệu

3.2.2. Hệ phi tuyến bậc 1

Mục tiêu của bộ điều khiển đề xuất này là giảm mạnh hiện tượng "chattering" mà vẫn giữ được tính bền vững của SMC trước các nhiễu và bất định mô hình.

Dựa vào [8], xét hệ phi tuyến bậc 1 như sau

$$\dot{x} = f(x,t) + g_n u + d(x,t) \tag{3.20}$$

trong đó, $f(x,t)$ là hệ phi tuyến; g_n là hằng số khuếch đại điều khiển; $d(x,t)$ là nhiễu và bất định mô hình.

Giả thuyết 3.1. Đạo hàm bậc 2 của $d(x, t)$ trong (3.20) bị chặn bởi (3.21)

$$\left|\ddot{d}(x,t)\right| \le \phi \tag{3.21}$$

trong đó, $\phi > 0$ là một hằng số dương đã biết.

Giả thiết này hoàn toàn phù hợp trong các ứng dụng thực tiễn. Ví dụ như, khi cánh tay robot gắp một vật và di chuyển, momen tải có thể thay đổi khi vật được nâng lên hoặc thả xuống, tuy nhiên, tốc độ biến thiên của momen tải này luôn bị giới hạn trong một khoảng hữu hạn. Luận án này đề xuất việc lồng mặt trượt PID vào mặt trượt NTSM. Mặt trượt l được đề xuất như phương trình (3.22) với s được định nghĩa như (3.23)

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{3.22}$$

$$s = \zeta_1 x(t) + \zeta_2 \int_0^t x(t)dt + \zeta_3 \frac{dx}{dt} \tag{3.23}$$

trong đó, p và q là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$; $\gamma > 0$. Các hệ số điều chỉnh $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ được lựa chọn dựa vào tần số dao động tự nhiên với $\omega_n > 0$ với $\zeta_1 = 2\xi\omega_n\zeta_3 > 0$; $\zeta_2 = \omega_n^2\zeta_3$; và $\zeta_3 > 0$ và $\xi = 1$ tương ứng với giảm chấn tới hạn.

Định lý 3.1. *Xét hệ phi tuyến được mô tả bởi (3.20), nếu mặt trượt l được chọn theo (3.22), với biến trượt s như (3.23), và tín hiệu điều khiển được thiết kế theo các phương trình (3.24) - (3.26),*

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{3.24}$$

$$u_{eq}(t) = \frac{1}{g_n \zeta_3} \int_0^t \left(-\zeta_1 \dot{x} - \zeta_2 x - \zeta_3 \dot{f}(x) \right) dt \tag{3.25}$$

$$u_n(t) = \frac{1}{g_n \zeta_3} \int_0^t \int_0^{t_1} \left[-Ksign(l) - \mu l - \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right] dt_1 dt \tag{3.26}$$

trong đó, K là hệ số điều khiển trượt với $K > \zeta_3 \phi$; μ *là hệ số suy giảm tuyến tính;*

Khi đó, quỹ đạo của hệ tiến về mặt trượt trong thời gian hữu hạn và trạng thái của hệ hội tụ tiệm cận về 0.□

Chứng minh định lý 3.1.

Chọn hàm Lyapunov *V* như sau

$$V = \frac{1}{2} l^2 \tag{3.27}$$

Từ phương trình mặt trượt *s*, đạo hàm bậc 1 của *s* được tính toán như (3.28)

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \zeta_1 \dot{x} + \zeta_2 x + \zeta_3 \ddot{x} \\ &= \zeta_1 \dot{x} + \zeta_2 x + \zeta_3 \left(\dot{f}(x) + g_n \dot{u} + \dot{d}(t) \right) \end{aligned} \tag{3.28}$$

Từ luật điều khiển được thiết kế với $u_{eq}(t)$ như công thức (3.25), đạo hàm được tính toán như sau

$$\dot{s} = \zeta_3 \left(g_n \dot{u}_n + \dot{d}(t) \right) = \zeta_3 g_n \dot{u}_n + \zeta_3 \dot{d}(t) \tag{3.29}$$

Đạo hàm bậc 2 của $s(t)$ được tính toán như sau

$$\ddot{s} = \zeta_3 g_n \ddot{u}_n + \zeta_3 \ddot{d}(t) \tag{3.30}$$

Dựa trên mặt trượt được định nghĩa, đạo hàm của *l* theo thời gian *t* được trình bày như (3.31)

$$\begin{aligned} \dot{l} &= \dot{s} + \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \ddot{s} \\ &= \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left(\ddot{s} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right) \end{aligned} \tag{3.31}$$

Từ phương trình đạo hàm bậc 2 của s được trình bày như (3.30) và luật điều khiển u_n được thiết kế như (3.26). Xét đạo hàm theo thời gian của hàm Lyapunov V và đảm bảo rằng $\dot{V} < 0$, đạo hàm theo thời gian của V có thể được viết lại dưới dạng phương trình (3.32).

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= l\dot{l} \\
&= l\left[\gamma \frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\ddot{s}+\gamma^{-1}\frac{q}{p}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right)\right] \\
&= -\frac{p}{q}l\gamma\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(Ksign(l)+\mu l-\zeta_3\ddot{d}(t)\right) \\
&= -\frac{p}{q}\gamma\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K|l|+\mu l^2-\zeta_3 l\ddot{d}(t)\right) \\
&= -\frac{p}{q}\gamma\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\mu l^2\right)-\frac{p}{q}\gamma\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K|l|-\zeta_3 l\ddot{d}(t)\right)
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Với giải thuyết 3.1, hệ số K được lựa chọn

$$K > \zeta_3\phi \tag{3.33}$$

Đạo hàm của V được viết lại như sau

$$\dot{V} \le -\frac{p}{q}\gamma\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\mu l^2\right)-\frac{p}{q}\gamma\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K-\zeta_3\phi\right)|l| \tag{3.34}$$

Đặt $K-\zeta_3\phi=\eta>0$. Vì $\mu l^2 \ge 0$, và trong trường hợp p và q là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$ thì $\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}>0$, ta có

$$\dot{V} \le -\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\eta|l|<0, \qquad \forall l\neq 0 \tag{3.35}$$

Như vậy, động lực học của hệ trong (3.20) tiến về 0 khi luật điều khiển được chọn như (3.24) - (3.26). □

Tích hợp cả 3 thành phần của mặt trượt phụ gồm P, I và D là việc cần thiết; nếu chỉ tính thành phần P thì mặt trượt trở thành NTSM thông thường, hoặc chỉ xét thành phần PI cho mặt trượt phụ. Ý tưởng chính của PI-TSM là kết hợp các sai số tích phân của trạng thái vào mặt trượt NTSM. Tuy nhiên, giống như các phương pháp NTSM và TSM, hàm chuyển mạch không liên tục được nhúng trong các đạo hàm bậc nhất. Giả sử rằng PI-NTSM được thiết kế như sau

$$l = s+\gamma\dot{s}^{p/q} \tag{3.36}$$

$$s = \zeta_1 x(t) + \zeta_2 \int_0^t x(t)dt \tag{3.37}$$

Đối với hệ thống bậc nhất được giới thiệu dưới dạng công thức (3.20), luật điều khiển được thiết kế như sau

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{3.38}$$

$$u_{eq}(t) = \frac{1}{g_n \zeta_1}\left(\zeta_3 f(x) - \zeta_2 x\right) \tag{3.39}$$

$$u_n(t) = \frac{1}{g_n \zeta_1}\left(-Ksign(l) - \mu l - \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right) \tag{3.40}$$

Từ các phương trình, thấy rằng các tín hiệu $u_n(t)$ không liên tục. Việc tích phân vào mặt trượt có thể làm cho hệ thống hội tụ nhanh hơn, nhưng vấn đề chattering vẫn chưa được giải quyết. Do đó có thể kết luận rằng, việc chỉ sử dụng PI cho mặt trượt phụ chỉ có thể làm hệ thống hội tụ nhanh hơn nhưng vẫn còn tồn tại chattering trong tín hiệu điều khiển.

3.2.3. Hệ phi tuyến bậc 2

Xét hệ phi tuyến bậc 2 được định nghĩa như công thức sau.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x,t) + g_n u + d(x,t) \end{cases} \tag{3.41}$$

trong đó, $f(x,t)$ là động lực học phi tuyến của hệ, g_n là hằng số tín hiệu điều khiển, $d(x,t)$ là nhiễu và bất định mô hình.

Giả thuyết 3.2. Đạo hàm của $d(t)$ trong phương trình (3.41) bị chặn bởi:

$$\left|\dot{d}(x,t)\right| \le \phi \tag{3.42}$$

trong đó, $\phi > 0$ là một hằng số dương đã biết.

Tương tự như hệ bậc 1, mặt trượt PID-NTSM được định nghĩa như công thức (3.43) - (3.44)

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{3.43}$$

$$s = \zeta_1 x_1 + \zeta_2 \int_0^t x_1 dt + \zeta_3 x_2 \tag{3.44}$$

trong đó, p và q là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$; $\gamma > 0$. Các hệ số điều chỉnh $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ được lựa chọn dựa vào tần số dao động tự nhiên với $\omega_n > 0$ với $\zeta_1 = 2\xi\omega_n\zeta_3 > 0$; $\zeta_2 = \omega_n^2\zeta_3$; và $\zeta_3 > 0$ và $\xi = 1$ tương ứng với giảm chấn tới hạn.

Định lý 3.2. *Xét hệ phi tuyến bậc 2 được mô tả bởi (3.41). Nếu mặt trượt l được chọn theo (3.43), với biến trượt s được định nghĩa bởi (3.44), và tín hiệu điều khiển được thiết kế như sau (3.45) - (3.47),*

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{3.45}$$

$$u_{eq}(t) = \frac{1}{g_n\zeta_3}\left(-\zeta_1 x_2 - \zeta_2 x_1 - \zeta_3 f(x)\right) \tag{3.46}$$

$$u_n(t) = \frac{1}{g_n\zeta_3}\int_0^t \left(-Ksign(l) - \mu l - \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)} \right) dt \tag{3.47}$$

trong đó, K là hệ số điều khiển trượt với $K > \zeta_3\phi$; μ là hệ số suy giảm tuyến tính;

Khi đó, quỹ đạo của hệ tiến về mặt trượt trong thời gian hữu hạn và các biến trạng thái x_1, x_2 của hệ hội tụ tiệm cận về 0. □

Chứng minh định lý 3.2.

Chọn hàm Lyapunov V như (3.48)

$$V = \frac{1}{2}l^2 \tag{3.48}$$

Từ phương trình hệ thống (3.41), đạo hàm của mặt trượt phụ $s(t)$ được tính toán như sau (3.49)

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \zeta_1 x_2 + \zeta_2 x_1 + \zeta_3 \dot{x}_2 \\ &= \zeta_1 x_2 + \zeta_2 x_1 + \zeta_3\left(f(x) + g_n u + d(t)\right) \end{aligned} \tag{3.49}$$

Từ luật điều khiển được thiết kế với u_{eq} như công thức (3.46), đạo hàm bậc 1 của s được viết lại như sau

$$\dot{s} = \zeta_3 g_n u_n + \zeta_3 d(t) \tag{3.50}$$

Đạo hàm bậc 2 của s được tính toán như sau

$$\ddot{s} = \zeta_3 g_n \dot{u}_n + \zeta_3 \dot{d}(t) \tag{3.51}$$

Dựa trên mặt trượt được định nghĩa, đạo hàm của l theo thời gian t được trình bày như phương trình (3.52)

$$\begin{aligned}\dot{l} &= \dot{s} + \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \ddot{s} \\ &= \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \left(\ddot{s} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{s}^{\left(2-p/q\right)} \right)\end{aligned} \tag{3.52}$$

Từ phương trình đạo hàm bậc 2 của *s(t)* được trình bày như (3.51) và luật điều khiển u_n được thiết kế như (3.47). Xét đạo hàm theo thời gian của hàm Lyapunov V và đảm bảo rằng $\dot{V} < 0$, đạo hàm theo thời gian của V có thể được viết lại dưới dạng phương trình (3.53)

$$\begin{aligned}\dot{V} &= l\dot{l} \\ &= l\left[\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \left(\ddot{s} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{s}^{\left(2-p/q\right)} \right) \right] \\ &= l\left[\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \left(-Ksign(l) - \mu l + \zeta_3 \dot{d}(t) \right) \right] \\ &= -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \left(\mu l^2 \right) - \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \left(K|l| - \zeta_3 l \dot{d}(t) \right)\end{aligned} \tag{3.53}$$

Với hệ số K được lựa chọn như được quy ước trong định lý 3.2, hệ số K được lựa chọn

$$K > \zeta_3 \phi$$

Đạo hàm của V được viết lại như sau

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \left(\mu l^2 \right) - \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \left(K - \zeta_3 \phi \right) |l| \tag{3.54}$$

Đặt $K - \zeta_3 \phi = \eta > 0$. Vì $\mu l^2 \ge 0$, và trong trường hợp p và q là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$ thì $\dot{s}^{\left(p/q-1\right)} > 0$, ta có

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \eta |l| < 0, \quad \forall l \ne 0 \tag{3.55}$$

Như vậy, động lực học của hệ trong (3.41) tiến về gốc 0 trong thời gian hữu hạn khi mặt trượt và luật điều khiển được thiết kế như (3.45) – (3.47). □

Các kết quả phân tích và thiết kế ở trên đã làm rõ cấu trúc của bộ điều khiển đề xuất, cơ chế hội tụ trên mặt trượt và tính ổn định theo Lyapunov của toàn hệ thống. Để đánh giá toàn diện hiệu quả của bộ điều khiển về khả năng cải thiện tốc độ đáp

ứng so với các phương pháp thông thường, cần xem xét trực tiếp thời gian hội tụ của hệ.

Nhận xét 3.5. Giả sử t_l là thời điểm l đạt giá trị 0 bắt đầu từ thời điểm t_r với $l(t_r)\neq 0$, trong đó và $l(t) = 0$ với mọi $t_l > t_r$.

Với $\dot{s}^{p/q-1} > 0, \exists \delta > 0,$ *và* $\dot{s}^{p/q-1} \geq \delta \ \forall t \geq t_r$, đạo hàm của V được viết lại như sau (3.56)

$$\dot{V} \leq -\frac{p}{q}\gamma\delta\eta|l| \tag{3.56}$$

Với $|l| = \sqrt{2V(t)}$, lấy tích phân hai vế trong khoảng thời gian $t_r \to t_l$, ta được

$$\int_{t_r}^{t_l} \frac{\dot{V}}{\sqrt{2V(t)}} dt \leq -\frac{p}{q}\gamma\delta\eta \int_{t_r}^{t_l} dt \tag{3.57}$$

Tại thời điểm $l(t_l) = 0$ thì $V(t_l) = 0$, do đó ta được phương trình

$$-\sqrt{2V(t_0)} \leq -\frac{p}{q}\gamma\delta\eta\left(t_l - t_r\right) \tag{3.58}$$

Mặt trượt l sẽ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn, được ước lượng bởi công thức (3.59)

$$t_l \leq t_r + \frac{q}{p\gamma\delta\eta}\left|l\left(t_r\right)\right| \tag{3.59}$$

Nhận xét 3.6. s và $\dot{s}$ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn t_s được tạo bởi mặt trượt NTSM (3.43). Thời gian để $s(t)$ tiến tới 0 được biểu diễn dưới dạng công thức (3.60)

$$t_s = t_l + \frac{p}{p-q}\gamma^{q/p}\left|s\left(t_l\right)\right|^{(p-q)/p} \tag{3.60}$$

Nhận xét 3.7. Giả sử t_s là thời gian để $s \to 0$ và $\dot{s} \to 0$ làm cho sai số tiệm cận về không, t_s được tính toán như (3.60). Khi quỹ đạo của hệ đã đi vào trạng thái gần điểm cân bằng, hệ thống có thể được mô hình hóa thành hệ tuyến tính bậc hai như sau

$$\ddot{x}(t) + 2\xi\omega_n\dot{x}(t) + \omega_n^2 x(t) = 0, \forall t \geq t_s \tag{3.61}$$

trong đó ω_n là tần số dao động tự nhiên của hệ, ξ là hệ số suy giảm. Trong trường hợp này, hệ số suy giảm được chọn là $\xi = 1$, nghiệm có dạng

$$x(t) = \left[x(t_s) + \left(\dot{x}(t_s) + \omega_n x(t_s) \right) \right] \exp\left[-\omega_n (t - t_s) \right] \tag{3.62}$$

Tổng thời gian hội tụ được viết lại dưới dạng phương trình (3.63)

$$t_c = t_l + \frac{p}{p-q} \gamma^{q/p} \left| s\left(t_l\right) \right|^{(p-q)/p} - \frac{\ln \varepsilon}{\omega_n} \tag{3.63}$$

Trên cơ sở các kết quả phân tích lý thuyết ở phần này, đặc biệt là đặc tính hội tụ và tính ổn định của mặt trượt PID-NTSM, phần tiếp theo trình bày các mô phỏng nhằm kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển được đề xuất. Thông qua mô phỏng số, khả năng bám, tốc độ hội tụ và mức độ giảm mạnh chattering của phương pháp đề xuất sẽ được đánh giá một cách định lượng.

3.3. Mô phỏng

Để đánh giá hiệu quả của bộ điều khiển, xét 2 hệ phi tuyến bậc 1 và bậc 2 được sử dụng để thiết kế và đánh giá chất lượng bộ điều khiển PID-NTSM.

3.3.1. Hệ phi tuyến bậc 1

Xét hệ bậc 1 như sau (3.64)

$$\dot{x}_1 = -0.38x + u(t) + d(t) \tag{3.64}$$

trong đó, $f(x) = -0.38x$, $u(t)$ là tín hiệu điều khiển, $d(t) = 0.1\sin(t) + rand()$ với $d(t)$ bị chặn $|d(t)| \le 0.1$, thông số khởi tạo $x_1(0) = 3$.

Bộ điều khiển $u(t) = u_n(t) + u_{eq}(t)$ được thiết kế như phương trình (3.65) dựa trên định lý 3.1.

$$\begin{cases} u_{eq}\left(t\right) = \dfrac{1}{\zeta_3} \displaystyle\int_0^t \left(-(\zeta_1 - 0.38\zeta_3)\dot{x} - \zeta_2 x \right) dt \\ u_n\left(t\right) = \dfrac{1}{\zeta_3} \displaystyle\int_0^t \int_0^{t_1} \left[-Ksign(l) - \mu l - \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right] dt_1 dt \end{cases} \tag{3.65}$$

trong đó, $p/q = 5/3$, và ζ_1, ζ_2, ζ_3 là các hệ số điều chỉnh dương. Dựa vào nhận xét 3.4, các tham số của bộ điều khiển được thiết kế với $\gamma = 0.0001$ và với hệ số tắt dần được lựa chọn $\xi = 1$, và $\omega_n = 6$ rad/s.

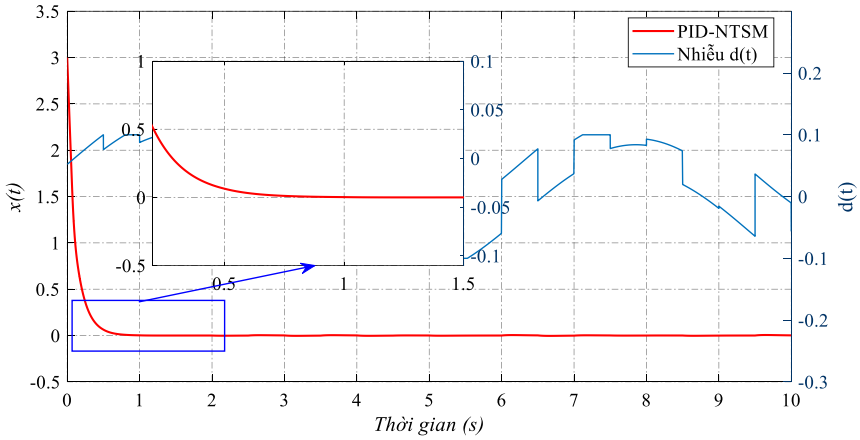
Matlab Simulink được sử dụng để đánh giá hiệu suất của bộ điều khiển trong chế độ Runge-Kutta với thời gian lấy mẫu 0,002 *ms*. Đồ thị đáp ứng của bộ điều khiển PID-NTSM được thể hiện như Hình 3.1. Ngay sau thời điểm bắt đầu, $x(t)$ giảm nhanh với tốc độ dốc lớn, thể hiện khả năng phản ứng mạnh mẽ của bộ điều khiển. Sau

khoảng $t \approx 0.5$ s, giá trị $x(t)$ đã tiệm cận rất gần 0 và tiếp tục giảm dần đều về gốc và giảm thiểu hiện tượng chattering.

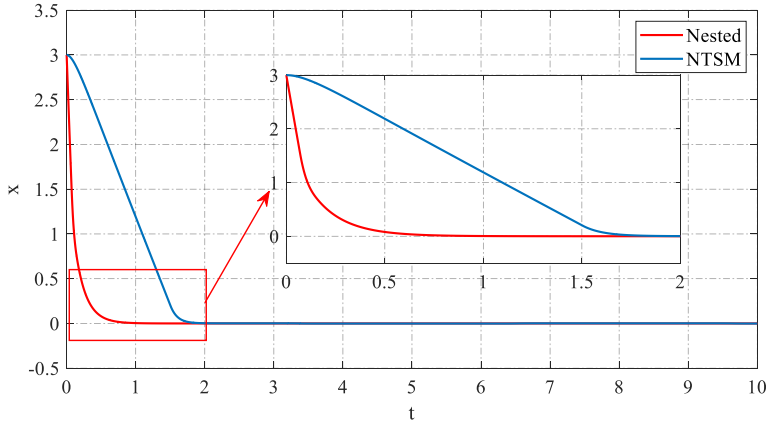
Điểm nổi bật và đóng góp của bộ điều khiển được đề xuất là giảm tối thiểu chattering và thời gian đáp ứng của hệ nhanh hơn so với các phương pháp điều khiển SMC thông thường. Để đánh giá hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất, một bộ điều khiển NTSM được thiết kế dựa trên lý thuyết tổng quát được trình bày ở phần 3.4.4, với tín hiệu điều khiển được thiết kế như sau

$$u(t) = -0.38x - 5sign(s) - \frac{3}{5}\gamma^{-1}\dot{s}^{(2-5/3)} \tag{3.66}$$

trong đó, x là biến trạng thái.



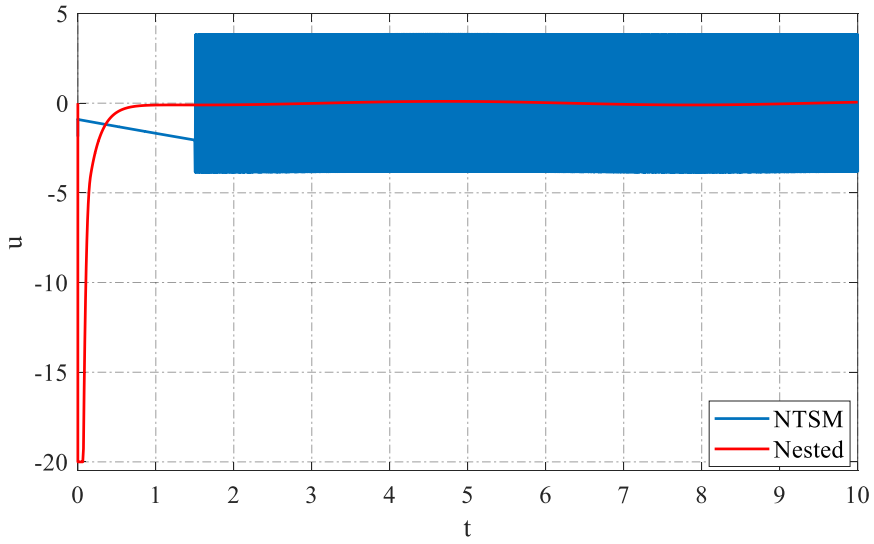
Hình 3. 1. Đáp ứng của biến trạng thái x



Hình 3. 2. So sánh đáp ứng của 2 bộ điều khiển

Đồ thị đáp ứng của hai bộ điều khiển được thể hiện như Hình 3.2, minh chứng rõ ràng cho hiệu quả vượt trội của bộ điều khiển PID-NTSM so với NTSM thông thường với biến trạng thái được kéo nhanh về điểm cân bằng trong thời gian ngắn, sai số được triệt tiêu và đáp ứng hoàn toàn không xuất hiện độ vọt lố. Tuy bộ điều khiển

NTSM giảm được chattering so với các phương pháp điều khiển SMC khác nhưng thời gian dài hơn so với phương pháp điều khiển đề xuất. Điều này khẳng định rằng cấu trúc lồng ghép không chỉ duy trì được các tính chất quan trọng của SMC như tính bền vững và hội tụ hữu hạn, mà còn nâng cao tốc độ đáp ứng và hiệu quả trong việc bù nhiễu nhanh chóng. Đây là tiền đề để khẳng định hiệu năng của bộ điều khiển, phù hợp với các hệ thống yêu cầu hiệu suất động lực học cao và phản ứng nhanh. Sự so sánh này chỉ nhằm nhấn mạnh tính nổi bật của phương pháp được đề xuất, chứ không phủ nhận những ưu điểm vốn có của NTSM về sự ổn định và tránh điểm kỳ dị.



Hình 3. 3. So sánh tín hiệu điều khiển của 2 phương pháp

Bảng 3. 2. ISE và IAE đánh giá chattering trong tín hiệu điều khiển

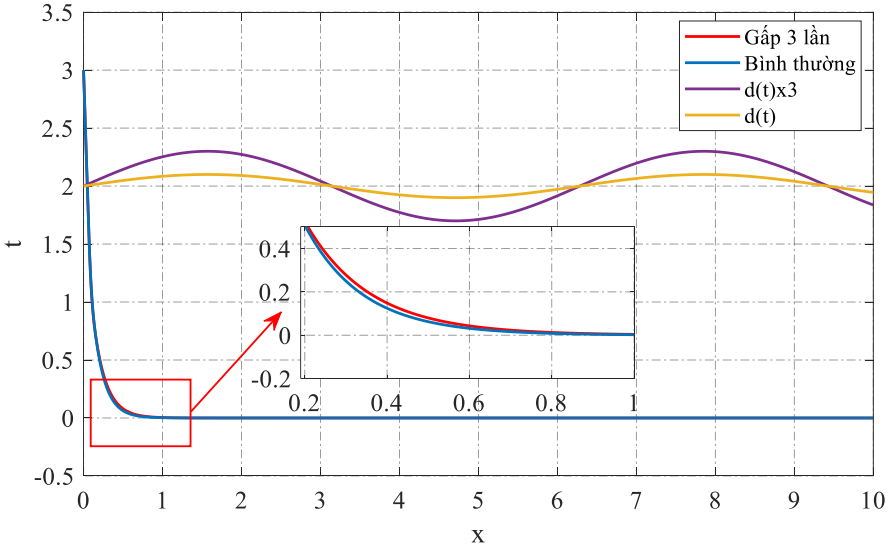
	ISE	**IAE**	**Giảm ISE (%)**	**Giảm IAE (%)**
NTSM	120.033	31.802	-	-
PID – NSTM	0.040	0.523	99.97	98.35

Tín hiệu điều khiển của hai phương pháp được so sánh ở Hình 3.3. Trong bộ điều khiển NTSM vẫn xuất hiện chattering mặc dù nó giải quyết được vấn đề điểm kỳ dị của TSM. Đối với bộ điều khiển PID-NTSM, tín hiệu điều khiển mượt hơn, nhanh chóng ổn định quanh giá trị cân bằng và triệt tiêu hoàn toàn hiện tượng chattering nhưng vẫn giữ được tính bền vững đặc trưng của phương pháp điều khiển trượt. Từ đó có thể kết luận, cấu trúc của phương pháp điều khiển được đề xuất trong luận án này không những nâng cao tốc độ hội tụ của trạng thái khi cùng giá trị thông số bộ

điều khiển mà còn triệt tiêu được hiện tượng chattering, qua đó đảm bảo tính khả thi cao hơn trong triển khai thực tế.

Để nâng cao chất lượng của các kết luận, trong điều kiện thực tế, các thông số của hệ không thể được xác định một cách chính xác, kịch bản các thông số của hệ được xác định gấp 3 lần so với thực tế trong bộ điều khiển. Các bất định mô hình xuất hiện trong quá trình vận hành do ma sát và sinh nhiệt trong thực tế, thông số của bộ điều khiển trở thành $f(x) = (-0.38x) \times 3$, ngoài ra để khẳng định tính bền vững của phương pháp điều khiển SMC, nhiễu loạn $d(t)$ được tăng lên gấp 3 lần so với ϕ nhưng vẫn thỏa được điều kiện lựa chọn hệ số K.

Đồ thị đáp ứng của bộ điều khiển được đề xuất được thể hiện như hình 3.4 thấy sự khác biệt giữa hai trường hợp điều khiển khi tham số mô hình và mức nhiễu được thay đổi. Ở kịch bản 2, hệ thống vẫn duy trì được quỹ đạo hội tụ ổn định, chỉ xuất hiện sai lệch nhỏ trong giai đoạn đầu. Đặc biệt, khi phóng to vùng quá độ, thấy được bộ điều khiển vẫn đảm bảo được tốc độ triệt tiêu sai số với trạng thái không chattering. Điều này chứng minh khả năng kháng nhiễu mạnh mẽ và tính bền vững của bộ điều khiển đề xuất, khi hệ thống vẫn đáp ứng tốt ngay cả dưới tác động của nhiễu tăng cường và biến thiên mô hình phức tạp. Như vậy, đồ thị này minh chứng tính bền vững, khả năng kháng nhiễu và độ tin cậy của phương pháp điều khiển đề xuất trong các điều kiện môi trường thực tế phức tạp.



Hình 3. 4. So sánh đáp ứng của bộ điều khiển đề xuất trong trường hợp các thông số mô hình của bộ điều khiển gấp 3 lần thực tế và tăng nhiễu tác động vào hệ.

3.3.2. Hệ phi tuyến bậc 2

Xét hệ bậc 2 như sau (3.67)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.38x_2 + u(t) + d(t) \end{cases} \tag{3.67}$$

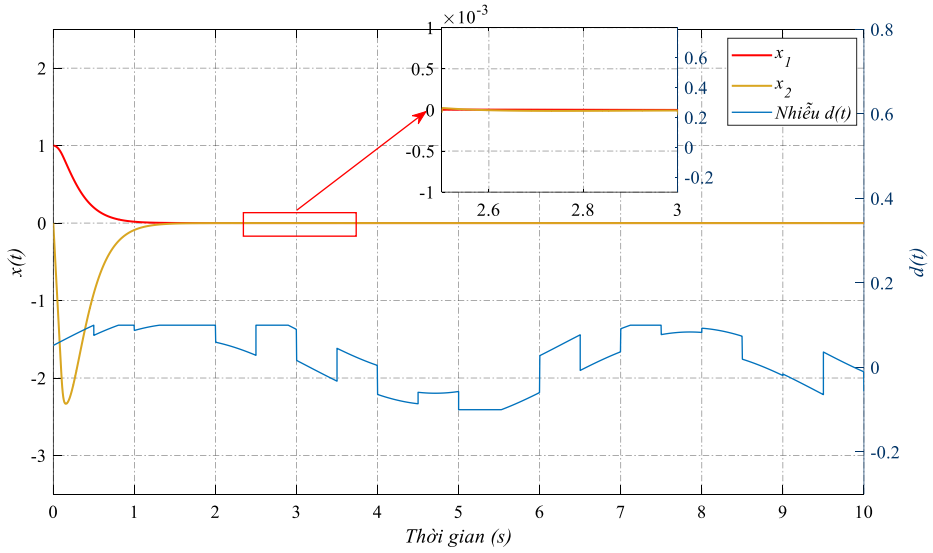
trong đó, các thành phần $f(x) = -0.38x_2$, $d(t) = 0.1\sin(t)+rand()$ là nhiễu và bất định với $d(t)$ bị chặn $|d(t)| \leq 0.1$.

Dựa vào định lý 3.2, luật điều khiển $u(t) = u_{eq}(t)+ u_n(t)$ được thiết kế như công thức (3.68)

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \dfrac{1}{\zeta_3}\left(\left(-\zeta_1 x_2 - \zeta_2 x_1 - \zeta_3 0.38 x_2\right)\right) \\ u_n(t) = \dfrac{1}{\zeta_3}\int_0^t \left(-Ksign(l) - \mu l - \dfrac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)} \right) dt \end{cases} \tag{3.68}$$

trong đó, $p=5$, $q=3$, $\gamma=0.0001$ và hệ số tắt dần $\xi=1$ và tần số dao động tự nhiên $\omega_n=6$ rad/s.

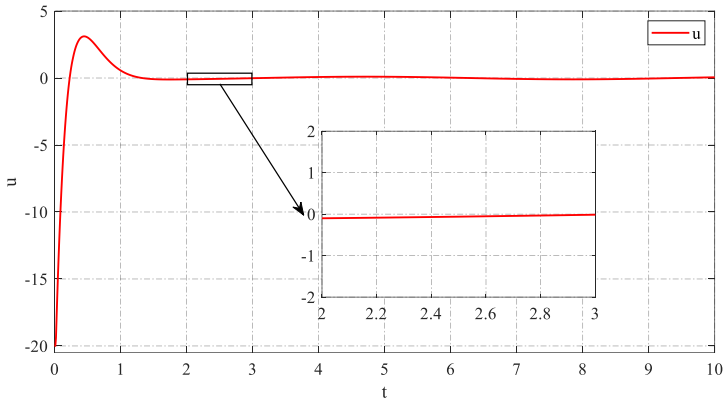
Các thông số ban đầu như sau $x_1(0) =1$, $x_2(0)=0$. Dựa vào nhận xét 3.4, các tham số của bộ điều khiển được thiết kế với các hệ số của mặt trượt PID được tính toán như sau $\zeta_1=2\xi\omega_n=12$, $\zeta_2=\omega_n^2=36$, và $\zeta_3=1$.



Hình 3. 5. Biến trạng thái của hệ bậc 2

Kết quả mô phỏng được trình bày như Hình 3.5 – 3.6 với đồ thị đáp ứng của bộ điều khiển PID-NTSM và tín hiệu điều khiển. Hai biến trạng thái đã được mô tả với biến x_1 hội tụ về 0 với quỹ đạo mượt, không xuất hiện dao động trong quá trình hội tụ. Trong khi x_2 quá độ về 0 với biên độ âm, sau đó tiến về 0, điều này xảy ra do $x_1(0)$ được khởi tạo với thông số ban đầu là giá trị dương. Tín hiệu điều khiển $u(t)$ được trình bày như hình 3.6, thể hiện khả năng đáp ứng nhanh của bộ điều khiển được đề xuất, thể hiện tính bền vững và khả năng bù nhiễu nhanh chóng của SMC. Với bộ

điều khiển PID-NTSM, hiện tượng chattering được loại bỏ, tín hiệu điều khiển mượt và ổn định khi hệ thống đã hội tụ về mặt trượt. Do đó, trong luận án này, phương pháp điều khiển được đề xuất đã giải quyết được vấn đề lớn của SMC để có thể ứng dụng vào các hệ thống thực tế là điểm kỳ dị và loại bỏ hoàn toàn hiện tượng chattering.

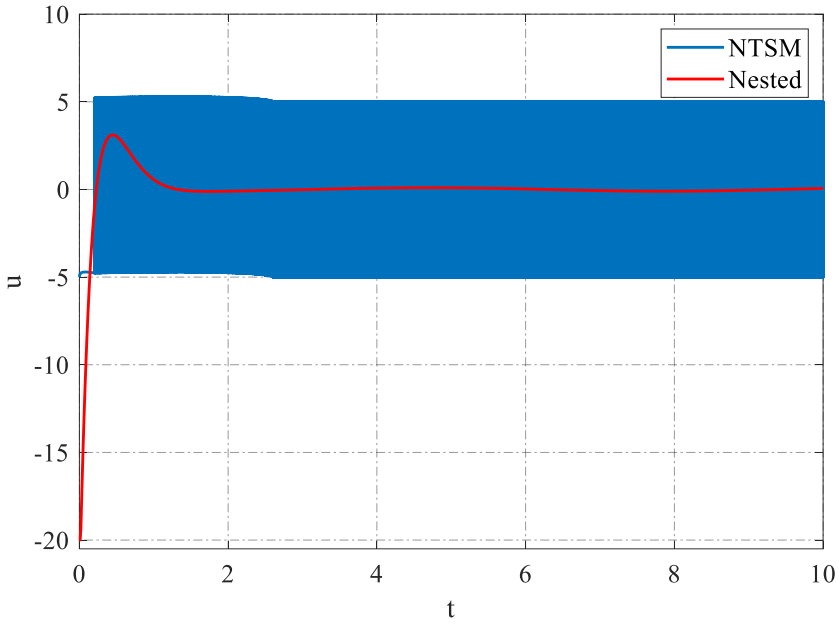


Hình 3. 6. Tín hiệu điều khiển với hệ bậc 2.

Để so sánh và đánh giá chattering trong tín hiệu điều khiển, vì đây là nguyên nhân chính làm cho SMC chưa thể ứng dụng vào các ứng dụng thực tế. Tuy bộ điều khiển NTSM có nhiều ưu điểm như tránh điểm kỳ dị, giảm được đáng kể chattering so với các bộ điều khiển SMC khác. Kết quả mô phỏng của so sánh giữa NTSM và PID-NTSM được trình bày như Hình 3.7. Chứng minh rằng bộ điều khiển đề xuất loại triệt tiêu đáng kể chattering trong tín hiệu điều khiển. Chỉ số đánh giá ISE và IAE được giới thiệu trong phần 2.4, được trình bày như Bảng 3.3, dùng để đánh giá hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất trong việc triệt tiêu chattering. Phương pháp đề xuất với chattering giảm so với NTSM kinh điển, với hệ số ISE giảm 99.97% hay 98.64% với hệ số IAE. Điều này chứng minh được hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất và tính khả thi khi đưa vào các hệ thực tế.

Bảng 3. 3. ISE và IAE đánh giá chattering trong tín hiệu điều khiển

	ISE	**IAE**	**Giảm ISE (%)**	**Giảm IAE (%)**
NTSM	226.324	45.122	-	-
PID – NSTM	0.068	0.612	99.97	98.64



Hình 3. 7. So sánh tín hiệu điều khiển của hai bộ điều khiển

Tín hiệu điều khiển của hai phương pháp được so sánh để đánh giá hiện tượng chattering. Bộ điều khiển NTSM truyền thống vẫn bảo đảm tính ổn định, tuy nhiên, tín hiệu điều khiển vẫn còn tồn tại chattering với biên độ nhỏ hơn SMC thông thường, có thể gây nguy cơ quá tải cho cơ cấu chấp hành cũng như làm suy giảm tính khả thi trong triển khai thực tiễn. Luận án đề xuất cấu trúc bộ điều khiển PID-NTSM thể hiện một sự vượt trội về tín hiệu điều khiển nhanh chóng suy giảm về lân cận giá trị cân bằng, biên độ dao động được thu hẹp đáng kể và gần như triệt tiêu hiện tượng chattering.

3.4. Kết luận chương 3

Chương này đã xây dựng và xác lập cấu trúc mặt trượt mới PID-NTSM. Đây là đóng góp chính của luận án. Kết quả đạt được cho thấy phương pháp đề xuất không chỉ bảo đảm hội tụ hữu hạn thời gian mà còn giảm mạnh chattering, khắc phục trực tiếp nhược điểm cốt lõi của điều khiển trượt kinh điển. Kết quả mô phỏng là minh chứng quan trọng cho tính đúng đắn và tiềm năng ứng dụng của phương pháp, đồng thời tạo nền tảng cho các kiểm chứng trên động cơ điện ở các chương sau.

Chương 4. ỨNG DỤNG TRÊN ĐỘNG CƠ MỘT CHIỀU

Dựa trên bộ điều khiển PID-NTSM đã được phát triển trong Chương 3, chương này trình bày việc ứng dụng bộ điều khiển đề xuất cho động cơ điện một chiều để đánh giá chất lượng của bộ điều khiển đề xuất. Mô hình hóa và giới thiệu về động cơ điện DC được trình bày ở phần 4.1. Các bộ điều khiển trượt thông thường được sử dụng cho việc so sánh và đánh giá hiệu quả, được giới thiệu ở phần 4.2. Thiết kế bộ điều khiển PID – NTSM cho điều khiển tốc độ động cơ DC được trình bày chi tiết ở phần 4.3, đây là đóng góp chính của chương này. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy hiệu năng vượt trội của phương pháp đề xuất, làm nền tảng để mở rộng sang các hệ phi tuyến mạnh hơn như động cơ không đồng bộ. Chúng được trình bày trong phần 4.4 – 4.5.

4.1. Giới thiệu về hệ động cơ điện và mô hình hóa

Phần này trình bày tổng quan ngắn gọn về hệ động cơ điện một chiều và xây dựng mô hình học cho thiết kế điều khiển trượt bậc cao. Các đặc điểm phi tuyến, bất định và nhiễu của hệ được phân tích, tạo nền tảng cho các phương pháp điều khiển đề xuất ở các phần sau.

4.1.1. Giới thiệu

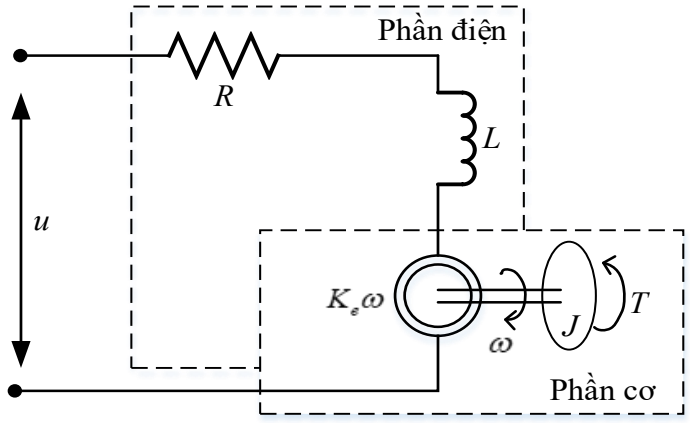
Động cơ điện một chiều được sử dụng trong nhiều ứng dụng như robot, tự động hóa và hệ thống công nghiệp với yêu cầu cao về độ chính xác, phản ứng nhanh và hiệu suất cao [95, 96]. Tuy nhiên, động cơ điện chứa nhiều tham số không chắc chắn trong mô hình có thể thay đổi tùy thuộc vào các yếu tố bên ngoài như nhiệt độ môi trường, áp suất, v.v. Ngoài ra, các yếu tố bên ngoài thay đổi tải trong quá trình vận hành động cơ, khiến việc điều khiển động cơ trở nên phức tạp hơn với các nhiễu loạn [97]. Động cơ DC đóng vai trò như một đối tượng chuẩn hóa, kinh điển và có tính biểu diễn cao đối với các nguyên lý điều khiển phi tuyến, đặc biệt trong bối cảnh phát triển và kiểm chứng các chiến lược điều khiển mới và các lý thuyết điều khiển được đề xuất.

Trong luận án này, động cơ DC được lựa chọn không chỉ như một đối tượng mô phỏng đơn thuần mà còn như một hệ thực chuẩn hóa nhằm kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển trượt cải tiến. Việc lựa chọn động cơ DC dựa trên cơ sở phương pháp luận rằng một bộ điều khiển mới cần trước hết được đánh giá trên một hệ thống mà động lực học, nhiễu và bất định có thể được kiểm soát rõ ràng. Với cấu trúc động lực đơn giản, dễ mô hình hóa và có thể triển khai thực nghiệm, động cơ DC cho phép quan sát trực tiếp tốc độ hội tụ, khả năng chống nhiễu và đặc tính ổn định của bộ điều

khiển. Kết quả đạt được trên đối tượng này đóng vai trò như bằng chứng thực nghiệm quan trọng, làm cơ sở để mở rộng áp dụng bộ điều khiển sang các hệ động cơ phức tạp hơn như động cơ không đồng bộ hoặc các hệ thống phi tuyến có tính bất định cao.

4.1.2. Mô hình hóa

Động cơ điện đóng vai trò quan trọng trong việc mô phỏng và thử nghiệm các chiến lược điều khiển tiên tiến. Động cơ điện thường được sử dụng như một nền tảng chuẩn để kiểm chứng lý thuyết, đặc biệt trong các bài toán ổn định, bám quỹ đạo hoặc ước lượng nhiễu, thử nghiệm các giải thuật điều khiển mới được đề xuất. Ngoài ra, đây là một trong những loại động cơ được ứng dụng rộng rãi nhất trong các hệ thống điều khiển hiện đại, nhờ vào cấu trúc điều khiển đơn giản, khả năng phản hồi nhanh và tính tuyến tính cao giữa các đại lượng điện và cơ. Nó trực tiếp cung cấp chuyển động xoay tròn hoặc kết hợp với một số cơ cấu biến đổi thành chuyển động thẳng. Phương trình mạch điện tương đương của phần cảm và sơ đồ tương đương của phần động (rotor) được trình bày như hình 4.1.



Hình 4. 1. Mô hình tương đương động cơ điện một chiều DC.

Mô hình động lực học của động cơ lý tưởng được tính toán dựa trên các định luật của Kirchhoff và Newton, và được viết lại dưới dạng phương trình (4.1).

$$\begin{cases} L\dot{i}(t) + Ri(t) + E \;\; = u(t) \\ K_m i(t) + T_L - b\omega(t) = J\dot{\omega}(t) \end{cases} \tag{4.1}$$

trong đó, $u(t)$ là điện áp cung cấp cho phần cảm motor (V); R là điện trở cuộn dây (Ω); $E = K_e\omega(t)$ là sức điện động phản kháng; L là độ tự cảm (H); J là momen quán tính của rotor; b là hằng số ma sát; K_e là hằng số lực V/rpm; K_m là hằng số momen motor.

Trên thực tế, gần như không thể ước tính một cách chính xác các giá trị này của các tham số mô hình vì các giá trị của R, L và J có thể thay đổi trong quá trình vận

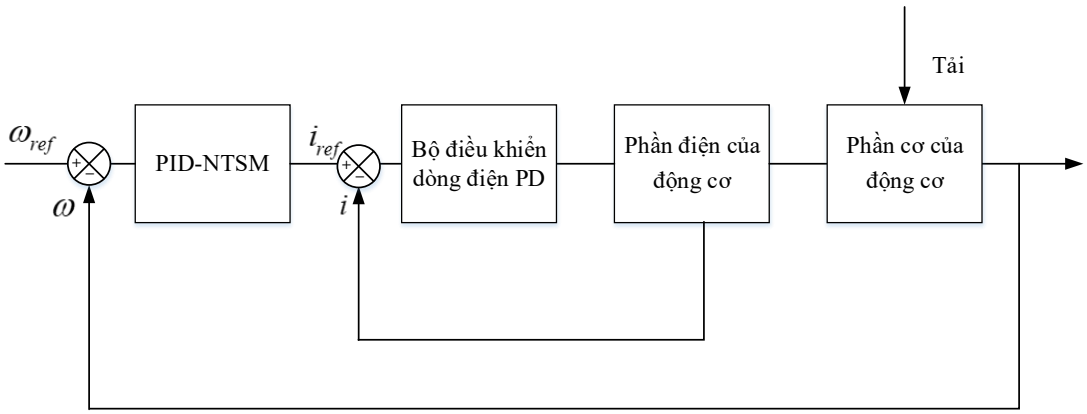
hành, bao gồm các tác động của ma sát, nhiệt độ và môi trường làm việc. Do đó, đây được coi là các bất định của mô hình, được xác định theo phương trình (4.2).

$$\begin{aligned} R &= \hat{R} + \Delta R \\ L &= \hat{L} + \Delta L \\ J &= \hat{J} + \Delta J \end{aligned} \tag{4.2}$$

Kết hợp với điều kiện thực tế từ công thức (4.2), động lực học của động cơ điện một chiều được viết lại như sau (4.3)

$$\begin{cases} \hat{L}\dot{i}(t) = -\hat{R}i(t) - E + u(t) + d(t) \\ \hat{J}\dot{\omega}(t) = K_m i(t) - T_L(t) - \hat{b}\omega(t) + \rho(t) \end{cases} \tag{4.3}$$

trong đó, $d(t)$ là nhiễu và bất định gộp trong phương trình điện, bao gồm ΔR, ΔL, sai số mô hình hóa và các nhiễu không đo; $\rho(t)$ là nhiễu và bất định gộp trong phương trình cơ học, phản ánh sai lệch ΔJ, sai số hệ số ma sát, mômen tải chưa biết $T_L(t)$, cũng như các nhiễu tác động lên động cơ.



Hình 4. 2. Sơ đồ tổng quan điều khiển hệ thống

Sơ đồ tổng quan của bộ điều khiển được minh họa trong Hình 4.2. Xuất phát từ mô hình động cơ DC được mô tả bởi hệ phương trình (4.3), có thể nhận thấy cấu trúc động lực học của hệ mang tính phân cấp rõ rệt. Cụ thể, phương trình thứ nhất mô tả động lực học phần điện, trong đó điện áp điều khiển $u(t)$ là tín hiệu vào và dòng điện $i(t)$ là biến trạng thái đầu ra. Phương trình thứ hai mô tả động lực học phần cơ, trong đó dòng điện $i(t)$ đóng vai trò là tín hiệu vào và tốc độ góc $\omega(t)$ là đầu ra của hệ. Do đó, xét về mặt nhân quả vật lý của đối tượng, quan hệ động lực học của hệ được xác định theo chuỗi như sau

$$u(t) \rightarrow i(t) \rightarrow \omega(t)$$

Dựa trên đặc điểm này, một chiến lược điều khiển hai vòng (cascade control) được lựa chọn nhằm tách biệt các động lực học nhanh và chậm của hệ. Cụ thể, vòng điều khiển ngoài sử dụng bộ điều khiển PID - NTSM để xử lý sai số tốc độ và sinh ra dòng điện tham chiếu $i_{ref}(t)$, đảm nhiệm vai trò bù nhiễu tải và các bất định của phần cơ. Trong khi đó, vòng điều khiển sử dụng bộ điều khiển PD để điều chỉnh điện áp $u(t)$ sao cho dòng điện thực $i(t)$ bám sát dòng tham chiếu $i_{ref}(t)$.

Với cấu trúc này, vòng trong đảm bảo đáp ứng nhanh và chính xác về động lực học của phần điện, từ đó tạo điều kiện để vòng ngoài tập trung nâng cao chất lượng bám tốc độ và tính bền vững của toàn hệ. Trình tự tác động tổng thể của hệ điều khiển có thể được mô tả như sau

$$\omega_{ref}(t) \rightarrow i_{ref}(t) \rightarrow u(t) \rightarrow i(t) \rightarrow \omega(t)$$

Cách tiếp cận điều khiển hai vòng không chỉ phù hợp với đặc tính vật lý của động cơ mà còn giúp đơn giản hóa quá trình thiết kế, phân tích ổn định và chứng minh hội tụ của hệ thống điều khiển trong các phần tiếp theo.

Sai số tốc độ được định nghĩa là độ lệch giữa giá trị tốc độ mong muốn và giá trị tốc độ thực tế của động cơ. Phương trình sai số của hệ thống được định nghĩa theo công thức (4.4)

$$e_\omega(t) = \omega_{ref}(t) - \omega(t) \tag{4.4}$$

trong đó, ω_{ref} là tốc độ đặt, ω là tốc độ của động cơ.

Đưa về dạng phương trình hệ phi tuyến chuẩn, tương tự (3.20) ta có

$$\underset{\dot{x}(t)}{\dot{e}_\omega(t)} = \underbrace{-\alpha_2 e_\omega(t)}_{f(x)} - \underset{g_n}{\alpha_1}\, i(t) + d(t) \tag{4.5}$$

trong đó, $e_\omega(t)$ là đối tượng điều khiển; $i(t)$ là tín hiệu điều khiển; $\alpha_1 = \dfrac{K_m}{\hat{J}}$; $\alpha_2 = \dfrac{\hat{b}}{\hat{J}}$;

$d(t) = \dfrac{1}{\hat{J}}\dot{T}_L(t) - \dfrac{1}{\hat{J}}\dot{\rho}(t) + \ddot{\omega}_{ref} + \alpha_2\dot{\omega}_{ref}$ là tổng các giá trị bất định và nhiễu loạn.

Trong phần này, mô hình động lực học của động cơ bài toán điều khiển được quy về bài toán điều khiển sai số vận tốc với hệ động lực học như phương trình (4.5) tương ứng là hệ phi tuyến bậc một tương ứng với (3.20). Mục tiêu điều khiển là đưa sai số vận tốc $e_\omega(t)$ hội tụ về 0 nhanh và bền vững trước nhiễu và bất định mô hình bằng tín hiệu điều khiển là $i(t)$. Trên cơ sở đó, phần tiếp theo trình bày việc thiết kế

các bộ điều khiển trượt thông thường cho hệ đã xác định, làm cơ sở để so sánh và đánh giá.

4.2. Các bộ điều khiển trượt thông thường

Trong chương này, đối tượng điều khiển được xét là sai số vận tốc của động cơ điện một chiều. Quá trình thiết kế bộ điều khiển được phát triển dựa trên lý thuyết ổn định Lyapunov bảo đảm rằng sai số vận tốc hội tụ về 0 một cách chặt chẽ và có thể tính toán kể cả khi tồn tại nhiễu và các bất định mô hình. Phần này trình bày về các bộ điều khiển thông thường đã được nghiên cứu trước đây, chúng được dùng làm cơ sở để đánh giá và so sánh hiệu suất bộ điều khiển đề xuất ở Chương 3 cho điều khiển tốc độ động cơ DC.

Mục tiêu điều khiển là thiết kế tín hiệu *i(t)* cho sai số (4.4) hội tụ về 0.

Giả thuyết 4.1. *d(t)* là được giới hạn bởi hằng số ϕ

$$|d(t)| \le \phi \tag{4.6}$$

trong đó, ϕ là một hằng số dương đã biết.

4.2.1 Bộ điều khiển trượt tuyến tính

Bộ điều khiển trượt tuyến tính thông thường (SLM) [21] được giới thiệu nhằm loại bỏ nhiễu và các tham số không chắc chắn nhờ luật điều khiển đóng cắt, đảm bảo hệ thống hội tụ về mặt trượt. Tuy nhiên, nhược điểm lớn nhất của phương pháp này là hiện tượng chattering.

Mặt trượt *s* của SLM được thiết kế như công thức (4.7)

$$s = \gamma e_{\omega} \tag{4.7}$$

trong đó, $\gamma > 0$ là hệ số điều chỉnh.

Để đạt được mục tiêu điều khiển, sử dụng phương pháp Lyapunov để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên *V(x)* xác định dương, và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \neq 0$, hàm Lyapunov được lựa chọn như (4.8)

$$V = \frac{1}{2} s^2 \tag{4.8}$$

Luật điều khiển được thiết kế như sau (4.9) - (4.11)

$$i(t) = i_{eq}(t) + i_n(t) \tag{4.9}$$

$$i_{eq}(t) = \frac{1}{\alpha_1}\alpha_2 e_\omega \tag{4.10}$$

$$i_n(t) = \frac{1}{\gamma\alpha_1}\left(Ksign(s) + \mu s\right) \tag{4.11}$$

trong đó, K là hệ số trượt, μ là hệ số điều chỉnh.

Từ đó, đạo hàm của hàm V ta được như sau

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s\left(-Ksign(s) - \mu s + \gamma d(t)\right) \\ &= -\left(K|s| + \mu s^2 - \gamma s d(t)\right) \end{aligned} \tag{4.12}$$

Dựa vào giả thuyết 4.1, hệ số K được lựa chọn như (4.13).

$$K \geq \gamma\phi \tag{4.13}$$

Đặt $\eta = K - \gamma\phi$ và $\mu s^2 > 0$ nên đạo hàm của hàm Lyapunov được viết lại (4.14)

$$\dot{V} \leq -\eta|s| < 0, \forall s \neq 0 \tag{4.14}$$

trong đó, $\eta > 0$.

Do đó, điều kiện Lyapunov được thỏa mãnvà biến trượt $s(t)$ tiến về mặt trượt $s=0$. Khi hệ đã nằm trên mặt trượt, động lực học còn lại là tuyến tính và bảo đảm ổn định tiệm cận tại gốc.

$$\dot{V} \leq -\left(\eta\sqrt{2}\right)V^{1/2} \tag{4.15}$$

Do đó có thể kết luận rằng mặt trượt được chọn là ổn định theo Lyapunov và quỹ đạo của hệ tiến về mặt trượt.

Nhận xét 4.1. Xét trường hợp $\mu=0$, gọi t_r là thời gian $V(t) \to 0$ với thời gian t_r được tính toán như (4.16).

$$t_r \leq \frac{|s(0)|}{\eta} \tag{4.16}$$

Từ đó, cho thấy thời gian hội tụ tỉ lệ thuận với các hệ số trong mặt trượt và tỉ lệ nghịch với hệ số điều khiển η của luật điều khiển, $\eta > 0$ để đảm bảo hệ thống luôn hướng về mặt trượt, η càng lớn thời gian hội tụ càng ngắn, tuy nhiên, chattering sẽ tăng. Do đó, nhằm đạt được sự cân bằng giữa tốc độ hội tụ và mức độ chattering, phần tiếp theo tập trung đề xuất bộ điều khiển trượt NTSM với cấu trúc mặt trượt phi tuyến.

4.2.2 Bộ điều khiển trượt NTSM

NTSM giới thiệu một mặt trượt đảm bảo hội tụ trong thời gian hữu hạn và tránh các vấn đề kỳ dị thường gặp trong điều khiển trượt thông thường [10]. Mặc dù NTSM cải thiện tốc độ hội tụ và độ bền vững, nó vẫn gặp phải hiện tượng chattering dư do bản chất đóng cắt của tín hiệu điều khiển. Mặt trượt NTSM thông thường được áp dụng theo phương trình (4.17).

$$s = e_\omega + \gamma \dot{e}_\omega^{\,p/q} \tag{4.17}$$

trong đó, $\gamma > 0$, $p, q > 0$ là số nguyên lẻ và $1 < p/q < 2$.

Để đạt được mục tiêu điều khiển, sử dụng phương pháp Lyapunov để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên $V(x)$ xác định dương, và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \neq 0$.

Hàm Lyapunov được lựa chọn như sau

$$V = \frac{1}{2} s^2 \tag{4.18}$$

Luật điều khiển được thiết kế như (4.19) – (4.21)

$$i(t) = i_{eq}(t) + i_n(t) \tag{4.19}$$

$$i_{eq}(t) = \frac{1}{\alpha_1} \alpha_2 e_\omega \tag{4.20}$$

$$i_n(t) = \frac{1}{\alpha_1} \int_0^t \left(Ksign(s) + \mu s + \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{e}_\omega^{\left(2 - p/q\right)} \right) dt \tag{4.21}$$

trong đó, K là hệ số trượt, μ là hệ số điều chỉnh.

Từ tín hiệu điều khiển $i(t)$ được thiết kế như (4.19) – (4.21), thay vào ta được đạo hàm của V như sau (4.22)

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= -\gamma s \frac{p}{q} \dot{e}_\omega^{\left(p/q - 1\right)} \left(Ksign(s) + \mu s - d(t) \right) \\ &= -\gamma \frac{p}{q} \dot{e}_\omega^{\left(p/q - 1\right)} \left(K|s| + \mu s^2 - sd(t) \right) \end{aligned} \tag{4.22}$$

Với giả thuyết 4.1, do đó hệ số $K \geq \gamma\phi$. Trong trường hợp $p, q > 0$ là số nguyên lẻ, $\dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} > 0$ sau đó $\dot{V}$ có thể xem xét như phương trình (4.23), đặt $\eta = K - \gamma\phi$ và $\mu s^2 > 0$

nên ta có

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q} \dot{e}_{\omega}^{\left(p/q-1\right)} \eta |s| < 0, \quad \forall s \ne 0 \tag{4.23}$$

trong đó, $\eta > 0$.

Như vậy, sai số $e_{\omega}(t)$ tiến về 0 trong thời gian hữu hạn khi luật điều khiển được chọn như (4.19) – (4.21).

Nhận xét 4.2. Gọi t_s là thời gian hội tụ trên mặt trượt NTSM. Khi $s \to 0$ và $\dot{s} \to 0$ trong thời gian hữu hạn, xét trong khoảng thời gian $t_r \le t \le t_s$.

Lấy tích phân 2 vế ta được

$$\int_{e(t_r)}^{e(t_s)} \frac{1}{e_{\omega}^{q/p}} de_{\omega} = -\int_{t_r}^{t_s} \gamma^{-q/p} dt \tag{4.24}$$

Vì $e(t)$ hội tụ về gốc trên mặt trượt nên $e(t_s) = 0$, do đó

$$\frac{p}{p-q}\left(e_{\omega}(t_s)^{(p-q)/p} - e_{\omega}(t_r)^{(p-q)/p}\right) = \gamma(t_s - t_r) \tag{4.25}$$

Suy ra

$$t_s - t_r = \gamma^{-1}\left(\frac{p}{p-q} 0^{(p-q)/p} - \frac{p}{p-q} e_{\omega}(t_r)^{(p-q)/p}\right) \tag{4.26}$$

Vậy t_s được viết lại như sau

$$t_s = t_r + \frac{p}{p-q} \gamma^{-1} \left|e_{\omega}(t_r)\right|^{(p-q)/p} \tag{4.27}$$

Khi hệ thống đạt được trạng thái mặt trượt $s = 0$, tức hệ thống đã vào bề mặt trượt NTSM, sai số $e(t) \to 0$ với tổng thời gian hội tụ được viết lại dưới dạng phương trình (4.28).

$$t_c = t_r + \frac{p}{p-q} \gamma^{-1} \left|e_{\omega}(t_r)\right|^{(p-q)/p} - \frac{\ln \varepsilon}{\omega_n} \tag{4.28}$$

Mặc dù các bộ điều khiển trượt thông thường như SMC và NTSM duy trì được tính bền vững trước nhiễu và bất định, hiện tượng chattering và tốc độ hội tụ chưa tối ưu vẫn là những hạn chế trong ứng dụng thực tế. Điều này đặt ra nhu cầu phát triển một cấu trúc điều khiển mới vừa giảm được chattering, vừa cải thiện chất lượng đáp ứng. Trên cơ sở đó, phần tiếp theo trình bày đóng góp trọng tâm của luận án là bộ

điều khiển PID-NTSM áp dụng cho điều khiển tốc độ động cơ DC, nhằm đạt được hội tụ nhanh hơn và tín hiệu điều khiển mượt hơn.

4.3. Bộ điều khiển PID nested NTSM

Trong chương này, lý thuyết điều khiển trượt PID–NTSM được đề xuất ở Chương 3 được ứng dụng cho bài toán điều khiển tốc độ động cơ một chiều. Thông qua việc xem xét tác động của bất định mô hình và nhiễu loạn, bộ điều khiển được chứng minh có khả năng duy trì tính bền vững vốn có của điều khiển trượt, đặc biệt là giảm đáng kể hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển. Các kết quả đạt được cho thấy tính hiệu quả và khả năng ứng dụng thực tiễn của cấu trúc PID–NTSM, qua đó khẳng định đóng góp chính của nghiên cứu.

Giả thuyết 4.2. Tổng các nhiễu và bất định mô hình *d(t)* là được giới hạn bởi hệ số ϕ như công thức (4.29)

$$\left|\ddot{d}(t)\right| \le \phi \tag{4.29}$$

trong đó, $\phi > 0$ là một hằng số dương đã biết.

Mặt trượt NSTM bậc cao *l* được giới thiệu theo phương trình (4.30), với *s* được định nghĩa trong phương trình (4.31)

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{4.30}$$

$$s = \zeta_1 e_\omega(t) + \zeta_2 \int_0^t e_\omega dt + \zeta_3 \frac{de_\omega}{dt} \tag{4.31}$$

trong đó, *p* và *q* là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện *1<p/q<2*; $\gamma > 0$. Các hệ số điều chỉnh ζ_1, ζ_2, ζ_3 được lựa chọn dựa vào tần số dao động tự nhiên với $\omega_n > 0$ với $\zeta_1 = 2\xi\omega_n\zeta_3 > 0$; $\zeta_2 = \omega_n^2\zeta_3$; và $\zeta_3 > 0$ và $\xi = 1$ tương ứng với giảm chấn tới hạn.

Định Lý 4.1. *Xét động lực học sai số của động cơ được mô tả bởi (4.4), nếu mặt trượt được lựa chọn theo (4.30) - (4.31) với tín hiệu điều khiển được thiết kế theo (4.32) - (4.34)*

$$i(t) = i_{eq}(t) + i_n(t) \tag{4.32}$$

$$i_{eq}(t) = \frac{1}{\mu_3}\int_0^t \left(\mu_1 \dot{e}_\omega + \mu_2 e_\omega\right) dt \tag{4.33}$$

$$i_n(t) = \frac{1}{\mu_3}\int_0^t\int_0^{t_1}\left(Ksign(l) + \mu l + \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right) dt_1 dt \tag{4.34}$$

trong đó, K là hệ số điều khiển dương với $K \geq \zeta_3\phi$*;* μ *là hệ số điều chỉnh dương;* $\mu_1 = \zeta_1 - \zeta_3\alpha_2$, $\mu_2 = \zeta_2$ *và* $\mu_3 = \zeta_3\alpha_1$;

Khi đó, quỹ đạo sai số của hệ được đảm bảo tiếp cận mặt trượt trong thời gian hữu hạn. Sau khi đạt tới mặt trượt, chuyển động trượt được duy trì và các trạng thái sai số hội tụ tiệm cận về 0. □

Chứng minh Định lý 4.1.

Chọn hàm Lyapunov *V* như sau

$$V = \frac{1}{2}l^2 \tag{4.35}$$

Dựa trên mặt trượt được định nghĩa trong phương trình (4.30) - (4.31), lấy đạo hàm của *l* theo thời gian *t* ta được

$$\begin{aligned} \dot{l} &= \dot{s} + \gamma \frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\ddot{s} \\ &= \gamma \frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\ddot{s} + \gamma^{-1}\frac{q}{p}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right) \end{aligned} \tag{4.36}$$

Đạo hàm bậc 2 của $e_\omega(t)$ được tính toán như sau

$$\ddot{e}_\omega(t) = -\alpha_1\dot{i}(t) - \alpha_2\dot{e}_\omega(t) + \dot{d}(t) \tag{4.37}$$

Đạo hàm *s* theo *t*, ta được

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \zeta_1\dot{e}_\omega + \zeta_2 e_\omega + \zeta_3\ddot{e}_\omega \\ &= \zeta_1(\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}) + \zeta_2(\omega_{ref} - \omega) + \zeta_3(\ddot{\omega}_{ref} - \ddot{\omega}) \\ &= \mu_1\dot{e}_\omega + \mu_2 e_\omega - \mu_3\dot{i} + \zeta_3\dot{d}(t) \end{aligned} \tag{4.38}$$

Từ luật điều khiển (4.32) - (4.34), đạo hàm của *s* có thể được viết lại dưới dạng phương trình (4.39)

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \zeta_3\dot{d}(t) + \mu_1\dot{e}_\omega + \mu_2 e_\omega - \mu_3(\dot{i}_{eq} + \dot{i}_n) \\ &= \zeta_3\dot{d}(t) - \mu_3\dot{i}_n \end{aligned} \tag{4.39}$$

Đạo hàm bậc hai của *s* theo *t* được viết như sau

$$\ddot{s} = \zeta_3\ddot{d}(t) - \mu_3\ddot{i}_n \tag{4.40}$$

Từ các phương trình (4.32) - (4.39), đạo hàm theo thời gian của *V* có thể được viết lại dưới dạng phương trình (4.41)

$$\begin{aligned}\dot{V} &= l\dot{l} \\ &= l\left[\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\ddot{s}+\gamma^{-1}\frac{q}{p}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right)\right] \\ &= l\left[\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(-Ksign(l)-\mu l+\zeta_3\ddot{d}(t)\right)\right] \\ &= -\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\mu l^2\right)-\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K|l|-\zeta_3 l\ddot{d}(t)\right)\end{aligned} \tag{4.41}$$

Hệ số *K* được chọn đủ lớn để loại bỏ các tác động của nhiễu loạn *d(t)* và bất định mô hình. Với giải thuyết 4.2 là $\ddot{d}(t)$ bị chặn, ta có

$$K > \zeta_3\phi \tag{4.42}$$

Với hệ số *K* được lựa chọn như trên, $\dot{V}$ được viết lại như sau

$$\dot{V} \le -\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\mu l^2\right)-\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K-\zeta_3\phi\right)|l| \tag{4.43}$$

Đặt $\eta = K\ -\zeta_3\phi > 0$. Vì $\mu l^2 \ge 0$, và trong trường hợp *p* và *q* là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện *1<p/q<2* thì $\dot{s}^{\left(p/q-1\right)} > 0$,và bất đẳng thức **Error! Reference source not found.**, ta có

$$\dot{V} \le -\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\eta|l| < 0, \quad \forall l \ne 0 \tag{4.44}$$

Như vậy, động lực học sai số của động cơ (4.4) tiệm cận về 0 trong thời gian hữu hạn khi luật điều khiển được chọn như (4.32) - (4.34). □

Nhận xét 4.3. Gọi t_l là thời gian mặt trượt *l* tiến về 0 từ thời gian t_r tại $l\left(t_r\right) \ne 0$ và *l(t) = 0* với các $t \ge t_l$. Vì $\dot{s}^{p/q-1} > 0, \exists\delta > 0,$ và $\dot{s}^{p/q-1} \ge \delta\ \forall t \ge t_0$. Đạo hàm $\dot{V}$ được viết lại như sau

$$\dot{V} \le -\frac{p}{q}\gamma\delta\eta|l| \tag{4.45}$$

Với $|l| = \sqrt{2V(t)}$, lấy tích phân hai vế trong khoảng thời gian $t_r \to t_l$, ta được

$$\int_{t_r}^{t_l}\frac{\dot{V}}{\sqrt{2V}}dt \le \int_{t_r}^{t_l}-\frac{p}{q}\gamma\delta\eta dt \tag{4.46}$$

Tại thời điểm $l(t_l) = 0$ thì $V(t_l) = 0$, do đó ta được phương trình

$$-\sqrt{2V(t_r)} \le -\frac{p}{q}\gamma\delta\eta\left(t_l - t_r\right) \tag{4.47}$$

Mặt trượt *l* sẽ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn được ước lượng bởi (4.48)

$$t_l \le t_r + \frac{q}{p\gamma\delta\eta}\left|l\left(t_r\right)\right| \tag{4.48}$$

Nhận xét 4.4. s và $\dot{s}$ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn t_s được tạo bởi mặt trượt NTSM được giới thiệu như (4.30), được xem xét trong khoảng thời gian $t_l \le t \le t_s$. Thời gian để *s(t)* tiến tới 0 được biểu diễn dưới dạng công thức (4.49)

$$t_s = t_l + \frac{p}{p-q}\gamma^{q/p}\left|s\left(t_l\right)\right|^{(p-q)/p} \tag{4.49}$$

Nhận xét 4.5. Thời gian để e và $\dot{e}$ hội tụ về 0 được mô tả theo phản hồi của hệ động lực học với giả định $\zeta_1 = 1$, ζ_2, và ζ_3 được điều chỉnh để thay đổi các đặc tính cơ bản của hệ thống động lực học sai số, cụ thể là tần số tự nhiên *(ω_n)* và hệ số suy giảm (ξ). Trong trường hợp này, hệ số suy giảm được chọn là $\xi=1$, nghiệm có dạng

$$e_\omega(t) = \left[e_\omega(t_s) + \left(\dot{e}_\omega(t_s) + \omega_n e_\omega(t_s)\right)\right]\exp\left[-\omega_n(t - t_s)\right] \tag{4.50}$$

Từ phương trình (4.44), sai số tiệm cận về không hoặc một giá trị rất nhỏ (gần bằng không), và tổng thời gian hội tụ được viết lại dưới dạng phương trình (4.43)

$$t_c = t_l + \frac{p}{p-q}\gamma^{q/p}\left|s\left(t_l\right)\right|^{(p-q)/p} - \frac{\ln\varepsilon}{\omega_n} \tag{4.51}$$

Bộ điều khiển PD được sử dụng bên trong để điều chỉnh dòng điện của động cơ. Sai số của dòng điện là độ lệch giữa giá trị dòng điện mong muốn và giá trị dòng điện thực tế như được định nghĩa trong phương trình (4.52)

$$e_i(t) = i_{ref}(t) - i(t) \tag{4.52}$$

trong đó, $i_{ref}(t)$ là đầu ra của bộ điều khiển tốc độ, $i(t)$ là tín hiệu dòng điện.

Luật điều khiển dòng điện được thiết kế như sau

$$u(t) = K_p e_i(t) + K_d \dot{e}_i(t) + K_e\omega(t) \tag{4.53}$$

trong đó, K_p và K_i là hệ số khuếch đại dương và K_e là hằng số Back-EMF.

4.4. Mô phỏng

Phần này trình bày về đánh giá hiệu quả điều khiển PID-NTSM dựa trên kết quả mô phỏng trên MATLAB Simulink. Mô hình mô phỏng được xây dựng dựa trên mô

hình toán học của đối tượng điều khiển với đầy đủ các yếu tố phi tuyến và nhiễu tương ứng để đánh giá và so sánh chúng với các bộ điều khiển thông thường khác. Để đánh giá hiệu quả của phương pháp đề xuất, một môi trường mô phỏng được thiết lập bằng MATLAB trong chế độ Runge-Kutta với thời gian lấy mẫu 0.5 ms.

Ở phần mô phỏng, hai kịch bản được xây dựng như trong Bảng 4.1. Các tham số của IM sử dụng trong mô phỏng được lựa chọn bám sát các thông số của hệ thống thực nghiệm nhằm bảo đảm tính tương thích giữa mô hình lý thuyết và đối tượng thực tế. Trong đó, các tham số của động cơ và phần cứng thí nghiệm được lấy từ tài liệu kỹ thuật do nhà sản xuất công bố, đồng thời được sử dụng làm cơ sở ban đầu cho việc xây dựng mô hình và triển khai bộ điều khiển trong phòng thí nghiệm. Cách lựa chọn này giúp bảo đảm rằng các kết quả mô phỏng có ý nghĩa tham chiếu tốt đối với thực nghiệm, đồng thời làm rõ khả năng chuyển giao bộ điều khiển từ mô hình lý thuyết sang hệ thống thực.

Bảng 4. 1. Bảng mô tả các kịch bản mô phỏng

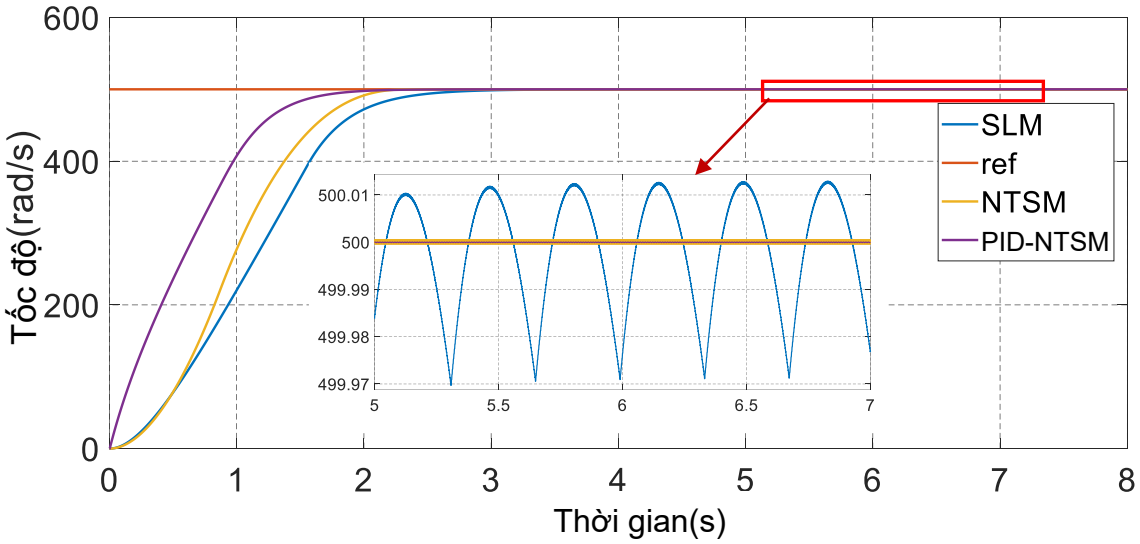
Kịch bản	**Điều kiện**	**Mục đích**
1	Các tham số hệ thống ở giá trị danh định	Đánh giá hiệu năng điều khiển trong điều kiện vận hành bình thường
2	Các tham số hệ thống tăng gấp 3 lần so với danh định	Đánh giá tính bền vững và khả năng chống bất định mô hình

Kịch bản 1, bộ điều khiển được thiết kế dựa trên Định lý 4.3 với các thông số của hệ truyền động servo điện được trình bày trong Bảng 4.2, và tham số được chọn như sau $p=5$, $q=3$, $\gamma=0{,}0001$ đồng thời hệ số suy giảm được chọn là $\xi=1$ nhằm bảo đảm đáp ứng tới hạn (critically damped). Trên cơ sở đó, các hệ số điều chỉnh ζ_1, ζ_2, ζ_3 được xác định theo tần số tự nhiên $\omega_n = 500$ bảo đảm đa thức đặc trưng của động lực học trên mặt trượt là Hurwitz với các nghiệm thực âm.

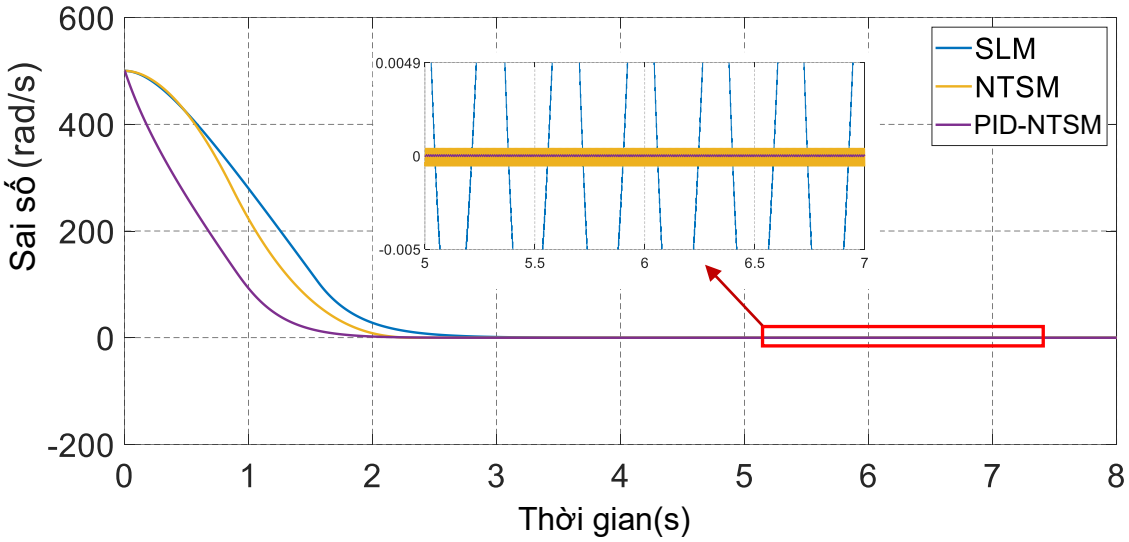
Bảng 4. 2. Các thông số của hệ truyền động servo điện trong môi trường mô phỏng.

Thông số	**Ký hiệu**	**Giá trị**
Điện trở	R	1.6 Ω
Độ tự cảm	L	0.0052 H
Hằng số điện áp phản điện động (Back-emf voltage)	K_e	0.011 V/rpm

Mô-men quán tính	J	0.0043 kg.m^2



Hình 4. 3. Đồ thị đáp ứng của các bộ điều khiển



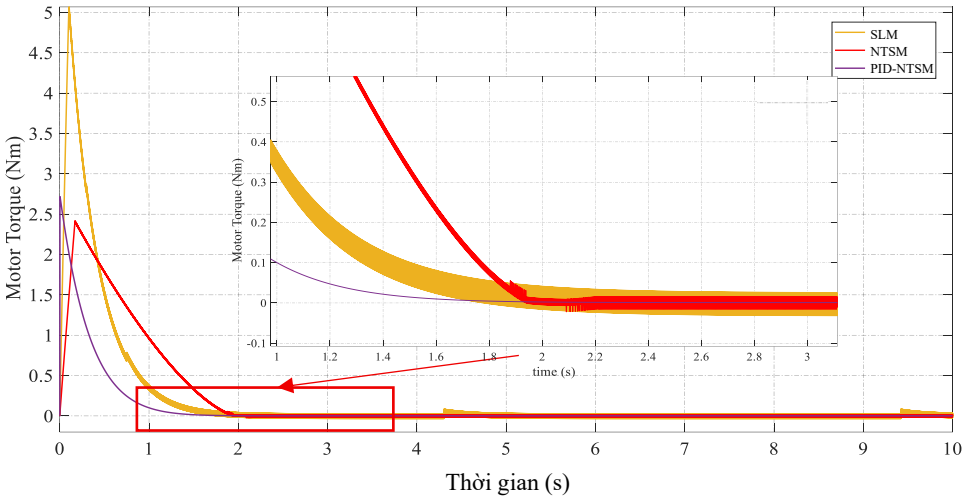
Hình 4. 4. Đồ thị sai số của các bộ điều khiển

Hình 4.3 cho thấy bộ điều khiển PID-NTSM đạt hiệu suất cao nhất với thời gian hội tụ khoảng 1.6 giây, nhanh hơn khoảng 27.3% so với bộ điều khiển trượt thông thường (SLM) với thời gian gần 2.2 giây, và nhanh hơn 15.8% so với bộ điều khiển NTSM cải tiến, có thời gian hội tụ 1.9 giây. Sai số bám của hệ thống cũng được cải thiện đáng kể so với hai bộ điều khiển cổ điển được sử dụng để so sánh với bộ điều khiển đề xuất. Ngoài ra, chattering cũng là một yếu tố quan trọng cần xem xét trong các phương pháp điều khiển trượt, do bản chất gián đoạn của các luật điều khiển. Bộ điều khiển SLM có biên độ chattering khoảng ±0.03 rad/s, trong khi NTSM giảm

biên độ này xuống xấp xỉ ±0.005 rad/s. Bộ điều khiển đề xuất gần như loại bỏ hoàn toàn hiện tượng chattering, qua đó nâng cao hiệu suất của bộ điều khiển.

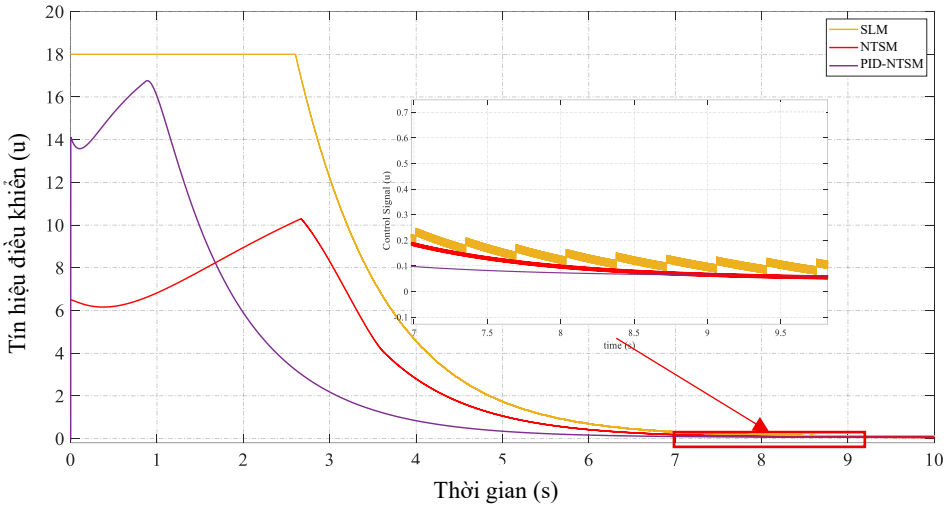
Bảng 4. 3. So sánh ISE và IAE giữa SLM, NTSM và bộ điều khiển đề xuất

	ISE ($\times 10^{-5}$)	**Giảm so với SLM**	**Giảm so với NTSM**	**IAE ($\times 10^{-3}$)**	**Giảm so với SLM**	**Giảm so với NTSM**
SLM	22.61	–	–	24.08	–	–
NTSM	14.28	1.58 lần (36.8%)	–	8.97	2.69 lần (62.8%)	–
PID-NTSM	0.81	27.9 lần (96.4%)	17.6 lần (94.3%)	0.07	344 lần (99.71%)	128.1 lần (99.22%)



Hình 4. 5. So sánh momen xoắn các phương pháp điều khiển

Các chỉ số ISE và IAE được tính toán và đánh giá từ thời gian xác lập của hệ được trình bày trong Bảng 4.3. Kết quả so sánh định lượng cho thấy phương pháp đề xuất vượt trội rõ rệt so với các phương pháp SLM và NTSM. Cụ thể, chỉ số ISE của phương pháp đề xuất giảm khoảng 27.9 lần (tương đương 96.4%) so với SLM và giảm 17.6 lần (94.3%) so với NTSM. Đặc biệt, chỉ số IAE cho thấy mức cải thiện rất mạnh, với giá trị giảm khoảng 344 lần (99.71%) so với SLM và 128.1 lần (99.22%) so với NTSM. Các kết quả này chứng minh hiệu quả vượt trội của phương pháp đề xuất trong việc nâng cao chất lượng bám và giảm sai số tích lũy.

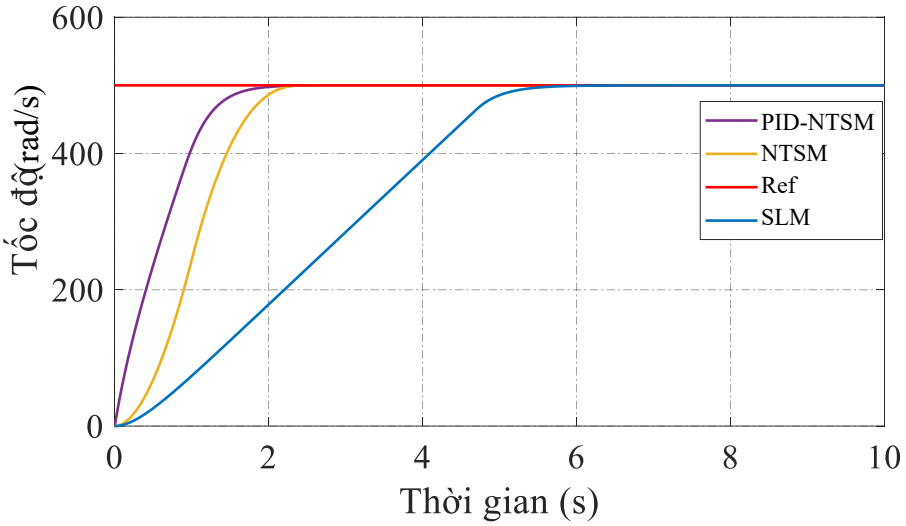


Hình 4. 6. So sánh các tín hiệu điều khiển.

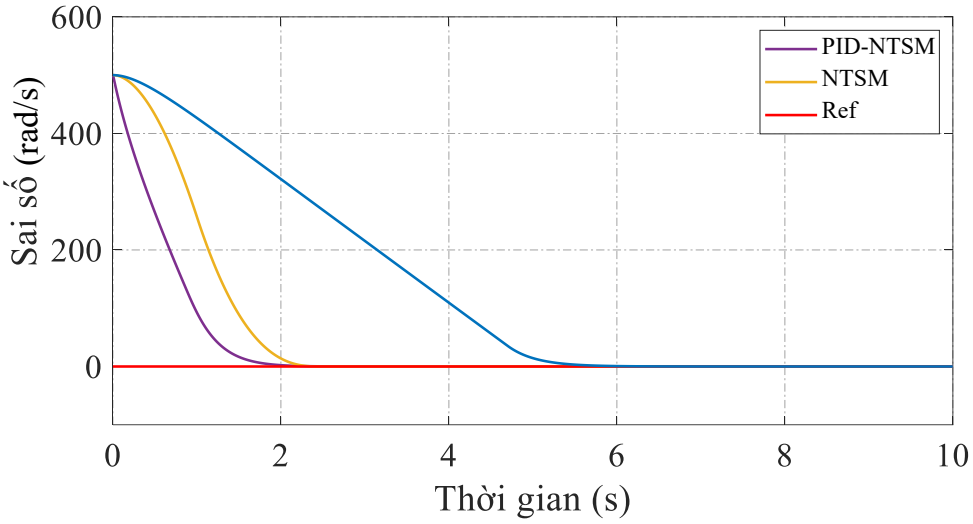
Với kịch bản 2, các tham số của động cơ sử dụng cho thiết kế bộ điều khiển tăng gấp ba lần, được trình bày như Bảng 4.3. Hình 4.7 cho thấy rằng bộ điều khiển có phản hồi nhanh hơn, với thời gian hội tụ ngắn hơn, sai số thấp hơn, và giảm đáng kể hiện tượng chattering, đây vốn là đặc điểm quan trọng và cũng là nhược điểm lớn nhất của điều khiển trượt. Hình 4.5 thể hiện mô-men xoắn động cơ và tín hiệu điều khiển *u(t)* để đánh giá hiệu năng của bộ điều khiển đề xuất. Kết quả cho thấy tính ổn định của hệ thống trong quá trình vận hành, mức độ dao động và đáp ứng của từng phương pháp điều khiển. Kết quả này chứng minh tính hiệu quả của bộ điều khiển. Bộ điều khiển PID-NTSM đã gần như loại bỏ được hiện tượng "chattering" với thời gian hội tụ nhanh hơn so với các phương pháp khác.

Bảng 4. 4. Thông số động cơ giả thuyết gấp 3 lần thông số ước lượng

Thông số	Ký hiệu	Giá trị	Đơn vị
Điện trở	R	4.8	Ω
Độ tự cảm	L	0.0156	H
Hằng số điện động (Back-emf voltage)	K_e	0.033	V/rpm
Mô-men quán tính	J	0.0129	kg.m^2



Hình 4. 7. Đáp ứng của các bộ điều khiển khi các thông số tăng 3 lần



Hình 4. 8. Sai số của các bộ điều khiển khi các thông số tăng 3 lần.

Từ Bảng 4.5 có thể thấy rằng các công trình đã công bố gần đây [63, 95], đều hướng đến mục tiêu giảm sai số bám và nâng cao tính bền vững cho hệ truyền động động cơ. Trong luận án này, bộ điều khiển đề xuất cho thấy kết quả ISE và IAE rất nhỏ trên đối tượng động cơ DC đang xét. Tuy nhiên, do sự khác biệt về cấu trúc động cơ, điều kiện khảo sát và cách chuẩn hóa chỉ tiêu giữa các công trình, các số liệu đối chiếu chỉ nên được xem như cơ sở tham chiếu học thuật để làm rõ tính hợp lý và xu hướng cải tiến của giải thuật đề xuất.

Các kết quả mô phỏng đã cho thấy bộ điều khiển PID-NTSM đáp ứng nhanh, ổn định và giảm chattering đáng kể so với các phương pháp điều khiển trượt thông thường. Tuy nhiên, để đánh giá tính khả thi trong điều kiện vận hành thực tế, cần tiến hành kiểm chứng trên hệ thống phần cứng. Do đó, phần tiếp theo của luận án sẽ trình

bày các thực nghiệm được thực hiện trên mô hình động cơ DC thực nhằm xác nhận lại hiệu quả của bộ điều khiển trong môi trường có nhiễu, bất định và giới hạn phần cứng.

Bảng 4. 5. So sánh chỉ số IAE và ISE với bộ điều khiển đề xuất

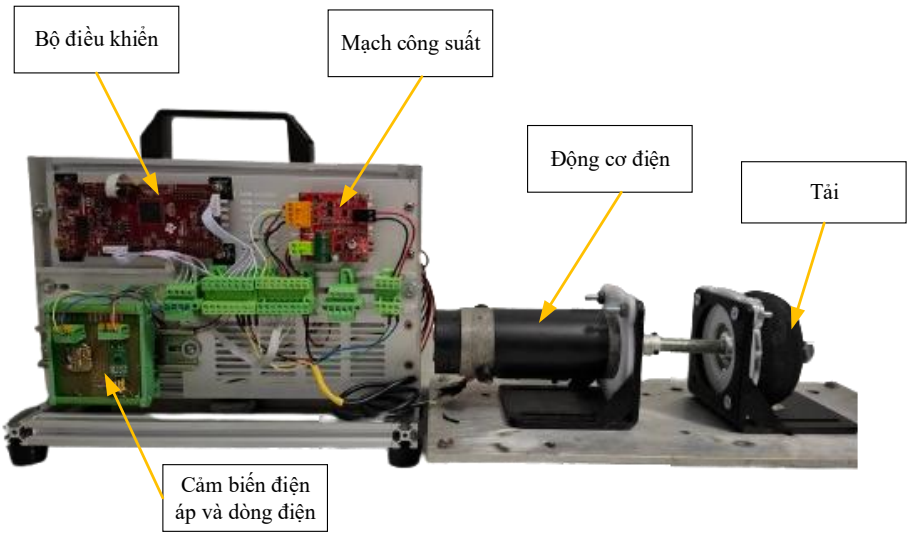
	Đối tượng	**Bộ điều khiển**	**IAE**	**ISE**
PID-NTSM	Động cơ DC	PID-NTSM	0.07×10^{-3}	0.81×10^{-5}
[63]	Separately excited DC motor (SEDCM)	AB–ISMC	3.086	41.36
[95]	Động cơ DC	POA–FOPD(1+PI)	5.22×10^{-3}	241.47×10^{-5}

4.5. Thực nghiệm

Phần này trình bày về đánh giá hiệu quả điều khiển PID-NTSM dựa trên kết quả mô phỏng trên MATLAB Simulink để thực nghiệm và kiểm nghiệm trên testbench thực tế. Quá trình này nhằm chứng minh khả năng hội tụ, độ chính xác, tính bền vững và khả năng chống nhiễu của bộ điều khiển trong các điều kiện vận hành khác nhau. Bộ điều khiển được triển khai trên testbench thực tế được thiết lập theo các thông số và sơ đồ như mô phỏng nhằm đánh giá tính khả thi và độ tin cậy khi áp dụng trong môi trường thực tế.

4.5.1. Thiết lập môi trường thực nghiệm

Nhằm mục đích đánh giá khả năng ứng dụng thực tế và hiệu suất của bộ điều khiển đề xuất, một mô hình kiểm nghiệm về động cơ DC được thiết lập như trong Hình 4.9, bao gồm các thành phần chính như bộ điều khiển nhúng sử dụng Ti C2000, mạch cầu H với tần số PWM từ 0 –10 kHz, động cơ điện và tải. Thông số động cơ sử dụng cho quá trình đánh giá có giá trị tương ứng với các thông số được thiết lập trên môi trường mô phỏng để làm cơ sở so sánh và đánh giá khả năng ứng dụng thuật toán mới được đề xuất vào thực tế. Trong đó, tải được sử dụng để tạo mô men tác động lên động cơ chính, mô phỏng các điều kiện tải thực tế, giả lập các tác động của môi trường lên hệ thống trong quá trình vận hành thực tế. Tải tác động lên động cơ chính trong các điều kiện tải khác nhau và các lực tác động lên tải là không xác định, giúp kiểm tra khả năng phản hồi của bộ điều khiển đề xuất cũng như thêm các yếu tố nhiễu vào hệ thống nhằm đánh giá khả năng đáp ứng của bộ điều khiển.

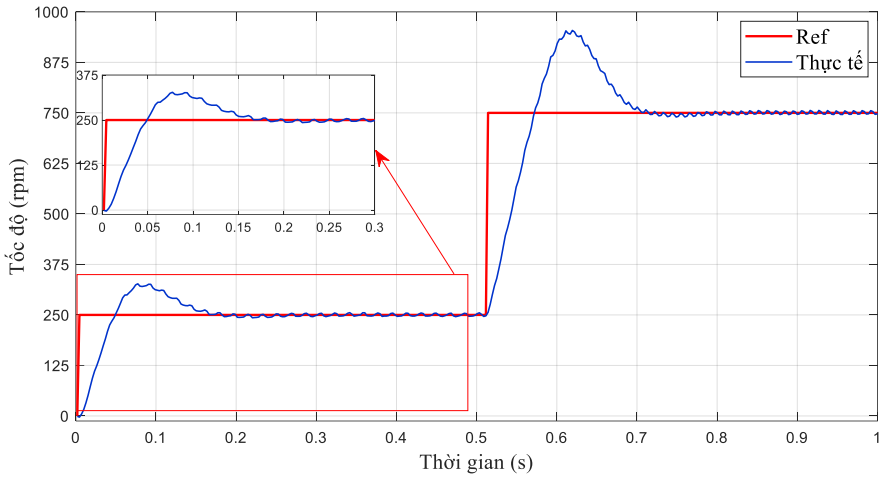


Hình 4. 9. Mô hình thử nghiệm động cơ điện một chiều

Trong mô hình thực nghiệm này, mạch điều khiển chính được xây dựng trên nền tảng TI C2000 và được truyền qua UART trực tiếp với máy tính để thu thập dữ liệu khi thực nghiệm. Thông số bộ điều khiển được cấu hình với các tham số tương tự như trong mô phỏng nhằm bảo đảm tính đồng nhất khi đánh giá hiệu suất của bộ điều khiển đề xuất. Tín hiệu dòng điện và điện áp của động cơ được thu thập thông qua các cảm biến, sau đó chuyển đổi và truyền về bộ điều khiển để xử lý trong thời gian thực. Mạch công suất giúp điều chế điện áp một chiều, cho phép đảo chiều và điều chỉnh biên độ điện áp đầu ra theo tín hiệu PWM từ bộ điều khiển. Động cơ được ghép nối cơ khí với tải nhằm tái tạo các điều kiện vận hành thực tế, cho phép khảo sát khả năng bám quỹ đạo và tính bền vững của bộ điều khiển khi hệ chịu tác động từ tải được thêm vào ngẫu nhiên.

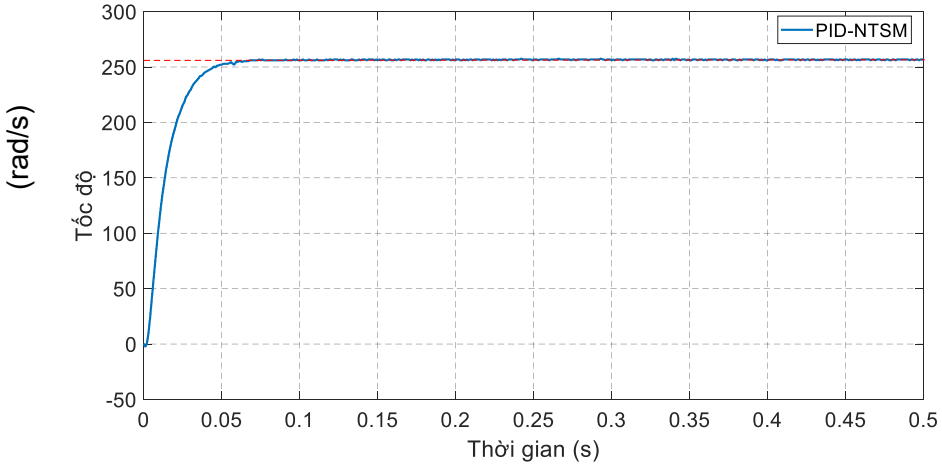
4.5.2. Thực nghiệm

Để thiết lập cơ sở so sánh và đánh giá hiệu quả của các phương pháp điều khiển tiên tiến, bộ điều khiển PID cổ điển trên đối tượng động cơ DC. Mục tiêu của thực nghiệm này là làm rõ khả năng đáp ứng quá độ, sai số bám và độ bền vững của một cấu trúc điều khiển tuyến tính được xem là tiêu chuẩn nền tảng trong lĩnh vực điều khiển công nghiệp. Kết quả thu được sẽ đóng vai trò làm chuẩn để so sánh với các bộ điều khiển được đề xuất. Trên bộ điều khiển PID tập trung vào phân tích khả năng đáp ứng của động cơ DC với các thông số được thiết lập bao gồm $K_p = 2.2$; $K_i = 0.1$; $K_d = 0.01$. Tốc độ tham chiếu được thiết lập ở mức 250 vòng/phút, sau đó thay đổi theo hàm bậc lên 750 vòng/phút để đánh giá khả năng đáp ứng, độ vọt lố, sai số xác lập của bộ điều khiển.

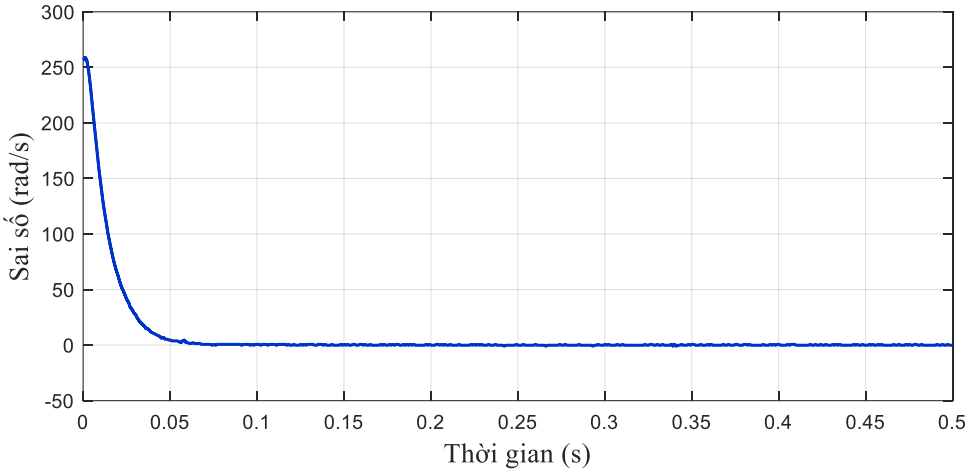


Hình 4. 10. Đáp ứng thực tế của bộ điều khiển PID

Đáp ứng thực nghiệm của hệ truyền động động cơ DC khi sử dụng bộ điều khiển PID thể hiện tại Hình 4.10. Ở giai đoạn tăng tốc từ 0 lên 250 rpm, hệ thống đạt được thời gian quá độ nhanh, song xuất hiện hiện tượng vọt lố trước khi hội tụ về giá trị mong muốn. Khi tín hiệu đặt tăng từ 250 rpm lên 750 rpm, hiện tượng vọt lố trở nên nghiêm trọng hơn với đỉnh vượt quá 900 rpm, kèm theo dao động giảm dần kéo dài trước khi ổn định. Mặc dù sai số xác lập nhỏ, tín hiệu vận tốc vẫn tồn tại gợn sóng quanh giá trị tham chiếu, phản ánh sự hạn chế về khả năng dập dao động của bộ điều khiển PID trong điều kiện hệ có quán tính lớn và chịu ảnh hưởng của sức điện động phản kháng tại tốc độ cao. Kết quả này chỉ ra rằng PID cổ điển, dù có thể đảm bảo tính ổn định tiệm cận, nhưng khó đáp ứng được yêu cầu về độ chính xác và tính bền vững trong toàn dải vận hành trong điều kiển thực tế. Tiếp theo là đánh giá trên bộ điều khiển PID-NTSM nhằm đánh giá khả năng đáp ứng và tính khả thi trong các ứng dụng thực tế.



Hình 4. 11. Đáp ứng thực tế sử dụng bộ điều khiển PID-NTSM



Hình 4. 12. Sai số của bộ điều khiển PID-NTSM

Bảng 4. 6. Chỉ số ISE và IAE của PID-NTSM thực tế

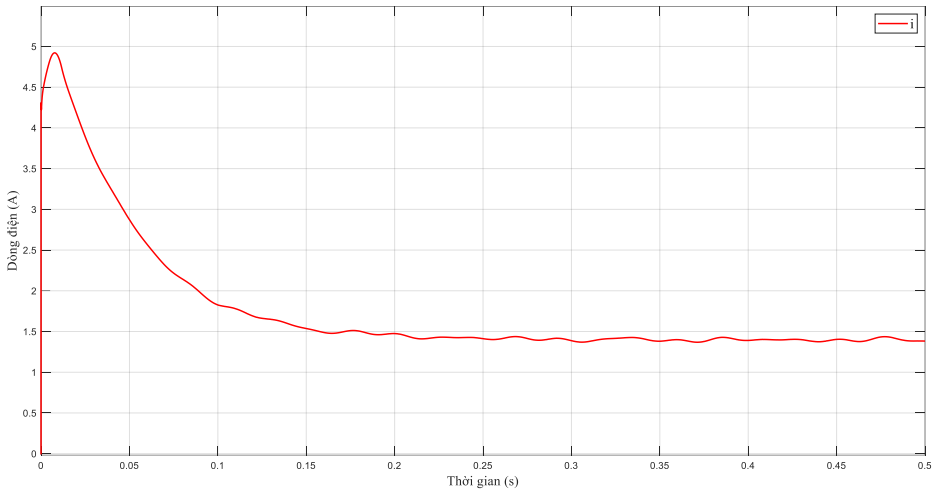
	ISE ($\times 10^{-5}$)	**IAE** ($\times 10^{-3}$)
PID-NTSM	7.97	2.21

Bảng 4.6 cho thấy bộ điều khiển PID-NTSM trong điều kiện thực nghiệm vẫn duy trì được chất lượng điều khiển tốt, thể hiện qua các chỉ số ISE và IAE ở mức thấp. Trong khoảng thời gian đánh giá sau quá độ, các giá trị này phản ánh khả năng bám tốc độ ổn định và độ chính xác điều khiển khả quan của hệ thống trong điều kiện làm việc thực. Kết quả đạt được là một minh chứng tích cực cho tính tin cậy của bộ điều khiển đề xuất, đồng thời cho thấy PID-NTSM có tiềm năng ứng dụng tốt trong thực tế.

Hình 4.11, cho thấy đáp ứng đạt được tốc độ tham chiếu về thời gian hội tụ và độ chính xác. Bộ điều khiển PID-NTSM đạt tốc độ ổn định với thời gian hội tụ khoảng 0.1 giây và không xuất hiện dao động đáng kể, chứng tỏ tính ổn định và độ chính xác cao. Nhờ vào đặc tính trượt bậc cao, PID–NTSM tối ưu hóa thời gian hội tụ, hạn chế sai số và giảm thiểu ảnh hưởng của hiện tượng chattering. Những kết quả này khẳng định rằng PID-NTSM là một cải tiến đáng kể so với các phương pháp điều khiển trượt truyền thống, đặc biệt trong các ứng dụng yêu cầu độ chính xác cao và phản hồi nhanh như hệ truyền động servo điện.

Quan sát đồ thị, sai số ban đầu tăng nhanh trong khoảng 0.02 giây. Sau đó, sai số giảm mạnh và tiến dần về xấp xỉ 0 rad/s sau khoảng 0.1 giây, chứng tỏ hệ thống đạt được hội tụ nhanh với sai số bám rất nhỏ trong trạng thái ổn định. Trong khoảng thời gian từ 0.1 giây trở đi, sai số dao động nhẹ quanh giá trị 0 rad/s, nhưng biên độ dao

động nhỏ, cho thấy hệ thống duy trì độ chính xác cao mà không có hiện tượng dao động lớn. Đây là một đặc điểm quan trọng khi đánh giá hiệu suất của bộ điều khiển trượt. Kết quả này khẳng định rằng bộ điều khiển được đề xuất giúp giảm đáng kể sai số bám, đồng thời đạt được tốc độ mong muốn trong thời gian ngắn hơn so với phương pháp điều khiển trượt truyền thống. Đặc biệt, nó triệt tiêu được hiện tượng chattering mà vẫn duy trì được tính bền vững của SMC.



Hình 4. 13. Dòng điện của động cơ với bộ điều khiển PID-NTSM ở 250 vòng/phút

Đồ thị dòng điện thể hiện khả năng điều khiển dòng của hệ thống khi chịu tác động bước điện áp đầu vào được thể hiện ở hình 4.13. Kết quả cho thấy bộ điều khiển duy trì chất lượng điều khiển tốt với các đặc điểm nổi bật. Trước hết, mặc dù dòng khởi động ban đầu tăng nhanh và đạt đỉnh gần 5 A, nhưng sau đó được điều tiết và suy giảm nhanh chóng về giá trị xác lập khoảng 1.5 A trong thời gian ngắn, chứng tỏ khả năng khống chế quá độ hiệu quả. Quá trình quá độ diễn ra trơn tru, không xuất hiện dao động lớn hay tình trạng bão hòa kéo dài, phản ánh tác dụng dập dao động của bộ điều khiển. Đặc biệt, sau khi hội tụ, dòng điện duy trì ổn định, thể hiện sự cân bằng giữa tốc độ đáp ứng và độ bền vững. Đáp ứng dòng điện cho thấy bộ điều khiển đề xuất đạt hiệu suất tốt với đặc tính dòng khởi động để tạo ra mô men lớn, giúp động cơ nhanh chóng đạt đến tốc độ tham chiếu.

4.6. Kết luận chương 4

Chương này đã kiểm chứng thành công bộ điều khiển PID-NTSM trên bài toán điều khiển tốc độ động cơ một chiều, qua đó khẳng định tính khả thi của phương pháp trên cả mô phỏng và thực nghiệm. Kết quả thu được cho thấy bộ điều khiển đề xuất đạt đáp ứng nhanh, bám tốt, giảm rõ rệt hiện tượng chattering và vẫn bảo đảm tính

bền vững của điều khiển trượt. Đây là minh chứng quan trọng cho hiệu quả và tiềm năng ứng dụng thực tiễn của bộ điều khiển PID-NTSM.

Nội dung chương trình bày ứng dụng của bộ điều khiển PID–NTSM trên động cơ điện một chiều dựa trên phần lý thuyết được đề xuất ở chương 3, và chứng minh hiệu quả chúng. Với nội dung nghiên cứu của chương 4, một bài báo được công bố [1].

Chương 5. ỨNG DỤNG TRÊN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

Chương này trình bày ứng dụng của lý thuyết điều khiển PID-NTSM được đề xuất ở Chương 3 cho việc điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ ba pha. Đây là loại động cơ chứa nhiều yếu tố bất định, là mô hình phi tuyến tính mạnh, đặc biệt là sự khác biệt giữa tốc độ của stato và rotor khi tải thay đổi. Hệ tọa độ và mô hình hóa động cơ không đồng bộ được trình bày ở phần 5.1. Các bộ điều khiển trượt thông thường được giới thiệu trong phần 5.2. Bộ điều khiển PID-NTSM được thiết kế và phân tích ở phần 5.3. Kết quả chứng minh hiệu quả của bộ điều khiển bằng mô phỏng và thực nghiệm được trình bày trong phần 5.4 – 5.5.

5.1. Các hệ tọa độ và mô hình hóa động cơ điện không đồng bộ ba pha

Trong phân tích và điều khiển động cơ điện không đồng bộ ba pha, việc lựa chọn hệ tọa độ và thiết lập mô hình toán học phù hợp giữ vai trò nền tảng [98]. Do đặc tính phi tuyến mạnh, hiện tượng trượt (slip) và sự liên kết chặt chẽ giữa các đại lượng điện từ cơ, động cơ IM đòi hỏi phải được mô hình hóa trong các hệ quy chiếu khác nhau. Trong phần này, trình bày khái quát về các hệ tọa độ thường được sử dụng trong điều khiển động cơ không đồng bộ.

5.1.1. Các hệ tọa độ trong điều khiển động cơ xoay chiều

Trong hệ thống điều khiển động cơ xoay chiều, việc lựa chọn hệ trục là yếu tố nền tảng ảnh hưởng đến khả năng phân tích, mô hình hóa và thiết kế các thuật toán điều khiển. Do các đại lượng như dòng điện, điện áp và từ thông trong hệ ba pha là các tín hiệu biến thiên theo thời gian (AC), nên nếu xử lý trực tiếp trên hệ ba pha (*abc*), các phương trình sẽ rất phức tạp và khó điều khiển chính xác. Để khắc phục điều này, các hệ tọa độ trung gian như *αβ* (biến đổi Clarke) và *dq* (biến đổi Park) được sử dụng để chuyển đổi tín hiệu về dạng dễ xử lý hơn [99]. Tóm tắt cơ bản về các đặc tính cơ bản của các hệ trục trong điều khiển động cơ xoay chiều.

Bảng 5. 1. Phân biệt các hệ trục tọa độ

Hệ trục	Số chiều	Dạng tín hiệu	Ứng dụng chính
abc	3	AC	Mô phỏng vật lý, phân tích sơ cấp
αβ	2	AC	Điều chế PWM, biểu diễn vector không gian
dq	2	DC	Điều khiển mô men – từ thông, thiết kế PI

5.1.1.1 Hệ tọa độ abc (ba pha)

Hệ trục abc là hệ trục tự nhiên ứng với ba cuộn dây stator của động cơ xoay chiều ba pha. Các tín hiệu trong hệ này có dạng hình sin lệch pha 120 độ điện. Mặc dù phản ánh trung thực vật lý của động cơ, việc xử lý điều khiển trực tiếp trên hệ abc là rất khó khăn do tín hiệu điều khiển biến thiên liên tục theo thời gian, không tách rõ các thành phần từ thông và mô men, không thể áp dụng các bộ điều khiển tuyến tính.

5.1.1.2 Hệ tọa độ αβ

Hệ *αβ* là hệ hai pha tĩnh được hình thành từ phép biến đổi Clarke, nhằm chiếu hệ abc vào mặt phẳng hai chiều. Việc sử dụng hệ *αβ* mang lại một số lợi ích như làm giảm số biến cần xử lý, thuận lợi cho các phương pháp điều khiển SVPWM, quy đổi hệ trục tọa độ được định nghĩa như công thức (5.1).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{5.1}$$

5.1.1.3 Hệ tọa độ dq

Hệ *dq* là hệ hai pha quay, thường quay đồng bộ với từ thông rotor hoặc trục quay rotor. Phép biến đổi từ hệ *αβ* sang *dq* được thực hiện thông qua biến đổi Park, với góc quay *θ* được xác định từ cảm biến hoặc quan sát. Hệ *dq* có các ưu điểm nhưu chuyển tính hiệu xoay chiều về dạng tín hiệu không đổi (DC) khi xác lập, phân tách từ thông và mô men, tạo điều kiển dễ dàng cho việc thiết kế các bộ điều khiển, với công thức chuyển đổi như (5.2).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{5.2}$$

Đây là các hệ tọa độ thường được sử dụng trong điều khiển động cơ điện như hệ tọa độ ba pha *abc*, hệ tọa độ tĩnh hai pha *αβ*, làm đơn giản hóa dạng sóng điện áp và dòng điện, hiệu quả trong điều khiển DTC, và hệ tọa độ quay *dq* làm cho mô-men xoắn và từ thông phù hợp cho điều khiển hiệu suất cao bằng FOC. Mỗi hệ tọa độ cung cấp một góc nhìn khác nhau, từ trực quan vật lý đến tối ưu hóa điều khiển.

5.1.2. Mô hình hóa

Động cơ không đồng bộ ba pha (IM) đóng vai trò quan trọng trong các hệ thống truyền động điện nhờ vào các ưu điểm vượt trội như độ bền cao, chi phí thấp, và khả năng vận hành hiệu quả. Để thiết kế bộ điều khiển động cơ IM, việc mô hình hóa toán

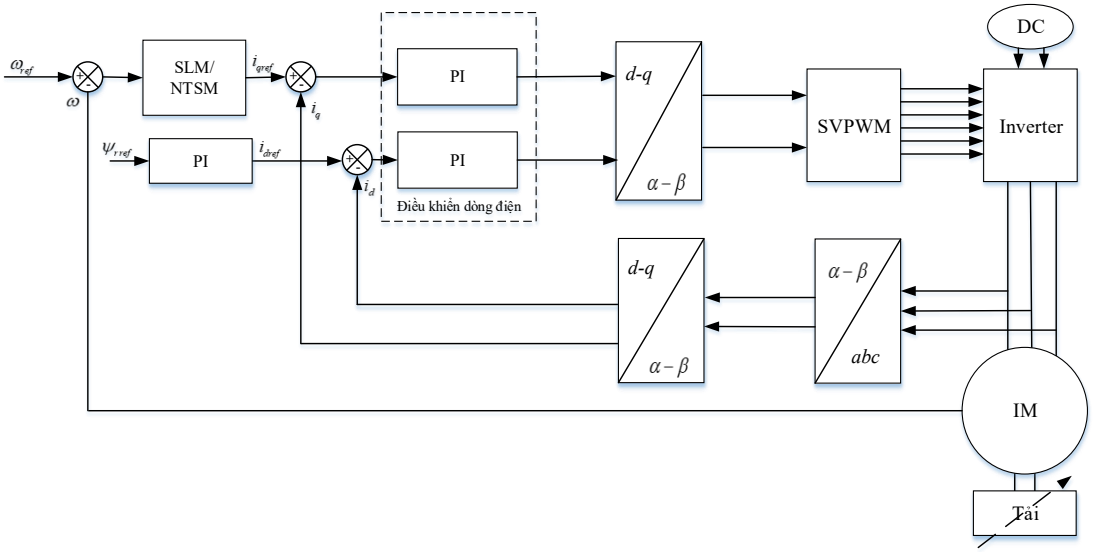
học trong các hệ tọa độ khác nhau là cần thiết [100]. Trong luận án này, động lực học của dòng điện stato, từ thông rôto và tốc độ rôto trong hệ tọa độ *dq* dựa trên nghiên cứu [49] được viết dưới dạng phương trình sau

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \xi \dfrac{1}{T_r}\psi_r - \lambda i_{sd} + \omega_s i_{sq} + K u_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = -\xi\omega\psi_r - \omega_s i_{sd} - \lambda i_{sq} + K u_{sq} \\ \dot{\psi}_r = -\dfrac{\hat{L}_m}{T_r^2\left(\omega_s - \omega\right)} i_{sq} + \dfrac{\hat{L}_m}{T_r} i_{sd} \\ \dot{\omega}_m = \dfrac{n_p \hat{L}_m}{\hat{J}\hat{L}_r} i_{sq}\psi_r - \dfrac{1}{\hat{J}}\left(T_L + d(t)\right) \end{cases} \tag{5.3}$$

trong đó, R_s và R_r lần lượt là điện trở của stato và roto. L_m, L_r và L_s lần lượt là độ tự cảm giữa stato và roto, độ tự cảm stato và độ tự cảm rôto. ω_m là tốc độ góc cơ học của roto; ω_s là tốc độ góc đồng bộ; ω là tần số góc trượt; ψ_r là từ thông rôto; u_{sd} và u_{sq} là điện áp stato; i_{sd} và i_{sq} là dòng điện stato; $d(t)$ là các nhiễu loạn và các bất định của mô hình.

Ảnh hưởng của quá trình sinh nhiệt khi vận hành và các thay đổi theo thời gian của tham số được thể hiện như công thức (5.4)

$$\begin{cases} R_s = \hat{R}_s + \Delta R_s;\ L_s = \hat{L}_s + \Delta L_s; L_m = \hat{L}_m + \Delta L_m \\ R_r = \hat{R}_r + \Delta R_r;\ L_r = \hat{L}_r + \Delta L_r; J = \hat{J} + \Delta J \end{cases} \tag{5.4}$$



Hình 5. 1. Sơ đồ điều khiển FOC cho IM

Sơ đồ điều khiển vectơ (FOC) của động cơ không đồng bộ như Hình 5.1 có thể nhận thấy cấu trúc điều khiển của hệ cũng mang tính phân cấp theo dạng điều khiển

hai vòng. Trong hệ này, các động lực học của động cơ được tách thành hai thành phần trực giao trong hệ tọa độ quay *dq* gồm thành phần dòng i_d liên quan đến từ thông và thành phần dòng i_q quyết định mô-men điện từ và tốc độ quay của động cơ. Cụ thể, vòng điều khiển ngoài sử dụng bộ điều khiển mạnh mẽ hơn như SMC, NTSM, PID-NTSM để xử lý sai số tốc độ , $\omega_{mref} - \omega_m$ từ đó sinh ra dòng tham chiếu mô-men i_{qref}. Đồng thời, dòng i_{dref} được tạo bởi bộ điều khiển PI từ thông nhằm đảm bảo điều kiện định hướng từ thông rotor không đổi. Như vậy, vòng ngoài đảm nhiệm vai trò bù nhiễu tải, bất định tham số và đảm bảo khả năng bám tốc độ với chất lượng cao. Vòng điều khiển trong là vòng điều khiển dòng điện với hai bộ điều khiển PI độc lập được sử dụng để điều chỉnh các thành phần dòng i_d và i_q. Với cấu trúc điều khiển hai vòng này, vòng trong đảm bảo động lực học dòng điện nhanh và chính xác, tạo điều kiện cho vòng ngoài tập trung xử lý các bất định và nhiễu tải của hệ cơ. Về mặt điều khiển, chuỗi tác động của hệ có thể được rút gọn thành

$$\omega_{mref} \rightarrow i_{qref} \rightarrow u_{dq} \rightarrow i_{dq} \rightarrow \omega$$

Cách tiếp cận này không chỉ phù hợp với đặc tính vật lý của động cơ không đồng bộ mà còn giúp đơn giản hóa quá trình thiết kế, phân tích ổn định và chứng minh hội tụ của hệ điều khiển trong các phần tiếp theo.

Sai số của tốc độ động cơ được định nghĩa là độ sai lệch của vận tốc đặt so với vận tốc thực tế của động cơ, nó được định nghĩa như công thức (5.5)

$$e_\omega(t) = \omega_{mref}(t) - \omega_m(t) \tag{5.5}$$

Đưa về dạng phương trình hệ phi tuyến chuẩn, tương tự (3.20), ta có (5.6)

$$\underset{\dot{x}(t)}{\dot{e}_\omega(t)} = \underbrace{\dot{\omega}_{ref}(t)}_{f(x)} - \underset{g_n}{\alpha_1 i_{sq}(t)} + \underbrace{\alpha_2 \rho(t)}_{d(t)} \tag{5.6}$$

trong đó, $e_\omega(t)$ là đối tượng điều khiển; $i_{sq}(t)$ là tín hiệu điều khiển; $\alpha_1 = \frac{n_p \hat{L}_m \psi_r}{\hat{J}\hat{L}_r}$; $\alpha_2 = \frac{1}{\hat{J}}$, $\rho(t) = T_L + d(t)$ là tổng các ngoại lực tác dụng lên hệ thống chưa xác định được một cách chắc chắn.

Trong phần này, mô hình động lực học của động cơ bài toán điều khiển được quy về bài toán điều khiển sai số vận tốc như (5.6) là hệ phi tuyến bậc một tương ứng với (3.20). Mục tiêu điều khiển là ép sai số vận tốc $e_\omega(t)$ hội tụ về 0 nhanh và bền vững trước nhiễu và bất định mô hình dựa vào tín hiệu điều khiển là $i_{sq}(t)$. Trên cơ sở đó, phần tiếp theo trình bày việc thiết kế các bộ điều khiển trượt cho hệ đã xác định.

5.2. Các bộ điều khiển trượt thông thường

Để đánh giá hiệu quả của bộ điều khiển PID-NTSM, các bộ điều khiển trượt thông thường như SLM và NTSM được tính toán để điều khiển tốc độ của động cơ không đồng bộ ba pha. Mục tiêu là điều khiển sai số e_ω hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn dưới các điều kiện tải và nhiễu khác nhau. Việc triển khai song song các bộ điều khiển này cho phép so sánh trực tiếp về khả năng hội tụ, độ mượt tín hiệu điều khiển và mức độ chattering, từ đó làm nổi bật ưu điểm của phương pháp PID-NTSM dựa trên phương pháp FOC.

Giả thuyết 5.1. Nhiễu $\dot{\rho}(t)$ được giới hạn bởi hệ số ϕ

$$|\dot{\rho}(t)| \le \phi \tag{5.7}$$

trong đó, $\phi > 0$ là một hằng số dương đã biết.

Mục tiêu điều khiển là thiết kế tín hiệu điều khiển $i_{sq}(t)$ cho sai số của hệ thống (5.5) hội tụ về 0.

5.2.1 Bộ điều khiển trượt tuyến tính

Mặt trượt tuyến tính được định nghĩa như công thức (5.8)

$$s = \gamma e_\omega \tag{5.8}$$

trong đó, γ là hệ số điều chỉnh dương.

Để đạt được mục tiêu điều khiển, phương pháp Lyapunov được sử dụng để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên $V(x)$ xác định dương và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \neq 0$.

Hàm Lyapunov được lựa chọn như (5.9)

$$V = \frac{1}{2} s^2 \tag{5.9}$$

Mục tiêu điều khiển là đưa sai số e_ω (5.5) hội tụ về 0, triệt tiêu hiện tượng chattering, tránh điểm kỳ dị trong tín hiệu điều khiển và giúp hệ hội tụ nhanh hơn. Luật điều khiển được lựa chọn như công thức (5.10) - (5.12)

$$i_{sq}(t) = i_{sqeq}(t) + i_{sqn}(t) \tag{5.10}$$

$$i_{sqeq}(t) = \frac{1}{\gamma \alpha_1} \dot{\omega}_{ref} \tag{5.11}$$

$$i_{sqn}(t) = \frac{1}{\gamma\alpha_1}\left(Ksign(s) + \mu s\right) \tag{5.12}$$

trong đó, K là hệ số trượt, μ là hệ số điều chỉnh.

Từ đó, đạo hàm của $V(x)$ được tính như sau

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s\left(-Ksign(s) - \mu s + \alpha_2\rho(t)\right) \\ &= -\left(K|s| + \mu s^2 - \alpha_2 s\rho(t)\right) \end{aligned} \tag{5.13}$$

Dựa vào giả thuyết 5.1, hệ số K được lựa chọn với $K > \alpha_2\phi$.

Đặt $\eta = K - \alpha_2\phi$ và $\mu s^2 > 0$ nên đạo hàm của V được tính toán như (5.14)

$$\dot{V} \le -\eta|s| < 0, \forall s \ne 0 \tag{5.14}$$

trong đó, $\eta > 0$.

Do đó, điều kiện Lyapunov được thỏa mãn và biến trượt $s(t)$ tiến về mặt trượt $s=0$. Khi hệ đã nằm trên mặt trượt, động lực học còn lại là tuyến tính và bảo đảm ổn định tiệm cận tại gốc.

$$\dot{V} \le -\left(\eta\sqrt{2}\right)V^{1/2} \tag{5.15}$$

Do đó, có thể kết luận rằng mặt trượt được chọn là ổn định theo Lyapunov và quỹ đạo của hệ tiến về mặt trượt. Tuy nhiên, do đặc tính hội tụ theo dạng bậc nhất, bộ điều khiển SMC tuyến tính vẫn còn hạn chế vì sai số chỉ ổn định tiệm cận và tồn tại chattering trong tín hiệu điều khiển. Để khắc phục các hạn chế nêu trên và cải thiện tốc độ hội tụ cũng như mức độ chattering, phần tiếp theo đề xuất và phân tích cấu trúc bộ điều khiển NTSM.

5.2.2. Bộ điều khiển NTSM

Mặt trượt NTSM được định nghĩa như công thức (5.16)

$$s = e_\omega + \gamma\dot{e}_\omega^{\,p/q} \tag{5.16}$$

trong đó, $\gamma > 0$; p và q là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$.

Để đạt được mục tiêu điều khiển, phương pháp Lyapunov được sử dụng để thiết kế luật điều khiển, tức là tìm một hàm Lyapunov ứng viên $V(x)$ xác định dương, và đảm bảo đạo hàm của nó thỏa mãn điều kiện $\dot{V} < 0, x \ne 0$.

Hàm Lyapunov được lựa chọn như sau

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{5.17}$$

Sai số về tốc độ của động cơ IM tiệm cận về 0, khi mặt trượt được sử dụng như công thức (5.14) và luật được điều khiển được thiết kế như sau (5.18) - (5.20)

$$i_{sq}(t) = i_{sqeq}(t) + i_{sqn}(t) \tag{5.18}$$

$$i_{sqeq}(t) = \frac{1}{\alpha_1}\dot{\omega}_{ref} \tag{5.19}$$

$$i_{sqn}(t) = \frac{1}{\alpha_1}\int_0^t \left(Ksign(s) + \mu s + \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{e}_\omega^{(2-p/q)} \right) dt \tag{5.20}$$

trong đó, K là hệ số trượt, μ là hệ số điều chỉnh.

Dựa trên mặt trượt được định nghĩa trong phương trình (5.16), ta lấy đạo hàm của s theo thời gian t, đạo hàm của $V(x)$ được tính toán như (5.21)

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\left[\gamma \frac{p}{q}\dot{e}_\omega^{\left(p/q-1\right)} \left(\ddot{e}_\omega + \gamma^{-1}\frac{q}{p}\dot{e}_\omega^{\left(2-p/q\right)} \right) \right] \\ &= \gamma s \frac{p}{q}\dot{e}_\omega^{\left(p/q-1\right)} \left(-Ksign(s) - \mu s + \alpha_2\dot{\rho}(t) \right) \\ &= -\gamma \frac{p}{q}\dot{e}_\omega^{\left(p/q-1\right)} \left(K|s| + \mu s^2 - \alpha_2\dot{\rho}(t)s \right) \end{aligned} \tag{5.21}$$

Trong trường hợp $\dot{e}^{\left(p/q-1\right)} > 0$, với hệ số K được lựa chọn nhằm triệt tiêu thành phần nhiễu được lựa chọn như công thức (5.22) dựa trên giả thuyết 5.1

$$K > \alpha_2\phi \tag{5.22}$$

Với hệ số K được thiết kế như (5.22), đặt $\eta = K - \alpha_2\phi$ và $\mu s^2 > 0$ nên phương trình đạo hàm của V được viết lại như sau

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q}\dot{e}_\omega^{\left(p/q-1\right)}\eta|s| < 0, \forall s \ne 0 \tag{5.23}$$

trong đó, $\eta > 0$.

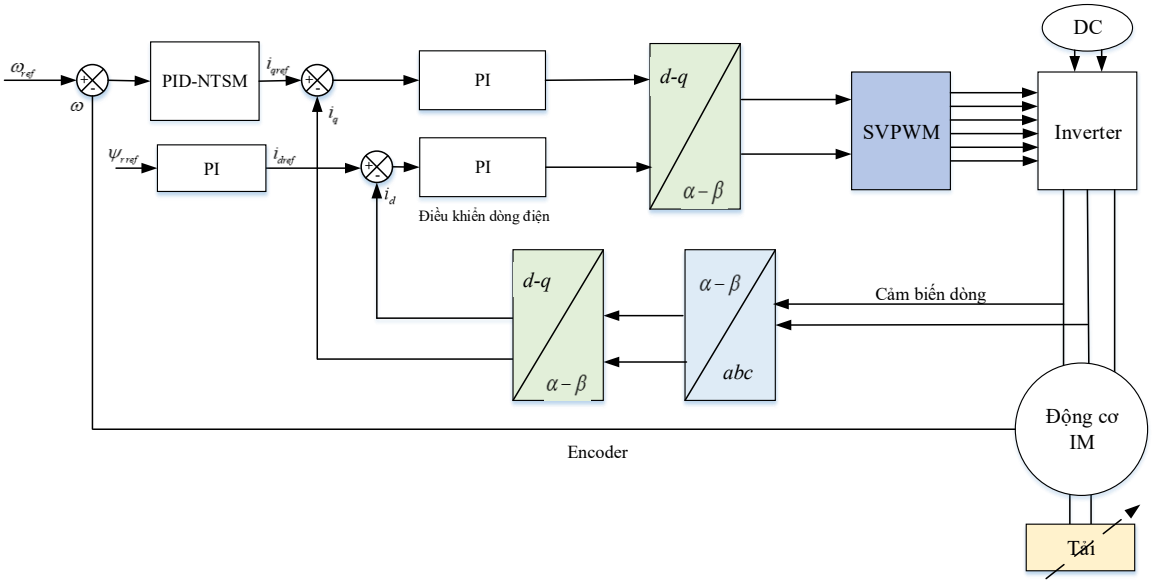
Như vậy, sai số $e_\omega(t)$ tiến về 0 trong thời gian hữu hạn khi luật điều khiển được chọn như (5.18) - (5.20).

Mặc dù các bộ điều khiển trượt thông thường như SMC và NTSM duy trì được tính bền vững trước nhiễu và bất định bằng việc đạo hàm của V âm với mọi $s \ne 0$, hiện

tượng chattering là hạn chế lớn nhất làm cho chúng không thể ứng dụng trong thực tế. Điều này đặt ra nhu cầu phát triển một cấu trúc điều khiển mới vừa giảm được chattering, vừa cải thiện chất lượng đáp ứng. Phần tiếp theo trình bày đóng góp trọng tâm của luận án là bộ điều khiển PID-NTSM áp dụng cho điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ ba pha, nhằm giảm mạnh hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển.

5.3. Bộ điều khiển PID nested NTSM

Điều khiển Field Oriented Control (FOC) là một chiến lược điều khiển hiện đại được phát triển nhằm cải thiện hiệu suất điều khiển động cơ không đồng bộ (IM) trong các ứng dụng yêu cầu đáp ứng nhanh và độ chính xác cao. Phương pháp này cho phép điều khiển riêng biệt mô-men và từ thông của động cơ, tương tự như điều khiển động cơ một chiều.



Hình 5. 2. Sơ đồ điều khiển FOC cho động cơ IM.

Trong trường hợp này, điều khiển FOC có cấu trúc như điều khiển tầng (cascade control) trong đó vòng điều khiển tốc độ là vòng bên ngoài và chịu ảnh hưởng của nhiều yếu tố ngoại lực, sai số của mô hình nên cần bộ điều khiển có tính bền vững cao và khả năng khử nhiễu tốt. Trên cơ sở đó, bộ điều khiển PID-NTSM được thiết kế cho bộ điều khiển tốc độ của động cơ ở vòng ngoài như sơ đồ Hình 5.2 nhằm tận dụng ưu điểm hội tụ hữu hạn thời gian và khả năng giảm chattering của cấu trúc mặt trượt phi tuyến bậc cao. Ngược lại, các vòng điều khiển bên trong của FOC bao gồm điều khiển dòng và từ thông, có tốc độ phản hồi rất nhanh và ít chịu tác động trực tiếp của nhiễu bên ngoài. Việc áp dụng các thuật toán phi tuyến bậc cao vào các vòng này không chỉ làm tăng độ phức tạp tính toán mà còn không mang lại hiệu quả đáng kể

về mặt điều khiển. Do đó, các vòng bên trong tiếp tục sử dụng cấu trúc PI kinh điển để đảm bảo tính đơn giản, độ ổn định và khả năng triển khai thuận lợi trên phần cứng thực tế.

Giả thiết 5.2. $\ddot{\rho}$ bị giới hạn bởi ϕ như công thức (5.24)

$$|\ddot{\rho}| \le \phi \tag{5.24}$$

trong đó, $\phi > 0$ là một hằng số dương đã biết.

Bằng cách thiết kế và lựa chọn một chiến lược điều khiển phù hợp, hệ thống đảm bảo rằng nhiễu loạn và bất định bị giới hạn trong một phạm vi giới hạn, cho phép hệ thống hội tụ đến quỹ đạo mong muốn. Điều này đảm bảo rằng bề mặt trượt *l* tiến tới 0, duy trì tính ổn định và hiệu suất của hệ thống ngay cả khi chứa các nhiễu loạn và bất định.

Mặt trượt PID-NTSM bậc cao được giới thiệu theo phương trình (5.25), với *s* được định nghĩa trong phương trình (5.26)

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{5.25}$$

$$s = \zeta_1 e_\omega(t) + \zeta_2 \int_0^t e_\omega(t)dt + \zeta_3 \frac{de_\omega}{dt} \tag{5.26}$$

trong đó, *p* và *q* là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện *1<p/q<2*; $\gamma > 0$. Các hệ số điều chỉnh ζ_1, ζ_2, ζ_3 được lựa chọn dựa vào tần số dao động tự nhiên với $\omega_n > 0$ với $\zeta_1 = 2\xi\omega_n\zeta_3 > 0$; $\zeta_2 = \omega_n^2\zeta_3$; và $\zeta_3 > 0$ và $\xi = 1$ tương ứng với giảm chấn tới hạn.

Định lý 5.1. *Xét động lực học sai số tốc độ của động cơ trong phương trình (5.6), nếu mặt trượt được chọn theo phương trình (5.25) - (5.26) với luật điều khiển được thiết kế như (5.27) - (5.29)*

$$i_{sq}(t) = i_{sqeq}(t) + i_{sqn}(t) \tag{5.27}$$

$$i_{sqeq}(t) = \frac{1}{\zeta_3\alpha_1}\int_0^t \left(\zeta_1\dot{e}_\omega(t) + \zeta_2 e_\omega(t) + \zeta_3\ddot{\omega}_{mref}(t)\right)dt \tag{5.28}$$

$$i_{sqn}(t) = \frac{1}{\zeta_3\alpha_1}\int_0^t\int_0^{t_1}\left[Ksign(l) + \mu l + \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right]dt_1 dt \tag{5.29}$$

trong đó, K là hệ số trượt với $K > \zeta_3\alpha_2\phi$, μ *là hệ số điều chỉnh.*

Khi đó, quỹ đạo sai số của hệ được đảm bảo tiếp cận mặt trượt trong thời gian hữu hạn. Sau khi đạt tới mặt trượt, chuyển động trượt được duy trì và sai số sẽ hội tụ tiệm cận về 0. □

Chứng minh Định lý 5.1.

Chọn hàm Lyapunov như sau

$$V = \frac{1}{2} l^2 \tag{5.30}$$

Dựa trên mặt trượt được định nghĩa trong phương trình (5.25) - (5.26), ta lấy đạo hàm của l theo thời gian t như sau

$$\begin{aligned} \dot{l} &= \dot{s} + \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \ddot{s} \\ &= \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left(\ddot{s} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right) \end{aligned} \tag{5.31}$$

Từ công thức (5.6), gia tốc của sai số được tính như công thức (5.32)

$$\ddot{e}_{\omega}(t) = \ddot{\omega}_{ref}(t) - \alpha_1 \dot{i}_{sq}(t) + \alpha_2 \dot{\rho}(t) \tag{5.32}$$

Đạo hàm của $s(t)$ theo t được tính như sau

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \zeta_1 \dot{e}_{\omega}(t) + \zeta_2 e_{\omega}(t) + \zeta_3 \ddot{e}_{\omega}(t) \\ &= \zeta_1 \dot{e}_{\omega}(t) + \zeta_2 e_{\omega}(t) + \zeta_3 (\ddot{\omega}_{ref}(t) - \alpha_1 \dot{i}_{sq}(t) + \alpha_2 \dot{\rho}(t)) \end{aligned} \tag{5.33}$$

Từ luật điều khiển (5.27) - (5.29), đạo hàm của $s(t)$ có thể được viết lại dưới dạng phương trình (5.31)

$$\dot{s} = \zeta_3 \alpha_1 \dot{i}_{sqn}(t) + \zeta_3 \alpha_2 \dot{\rho}(t) \tag{5.34}$$

Đạo hàm bậc hai của s được tính theo phương trình (5.32)

$$\ddot{s} = \zeta_3 \alpha_1 \ddot{i}_{sqn}(t) + \zeta_3 \alpha_2 \ddot{\rho}(t) \tag{5.35}$$

Xét đạo hàm theo thời gian của hàm Lyapunov V và đảm bảo rằng $\dot{V} < 0$. Từ các phương trình (5.28 - 5.23), đạo hàm theo thời gian của V có thể được viết lại dưới dạng phương trình (5.36)

$$\begin{aligned}\dot{V} &= l\left[\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\ddot{s}+\gamma^{-1}\frac{q}{p}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right)\right]\\ &= \gamma l\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left[-Ksign(l)-\mu l+\zeta_3\alpha_2\ddot{\rho}(t)\right]\\ &= -\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\mu l^2\right)-\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K|l|-\zeta_3\alpha_2 l\ddot{\rho}(t)\right)\end{aligned} \tag{5.36}$$

Với giải thuyết 5.2 là $\ddot{\rho}(t)$ bị chặn, hệ số K được lựa chọn như sau

$$K > \zeta_3\alpha_2\phi \tag{5.37}$$

Với hệ số K được lựa chọn như được quy ước trong định lý 5.1, $\dot{V}$ được viết lại như sau

$$\dot{V} \le -\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\mu l^2\right)-\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K-\zeta_3\alpha_2\phi\right)|l| \tag{5.38}$$

Đặt $\eta = K\ -\zeta_3\alpha_2\phi > 0$. Vì $\mu l^2 \ge 0$, và trong trường hợp p và q là các số lẻ dương thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$ thì $\dot{s}^{\left(p/q-1\right)} > 0$, ta có

$$\dot{V} \le -\gamma\frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\eta|l| < 0, \qquad \forall l \ne 0 \tag{5.39}$$

Như vậy, sai số của hệ trong (5.6) tiến về 0 trong thời gian hữu hạn khi luật điều khiển được chọn như (5.27) - (5.29). Ta có thể kết luận quá trình hội tụ được diễn ra như sau $l(t)$ tiến về 0 kéo theo $s(t)$ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn và sai số $e_\omega(t)$ của phương trình (5.6) hội tụ tiệm cận về 0 mà không xuất hiện dao động. □

Nhận xét 5.1. Giả sử t_l là thời điểm l đạt giá trị 0 bắt đầu từ thời điểm t_r, trong đó và $l(t) = 0$ với mọi $t_l > t_r$.

Với $\dot{s}^{p/q-1} > 0, \exists\delta > 0,$ *và* $\dot{s}^{p/q-1} \ge \delta\ \forall t \ge t_r$, đạo hàm của V được viết lại như sau

$$\dot{V} \le -\frac{p}{q}\gamma\delta\eta|l| \tag{5.40}$$

Vì $|l| = \sqrt{2V(t)}$, lấy tích phân hai vế trong khoảng thời gian $t_r \to t_l$, ta được

$$\int_{t_r}^{t_l}\frac{\dot{V}}{\sqrt{2V}}dt \le \int_{t_r}^{t_l}-\frac{p}{q}\gamma\delta\eta dt \tag{5.41}$$

Tại thời điểm $l(t_l) = 0$ thì $V(t_l) = 0$, do đó ta được phương trình

$$-\sqrt{2V(t_r)} \le -\frac{p}{q}\gamma\delta\eta\left(t_l - t_r\right) \tag{5.42}$$

Mặt trượt *l* sẽ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn, được ước lượng bởi

$$t_l \le t_r + \frac{q}{p\gamma\delta\eta}\left|l\left(t_r\right)\right| \tag{5.43}$$

Nhận xét 5.2. Giả sử t_s là thời gian để $s \to 0$ và $\dot{s} \to 0$ trong thời gian hữu hạn t_s được tạo bởi mặt trượt NTSM được giới thiệu như (5.25). Thời gian để *s(t)* tiến tới 0 được biểu diễn dưới dạng công thức (5.44)

$$t_s = t_l + \frac{p}{p-q}\gamma^{q/p}\left|s\left(t_l\right)\right|^{(p-q)/p} \tag{5.44}$$

Sau thời điểm t_s, động lực học của hệ có thể được mô hình hóa thành hệ tuyến tính bậc hai như sau (5.45)

$$\ddot{e}_\omega(t) + 2\zeta\omega_n\dot{e}_\omega(t) + \omega_n^2 e_\omega(t) = 0, \forall t \ge t_s \tag{5.45}$$

trong đó ω_n là tần số dao động tự nhiên của hệ, ξ là hệ số suy giảm (damping) thường được sử dụng trong khoảng (0.7,1] tùy vào mục đích thiết kế của bộ điều khiển.

Trong trường hợp này, hệ số suy giảm được chọn là $\xi=1$, nghiệm có dạng (5.46)

$$e_\omega(t) = \left[e_\omega(t_s) + \left(\dot{e}_\omega(t_s) + \omega_n e_\omega(t_s)\right)\right]\exp\left(-\omega_n(t - t_s)\right) \tag{5.46}$$

Tổng thời gian để sai số hội tụ được viết lại dưới dạng phương trình (5.47)

$$t_c = t_l + \frac{p}{p-q}\gamma^{q/p}\left|s\left(t_l\right)\right|^{(p-q)/p} - \frac{\ln\varepsilon}{\omega_n} \tag{5.47}$$

Việc kết hợp bộ điều khiển trượt PID – NTSM ở vòng ngoài và bộ điều khiển PI ở vòng trong cho phép tận dụng ưu điểm của cả hai phương pháp. Trong phần này, bộ điều khiển PI được áp dụng cho vòng điều khiển sai số từ thông rotor, với sai số được định nghĩa như công thức (5.48)

$$e_{\psi_r} = \psi_{rref} - \psi_r \tag{5.48}$$

Với sai số từ thông rotor được tính toán như (5.48) với ψ_{rref} = hằng số. Đạo hàm của sai số từ thông được tính toán như sau

$$\dot{e}_{\psi_r} = -\dot{\psi}_r = \frac{1}{T_r}\psi_r - \frac{L_m}{T_r}i_{sd} \tag{5.49}$$

Trong điều khiển động cơ IM, dòng i_{sd} được sử dụng để điều khiển từ thông của rotor. Phương trình (5.2) cho thấy mối tương quan giữa isd và ψr được xấp xỉ tuyến tính và phản ứng nhanh, do đó, cấu trúc đơn giản của bộ điều khiển PI là phù hợp và đảm bảo bám sát từ thông mong muốn, nhằm giảm độ phức tạp và chi phí các tính toán. Bộ điều khiển PI được thiết kế như công thức (5.50)

$$i_{sd}(t) = K_p^{i_{sd}} e_\psi + K_i^{i_{sd}} \int_0^t e_\psi dt \tag{5.50}$$

trong đó, $K_p^{i_{sd}}$ và $K_i^{i_{sd}}$ là hệ số khuếch đại dương với các hệ số này được thiết kế đáp ứng theo tiêu chuẩn Ziegler-Nichols.

Đối với các bộ điều khiển là vòng bên trong, tốc độ tính toán là yếu tố quan trọng, nhằm nhanh chóng cập nhật các thông số để đảm bảo hệ thống phản ứng kịp với sự thay đổi của dòng điện và từ thông trong động cơ. Bộ điều khiển cần dễ dàng thiết lập và tối ưu tốc độ xử lý, do đó, bộ điều khiển PI là phù hợp cho vòng điều khiển bên trong. Bộ điều khiển PI được thiết kế như công thức (5.51)

$$u_{sd}(t) = K_p^{isd} e_{isd} + K_i^{isd} \int_0^t e_{isd} dt \tag{5.51}$$

trong đó, K_p^{isd} và K_i^{isd} là hệ số khuếch đại dương với các hệ số này được thiết kế đáp ứng theo tiêu chuẩn Ziegler-Nichols.

Tương tự như bộ điều khiển dòng $i_{sd}(t)$, bộ điều khiển dòng $i_{sq}(t)$ được thiết kế như công thức sau (5.52)

$$u_{sq}(t) = K_p^{isq} e_{isq} + K_i^{isq} \int_0^t e_{isq} dt \tag{5.52}$$

trong đó, K_p^{isq} và K_i^{isq} là hệ số khuếch đại dương, với các hệ số này được thiết kế đáp ứng theo tiêu chuẩn Ziegler-Nichols.

5.4. Mô phỏng

Nhằm đánh giá hiệu quả của các phương pháp điều khiển, một môi trường mô phỏng được thiết lập bằng MATLAB Simulink với thời gian lấy mẫu 0.5 ms. Ở phần mô phỏng, hai kịch bản được xây dựng như trong Bảng 5.2. Kịch bản 1 xét hệ thống với các tham số danh định, phản ánh điều kiện vận hành bình thường. Kịch bản 2 mô phỏng trường hợp tồn tại bất định mô hình nghiêm trọng, trong đó các tham số chính của hệ thống được giả định tăng lên gấp năm lần so với giá trị danh định. Việc so sánh

kết quả giữa hai kịch bản cho phép đánh giá khả năng duy trì chất lượng điều khiển của bộ điều khiển trong điều kiện tham số thay đổi mạnh.

Bảng 5. 2. Bảng mô tả các kịch bản mô phỏng

Kịch bản	Điều kiện	Mục đích
1	Các tham số hệ thống ở giá trị danh định	Đánh giá hiệu năng điều khiển trong điều kiện vận hành bình thường
2	Các tham số hệ thống tăng gấp 5 lần so với danh định	Đánh giá tính bền vững và khả năng chống bất định mô hình

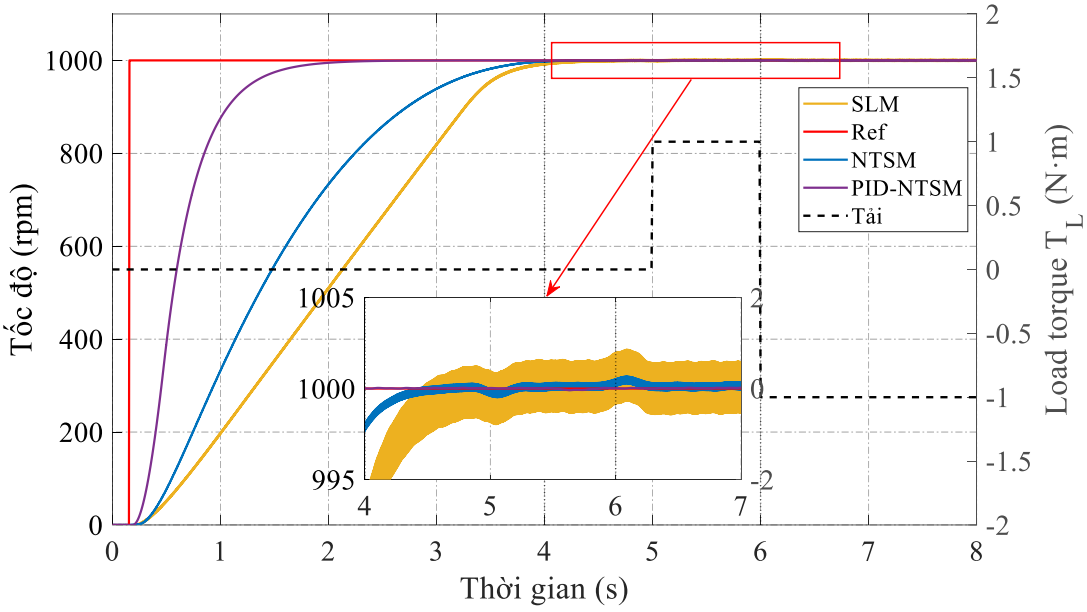
Các tham số của IM sử dụng trong mô phỏng được lựa chọn bám sát các thông số của hệ thống thực nghiệm nhằm bảo đảm tính tương thích giữa mô hình lý thuyết và đối tượng thực tế. Trong đó, các tham số của động cơ và phần cứng thí nghiệm được lấy từ tài liệu kỹ thuật do nhà sản xuất công bố, đồng thời được sử dụng làm cơ sở ban đầu cho việc xây dựng mô hình và triển khai bộ điều khiển trong phòng thí nghiệm. Cách lựa chọn này giúp bảo đảm rằng các kết quả mô phỏng có ý nghĩa tham chiếu tốt đối với thực nghiệm, đồng thời làm rõ khả năng chuyển giao bộ điều khiển từ mô hình lý thuyết sang hệ thống thực. Ở kịch bản 1, các thông số của động cơ không đồng bộ ba pha được trình bày trong Bảng 5.3.

Bảng 5. 3. Thông số động cơ IM được sử dụng trong luận án

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Công suất	*P*	180W
Điện áp định mức	*V*	36V
Điện trở stator	*Rs*	0.01485 Ω
Điện kháng rò stator	*Lls*	0.3027 mH
Điện cảm kháng tương hỗ	*Lm*	0.01046 H
Điện trở rotor	*Rr*	0.009295 Ω
Điện kháng rò rotor	*Llr*	0.3027 mH

Hình 5.3 trình bày đáp ứng tốc độ của động cơ theo ba phương pháp điều khiển khác nhau như đã trình bày ở phần trên. Như kết quả từ mô phỏng, bộ điều khiển

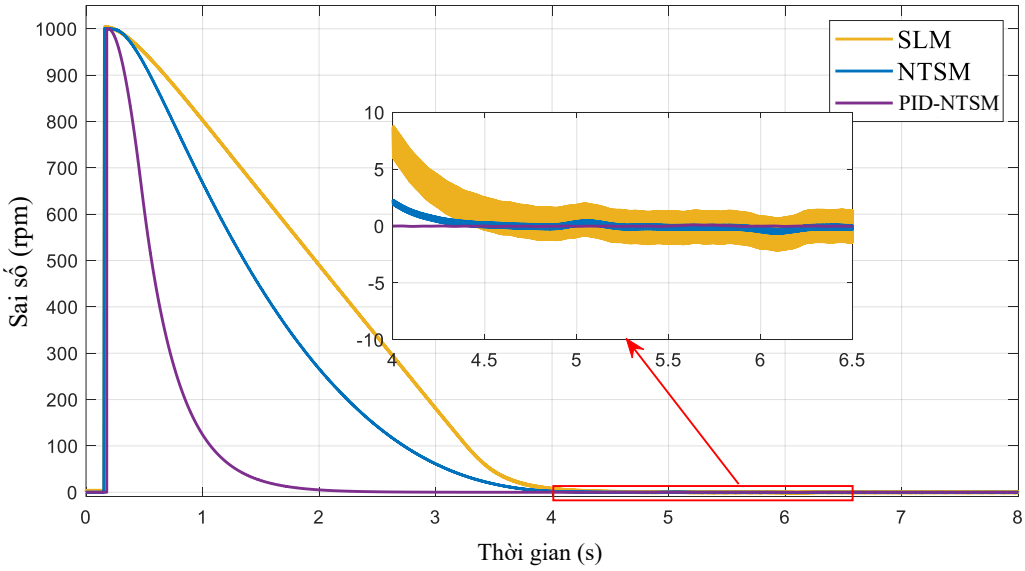
SLM với đồ thị là đường màu vàng thể hiện sự hội tụ chậm nhất, đạt tốc độ mong muốn sau khoảng 4s và tồn tại hiện tượng chattering, đây là nhược điểm lớn nhất của phương pháp điều khiển trượt thông thường. Bộ điều khiển NTSM cải thiện phản ứng tức thời bằng cách giảm thời gian ổn định xuống còn khoảng 3.5s và giảm chattering tuy nhiên chúng vẫn còn tồn tại với biên độ nhỏ. Kết quả mô phỏng thể hiện được hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất, đáp ứng nhanh chóng nhất trong các phương pháp điều khiển, chứng minh được phương pháp điều khiển đề xuất đạt được các kết quả tốt. Trạng thái đáp ứng của hệ thống được thể hiện trong biểu đồ phụ được phóng to trong khoảng từ 4 đến 7 s cho thấy rằng hiện tượng chattering được triệt tiêu gần như hoàn toàn ở phương pháp PID-NTSM, còn với SLM bị chattering với biên độ khoảng ±5 vòng/phút, NTSM làm giảm hiện tượng này khoảng ±2 vòng/phút. Kết quả này làm nổi bật tính hiệu quả của bộ điều khiển được đề xuất không chỉ trong việc tăng tốc độ hội tụ của hệ thống mà còn triệt tiêu được hiện tượng rung, đảm bảo hiệu suất của bộ điều khiển đề xuất đạt hiệu quả nhanh chóng và mượt mà.



Hình 5. 3. Đáp ứng về tốc độ giữa các bộ điều khiển

Sai số của các bộ điều khiển được thể hiện qua Hình 5.4. Điều này chứng minh được hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất với sai số xác lập thấp ở phương pháp điều khiển PID-NTSM. Ngoài ra, các chỉ số sai số như IAE và ISE được tính toán như trong Bảng 5.4. Kết quả so sánh cho thấy bộ điều khiển đề xuất vượt trội rõ rệt so với các phương pháp SLM và NTSM. Cụ thể, chỉ số IAE giảm tới 1933 lần (99.95%) so với SLM và 438 lần (99.77%) so với NTSM. Tương tự, chỉ số ISE giảm lần lượt 757

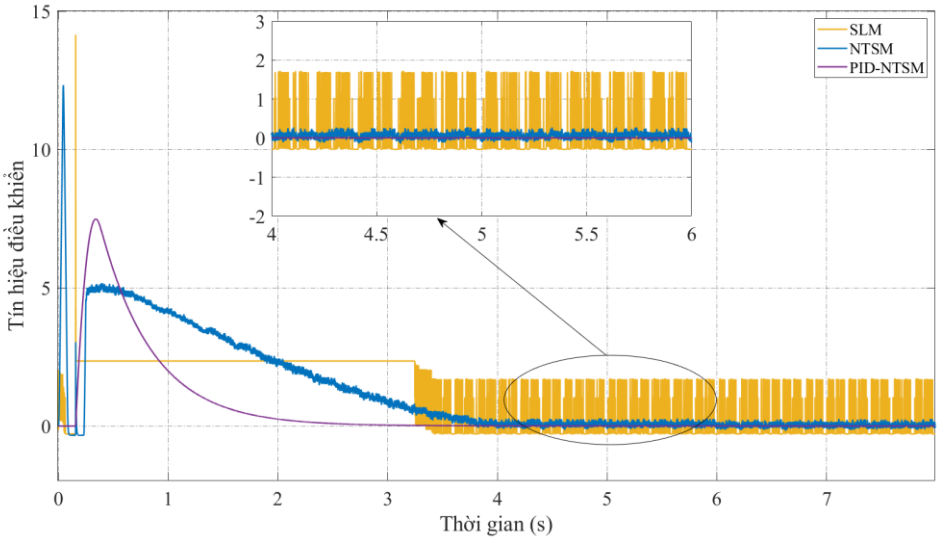
lần (99.87%) và 274 lần (99.64%), chứng tỏ khả năng triệt tiêu sai số và cải thiện chất lượng điều khiển vượt trội của phương pháp đề xuất.



Hình 5. 4. Sai số tốc độ của các bộ điều khiển

Bảng 5. 4. So sánh IAE và ISE của các bộ điều khiển

	IAE ($\times 10^{-3}$)	Giảm so với SLM	Giảm so với NTSM	ISE ($\times 10^{-5}$)	Giảm so với SLM	Giảm so với NTSM
SLM	1.933	–	–	2.272	–	–
NTSM	0.438	4.41 lần (77.3%)	–	0.822	2.76 lần (63.8%)	–
PID-NTSM	0.001	1933 lần (99.95%)	438 lần (99.77%)	0.003	757 lần (99.87%)	274 lần (99.64%)

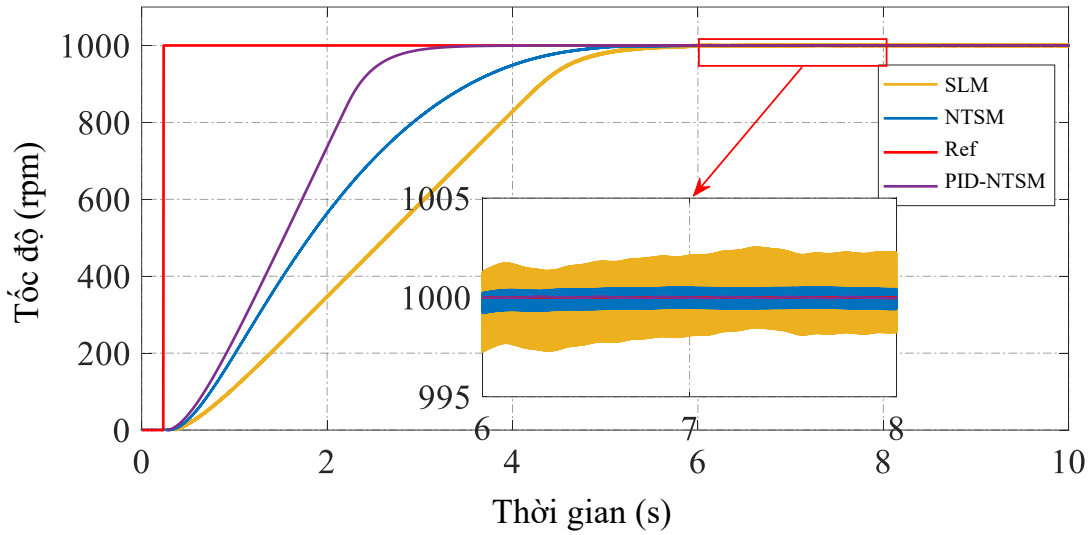


Hình 5. 5. Tín hiệu điều khiển của bộ điều khiển tốc độ

Bảng 5. 5. So sánh hiện tượng chattering giữa SLM, NTSM và bộ điều khiển đề xuất dựa trên chỉ số MAE và RMS.

	MAE	**So với PID-NTSM**	**RMS**	**So với PID-NTSM**
PID-NTSM	0.0097	–	0.0169	–
NTSM	0.1057	10.9 lần (90.8%)	0.1464	8.66 lần (88.5%)
SLM	0.4144	42.7 lần (97.7%)	0.5893	34.9 lần (97.1%)

Hình 5.5 mô tả tín hiệu điều khiển của các phương pháp SLM, NTSM và bộ điều khiển PID-NTSM như đề xuất. Sau hệ thống hội tụ, tín hiệu điều khiển nhanh chóng ổn định và triệt tiêu các dao động. Biểu đồ phụ được phóng to giữa 4s và 6s làm nổi bật sự khác biệt này một cách rõ ràng rằng bộ điều khiển được đề xuất cung cấp nỗ lực điều khiển liên tục và mượt mà, triệt tiêu hiện tượng chattering. Chỉ số MAE và RMS được tính toán để đánh giá hiệu suất bộ điều khiển, như thể hiện trong Bảng 5.5, MAE giảm khoảng 10.9 lần (90.8%) so với NTSM và 42.7 lần (97.7%) so với SLM. Tương tự, chỉ số RMS giảm lần lượt 8.66 lần (88.5%) và 34.9 lần (97.1%). Điều này chứng minh hiệu quả của bộ điều khiển PID – NTSM có khả năng loại bỏ hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển.



Hình 5. 6. So sánh tốc độ phản ứng của động cơ với các bộ điều khiển khác nhau khi tham số mô hình trong luật điều khiển gấp 5 lần tham số thực tế

Ở kịch bản 2, các tham số động cơ có độ bất định gấp 5 lần các thông số định danh như Bảng 5.2 đã được thực hiện. Trường hợp này phản ánh tình huống thực tế khi tải quán tính tăng đột ngột hoặc khi hệ số lực cản ma sát lớn hơn điều kiện thiết kế ban đầu. Phản ứng của hệ thống được thể hiện qua Hình 5.6 của các bộ điều khiển khác nhau, bao gồm SLM, NTSM và PID-NTSM. Nó cho thấy tính vững chắc của SMC trong các tình huống thực tế với các tham số thay đổi. Nghiên cứu này trình bày bộ điều khiển giúp phản ứng nhanh hơn và triệt tiêu hiện tượng chattering, chứng minh hiệu quả và các cân nhắc của thuật toán khi áp dụng vào thực tế. Trong trường hợp mô men quán tính tăng và mô men lực cản nhớt tăng, hệ thống phản ứng chậm hơn, nhưng vẫn chứng minh hiệu quả của bộ điều khiển được đề xuất với thời gian hội tụ ngắn hơn, triệt tiêu hiện tượng chattering.

Bảng 5. 6. So sánh các chỉ số IAE và ISE

	Bộ điều khiển	**IAE**	**ISE**
PID-NTSM	PID-NTSM	0.001×10^{-3}	0.003×10^{-5}
[101]	PI-HONTSMC	2.5×10^{-3}	17×10^{-5}
[102]	Back-STC-EA (SSM)	79×10^{-3}	150×10^{-5}

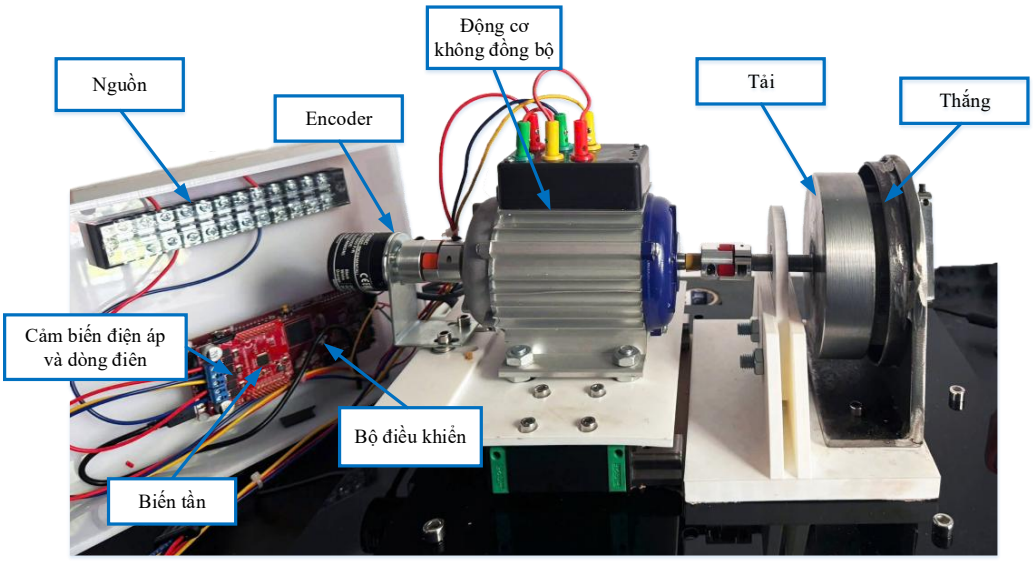
Như thể hiện trong Bảng 5.6, bộ điều khiển PID-NTSM đề xuất đạt các chỉ số IAE và ISE nhỏ, cho thấy khả năng cải thiện chất lượng bám và giảm sai số điều khiển.

Tuy nhiên, cần nhấn mạnh rằng nội dung đối chiếu trong bảng chỉ mang tính tham chiếu học thuật, không phải là phép so sánh tuyệt đối giữa các công trình, bởi mỗi nghiên cứu được thực hiện trên các đối tượng động cơ, tham số mô hình, điều kiện tải, cấu trúc điều khiển và kịch bản đánh giá khác nhau. Vì vậy, việc trình bày bảng không nhằm phủ nhận hay đánh giá thấp các nghiên cứu đã công bố trước đó, mà nhằm cung cấp thêm cơ sở để làm rõ tính hợp lý, tính khả thi và ưu điểm của bộ điều khiển PID-NTSM được đề xuất trong luận án.

5.5. Thực nghiệm

5.5.1. Thiết lập môi trường thực nghiệm

Để đánh giá phản ứng tốc độ của hệ thống điều khiển động cơ không đồng bộ sử dụng PID-NTSM và so sánh chúng với các bộ điều khiển cổ điển khác, một testbench được thiết kế như Hình 5.8 để đánh giá hiệu suất của bộ điều khiển đề xuất với các thông số động cơ như Bảng 5.1.



Hình 5. 7. Mô hình để thực nghiệm động cơ không đồng bộ 3 pha.

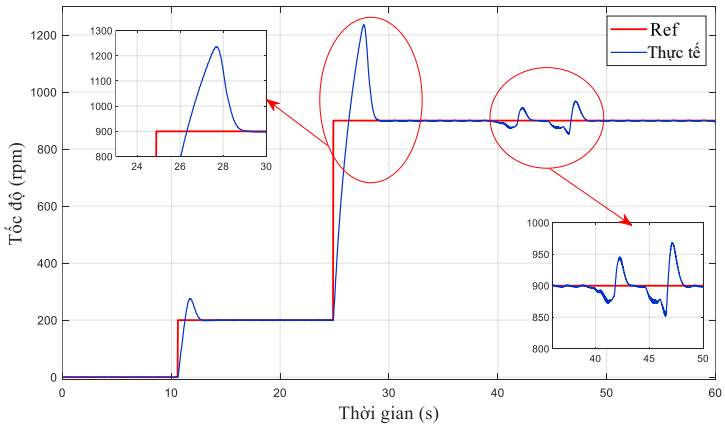
Hệ thực nghiệm được thiết kế nhằm kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển áp dụng cho động cơ không đồng bộ ba pha. Đối tượng điều khiển là tốc độ động cơ không đồng bộ ba pha được ghép nối cơ khí với hệ tải. Vận tốc góc của rotor được đo lường trực tiếp nhờ encoder được gắn trực tiếp lên trục của rotor. Ngoài ra, để đánh giá các hiệu suất của bộ điều khiển trước những tác động của ngoại lực tác động vào hệ thống. Hệ thống bố trí tải cố định và cơ cấu phanh cơ học, cho phép mô phỏng các kịch bản vận hành khác nhau từ không tải, tải cố định cho đến tải biến thiên. Sự kết hợp này giúp tái tạo nhiều kịch bản công nghiệp, từ chế độ vận hành lý tưởng đến tình huống chịu tác động của mômen cản thay đổi ngẫu nhiên. Toàn bộ cấu hình được

lắp đặt trên giá đỡ cơ khí cứng vững nhằm giảm rung động và nhiễu ngoài, đảm bảo độ tin cậy khi thu nhận dữ liệu. Nhờ thiết kế đồng bộ này, hệ thực nghiệm cho phép kiểm chứng khách quan hiệu quả của từng cấu trúc điều khiển, đồng thời cung cấp dữ liệu thực nghiệm chuẩn hóa để phân tích và so sánh.

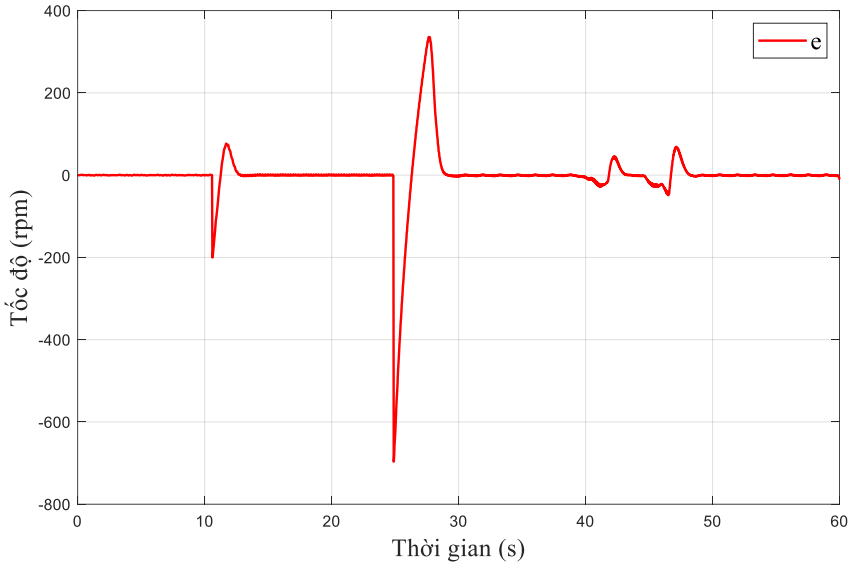
Tải cố định được thiết kế dạng hình đĩa đồng nhất nhằm tính toán được mô men của tải, và các nhiều không thể đo lường được đưa vào hệ thống bằng đĩa phanh, và độ lớn của ngoại lực này không quá lớn và không thể đo được, có nghĩa không lớn hơn mô men tạo ra từ động cơ vì điều chỉnh khoảng hở của khe phanh làm cho chúng không làm cho động cơ dừng hẳn. Mô hình này mô phỏng các ngoại lực trong điều kiện tự nhiên như sự thay đổi các hệ số vì nhiệt, lệch trục trong quá trình vận hành, ma sát. Sử dụng cảm biến dòng và áp được tích hợp trong DRV8305N giúp thiết lập mô hình FOC cho động cơ không đồng bộ 3 pha. Encoder được sử dụng để thu thập ín hiệu vị trí góc và tốc độ quay của trục động cơ, từ đó cung cấp thông tin phản hồi cần thiết cho bộ điều khiển trong các hệ truyền động điện với độ phân giải 1000 xung/vòng và tín hiệu ngõ ra pha A, B, Z, encoder cho phép xác định chính xác cả hướng quay lẫn vị trí tham chiếu tuyệt đối trên một vòng.

5.5.2. Thực nghiệm các bộ điều khiển

Để đánh giá các bộ điều khiển trên động cơ không đồng bộ ba pha trên điều kiện có tải bất định. Bộ PI được sử dụng phổ biến trong các thử nghiệm giúp làm rõ giới hạn của một cấu trúc điều khiển tuyến tính. Với động cơ không đồng bộ là một hệ phi tuyến bậc cao, chịu ảnh hưởng mạnh của hiện tượng liên kết điện cơ và sự biến thiên của tham số theo điều kiện vận hành. Các thông số được thiết lập cho bộ điều khiển PI được trình bày $K_p = 1.098$, $K_i = 0.005$. Đáp ứng của hệ thống với bộ điều khiển PI được thể hiện như hình 5.9 cho thấy sự vọt lố của hệ thống bám.



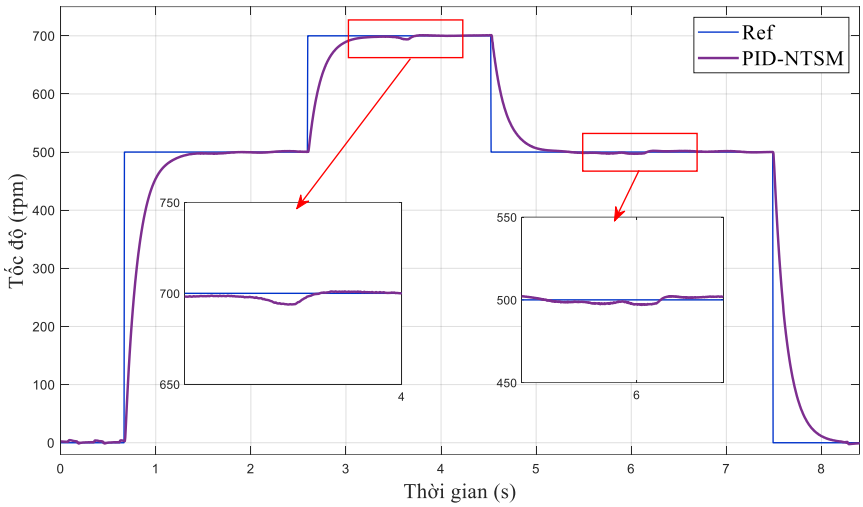
Hình 5. 8. Đáp ứng thực nghiệm của bộ điều khiển PID kinh điển



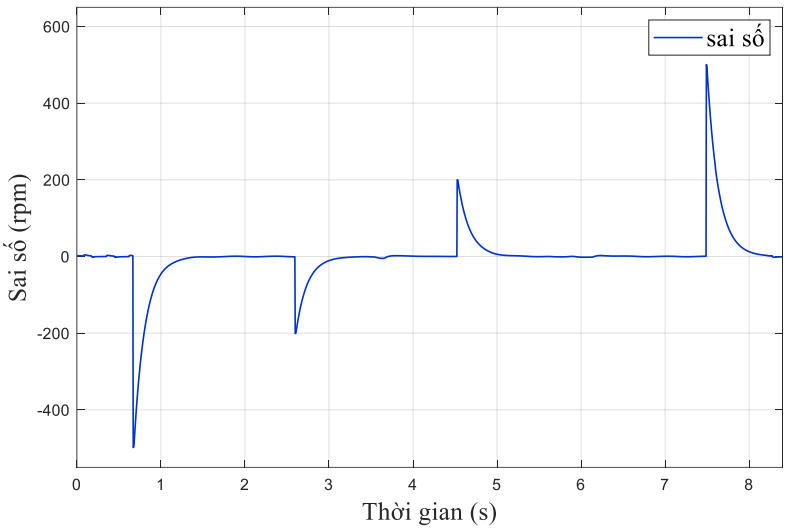
Hình 5. 9. Sai số thực nghiệm của bộ điều khiển PI kinh điển

Để làm cơ sở so sánh cho bộ điều khiển PID-NTSM, bộ điều khiển PI được thực hiện. Đồ thị đáp ứng của bộ điều khiển được thể hiện như Hình 5.9, với sai số được trình bày ở Hình 5.10. Kết quả thực nghiệm cho thấy tại các thời điểm có sự thay đổi đột ngột của giá trị đặt nên hệ thống xuất hiện dao động quá độ lớn thể hiện ở đỉnh vọt lố vượt 300rpm. Ngoài ra, mặc dù hệ thống hội tụ về lân cận giá trị tham chiếu, sai số xác lập không triệt tiêu hoàn toàn mà vẫn dao động quanh giá trị đặt với biên độ đáng kể. Hình 5.9 phóng to một số nơi được thêm nhiễu vào hệ thống cho thấy rõ hơn hiện tượng dao động và vọt lố đây là nhược điểm đặc trưng của bộ điều khiển PI trong các hệ phi tuyến và có bất định tải. Đồ thị sai số thể hiện rõ các điểm vọt lố của bộ điều khiển với các nhiễu được thêm vào từ phanh, bộ điều khiển PI không thể bù nhanh để đưa giá trị thực tế về giá trị đặt. Phần tiếp theo trình bày về thực nghiệm với bộ điều khiển đề xuất nhằm phát huy được tính bền vững của trượt và giảm mạnh hiện tượng chattering.

Thực nghiệm bộ điều khiển PID-NTSM được thể hiện trên Hình 5.10. Đồ thị cho thấy phản ứng trễ nhỏ, không vọt lố và đặc biệt là giảm mạnh hiện tượng chattering. Vào khoảng 3.5s, một nhiễu loạn cơ học do tác động của phanh được đưa vào hệ thống để chứng minh khả năng bù nhiễu nhanh với các tác động vào hệ và khôi phục tốc độ thực tế về trạng thái ổn định trong thời gian ngắn, chứng minh khả năng chống nhiễu của bộ điều khiển đề xuất. Hình 5.11 biểu diễn sai số tốc độ cho thấy phản ứng của bộ điều khiển được đề xuất bám tốt với các giá trị đã đặt. Đồ thị sai số thể hiện các giá trị sai số tiệm cận với 0, thể hiện sự bám tốt của bộ điều khiển đề xuất.

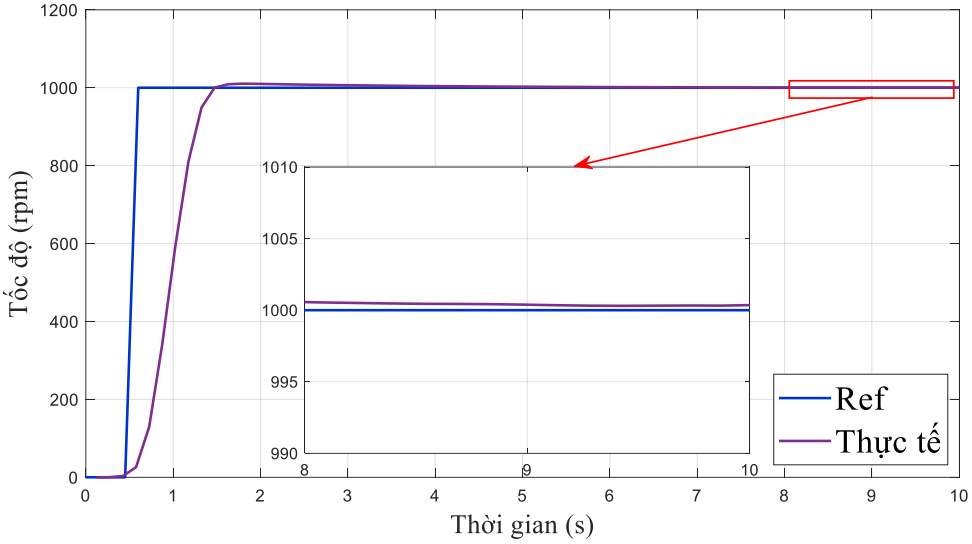


Hình 5. 10. Đáp ứng thực tế của tốc độ động cơ sử dụng bộ điều khiển đề xuất với tốc độ tham chiếu đột ngột và nhiễu loạn.



Hình 5. 11. Sai số thực tế của đáp ứng tốc độ cho bộ điều khiển đề xuất

Kịch bản với sự thay đổi đột ngột của tín hiệu tham chiếu và tải được triển khai. Hình 5.12 cho thấy đáp ứng tốc độ thực nghiệm của hệ thống khi sử dụng bộ điều khiển PID-NTSM. Có thể thấy rằng sau khi tín hiệu tham chiếu tăng đột biến lên giá trị 1000 vòng/phút, tốc độ thực tế cũng tăng nhanh và đạt giá trị mong muốn trong thời gian rất ngắn. Vùng đáp ứng trạng thái ổn định cho thấy tốc độ thực tế dao động rất ít quanh giá trị tham chiếu, chứng tỏ bộ điều khiển có khả năng bám chính xác, loại bỏ hiện tượng chattering và duy trì độ ổn định ngay cả khi có nhiễu và tải đầy đủ. Điều này khẳng định tính bền vững và hiệu quả của bộ điều khiển trong các ứng dụng thực nghiệm.

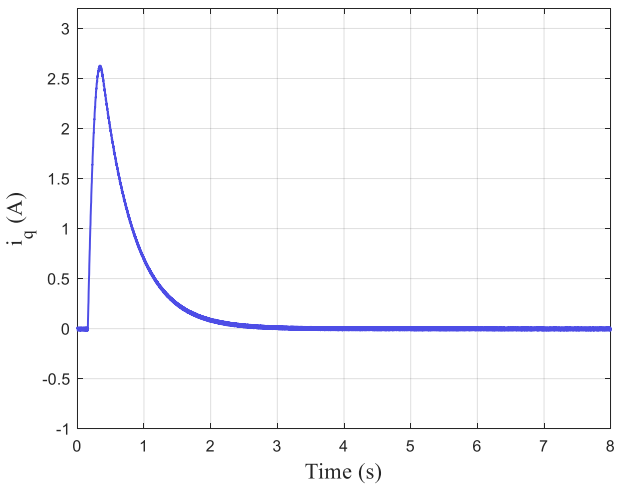


Hình 5. 12. Đáp ứng thực tế về tốc độ động cơ sử dụng bộ điều khiển đề xuất với tốc độ tham chiếu đột ngột và tải.

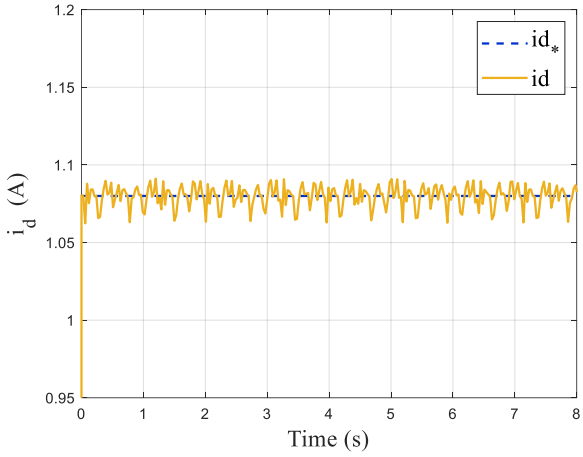
Bảng 5.7 cho thấy bộ điều khiển PID-NTSM trong điều kiện thực nghiệm có tải vẫn duy trì được chất lượng điều khiển tốt, thể hiện qua các chỉ số IAE và ISE đạt giá trị nhỏ khi được đánh giá sau giai đoạn quá độ. Kết quả này phản ánh khả năng bám tốc độ ổn định và độ chính xác điều khiển tốt của hệ thống trong quá trình làm việc dưới tải thực. Qua đó, có thể nhận thấy bộ điều khiển đề xuất có tính tin cậy, đáp ứng tốt yêu cầu bám và có tiềm năng ứng dụng trong thực tế.

Bảng 5. 7. So sánh IAE và ISE của các bộ điều khiển với tải

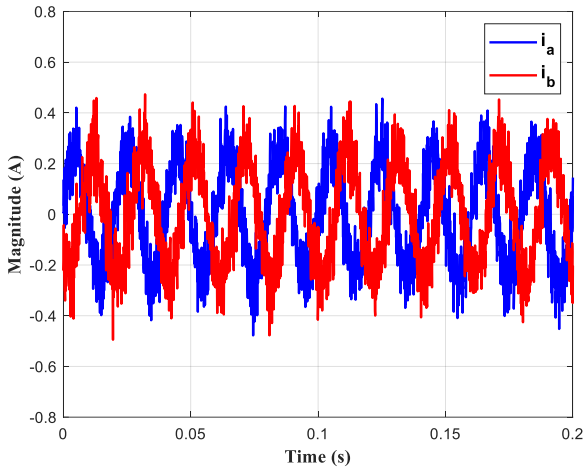
	IAE ($\times 10^{-3}$)	**ISE ($\times 10^{-5}$)**
PID-NTSM	2.98	4.066



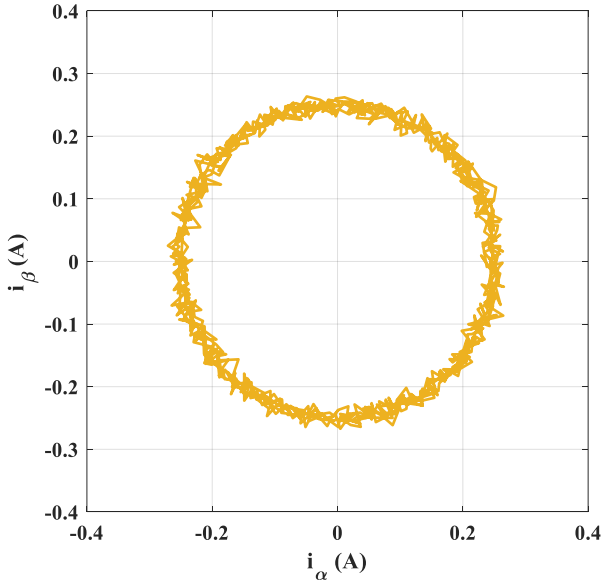
Hình 5. 13. Dòng điện trên trục q với $\omega_n = 500$ rpm



Hình 5. 14. Dòng điện trên trục *d* với $\omega_n = 500$ rpm



Hình 5. 15. Dòng điện trên trục *ab* tại $\omega_n = 500$ rpm



Hình 5. 16. Pha của dòng điện trên $\alpha\beta$-axis.

Dòng điện trên trục q tiến tới 0 sau một thời gian ngắn, cho thấy khả năng giảm mô-men xoắn và điều khiển tốc độ hiệu quả, như Hình 5.13 – 5.16. Dòng điện trên trục d là hằng số, duy trì giá trị ổn định quanh giá trị đã đặt, chứng minh khả năng giữ cho từ thông rôto ổn định theo chiến lược điều khiển được đề xuất. Trong hình 5.15, dạng sóng của dòng điện ba pha i_a và i_b có biên độ và pha ổn định, chứng minh rằng dòng điện stato được điều chế theo đúng chu kỳ, hình 5.16 cho thấy quỹ đạo dòng điện stato trong hệ thống α–β tạo thành một vòng tròn gần như hoàn hảo, xác nhận việc duy trì biên độ dòng điện không đổi và tính đồng nhất của từ thông quay, một yếu tố chính trong điều khiển vectơ. Điều này cho thấy hệ thống điều khiển được đề xuất có độ ổn định tốt, khả năng theo dõi tốt và chất lượng dòng điện cao.

5.6. KẾT LUẬN CHƯƠNG 5

Chương này đã chứng minh hiệu quả của bộ điều khiển PID-NTSM đối với động cơ không đồng bộ, là đối tượng điều khiển có bất định do hiện tượng slip. Bộ điều khiển đề xuất cho khả năng hội tụ nhanh, sai số bám nhỏ và triệt giảm rõ rệt chattering so với SMC truyền thống, đồng thời vẫn bảo đảm chất lượng điều khiển trên cả mô phỏng và thực nghiệm. Đây là minh chứng rõ ràng cho giá trị ứng dụng của cấu trúc PID-NTSM trong điều khiển truyền động động cơ điện.

Nội dung chương trình bày thiết kế hoàn chỉnh các bộ điều khiển SLM, NTSM và bộ điều khiển PID-NTSM, ứng dụng trên động cơ không đồng bộ 3 pha với tải ngẫu nhiên và các bất định mô hình. Với nội dung nghiên cứu của chương 5, một bài báo được công bố [2].

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN

Những nội dung nghiên cứu chính của luận án

Luận án tập trung vào phát triển lý thuyết điều khiển trượt cụ thể đề xuất mặt trượt PID-NTSM khắc phục được vấn đề kinh điển của SMC là hiện tượng "chattering" trong tín hiệu điều khiển nhưng vẫn giữ được tính bền vững của SMC. Lý thuyết ổn định Lyapunov được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển trượt mới có xem xét đến yếu tố nhiễu và bất định mô hình. Ý tưởng của bộ điều khiển nhằm kết hợp cả sai số đạo hàm và tích phân của các trạng thái vào mặt trượt NTSM làm nâng bậc của mặt trượt. Trong cấu trúc này, mặt trượt NTSM đạt được trong thời gian hữu hạn, và sai số hội tụ tiệm cận về 0 được điều khiển bởi động lực học PID.

Hiệu quả của phương pháp đề xuất đã được xác thực bằng cả mô phỏng và thực nghiệm. Các điều kiện đặc biệt được giả định với các thông số bất định của mô hình, các nhiễu bên ngoài được khảo sát nhằm khẳng định hiệu suất của bộ điều khiển được đề xuất. Các định lý và luật điều khiển mới PID – NTSM được đề xuất cho các hệ phi tuyến được thiết kế và phát triển. Nhằm đảm bảo tính khả thi của thuật toán, nó được đánh giá trên động cơ một chiều và động cơ không đồng bộ ba pha. Kết quả chứng minh rằng bộ điều khiển PID-NTSM được đề xuất đạt được hiệu quả cao trong việc giảm mạnh hiện tượng chattering, tránh điểm kỳ dị trong tín hiệu điều khiển và đẩy nhanh thời gian hội tụ của hệ thống.

Những đóng góp mới của luận án

Phát triển phương pháp điều khiển trượt NTSM bậc cao bằng việc đề xuất mặt trượt tích hợp cả sai số, đạo hàm và tích phân sai số vào NTSM làm triệt tiêu hiện tượng chattering và giúp hệ thống hội tụ nhanh hơn. Trong luận án, một mặt trượt PID được đề xuất lồng vào mặt trượt phi tuyến NTSM với *l(t)* là mặt trượt chính và *s(t)* là mặt trượt PID được định nghĩa như sau

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q}$$

$$s = \zeta_1 e(t) + \zeta_2 \int_0^t e(t)dt + \zeta_3 \frac{de}{dt}$$

Các đóng góp chính của luận án bao gồm:

– Đề xuất cấu trúc mặt trượt PID-NTSM mới kết hợp ưu điểm của mặt trượt PID và mặt trượt Nonsingular Terminal Sliding Mode, nhờ đó khắc phục nhược điểm kinh điển của điều khiển trượt truyền thống là hiện tượng "chattering". Luật điều khiển

được xây dựng và chứng minh chặt chẽ dựa trên lý thuyết ổn định Lyapunov bảo đảm tính ổn định và hội tụ trong thời gian hữu hạn.

– Ứng dụng bộ điều khiển PID-NTSM cho động cơ một chiều với các yếu tố bất định và các nhiễu bên ngoài, đặc biệt là thay đổi tải trong quá trình vận hành. Động cơ DC đại diện cho các ứng dụng cần độ chính xác cao, đáp ứng tốc độ nhanh. Kết quả được chứng minh thông qua mô phỏng MATLAB/Simulink và thực nghiệm trên mô hình thực tế, thể hiện bộ điều khiển đề xuất đạt được hiệu quả cao với thời gian hội tụ nhanh hơn và giảm mạnh được chattering.

– Ứng dụng bộ điều khiển đề xuất cho việc điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ ba pha. Cho thấy khả năng đáp ứng mạnh mẽ của bộ điều khiển trượt trước các tác động vào hệ trong quá trình vận hành. Mặt trượt PID được đưa lồng vào mặt trượt NTSM, làm nâng bậc của mặt trượt, điều này làm cho tín hiệu điều khiển trở nên mượt mà, giảm mạnh được hiện tượng "chattering". Các thuật toán được chứng minh theo lý thuyết ổn định Lyapunov, nâng cao chất lượng của các kết luận trong luận án.

– Luận án góp phần phát triển lý thuyết điều khiển trượt NTSM bậc cao, tập trung vào bài toán giảm mạnh hiện tượng chattering trong khi vẫn bảo toàn tính bền vững vốn có của SMC. Các phân tích và chứng minh được xây dựng có hệ thống dựa trên lý thuyết ổn định Lyapunov, tạo nền tảng cho việc đề xuất các cấu trúc mặt trượt mới và mở rộng khả năng ứng dụng của điều khiển trượt trong các hệ truyền động điện và các hệ thống điều khiển thực tế.

Hướng phát triển của luận án

– Tập trung mở rộng để thử nghiệm và đánh giá thuật toán trên nhiều đối tượng phi tuyến khác nhau nhằm chứng minh khả năng đáp ứng với sự thay đổi của tham số và khả năng thích nghi với các hệ phi tuyến mạnh, nhiều bất định.

– Kết hợp lý thuyết điều khiển trượt mới với các phương pháp thông minh như mạng nơron nhân tạo, logic mới và các bộ quan sát trạng thái phi tuyến nhằm tối ưu hóa hiệu suất.

– Nghiên cứu về hướng giảm chi phí tính toán cho bộ điều khiển đề xuất nhằm có khả năng đáp ứng và ứng dụng trên nhiều hệ thống thực tế khác nhau.

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ

1. **Minh Trieu, N**., Tan No, N., Nguyen Vu, T., & Thinh, N. T. (2025). Chattering-Free PID-Nested Nonsingular Terminal Sliding Mode Controller Design for Electrical Servo Drives. ***Mathematics***, 13(7), 1197. (SCIE Q1)
2. **Minh Trieu N**, Tan No N, Nguyen Vu T, Truong Thinh N. Higher-Order PID-Nested Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for Induction Motor Speed Servo Systems. ***Actuators***. 2025; 14(12):580. https://doi.org/10.3390/act14120580. (SCIE Q2)

Các công trình liên quan trong thời gian thực hiện luận án:

3. Trung Hieu NT, **Minh Trieu N**, Tri Dung D, Truong Thinh N. Advanced Sliding Mode Control Strategy for High-Performance 3D Concrete Printing. Automation. 2025; 6(2):22. (Scopus Q2).
4. **Nguyen Minh Trieu,** Do Truong Sang, Nguyen Truong Thinh. Robust Speed Control of DC Motors Using an Adaptive Fuzzy PID-Based Sliding Mode Approach. *Hội thảo Quốc gia lần thứ XXIX "Một số vấn đề chọn lọc của Công nghệ thông tin và Truyền thông"* (VNICT 2025).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Utkin, V., *Variable structure systems with sliding modes.* IEEE Transactions on Automatic control, 1977. **22**(2): p. 212-222.
2. Cheng, M., et al., *Advanced Electrical Motors and Control Strategies for High-quality Servo Systems-A Comprehensive Review.* Chinese Journal of Electrical Engineering, 2024. **10**(1): p. 63-85.
3. Mohan, H., M.K. Pathak, and S.K. Dwivedi, *Sensorless control of electric drives–a technological review.* IETE Technical Review, 2020. **37**(5): p. 504-528.
4. Merabet, A., *Advanced control for electric drives: current challenges and future perspectives*. 2020, MDPI. p. 1762.
5. Wallscheid, O., *Thermal monitoring of electric motors: State-of-the-art review and future challenges.* IEEE Open Journal of Industry Applications, 2021. **2**: p. 204-223.
6. Zhang, X., et al., *A review of machine learning approaches for electric vehicle energy consumption modelling in urban transportation.* Renewable Energy, 2024. **234**: p. 121243.
7. Poznyak, A.S. and Y.V. Orlov, *Vadim I. Utkin and sliding mode control.* Journal of the Franklin Institute, 2023. **360**(17): p. 12892-12921.
8. Utkin, V., J. Guldner, and J. Shi, *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. 2017: CRC press.
9. Venkataraman, S. and S. Gulati, *Control of nonlinear systems using terminal sliding modes.* 1993.
10. Feng, Y., X. Yu, and Z. Man, *Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators.* Automatica, 2002. **38**(12): p. 2159-2167.
11. Hu, H., et al., *Research on sectional constant slip control of linear induction motor based on parameter self-tuning.* Energy Reports, 2023. **9**: p. 979-989.
12. Alitasb, G.K., *Integer PI, fractional PI and fractional PI data trained ANFIS speed controllers for indirect field oriented control of induction motor.* Heliyon, 2024. **10**(18).
13. Yu, X., Y. Feng, and Z. Man, *Terminal sliding mode control–an overview.* IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2020. **2**: p. 36-52.
14. Young, K.D., V.I. Utkin, and U. Ozguner, *A control engineer's guide to sliding mode control.* IEEE transactions on control systems technology, 1999. **7**(3): p. 328-342.
15. Šabanovic, A., *Variable structure systems with sliding modes in motion control—A survey.* IEEE Transactions on Industrial informatics, 2011. **7**(2): p. 212-223.
16. Feng, Y., X. Yu, and F. Han, *On nonsingular terminal sliding-mode control of nonlinear systems.* Automatica, 2013. **49**(6): p. 1715-1722.

17. Shtessel, Y., et al., *Sliding mode control and observation*. Vol. 10. 2014: Springer.

18. Utkin, V., et al., *Road map for sliding mode control design.* 2020.

19. Feng, Y., F. Han, and X. Yu, *Chattering free full-order sliding-mode control.* Automatica, 2014. **50**(4): p. 1310-1314.

20. Gonzalez, T., J.A. Moreno, and L. Fridman, *Variable gain super-twisting sliding mode control.* IEEE Transactions on Automatic Control, 2011. **57**(8): p. 2100-2105.

21. Utkin, V., et al., *Conventional and high order sliding mode control.* Journal of the Franklin Institute, 2020. **357**(15): p. 10244-10261.

22. Feng, Y., et al., *Integral-type sliding-mode control for a class of mechatronic systems with gain adaptation.* IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019. **16**(8): p. 5357-5368.

23. Wang, S., et al., *Sliding mode control with an adaptive switching power reaching law.* Scientific Reports, 2023. **13**(1): p. 16155.

24. Castellanos-Cárdenas, D., et al., *A Review on Data-Driven Model-Free Sliding Mode Control.* Algorithms, 2024. **17**(12): p. 543.

25. Kiumarsi, B., et al., *Reinforcement Q-learning for optimal tracking control of linear discrete-time systems with unknown dynamics.* Automatica, 2014. **50**(4): p. 1167-1175.

26. Wang, L., et al., *Position and Attitude Control of Multi-Modal Underwater Robots Using an Improved LADRC Based on Sliding Mode Control.* Sensors, 2025. **25**(19): p. 6010.

27. Wu, L., et al., *Sliding mode control in power converters and drives: A review.* IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2021. **9**(3): p. 392-406.

28. Sengamalai, U., et al., *Three phase induction motor drive: a systematic review on dynamic modeling, parameter estimation, and control schemes.* Energies, 2022. **15**(21): p. 8260.

29. Noguchi, T., *Trends of permanent-magnet synchronous machine drives.* IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2007. **2**(2): p. 125-142.

30. Maheriya, S. and P. Parikh, *A review: Modelling of Brushed DC motor and Various type of control methods.* Journal for Research, 2016. **1**.

31. Veltman, A., D.W. Pulle, and R.W. De Doncker, *Fundamentals of electrical drives*. Vol. 345. 2007: Springer.

32. Dubey, S. and S. Srivastava, *A PID controlled real time analysis of DC motor.* International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering, 2013. **1**(8): p. 1965-1973.

33. Suman, S.K. and V.K. Giri. *Speed control of DC motor using optimization techniques based PID Controller*. in *2016 IEEE International Conference on Engineering and Technology (ICETECH)*. 2016. IEEE.

34. Abdulameer, A., et al., *Tuning methods of PID controller for DC motor speed control.* Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, 2016. **3**(2): p. 343-349.

35. Kuczmann, M., *Review of DC Motor Modeling and Linear Control: Theory with Laboratory Tests.* Electronics, 2024. **13**(11): p. 2225.

36. Iqbal, J., *Modern control laws for an articulated robotic arm.* Engineering, Technology & Applied Science Research, 2019. **9**(2): p. 4057-4061.

37. Saputra, D.D., et al., *Performance evaluation of sliding mode control (SMC) for dc motor speed control.* Jurnal Ilmiah Teknik Elektro Komputer dan Informatika (JITEKI), 2023. **9**(2): p. 502-510.

38. Eghbal, N., *Model Predictive Sliding Mode Control of Direct Current Motors.* 2024.

39. Hashim, A., *Optimal speed control for direct current motors using linear quadratic regulator.* Journal of Engineering and Computer Science (JECS), 2019. **14**(2): p. 48-56.

40. Putra, A.M., H. Maradona, and R.A. Rohmah, *Comparison of Proportional Integral Derivative and Fuzzy Logic Controllers: A Literature Review on the Best Method for Controlling Direct Current Motor Speed.* International Journal of Robotics and Control Systems, 2025. **5**(1): p. 240-265.

41. Abood, L.H., B.K. Oleiwi, and E.H. Ali, *Optimal backstepping controller for controlling DC motor speed.* Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, 2022. **11**(5): p. 2564-2572.

42. Noguchi, T., S. Kondo, and I. Takahashi, *Field-oriented control of an induction motor with robust on-line tuning of its parameters.* IEEE Transactions on Industry Applications, 1997. **33**(1): p. 35-42.

43. Begh, M.A.W. and H.-G. Herzog, *Comparison of field oriented control and direct torque control.* Authorea Preprints, 2018.

44. Dong, C.S.T., H.H. Le, and H.H. Vo, *Field oriented controlled permanent magnet synchronous motor drive for an electric vehicle.* Int. J. Power Electron. Drive Syst.(IJPEDS), 2023. **14**: p. 1374-1381.

45. Furmanik, M., et al., *Comparative Study and Overview of Field-Oriented Control Techniques for Six-Phase PMSMs.* Applied Sciences, 2021. **11**(17): p. 7841.

46. Mohd Zaihidee, F., S. Mekhilef, and M. Mubin, *Robust speed control of PMSM using sliding mode control (SMC)—A review.* Energies, 2019. **12**(9): p. 1669.

47. Yanmin, W., H. Fengling, and F. Yong. *Adaptive robust control of inverter-fed PMSM servo System using continuous sliding mode*. in *2014 Fourth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control*. 2014. IEEE.

48. Wen, J., et al. *Non-Singular Terminal Sliding Mode Control of Inverter-Fed PMSM System with Chattering Elimination*. in *2018 IEEE 8th Annual International Conference on CYBER Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)*. 2018. IEEE.

49. Feng, Y., et al. *Terminal sliding-mode control of induction motor speed servo systems*. in *2016 14th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*. 2016. IEEE.

50. El-Sousy, F.F., M.M. Amin, and O.A. Mohammed, *Robust adaptive neural network tracking control with optimized super-twisting sliding-mode technique for induction motor drive system.* IEEE Transactions on Industry Applications, 2022. **58**(3): p. 4134-4157.

51. Shiravani, F., et al. *An enhanced sliding mode speed control for induction motor drives*. in *Actuators*. 2022. MDPI.

52. Mousavi, M.S., et al., *Integral sliding mode observer-based ultralocal model for finite-set model predictive current control of induction motor.* IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021. **10**(3): p. 2912-2922.

53. Nguyen-Vinh, Q. and T. Pham-Tran-Bich, *Direct torque control of induction motor based on sliding mode.* Electrical Engineering, 2024: p. 1-13.

54. Orłowska-Kowalska, T. and G. Tarchala. *Integral sliding mode direct torque control of the induction motor drives*. in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2013. IEEE.

55. Belay, A., et al., *Stator flux estimation and hybrid sliding mode torque control of an induction motor.* International Journal of System Assurance Engineering and Management, 2024. **15**(6): p. 2541-2553.

56. Kumar, R.H., A. Iqbal, and N.C. Lenin, *Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives–a decade of progress.* IET Power Electronics, 2018. **11**(1): p. 1-15.

57. Hou, Q., et al., *Composite adaptive super-twisting sliding mode control using barrier function for PM motor drives toward electric aircraft applications.* IEEE Transactions on Power Electronics, 2025.

58. Rsetam, K., et al., *GPIO-Based Continuous Sliding Mode Control for Networked Control Systems Under Communication Delays with Experiments on Servo Motors.* IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2025. **12**(1): p. 99-113.

59. Zhang, Z., et al., *Enhanced sliding mode control for PMSM speed drive systems using a novel adaptive sliding mode reaching law based on exponential function.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024. **71**(10): p. 11978-11988.

60. Panchade, V., R. Chile, and B. Patre, *A survey on sliding mode control strategies for induction motors.* Annual Reviews in Control, 2013. **37**(2): p. 289-307.

61. Cherif, K., A. Sahbani, and K.B. Saad, *Performance Evaluation of PI and Sliding Mode Control for PMSM in Applications for Electric Vehicles.* Engineering, Technology & Applied Science Research, 2024. **14**(4): p. 15464-15470.

62. Ma'arif, A. and A. Çakan, *Simulation and arduino hardware implementation of dc motor control using sliding mode controller.* Journal of Robotics and Control (JRC), 2021. **2**(6): p. 582-587.

63. Afifa, R., et al., *Adaptive backstepping integral sliding mode control of a mimo separately excited DC motor.* Robotics, 2023. **12**(4): p. 105.

64. Chao, K.-H., C.-T. Hsieh, and X.-J. Chen, *A Robust Controller Based on Extension Sliding Mode Theory for Brushless DC Motor Drives.* Electronics, 2024. **13**(20): p. 4028.

65. Nosheen, T., et al., *A Fractional Order Controller for Sensorless Speed Control of an Induction Motor.* Energies, 2023. **16**(4): p. 1901.

66. Maghfiroh, H., A. Sujono, and C.H.B. Apribowo, *Basic tutorial on sliding mode control in speed control of DC-motor.* Journal of Electrical, Electronic, Information, and Communication Technology, 2020. **2**(1): p. 1-4.

67. Saravanakumar, R., K.V. Kumar, and K. Ray, *Sliding mode control of induction motor using simulation approach.* International Journal of Computer Science and Network Security, 2009. **9**(10): p. 93-104.

68. Almawla, A.M., M.J. Hussein, and A.T. Abdullah, *A comparative study of DC motor speed control techniques using fuzzy, SMC and PID.* Journal Européen des Systèmes Automatisés, 2024. **57**(2): p. 397.

69. Dursun, E.H. and A. Durdu, *Speed control of a DC motor with variable load using sliding mode control.* International Journal of Computer and Electrical Engineering, 2016. **8**(3): p. 219.

70. Roy, S. and G.L. Raja, *Hybrid Kalman-Sliding Mode Control For Accurate Speed Tracking Of DC Motors.* Procedia Computer Science, 2025. **258**: p. 3231-3240.

71. Vu, N.S., et al., *Robust pid sliding mode control for dc servo motor speed control.* arXiv preprint arXiv:2508.06567, 2025.

72. Sabanovic, A. and F. Bilalovic, *Sliding mode control of AC drives.* IEEE Transactions on Industry applications, 2002. **25**(1): p. 70-75.

73. Barambones, O., A. Garrido, and F. Maseda, *Integral sliding-mode controller for induction motor based on field-oriented control theory.* IET Control Theory & Applications, 2007. **1**(3): p. 786-794.

74. Feng, Y., et al., *Speed control of induction motor servo drives using terminal sliding-mode controller*, in *Advances in variable structure systems and sliding mode control—theory and applications*. 2017, Springer. p. 341-356.

75. Zhou, M., et al., *Full-order terminal sliding-mode-based sensorless control of induction motor with gain adaptation.* IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021. **10**(2): p. 1978-1991.

76. Yang, Z., et al., *Nonsingular fast terminal sliding mode control for a bearingless induction motor.* Ieee Access, 2017. **5**: p. 16656-16664.

77. Emelyanov, S., *Variable structure control systems*. 1967, Nauka, Moscow.

78. Slotine, J.-J.E., *Sliding controller design for non-linear systems.* International Journal of control, 1984. **40**(2): p. 421-434.

79. Levant, A., *Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control.* International journal of control, 1993. **58**(6): p. 1247-1263.

80. Xiong, J.J., X.Y. Wang, and C. Li, *Recurrent neural network based sliding mode control for an uncertain tilting quadrotor UAV.* International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2025. **35**(18): p. 8030-8046.

81. Adane, A.G. and C.M. Abdissa, *Adaptive fuzzy sliding mode controller of three link robot arm manipulator.* IEEe Access, 2025.

82. Gao, N., et al., *Finite-Time Convergence Sliding Mode Control Strategy for an LLCL Filter–Based Battery Energy Storage Power Conversion System.* International Journal of Circuit Theory and Applications, 2025.

83. Khalil, H.K. and J.W. Grizzle, *Nonlinear systems*. Vol. 3. 2002: Prentice hall Upper Saddle River, NJ.

84. Dorato, P., *An overview of finite-time stability.* Current trends in nonlinear systems and control: In honor of Petar Kokotović and Turi Nicosia, 2006: p. 185-194.

85. Bartolini, G., A. Ferrara, and E. Usai, *Chattering avoidance by second-order sliding mode control.* IEEE Transactions on automatic control, 1998. **43**(2): p. 241-246.

86. Ahmad, S., et al., *Chattering free sliding mode control and state dependent Kalman filter design for underground gasification energy conversion process.* Electronics, 2023. **12**(4): p. 876.

87. Chen, M.-S., Y.-R. Hwang, and M. Tomizuka, *A state-dependent boundary layer design for sliding mode control.* IEEE transactions on automatic control, 2002. **47**(10): p. 1677-1681.

88. Li, Y. and D. Wang, *Servo motor sliding mode control based on fuzzy power index method.* Computers & Electrical Engineering, 2021. **94**: p. 107351.

89. Fang, X., L. Wang, and K. Zhang, *Adaptive recurrent neural network intelligent sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor.* Neural Computing and Applications, 2024. **36**(1): p. 349-363.

90. Ruan, W., et al., *Friction compensation control of electromechanical actuator based on neural network adaptive sliding mode.* Sensors, 2021. **21**(4): p. 1508.

91. Utkin, V. and H. Lee. *Chattering problem in sliding mode control systems*. in *International Workshop on Variable Structure Systems, 2006. VSS'06.* 2006. IEEE.

92. Wu, H. and D. Xu, *Trajectory Tracking Control of Euler-Lagrange Systems with ISS-Like Robustness to Actuator Noises.* Journal of Systems Science and Complexity, 2022. **35**(5): p. 1719-1747.

93. Sato, T., et al., *Optimal Robust PID Control for First- and Second-Order Plus Dead-Time Processes.* Applied Sciences, 2019. **9**(9): p. 1934.

94. Yu, X., et al., *Nonsingular terminal sliding mode control of a class of nonlinear dynamical systems.* IFAC Proceedings Volumes, 2002. **35**(1): p. 161-165.

95. Jabari, M., et al., *Efficient DC motor speed control using a novel multi-stage FOPD (1+ PI) controller optimized by the Pelican optimization algorithm.* Scientific Reports, 2024. **14**(1): p. 22442.

96. Muda, N.R.S., B. Faranadila, and M.F. Fadilah, *Design of wheel robot to detect anti-tank mines based on NRS MUDA methods.* Journal of Innovation Research and Knowledge, 2024. **4**(4): p. 2439-2446.

97. Pandya, H., et al., *Improved Robust and Optimal Performance of DC Servo Motor Using Model Predictive Control With Implementation.* Advanced Control for Applications: Engineering and Industrial Systems, 2025. **7**(3): p. e70024.

98. Pustovetov, M.Y. *A mathematical model of the three-phase induction motor in three-phase stator reference frame describing electromagnetic and electromechanical processes*. in *2016 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)*. 2016. IEEE.

99. O'Rourke, C.J., et al., *A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park.* IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019. **34**(4): p. 2070-2083.

100. Goh, Y.-J. and K.-M. Kim, *Clarke-park transformation based input configuration for CNN diagnosis of stator faults in three phase induction motors using motor current signature analysis.* IEEE Access, 2025.

101. Thuan Duc Le, N.T.P., *Improved PI-based Speed Regulation for Induction Motors Using a Hybrid PI and Higher-Order Nonsingular Terminal Sliding Mode Control Scheme.* International Journal of Intelligent Engineering and Systems, 2025.

102. Ali, S., A. Prado, and M. Pervaiz, *Hybrid Backstepping-Super Twisting Algorithm for Robust Speed Control of a Three-Phase Induction Motor.* Electronics, 2023. **12**(3): p. 681.