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

**TÓM TẮT 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

Hà Nội – 2026

**Công trình được hoàn thành tại:** Học viện Khoa học và Công nghệ - Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam

**Người hướng dẫn khoa học 1:** GS.TS. Nguyễn Trường Thịnh, Trường Công nghệ và Thiết kế, Đại học Kinh tế TP. Hồ Chí Minh
**Người hướng dẫn khoa học 2:** TS.Trần Trọng Toàn, Viện Công nghệ thông tin, Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam

**Phản biện 1:** PGS.TS. Phan Công Bình, Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật TP. Hồ Chí Minh
**Phản biện 2:** TS. Nguyễn Như Sơn, Viện Công nghệ thông tin, Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam

Luận án được bảo vệ trước Hội đồng đánh giá luận án tiến sĩ cấp Học viện, họp tại Học viện Khoa học và Công nghệ - Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam vào hồi 08 giờ 30 phút, ngày 09 tháng 05 năm 2026

**Có thể tìm hiểu luận án tại:**
- Thư viện Học viện Khoa học và Công nghệ
- Thư viện Quốc gia Việt Nam

# MỞ ĐẦU

## 1.Tính cấp thiết của luận án

Phương pháp điều khiển trượt (SMC) đã được đề xuất như một phương pháp điều khiển bền vững [1]. Trong thực tế, việc triển khai các bộ điều khiển trượt kinh điển gặp hai vấn đề lớn là hiện tượng "chattering" và sự xuất hiện điểm kỳ dị trong tín hiệu 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.

Với các lý do trên, luận án tập trung giảm thiểu hiện tượng chattering bền vững trước các bất định của mô hình và đảm bảo hệ thống hội tụ trong thời gian hữu hạn. 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. Do đó, sai số của hệ thống hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn với hiện tượng chattering giảm đáng kể.

## 2.Mục tiêu nghiên cứu của luận án

Phát triển phương pháp điều khiển trượt PID – NTSM với cấu trúc phân tầng, mục tiêu giảm chattering và tránh điểm kỳ dị trong tín hiệu điều khiển. Đánh giá hiệu xuất 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.

## 3. Các nội dung nghiên cứu chính của luận án

- Phát triển bộ điều khiển trượt bậc cao với cấu trúc phân tầng, nhằm giảm chattering và tránh điểm kỳ dị.
- Ứng dụng bộ điều khiển đề xuất trên động cơ điện một chiều.

- Ứng dụng bộ điều khiển đề xuất trên động cơ điện một chiều.
- Chứng minh bằng lý thuyết ổn định Lyapunov và kiểm chứng thông qua mô phỏng và thực nghiệm trên các mô hình động cơ điện.

***Cấu trúc nội dung của luận án bao gồm 4 chương***

Chương 1: Trình bày tổng quan về điều khiển trượt và các ứng dụng trong điều khiển động cơ.

Chương 2: Phát triển phương pháp điều khiển trượt PID - NTSM.

Chương 3: Ứng dụng cho động cơ điện một chiều.

Chương 4: Ứng dụng cho động cơ không đồng bộ ba pha.

Phần cuối trình bày về kết luận và hướng phát triển của luận án.

## CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN

### 1.1. Giới thiệu

Dựa vào các khoảng trống của các nghiên cứu về điều khiển trượt, luận án này tập trung vào việc đề xuất xây dựng mặt trượt mới nhằm giải quyết các vấn đề chính sau:

i. Giảm mạnh "chattering" mà vẫn giữ được tính bền vững của SMC;

ii. Đảm bảo hội tụ trong thời gian hữu hạn và cải thiện tốc độ hội tụ;

iii. Tránh điểm kỳ dị trong tín hiệu điều khiển.

### 1.2. Những công trình nghiên cứu liên quan

Điều khiển trượt (SMC) là một phương pháp điều khiển rất phổ biến do tính đơn giản và khả năng chống lại bất định và nhiễu. Nền tảng ổn định và bền vững được xây dựng dựa trên nguyên lý của lý thuyết Lyapunov. Nhiều phương pháp điều khiển được phát triển như là Terminal Sliding Mode (TSM), Nonsingular TSM (NTSM) và Higher-Order SMC (HOSM) [2-4]. Hay các thuật toán như super-twisting, high-order sliding manifolds HOTSM [5, 6], hay kết hợp với các mô hình AI được thực hiện [7, 8].

Động cơ điện là đối tượng ứng dụng các thuật toán điều khiển [9, 10]. Nhiều nghiên cứu được thực hiện nhằm khảo sát các đặc tính của các động cơ điện một chiều [11-15]. Các nghiên cứu nổi bậc về động cơ không đồng bộ như [16-20] dựa trên phương pháp điều khiển FOC. Bên cạnh đó, DTC cũng được nghiên cứu và phát triển, nhược điểm chính của DTC là gây ra dao động mô-men (torque ripple) và khó kiểm soát ở tốc độ thấp [21-24].

Các bộ điều khiển tuyến tính như PI, PID thường giảm hiệu suất khi các bất định mô hình lớn [8, 25, 26]. Các biến thể của bộ điều khiển cho động cơ điện được nghiên cứu cho thấy khả năng mạnh mẻ của SMC trước các nhiễu loạn và bất định của mô hình [27-29]. Các nghiên cứu ứng dụng SMC cho động cơ DC và động cơ không đồng bộ (IM) như [30-33]. Các nghiên cứu về TSM cho IM được đề xuất bởi nhiều nghiên cứu [16], NTSM [34] tuy nhiên vấn đề về chattering vẫn còn tồn tại.

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 phương pháp nổi bậc trong điều khiển trượt

### *1.3.1. Điều khiển trượt tuyến tính thông thường*

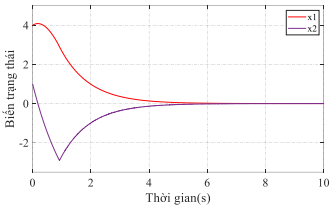
Xét một hệ thống bậc 2 có phương trình như sau (1.1)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.38x_2 + u - \sin(t) \end{cases} \tag{1.1}$$

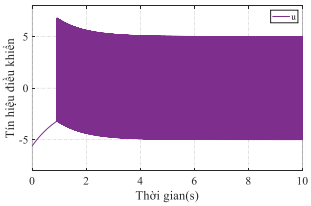
trong đó $x_1$, $x_2$ là biến trạng thái, $u$ là tín hiệu điều khiển, $sin(t)$ là nhiễu bên ngoài và bị chặn bởi $\|\sin(t)\| \le 1$. Các thông số được thiết lập như sau $x_1(0)=4$, $x_2(0)=1$. Mặt trượt được định nghĩa như phương trình (1.2). Tín hiệu điều khiển $u(t)$ được thiết kế như (1.3).

$$s = x_2 + \dot{x}_1 \tag{1.2}$$

$$u(t) = 0.38x_2 - \dot{x}_1 - 5sign(s) \tag{1.3}$$




**Hình 1. 1.** Đáp ứng của biến trạng thái




**Hình 1. 2.** Tín hiệu điều khiển

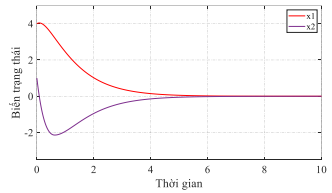
### *1.3.2. Điều khiển trượt tuyến tính bậc cao*

Xét hệ bậc 2 tương tự như ví dụ 2.1 với các tham số đầu được chọn như sau $x_1(0)=4$, $x_2(0)=1$. Mặt trượt được chọn (1.4).

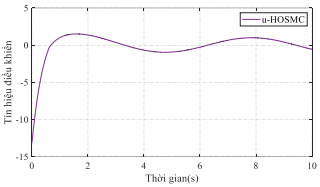
$$s = \ddot{x}_1 + 3\dot{x}_1 + 2x_1 \tag{1.4}$$

Luật điều khiển được thiết kế như sau:

$$\begin{cases} u_{eq} = 0.38x_2 - 3\dot{x}_1 - 2x_1 \\ \dot{u}_n = -5sign(s) \end{cases} \tag{1.5}$$




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




**Hình 1. 4.** Tín hiệu điều khiển

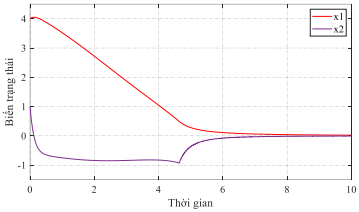
### *1.3.3. Terminal Sliding Mode Control (TSM)*

Xét hệ bậc 2 tương tự như ví dụ 2.1. Mặt trượt được định nghĩa như sau (1.6).

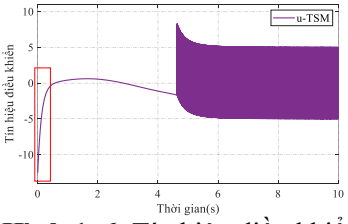
$$s = x_2 + x_1^{3/5} \tag{1.6}$$

Tín hiệu điều khiển được thiết kế như (1.7).

$$u = 0.38x_2 - \frac{3}{5}\frac{1}{x_1^{2/5}}x_2 - 5sign(s) \tag{1.7}$$




**Hình 1. 5.** Đáp ứng của biến trạng thái




**Hình 1. 6.** Tín hiệu điều khiển

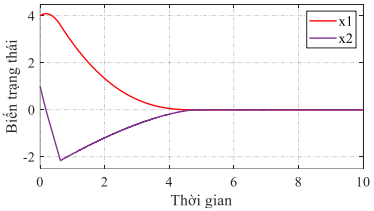
### *1.3.4. Nonsingular Terminal Sliding Mode Control (NTSM)*

Xét hệ bậc 2 tương tự như ví dụ 2.1 với các tham số đầu được chọn như sau $x_1(0)=4$, $x_2(0)=1$. Mặt trượt được định nghĩa như sau (1.8).

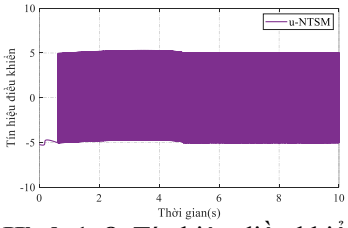
$$s = x_1 + x_2^{5/3} \tag{1.8}$$

Luật điều khiển được thiết kế như sau (1.9).

$$u(t) = 0.38x_2 - \frac{3}{5}x_2^{\left(2-\frac{5}{3}\right)} - 5sign(s) \tag{1.9}$$




**Hình 1. 7.** Đáp ứng của biến trạng thái




**Hình 1. 8.** Tín hiệu điều khiển

## 1.4. Vấn đề về chattering trong điều khiển trượt

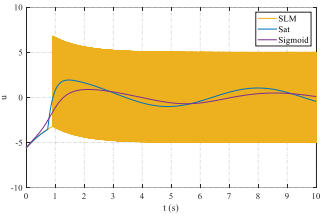
Chattering là các dao động không mong muốn có tần số và biên độ hữu hạn thường xuất hiện trong những bộ điều khiển trượt thực tế, nó gây hư hại cho các thiết bị cơ điện tử do hoạt động gián đoạn hoặc gây mòn các bộ truyền động [35]. Giảm chattering là một trong các vấn đề quan trọng trong phát triển lý thuyết điều khiển trượt. Nhiều nghiên cứu nỗ lực để giảm thiểu chattering của bộ điều khiển trượt nhằm đưa chúng vào các ứng dụng thực tế

[36, 37]. Các nghiên cứu nhằm giảm hiện tượng chattering và giảm thời gian đáp ứng của hệ thống chia thành 3 loại chính.

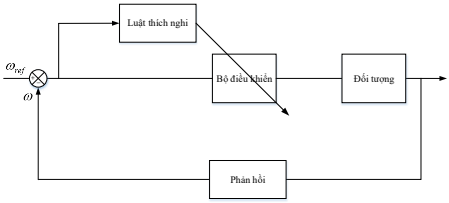
Hướng thứ 1, thay hàm sign thành các hàm saturation hoặc sigmoid [38].

Hướng thứ 2 là sử dụng kết hợp các phương pháp điều khiển khác nhau nhằm khai thác các ưu điểm của các bộ điều khiển như neural networks, điều khiển mờ, điều khiển thích nghi [39-41].

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.




**Hình 1. 9.** So sánh tín hiệu điều khiển




**Hình 1. 10.** Mô hình của phương pháp điều khiển thích nghi điển hình

## 1.5. Các vấn đề nghiên cứu trong luận án

Luận án đề xuất phát triển một phương pháp điều khiển trượt NTSM bậc cao dựa vào cấu trúc phân tầng hướng tới đạt được hội tụ trong thời gian hữu hạn mà không xuất hiện điểm kỳ dị, đặc biệt là giảm đáng kể chattering mà không làm suy yếu tính bền vững của hệ. Các loại động cơ điện được sử dụng cho việc đánh giá hiệu xuất của phương pháp điều khiển đề xuất. Qua đó, khẳng được tính mạnh mẻ trong các ứng dụng thực tế, giải quyết được các vấn đề kinh điển trong điều khiển trượt về chattering, thời gian hội tụ, tính bền vững.

# CHƯƠNG 2: PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT BẬC CAO PID – NTSM

## 2.1. Lý thuyết điều khiển trượt

Xét hệ phi tuyến như (2.1).

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

**Định nghĩa 2.1**. Điểm cân bằng $x = 0$ được gọi là ổn định tiệm cận nếu thỏa mãn đồng thời 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**

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

***Định lý 2.1.*** *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* (2.3)*.*

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

*trong đó,* $\alpha > 0$ *là hằng số.*

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

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

**Định nghĩa 2.2** . Điểm cân bằng $x = 0$ được gọi là ổn định tiệm cận 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**

$$\exists T < \infty : x(t) = 0, \forall t \geq T \qquad \square$$

***Định lý 2.2.*** *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.*

$$\dot{V}(x) \le -cV^{\beta}(x), \quad \forall x \ne 0 \tag{2.5}$$

*trong đó, các hằng số c > 0 và 0 < β < 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.*

$$T \le \frac{V^{1-\beta}(0)}{c(1-\beta)} \tag{2.6}$$

### 2.2. Đánh giá về chattering trong điều khiển trượt

Các chỉ tiêu phân tích 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 (2.7) – (2.8).

$$ISE = \int u^2(t)dt \tag{2.7}$$

$$IAE = \int |u(t)|dt \tag{2.8}$$

### 2.3. Thiết kế bộ điều khiển trượt bậc cao PID - NTSM

#### *2.3.1. Hệ phi tuyến bậc 1*

Xét hệ phi tuyến bậc 1 như (2.9).

$$\dot{x} = f(x,t) + g_n u + d(x,t) \tag{2.9}$$

**Giả thuyết 2.1.** Đạo hàm bậc 2 của *d(t)* bị chặn bởi:

$$\left|\ddot{d}(x,t)\right| \le \phi \tag{2.10}$$

Mặt trượt *l* được đề xuất như phương trình (2.11) với *s* được định nghĩa như (2.12). Đây là đóng góp nổi bật của luận án.

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{2.11}$$

$$s = \zeta_1 x(t) + \zeta_2 \int_0^t x(t)dt + \zeta_3 \frac{dx}{dt} \tag{2.12}$$

**Định lý 2.1.** *Xét hệ phi tuyến được mô tả bởi (2.9), nếu mặt trượt l được chọn theo (2.11), với biến trượt s như (2.12), và tín hiệu điều khiển được thiết kế theo các phương trình*

$$u = u_{eq} + u_n \tag{2.13}$$

$$u_{eq} = \frac{1}{g_n \zeta_3} \int_0^t \left( -\zeta_1 \dot{x}_1 - \zeta_2 x_1 - \zeta_3 \dot{f}(x) \right) dt \tag{2.14}$$

$$u_n = \frac{1}{g_n \zeta_3} \int_0^t \int_0^{t_1} \left[ -Ksign(l) - \mu l - \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right] dt_1 dt \tag{2.15}$$

*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 2.1.** Chọn hàm Lyapunov $V=0.5l^2$

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 (2.16).

$$\begin{aligned} \dot{V} &= l\dot{l} \\ &= l\left[ \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( \ddot{s} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right) \right] \\ &= -\frac{p}{q} l\gamma \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( Ksign(l) + \mu l - \zeta_3 \ddot{d}(t) \right) \\ &= -\frac{p}{q} \gamma \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( K|l| + \mu l^2 - \zeta_3 l \ddot{d}(t) \right) \end{aligned} \tag{2.16}$$

Hệ số $K$ được lựa chọn theo giả thuyết 2.1. Trong trường hợp $p$ và $q$ là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$, ta có

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \eta |l| < 0, \quad \forall l \ne 0 \tag{2.17}$$

trong đó, $K - \zeta_3 \phi = \eta > 0$

### *2.3.2. Hệ phi tuyến bậc 2*

Xét hệ phi tuyến bậc 2 được định nghĩa như (2.18).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g_n u + d(t) \end{cases} \tag{2.18}$$

**Giả thuyết 2.2.** Đạo hàm của *d(t)* bị chặn bởi:

$$\left|\dot{d}(x,t)\right| \le \phi \tag{2.19}$$

Mặt trượt *l* được đề xuất như phương trình (2.20) với *s* được định nghĩa như (2.21).

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{2.20}$$

$$s = \zeta_1 x_1 + \zeta_2 \int_0^t x_1 dt + \zeta_3 x_2 \tag{2.21}$$

**Định lý 2.2.** *Xét hệ phi tuyến bậc 2 được mô tả bởi* (2.18)*. Nếu mặt trượt l được chọn theo* (2.20)*, với biến trượt s được định nghĩa bởi* (2.21)*, và tín hiệu điều khiển được thiết kế như sau*

$$u = u_{eq} + u_n \tag{2.22}$$

$$u_{eq} = \frac{1}{g_n \zeta_3}\left(-\zeta_1 x_2 - \zeta_2 x_1 - \zeta_3 f(x)\right) \tag{2.23}$$

$$u_n = \frac{1}{g_n \zeta_3}\int_0^t \left(-Ksign(l) - \mu l - \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right)dt \tag{2.24}$$

*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 2.2.** Chọn hàm Lyapunov $V=0.5l^2$

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 (2.25).

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= l\dot{l} \\
&= l\left[\gamma \frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(\ddot{s} + \gamma^{-1}\frac{q}{p}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)}\right)\right] \\
&= l\left[\gamma \frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(-Ksign(l) - \mu l + \zeta_3 \dot{d}(t)\right)\right] \\
&= -\gamma \frac{p}{q}\dot{s}^{\left(p/q-1\right)}\left(K|l| + \mu l^2 - \zeta_3 l\dot{d}(t)\right)
\end{aligned} \tag{2.25}$$

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

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q-1\right)} \eta |l| < 0, \qquad \forall l \neq 0 \tag{2.26}$$

trong đó, $K - \zeta_3 \phi = \eta > 0$.

## 2.4. Mô phỏng

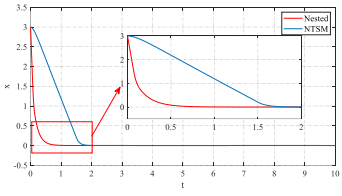
### *2.4.1. Hệ phi tuyến bậc 2*

Xét hệ bậc 1 như sau (2.27).

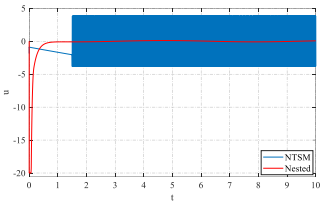
$$\dot{x}_1 = -0.38x_1 + u + 0.1\sin(t) \tag{2.27}$$

Bộ điều khiển $u = u_n + u_{eq}$ được thiết kế như phương trình (2.28) dựa trên định lý 3.1, như sau

$$\begin{cases} u_{eq} = \dfrac{1}{\zeta_3}\displaystyle\int_0^t \left(-(\zeta_1 - 0.38\zeta_3)\dot{x}_1 - \zeta_2 x_1\right) dt \\ u_n = \dfrac{1}{\zeta_3}\displaystyle\int_0^t \int_0^{t_1} \left[ -Ksign(l) - \mu l - \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)} \right] dt_1 dt \end{cases} \tag{2.28}$$




**Hình 2. 1.** So sánh đáp ứng




**Hình 2. 2.** Tín hiệu điều khiển

**Bảng 2. 1.** 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 |

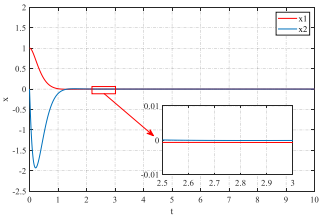
### *2.4.2. Hệ phi tuyến bậc 2*

Xét hệ bậc 2 như sau (2.29)

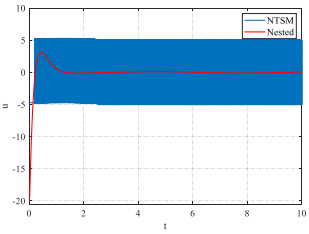
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.38x_2 + u + 0.1\sin(t) \end{cases} \tag{2.29}$$

Dựa vào định lý 3.2, luật điều khiển $u = u_{eq} + u_n$ được thiết kế như (2.30)

$$\begin{cases} u_{eq} = \dfrac{1}{\zeta_3}\left(\left(-\zeta_1 x_2 - \zeta_2 x_1 - \zeta_3 0.38 x_2\right)\right) \\ u_n = \dfrac{1}{\zeta_3}\int_0^t \left( -Ksign(l) - \mu l - \dfrac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{s}^{\left(2-p/q\right)} \right) dt \end{cases} \tag{2.30}$$




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




**Hình 2. 4.** So sánh tín hiệu điều khiển .

**Bảng 2. 2.** ISE và IAE đánh giá chattering

| | ISE | IAE | Giảm ISE | Giảm IAE |
|---|---|---|---|---|
| NTSM | 226.324 | 45.122 | - | - |
| PID – NSTM | 0.068 | 0.612 | 99.97 | 98.64 |

## Chương 3. ỨNG DỤNG TRÊN ĐỘNG CƠ MỘT CHIỀU

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

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 [42-44]. Mô hình động lực học của động cơ được tính toán dựa trên các định luật của Kirchhoff và Newton như (3.1).

$$\begin{cases} \hat{L}\dot{i} = -\hat{R}i - E + u + d(t) \\ \hat{J}\dot{\omega} = K_m i - T_L - \hat{b}\omega + \rho(t) \end{cases} \tag{3.1}$$

Đưa về dạng phương trình chuẩn ở chương 3, phương trình sai số của hệ thống được định nghĩa như sau

$$\underset{\dot{x}(t)}{\dot{e}_{\omega}(t)} = \underbrace{-\alpha_2 e_{\omega}(t)}_{f(x)} - \underset{g_n}{\alpha_1 i(t)} + d(t) \tag{3.2}$$

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

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

## 3.2. Các bộ điều khiển trượt thông thường

**Giả thuyết 3.1.** $d(t)$ là được giới hạn bởi hệ số $\phi$

$$|d(t)| \le \phi \tag{3.3}$$

### *3.2.1 Bộ điều khiển trượt tuyến tính*

Mặt trượt $s$ của SLM được thiết kế như (3.4).

$$s = \gamma e \tag{3.4}$$

Luật điều khiển được thiết kế như (3.5) - (3.7).

$$i = i_{eq} + i_n \tag{3.5}$$

$$i_{eq} = \frac{1}{\alpha_1}\left(\dot{\omega}_{ref} - \alpha_2\omega_{ref} + \alpha_2 e\right) \tag{3.6}$$

$$i_n = \frac{1}{\gamma\alpha_1}\left(Ksign(s) + \mu s\right) \tag{3.7}$$

### *3.2.2 Bộ điều khiển trượt NTSM*

Mặt trượt NTSM thông thường được áp dụng như (3.8).

$$s = e + \gamma\dot{e}^{p/q} \tag{3.8}$$

Luật điều khiển được thiết kế như (3.9) - (3.11).

$$i = i_{eq} + i_n \tag{3.9}$$

$$i_{eq} = \frac{1}{\alpha_1}\alpha_2 e_{\omega} \tag{3.10}$$

$$i_n = \frac{1}{\alpha_1}\int_0^t \left( Ksign(s) + \mu s + \frac{q}{p}\gamma^{-1}\dot{e}_{\omega}^{\left(2-p/q\right)} \right) dt \tag{3.11}$$

### 3.3. Bộ điều khiển PID - NTSM

Mặt trượt NSTM bậc cao *l* được giới thiệu theo phương trình (3.12)với *s* được định nghĩa trong phương trình (3.13)

$$l = s + \gamma \dot{s}^{p/q} \tag{3.12}$$

$$s = \zeta_1 e_\omega + \zeta_2 \int_0^t e_\omega dt + \zeta_3 \frac{de_\omega}{dt} \tag{3.13}$$

**Giả thuyết 3.2.** *d* là được giới hạn bởi hệ số $\phi$ như (3.14)

$$\left|\ddot{d}(t)\right| \le \phi \tag{3.14}$$

trong đó, $\phi > 0$.

**Định Lý 3.1.** *Xét động lực học sai số của động cơ được mô tả bởi* (3.2)*, nếu mặt trượt được lựa chọn theo* (3.12) - (3.13) *và tín hiệu điều khiển được thiết kế theo* (3.15) - (3.17).

$$i = i_{eq} + i_n \tag{3.15}$$

$$i_{eq} = \frac{1}{\mu_3} \int_0^t \left(\zeta_3 \partial + \mu_1 \dot{e}_\omega + \mu_2 e_\omega\right) dt \tag{3.16}$$

$$i_n = \frac{1}{\mu_3} \int_0^t \int_0^{t_1} \left( Ksign(l) + \mu l + \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right) dt_1 dt \tag{3.17}$$

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

*Khi đó, quỹ đạo sai số của hệ tiến về mặt trượt trong thời gian hữu hạn và hội tụ theo lý thuyết ổn định Lyapunov.* □

**Chứng minh định lý 3.1.** Chọn hàm Lyapunov $V=0.5l^2$

Đạo hàm theo thời gian của *V* được viết lại dưới dạng phương trình sau

$$\begin{aligned} \dot{V} &= l\dot{l} \\ &= l\left[\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( \ddot{s} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right)\right] \\ &= l\left[\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( -Ksign(l) - \mu l + \zeta_3 \ddot{d}(t) \right)\right] \\ &= -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( K|l| + \mu l^2 - \zeta_3 l \ddot{d}(t) \right) \end{aligned} \tag{3.18}$$

Trong trường hợp $p$ và $q$ là các số nguyên dương lẻ thỏa mãn điều kiện $1<p/q<2$ thì $\dot{s}^{(p/q-1)} > 0$, ta có

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{(p/q-1)} \eta |l| < 0, \quad \forall l \neq 0 \tag{3.19}$$

Trong đó, $\eta = K - \zeta_3 \phi > 0$.

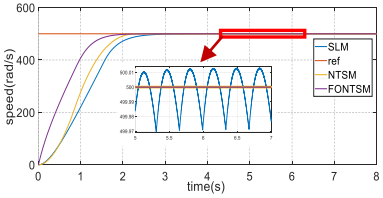
Bộ điều khiển PD được sử dụng bên trong. Luật điều khiển dòng điện được thiết kế như sau

$$u = K_p e_i + K_d \dot{e}_i + K_e \omega \tag{3.20}$$

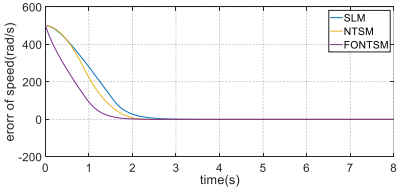
### 3.4. Mô phỏng

| Thông số | Ký hiệu | Giá trị |
|---|---|---|
| Điện trở | $R$ | 1.6 Ω |
| Độ tự cảm | $L$ | 0.0052 H |
| Back-emf voltage | $K_e$ | 0.011V/rpm |
| Mô-men quán tính | $J$ | 0.0043 kg.m$^2$ |

Bộ điều khiển được thiết kế dựa trên Định lý 4.3 với các tham số tính toán và tham số được chọn như sau $p=5$, $q=3$, $\gamma=0,0001$ và với $\xi=1$ và các thông số còn lại được lựa chọn dựa trên tần số riêng $\omega_n=500$.



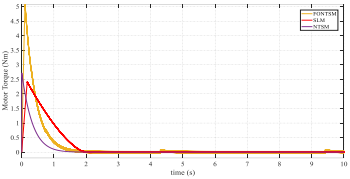

**Hình 3. 1.** Đồ thị đáp ứng



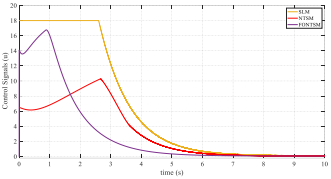

**Hình 3. 2.** Đồ thị sai số

**Bảng 3. 1.** So sánh ISE và IAE giữa SLM, NTSM và PID-NTSM

| | **ISE** x $10^{-5}$ | **IAE** x $10^{-3}$ |
|---|---|---|
| SLM | 22.61 | 24.08 |
| NTSM | 14.28 | 8.97 |
| Đề xuất | 0.81 | 0.07 |

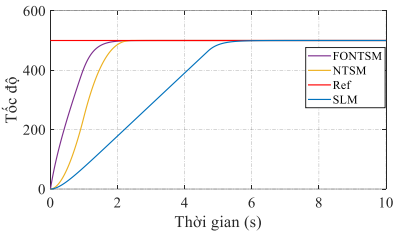



**Hình 3. 5.** So sánh momen xoắn các phương pháp điều khiển

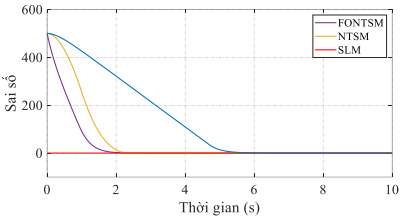



**Hình 3. 6.** So sánh các tín hiệu điều khiển.

Với trường hợp giả sử các tham số tăng gấp ba lần.



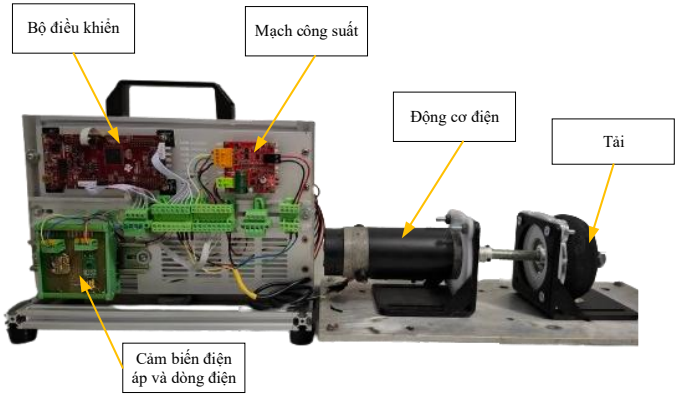

**Hình 3. 3.** Đáp ứng của các bộ điều khiển khi các thông số tăng 3 lần

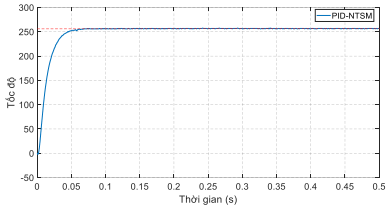



**Hình 3. 8**. Sai số của các bộ điều khiển khi các thông số tăng 3 lần.

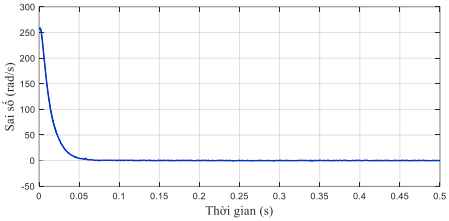
### 3.5. Thực nghiệm

Nhằm mục đích đánh giá khả năng ứng dụng thực tế và hiệu suất của bộ điều khiển đề xuất, một testbench về động cơ DC được thiết lập như sau.






**Hình 3. 11.** Đáp ứng thực tế




**Hình 3. 12.** Sai số

Nội dung chương trình bày ứng dụng của bộ điều khiển PID - NTSM trên động cơ điện một chiều, được đề xuất phần lý thuyết ở chương 3, và chứng minh hiệu quả chúng. Với nội dung nghiên cứu của chương 4, một bài báo được công bố [CT. 1].

# Chương 4. ỨNG DỤNG TRÊN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

## 4.1. Các hệ tọa độ và mô hình hóa động cơ điện bất đồng bộ ba pha

| 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 |

Trong luận án này, động lực học của dòng điện stato, từ thông rôto và tốc độ rôto trong hệ tọa độ d-q được viết dưới dạng phương trình (4.1).

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \xi \dfrac{1}{T_r}\psi_r - \lambda i_{sd} + \omega_s i_{sq} + K u_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = -\xi\omega\psi_r - \omega_s i_{sd} - \lambda i_{sq} + K u_{sq} \\ \dot{\psi}_r = -\dfrac{\hat{L}_m}{T_r^2\left(\omega_s - \omega\right)} i_{sq} + \dfrac{\hat{L}_m}{T_r} i_{sd} \\ \dot{\omega}_m = \dfrac{n_p \hat{L}_m}{\hat{J}\hat{L}_r} i_{sq}\psi_r - \dfrac{1}{\hat{J}}\left(T_L + d(t)\right) \end{cases} \tag{4.1}$$

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 như sau.

$$e_\omega = \omega_{mref} - \omega_m \tag{4.2}$$

Đưa về dạng phương trình hệ phi tuyến chuẩn, ta có

$$\underset{\dot{x}(t)}{\dot{e}_\omega(t)} = \underbrace{\dot{\omega}_{ref}(t)}_{f(x)} - \underset{g_n}{\alpha_1 i_{sq}(t)} + \underbrace{\alpha_2 \rho(t)}_{d(t)} \tag{4.3}$$

## 4.2. Các bộ điều khiển trượt thông thường

**Giả thuyết 4.1.** Nhiễu loạn $\dot{\rho}(t)$ được giới hạn bởi hệ số $\phi$.

$$\left|\dot{\rho}(t)\right| \le \phi \tag{4.4}$$

### *4.2.1 Bộ điều khiển trượt tuyến tính*

Mặt trượt tuyến tính được định nghĩa như sau

$$s = \gamma e_\omega \tag{4.5}$$

Luật điều khiển được thiết kế như sau

$$i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn} \tag{4.6}$$

$$i_{sqeq} = \frac{1}{\gamma \alpha_1} \dot{\omega}_{ref} \tag{4.7}$$

$$i_{sqn} = \frac{1}{\gamma \alpha_1} \left( K sign(s) + \mu s \right) \tag{4.8}$$

### *4.2.2. Bộ điều khiển NTSM*

Mặt trượt NTSM được định nghĩa như.

$$s = e + \gamma \dot{e}^{p/q} \tag{4.9}$$

Luật điều khiển được thiết kế như sau

$$i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn} \tag{4.10}$$

$$i_{sqeq} = \frac{1}{\alpha_1} \dot{\omega}_{ref} \tag{4.11}$$

$$i_{sqn}(t) = \frac{1}{\alpha_1} \int_0^t \left( K sign(s) + \mu s + \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{e}_\omega^{(2-p/q)} \right) dt \tag{4.12}$$

### 4.3. Bộ điều khiển PID-NTSM

Mặt trượt PID - NTSM bậc cao được giới thiệu theo phương trình (4.13), với *s* được định nghĩa trong phương trình (4.14).

$$l_\omega = s_\omega + \gamma \dot{s}_\omega^{\,p/q} \tag{4.13}$$

$$s_\omega = \zeta_1 e_\omega(t) + \zeta_2 \int_0^t e_\omega(t)dt + \zeta_3 \frac{de_\omega}{dt} \tag{4.14}$$

**Định lý 4.1.** *Xét động lực học sai số tốc độ của động cơ trong phương trình (4.3), nếu mặt trượt được chọn theo phương* trình *(4.13) – (4.14)* và *luật điều khiển được thiết kế như sau*

$$i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn} \tag{4.15}$$

$$i_{sqeq}(t) = \frac{1}{\zeta_3 \alpha_1} \int_0^t \left( \zeta_1 \dot{e}_\omega(t) + \zeta_2 e_\omega(t) + \zeta_3 \ddot{\omega}_{mref}(t) \right) dt \tag{4.16}$$

$$i_{sqn}(t) = \frac{1}{\zeta_3 \alpha_1} \int_0^t \int_0^{t_1} \left[ K sign(l) + \mu l + \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right] dt_1 dt \tag{4.17}$$

*trong đó, K là hệ số trượt* $K > \zeta_3 \alpha_2 \phi$, $\mu$ *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 4.1.** Chọn hàm Lyapunov $V=0.5l^2$

Đạo hàm theo thời gian của *V* có thể được viết lại dưới dạng phương trình

$$\begin{aligned} \dot{V} &= l\left[ \gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( \ddot{s} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{s}^{\left(2 - p/q\right)} \right) \right] \\ &= \gamma l \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left[ -K sign(l) - \mu l + \zeta_3 \alpha_2 \ddot{\rho}(t) \right] \\ &= -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \left( K|l| + \mu l^2 - \zeta_3 \alpha_2 l \ddot{\rho}(t) \right) \end{aligned} \tag{4.18}$$

Với hệ số *K* được lựa chọn nhằm triệt tiêu thành phần nhiễu. 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

$$\dot{V} \le -\gamma \frac{p}{q} \dot{s}^{\left(p/q - 1\right)} \eta |l| < 0, \quad \forall l \ne 0 \tag{4.19}$$

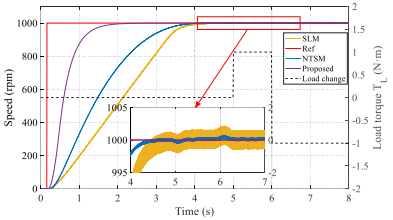
trong đó, $\eta = K\ -\zeta_3\alpha_2\phi > 0$.

### 4.4. Mô phỏng

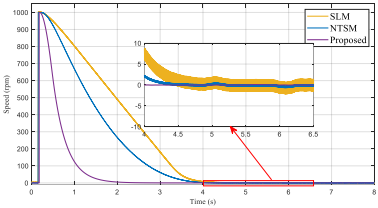
**Bảng 4. 1.** Thông số động cơ IM được sử dụng cho thực nghiệm

| Thông số | Ký hiệu | Giá trị |
|---|---|---|
| Công suất | P | 180W |
| Điện áp định mức | V | 36V |
| Tần số định mức | f | 50 Hz |
| 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 |

Nhằm đánh giá hiệu quả của các bộ điều khiển, một môi trường mô phỏng được thiết lập bằng MATLAB Simulink với thời gian lấy mẫu 0.5 ms.



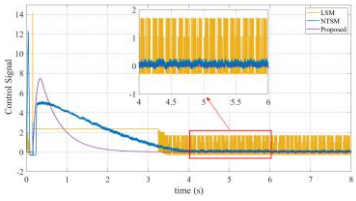

**Hình 4. 4.** Đáp ứng về tốc độ.



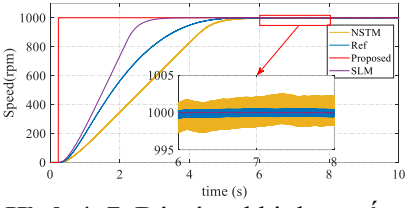

**Hình 4. 5.** Sai số tốc độ.

**Bảng 4. 2.** So sánh IAE và ISE của các bộ điều khiển

| | **IAE** ($\times 10^{-3}$) | **ISE** ($\times 10^{-5}$) |
|---|---|---|
| PID-NTSM | 0.001 | 0.003 |
| NTSM | 0.438 | 0.822 |
| SLM | 1.933 | 2.272 |

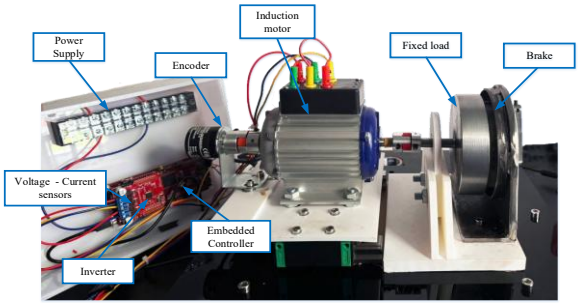



**Hình 4. 6.** Tín hiệu điều khiển

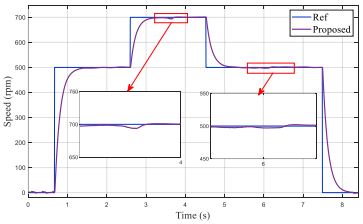



**Hình 4. 7**. Đáp ứng khi tham số mô hình trong gấp 5 lần tham số thực tế

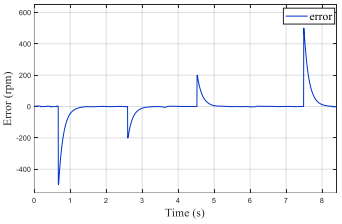
### 4.5. Thực nghiệm




Đáp ứng của hệ khi tốc độ tham chiếu đột ngột và nhiễu loạn.

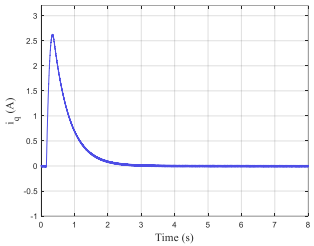



**Hình 4. 8.** Đáp ứng thực tế của tốc độ động cơ

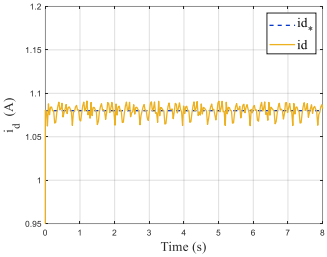



**Hình 4. 9.** Sai số thực tế của đáp ứng tốc độ

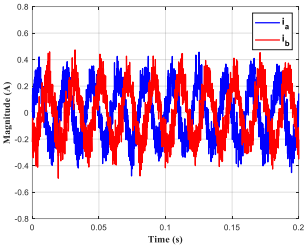
Dòng điện trên trục *q* tiến tới 0 sau một thời gian ngắn, cho thấy khả năng giảm mô-men xoắn và điều khiển tốc độ hiệu quả như Hình 5.13 – 5.16.



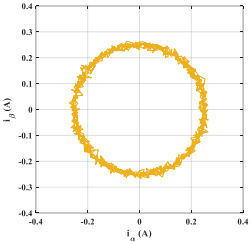

**Hình 4. 10.** Dòng điện trên trục q với $\omega_n$ = 500 rpm




**Hình 4. 11.** Dòng điện trên trục d với $\omega_n$ = 500 rpm




**Hình 4. 12.** Dòng điện trên trục *ab* tại $\omega_n$ = *500* rpm



**Hình 4. 13** Pha của dòng điện trên $\alpha\beta$-axis

Nội dung chương trình bày thiết kế hoàn chỉnh thiết kế các bộ điều khiển SLM, NTSM, và PID – NTSM chứng minh hiệu quả của bộ điều khiển được đề xuất, 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 4, một bài báo được công bố [CT. 2].

## KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN

**Những nội dung nghiên cứu chính của luận án**

Trong luận án, một mặt trượt được đề xuất với sự lòng ghép vào mặt trượt phi tuyến NTSM với *l* là mặt trượt chính và *s* 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 nested Nonsingular Terminal Sliding Mode (PID–NTSM) mới cho các hệ phi tuyến có nhiễu và bất định. Cấu trúc đề xuất kết hợp ưu điểm của mặt trượt PID và mặt trượt NTSM, qua đó vừa duy trì tính bền vững đặc trưng của điều khiển trượt, vừa giảm mạnh hiện tượng chattering. Việc lồng cấu trúc PID vào mặt trượt NTSM giúp nâng bậc mặt trượt, cải thiện động học sai số và làm mượt tín hiệu điều khiển.

– Xây dựng luật điều khiển và chứng minh tính ổn định của hệ thống dựa trên lý thuyết Lyapunov, bảo đảm điều kiện tồn tại mặt trượt và hội tụ. Các phân tích được thiết lập có hệ thống cho cả trường hợp hệ phi tuyến tổng quát và các hệ truyền động điện, góp phần phát triển hướng nghiên cứu điều khiển trượt bậc cao phân tầng.

– Kiểm chứng hiệu quả của phương pháp trên các hệ truyền động điện thực tế, bao gồm động cơ điện một chiều và động cơ không đồng bộ ba pha. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy bộ điều khiển PID–NTSM đạt chất lượng bám tốt, đáp ứng nhanh, có khả năng chống nhiễu và bất định cao, đồng thời giảm đáng kể hiện tượng chattering so với các phương pháp điều khiển trượt truyền thống.

**Hướng phát triển của luận án**

– Phát triển các cơ chế tối ưu và tự điều chỉnh tham số cho bộ điều khiển PID–NTSM nhằm giảm sự phụ thuộc vào quá trình tuning thủ công và nâng cao khả năng thích nghi với điều kiện vận hành thay đổi.

– Kết hợp bộ điều khiển với các bộ quan sát nhiễu hoặc bộ quan sát trạng thái, nhằm nâng cao khả năng xử lý bất định lớn, nhiễu không đo được và giảm yêu cầu lựa chọn gain điều khiển lớn.

– Mở rộng ứng dụng của phương pháp cho các đối tượng phức tạp hơn như hệ servo nhiều vòng, robot hoặc các hệ cơ điện tử phi tuyến khác.

– Nghiên cứu triển khai thuật toán trên các nền tảng DSP và các vi điều khiển chi phí thấp, đồng thời đánh giá sâu hơn về độ phức tạp tính toán, độ trễ thời gian thực và khả năng tích hợp trong các hệ thống điều khiển công nghiệp.

## DANH MỤC CÁC BÀI BÁO ĐÃ XUẤT BẢN LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

[CT.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)

[CT.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).

[CT.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)

[CT.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).