

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN

ĐÀM BẢO LỘC

**NGHIÊN CỨU THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN BÁM QUỠ
ĐẠO CHO HỆ THỐNG TWIN ROTOR MIMO**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

THÁI NGUYÊN – 2020

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN

ĐÀM BẢO LỘC

NGHIÊN CỨU THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN BÁM QUỶ
ĐẠO CHO HỆ THỐNG TWIN ROTOR MIMO

CHUYÊN NGÀNH: KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN VÀ TỰ ĐỘNG HÓA
MÃ SỐ: 9.52.02.16

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

- 1. PGS.TS. NGUYỄN DUY CƯỜNG**
- 2. GS.TSKH. HORST PUTA**

THÁI NGUYÊN – 2020

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của cá nhân tôi dưới sự hướng dẫn của tập thể giáo viên hướng dẫn và các nhà khoa học. Các tài liệu tham khảo đã được trích dẫn đầy đủ. Kết quả nghiên cứu là trung thực và chưa từng được ai công bố trên bất cứ một công trình nào khác.

Thái Nguyên, ngày 6 tháng 9 năm 2020

Tác giả

Đàm Bảo Lộc

LỜI CẢM ƠN

Trong quá trình làm luận án với đề tài "*Nghiên cứu thiết kế bộ điều khiển bám quỹ đạo cho hệ thống Twin Rotor MIMO*", tôi đã nhận được rất nhiều sự ủng hộ về công tác tổ chức và chuyên môn của Bộ môn Tự động hóa, Trường Đại học Kỹ Thuật Công Nghiệp Thái Nguyên, của Bộ môn Điều khiển tự động, Viện Điện, Đại học Bách khoa Hà nội. Tôi xin trân trọng gửi lời cảm ơn tới hai cơ sở đào tạo này, đã luôn tạo điều kiện giúp đỡ tôi trong suốt quá trình học tập, nghiên cứu và hoàn thành luận án.

Với lòng kính trọng và biết ơn sâu sắc, tôi cũng xin chân thành cảm ơn tập thể hướng dẫn là PGS.TS. Nguyễn Duy Cường, GS.TSKH. Horst Puta, những người Thầy đã dành nhiều thời gian hướng dẫn, tận tình chỉ bảo và định hướng chuyên môn cho tôi trong suốt quá trình nghiên cứu để hoàn thành luận án.

Tôi xin chân thành cảm ơn Ban lãnh đạo Trường Cao đẳng Công Nghiệp Thái Nguyên nơi tôi công tác đã tạo điều kiện thuận lợi giúp đỡ tôi trong quá trình thực hiện nghiên cứu.

Cuối cùng, tôi xin chân thành cảm ơn gia đình, đồng nghiệp, những người bạn thân thiết đã luôn giúp đỡ, động viên, khích lệ, chia sẻ khó khăn trong thời gian tôi học tập để hoàn thành khóa học.

Thái Nguyên, ngày 6 tháng 9 năm 2020

Tác giả luận án

Đàm Bảo Lộc

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC.....	iii
BẢNG CÁC KÝ HIỆU VIẾT TẮT.....	xi
DANH MỤC CÁC BẢNG.....	xii
DANH MỤC HÌNH VẼ.....	xiii
MỞ ĐẦU.....	1
1. Tính cấp thiết của đề tài.....	1
2. Mục đích và nhiệm vụ của đề tài	1
3. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu của luận án	2
4. Phương pháp nghiên cứu	2
5. Những đóng góp mới, ý nghĩa khoa học và thực tiễn của luận án.....	2
6. Bố cục của luận án	3
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ TRMS - MÔ HÌNH HÓA VÀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN.....	4
1.1 Mô hình hóa TRMS.....	4
1.1.1 Cấu trúc vật lý TRMS	4
1.1.2 Mô hình hóa bằng phương pháp lý thuyết.....	6
1.2 Các phương pháp điều khiển hiện có cho TRMS	19
1.2.1 Điều khiển tuyến tính	21
1.2.2 Điều khiển phi tuyến	25
1.3 Kết luận	35
CHƯƠNG 2: ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA CHÍNH XÁC TRMS KHI CÓ MÔ HÌNH CHÍNH XÁC.....	37
2.1 Phương pháp cơ sở: Điều khiển bù trọng trường.....	38
2.1.1 Tuyến tính hóa chính xác bằng phản hồi.....	38
2.1.2 Điều khiển vòng ngoài để bám quỹ đạo mẫu.....	39
2.1.3 Bộ điều khiển chung	39
2.2 Phương pháp đề xuất cho hệ Euler-Lagrange song tuyến khi có mô hình chính xác.....	40

2.2.1 Bộ điều khiển bám quỹ đạo mẫu	40
2.2.2 Đánh giá chất lượng bền vững của bộ điều khiển đề xuất cho hệ Euler-Lagrange song tuyến bất định	42
2.2.3 Áp dụng cho TRMS và kiểm chứng chất lượng bộ điều khiển bằng mô phỏng trên MatLab	45
2.3 Kết luận.....	51
CHƯƠNG 3: ĐIỀU KHIỂN BÙ BẤT ĐỊNH HÀM THEO NGUYÊN LÝ TỐI ƯU HÓA TỪNG ĐOẠN SAI LỆCH MÔ HÌNH TRÊN TRỰC THỜI GIAN..	52
3.1 Thuật toán nhận dạng thành phần bất định hàm	53
3.1.1 Lớp hệ bất định có mô hình trạng thái song tuyến	53
3.1.2 Nhận dạng nhiễu theo nguyên tắc cực tiểu hóa từng đoạn bình phương sai lệch mô hình ...	54
3.2 Xây dựng bộ điều khiển thích nghi bám quỹ đạo mẫu cho hệ Euler-Lagrange song tuyến bất định	58
3.2.1 Bộ điều khiển kết hợp điều khiển bám và bù bất định	59
3.2.2 Kiểm chứng chất lượng bằng mô phỏng trên MatLab với TRMS	60
3.3. Kết luận.....	67
CHƯƠNG 4: KIỂM CHỨNG CHẤT LƯỢNG BẰNG THỰC NGHIỆM.....	68
4.1 Mô tả bàn thí nghiệm.....	68
4.1.1 Các thiết bị trên bàn thí nghiệm.....	68
4.1.2 Cấu trúc tổng thể bàn thí nghiệm TRMS của ĐHKTCN Thái Nguyên	72
4.2 Cài đặt bộ điều khiển cho bàn thí nghiệm TRMS	73
4.3 Kết quả thí nghiệm và đánh giá	76
4.3.1 Tiến hành thí nghiệm.....	76
4.3.2 Kết quả và đánh giá chất lượng	77
4.4 Kết luận	86
KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ	87
I. KẾT LUẬN.....	87
II. KIẾN NGHỊ.....	87
CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ	88
TÀI LIỆU THAM KHẢO	90
PHỤ LỤC	

CÁC KÝ HIỆU ĐƯỢC SỬ DỤNG

Ký hiệu	Ý nghĩa toán học/vật lý
α_h	Góc đảo lái trong mặt ngang của TRMS (Yaw angle)
α_v	Góc chao dọc trong mặt đứng của TRMS (Pitch angle)
α_{hR}	Góc đảo lái mẫu trong mặt ngang của TRMS
α_{vR}	Góc chao dọc trong mặt đứng của TRMS
$\dot{\alpha}_h$	Vận tốc góc của cánh tay đòn tự do trong mặt ngang
$\dot{\alpha}_v$	Vận tốc góc của cánh tay đòn tự do trong mặt đứng
$\underline{\delta}_k$	Sai lệch nhận dạng giữa trạng thái $\underline{x}_k = \underline{x}(t_k)$ đo được từ mô hình hệ thống và trạng thái mẫu $\underline{z}_k = \underline{z}(t_k)$ của hệ đó khi không có thành phần bất định
δ_{max}	Lượng quá điều chỉnh
$\underline{\tau} = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m)^T$	Vector của m biến điều khiển
Φ	Ma trận Hurwitz
φ_h	Từ thông của động cơ đuôi
φ_m	Từ thông của động cơ chính
μ	Một chỉ số đánh giá sai lệch bám cho trước
\mathcal{O}	Lân cận gốc
ω_v	Vận tốc góc của cánh quạt chính
ω_h	Vận tốc góc của cánh quạt đuôi
$\sum_i M_{ih}$	Tổng hợp mô men trong mặt phẳng ngang
$\sum_i M_{iv}$	Tổng hợp mô men trong mặt phẳng đứng
$A(\underline{x})$	Ma trận hệ thống phụ thuộc trạng thái

$B(\underline{x})$	Ma trận điều khiển phụ thuộc trạng thái
B_h	Hệ số ma sát nhớt của khớp quay trong mặt ngang
$C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})$	Ma trận hàm, phụ thuộc \underline{q} cùng đạo hàm $\dot{\underline{q}}$ của nó, có tên gọi là ma trận lực hướng tâm (<i>centripetal and coriolis forces</i>)
$\underline{d}(\underline{q}, t)$	Thành phần bất định theo biến khớp
$\underline{d}(\underline{x}, t)$	Bất định hàm theo biến trạng thái
$\hat{\underline{d}}_k \approx \underline{d}(t_k)$	Nhiều ước lượng lượng tử hóa
$\hat{\underline{d}}(\underline{x}, t)$	Nhiều ước lượng
E_{ah}	Sức phản điện động phần ứng của động cơ đuôi
E_{av}	Sức phản điện động phần ứng của động cơ chính
F	Ma trận điều khiển trong phương trình Euler-Lagrange
$F_v(\omega_v)$	Lực đẩy do cánh quạt chính tạo ra
$F_h(\omega_h)$	Lực đẩy do cánh quạt đuôi tạo ra
g	Gia tốc trọng trường
$\underline{g}(\underline{q})$	Vector hàm, phụ thuộc biến khớp \underline{q} , có tên gọi là vector lực ma sát và gia tốc trọng trường
h	Chiều dài của khớp quay
i_{ah}	Dòng điện phần ứng của động cơ đuôi
i_{av}	Dòng điện phần ứng của động cơ chính
I	Ma trận đơn vị
J_1	Mô men quán tính của cánh tay đòn tự do
J_2	Mô men quán tính của thanh đối trọng
J_3	Mô men quán tính của khớp xoay
J_{mm}	Mô men quán tính của rotor động cơ một chiều

$J_{m,prop}$	Mô men quán tính của cánh quạt chính
$J_{t,prop}$	Mô men quán tính của cánh quạt đuôi
J_{mr}	Mô men quán tính của động cơ chính
J_{tr}	Mô men quán tính của động cơ đuôi
J_v	Tổng mô men quán tính trong mặt đứng
J_h	Tổng mô men quán tính trong mặt ngang
k_{chn}	Hằng số mô men cấp dẹt theo chiều âm góc đảo lái
k_{flp}	Hằng số lực đẩy cánh quạt động cơ đuôi quay theo chiều dương
k_{fhn}	Hằng số lực đẩy cánh quạt động cơ đuôi quay theo chiều âm
k_{fvp}	Hằng số lực đẩy cánh quạt động cơ chính quay theo chiều dương
k_{fvn}	Hằng số lực đẩy cánh quạt động cơ chính quay theo chiều âm
k_m	Hằng số của mô men xen kênh do ảnh hưởng của tốc độ lực đẩy cánh quạt chính lên chuyển động của cánh tay đòn tự do trong mặt ngang
k_{sfh}	Hằng số mô men ma sát tĩnh trong mặt ngang
k_{sfv}	Hằng số mô men ma sát tĩnh trong mặt đứng
k_{thp}	Hệ số phụ thuộc vào chiều vận tốc góc cách quạt đuôi khi quay theo chiều dương
k_{thn}	Hệ số phụ thuộc vào chiều vận tốc góc cách quạt đuôi khi quay theo chiều âm
k_{tvp}	Hệ số phụ thuộc vào chiều vận tốc góc cách quạt chính khi quay theo chiều dương
k_{tvn}	Hệ số phụ thuộc vào chiều vận tốc góc cách quạt chính khi quay theo chiều âm

k_t	Hằng số của mô men xen kênh do ảnh hưởng của tốc độ lực đẩy cánh quạt đuôi lên chuyển động của cánh tay đòn tự do trong mặt đứng.
k_{vfh}	Hệ số mô men ma sát Viscous trong mặt ngang
k_{vfo}	Hệ số mô men ma sát Viscous trong mặt đứng
k_g	Hệ số hiệu ứng con quay hồi chuyển
L	Hàm Lagrange
l_{T2}	Khoảng cách từ trọng tâm của thanh đối trọng đến khớp xoay
l_b	Chiều dài của thanh đối trọng
l_{cb}	Khoảng cách từ đối trọng đến khớp xoay
l_m	Chiều dài phần chính của cánh tay đòn tự do
l_t	Chiều dài phần đuôi của cánh tay đòn tự do
$L_{\alpha m}$	Điện cảm phản ứng của động cơ chính
$L_{\alpha t}$	Điện cảm phản ứng của động cơ đuôi
m	Khối lượng
m_{T1}	Tổng khối lượng của cánh tay đòn tự do
l_{T1}	Trọng tâm của cánh tay đòn tự do
m_t	Khối lượng phần phía bên cánh quạt đuôi của thanh ngang
m_{tr}	Khối lượng động cơ đuôi
m_{ts}	Khối lượng vành bảo vệ cánh quạt đuôi
m_m	Khối lượng phần phía bên cánh quạt chính của thanh ngang
m_{mr}	Khối lượng động cơ chính
m_{ms}	Khối lượng vành bảo vệ cánh quạt chính
m_b	Khối lượng của thanh đối trọng

m_{T2}	Tổng khối lượng của thanh đối trọng
m_{cb}	Khối lượng của đối trọng
m_h	Khối lượng của khớp xoay
$M_{fric.h}$	Mô men ma sát của chuyển động cánh tay đòn tự do trong mặt ngang
$M_{fric.v}$	Mô men ma sát của chuyển động cánh tay đòn tự do trong mặt đứng
M_{gyro}	Mô men do hiệu ứng con quay hồi chuyển
M_{eh}	Mô men điện từ của động cơ đuôi
M_{ev}	Mô men điện từ của động cơ chính
M_{Lh}	Mô men tải động cơ đuôi
M_{Lv}	Mô men tải động cơ chính
M_m	Tổng hợp mô men tác động lên cánh quạt chính
M_t	Tổng hợp mô men tác động lên cánh quạt đuôi
$M(\underline{q})$	Ma trận hàm, phụ thuộc biến khớp \underline{q} , có tên gọi là ma trận quán tính (<i>inertia</i>)
$\underline{n}(t)$	Vector hàm bất định
$\underline{p} = \text{col}(\underline{e}, \underline{\dot{e}})$ $= (p_1, p_2, \dots, p_{2n})^T$	Véc tơ sai lệch bám tại điểm cân bằng
$\underline{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)^T$	Vector của n các biến khớp
r_{ms}	Bán kính vành bảo vệ cánh quạt chính
r_{ts}	Bán kính vành bảo vệ cánh quạt đuôi
r_{mm}	Bán kính rotor động cơ chính
r_{mt}	Bán kính rotor động cơ đuôi

\underline{r}	Vector tín hiệu mẫu cho trước
R_{av}	Điện trở phản ứng của động cơ chính
R_{ah}	Điện trở phản ứng của động cơ đuôi
T_a	Chu kỳ trích mẫu
T_{qd}	Thời gian quá độ
\underline{u}	Vector các tín hiệu điều khiển
U_h	Điện áp vào bộ biến đổi công suất cho động cơ đuôi
U_v	Điện áp vào bộ biến đổi công suất cho động cơ chính
W_d	Động năng
W_{d1}	Động năng của cánh tay đòn tự do
W_{d2}	Động năng của thanh đối trọng
W_{d3}	Động năng của khớp xoay
W_t	Thế năng
W_{t1}	Thế năng của cánh tay đòn tự do
W_{t2}	Thế năng của thanh đối trọng
W_{t3}	Thế năng của khớp xoay
\underline{x}	Véc tơ trạng thái của hệ thống
\underline{y}	Véc tơ tín hiệu đầu ra của hệ thống
\underline{z}	Véc tơ trạng thái mẫu của hệ thống

BẢNG CÁC KÝ HIỆU VIẾT TẮT

Ký hiệu	Tiếng Anh	Tiếng Việt
AD	Approximation Disturbance algorithm	Thuật toán nhận dạng bất định hàm (Thuật toán AD)
A/D	Analog / Digital	Biến đổi tương tự / số
AC	Alternating Current	Dòng xoay chiều
CNN	Chebyshev Neural Network	Mạng nơ ron Chebyshev
DC	Direct Current	Dòng một chiều
DOF	Degree Order Freedom	Bậc tự do
EKF	Extended Kalman Filter	Bộ lọc Kalman mở rộng
GA	Genetic Algorithm	Thuật toán di truyền
ISS	Input-to-State Stable	Ổn định đầu vào trạng thái
LQG	Linear Quadratic Gaussian	Điều khiển Gauss tuyến tính - bậc hai
LQR	Linear Quadratic Regulator	Bộ điều khiển tuyến tính bậc hai
LTI	Linear Time - Invariant	Hệ thống tuyến tính bất biến theo thời gian
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Nhiều đầu vào nhiều đầu ra
MPC	Model Prediction Control	Điều khiển mô hình dự báo
PD	Proportional–Derivative	Điều khiển tỉ lệ - vi phân
PID	Proportional–Integral–Derivative	Điều khiển tỉ lệ - tích phân - vi phân
PIDAFc	PID Active Force Control	Bộ điều khiển PID áp đặt mô men
PWM	Pulse Width Modulation	Điều chế độ rộng xung
rad	radian	Đơn vị đo góc
RHC	Receding Horizon Control	Điều khiển dọc trục thời gian
rpm	revolutions per minute	Vòng/phút
s	second	Giây
SGUUB	Semiglobally uniformly ultimately bounded	Giới hạn cuối bán toàn cục
SISO	Single Input Sing Output	Một đầu vào một đầu ra
TTH		Tuyến tính hóa
TITO	Two-Input Two-Output	Hai đầu vào hai đầu ra
TRMS	Twin Rotor MIMO System	Hệ thống Twin Rotor MIMO
UAV	Unmanned Aerial Vehicle	Thiết bị bay không người lái

DANH MỤC CÁC BẢNG

Bảng 1.1: Những khác nhau chính giữa trực thăng và TRMS.....	5
Bảng 2.1: Tham số mô phỏng cho TRMS.	46

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1: Cấu trúc vật lý TRMS [8].	4
Hình 1.2: Kết cấu cơ-điện TRMS [10].....	6
Hình 1.3: TRMS [10]	11
Hình 1.4: Hình chiếu đứng của TRMS với $\alpha_h = 0$ [10].....	11
Hình 1.5: Hình chiếu ngang của TRMS [10]	12
Hình 1.6: Cấu trúc khối tổng thể của hệ vật lý TRMS.....	19
Hình 1.7: Tuyến tính hóa bằng bộ điều khiển phản hồi.	21
Hình 1.8: Điều khiển tối ưu TRMS [23].	24
Hình 1.9: TRMS với bộ điều khiển H^∞ [27]	25
Hình 1.10: Mạch điều khiển mô phỏng hệ thống điều khiển TITO [38]	28
Hình 1.11: Sơ đồ khối bộ điều khiển FGSPID cho TRMS [40].	29
Hình 1.12: Sơ đồ khối điều khiển thích nghi mô hình ngược [49],[50].	30
Hình 1.13: Cấu trúc AFC áp dụng cho TRMS [47]	31
Hình 1.14: Bộ điều khiển tuyến tính phản hồi cho TRMS [14].	33
Hình 1.15: Cấu trúc và nguyên lý làm việc của hệ điều khiển dự báo [5].	34
Hình 2.1: Cấu trúc cascade của bộ điều khiển bù trọng trường [4].	38
Hình 2.2: Điều khiển bám quỹ đạo mẫu cho hệ song tuyến theo biến khớp.	40
Hình 2.3: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình không có $\underline{g}(q)$	47
Hình 2.4: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình không có $\underline{g}(q)$	47
Hình 2.5: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi mô hình không có $\underline{g}(q)$	48
Hình 2.6: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi mô hình không có $\underline{g}(q)$	48
Hình 2.7: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình có $\underline{g}(q)$	49
Hình 2.8: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình có $\underline{g}(q)$.	49
Hình 2.9: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi mô hình có $\underline{g}(q)$	50
Hình 2.10: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi mô hình có $\underline{g}(q)$...	50
Hình 3.1: Cấu trúc hệ điều khiển bù thành phần bất định hàm ở đầu vào.	52
Hình 3.2: Nguyên lý nhận dạng thành phần bất định từng đoạn trên trục thời gian.....	54
Hình 3.3: Điều khiển kết hợp tuyến tính hóa chính xác và bù bất định.....	59
Hình 3.4: Lưu đồ thuật toán của chương trình điều khiển kết hợp	61
Hình 3.5: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ trên mặt ngang khi tín hiệu mẫu là hàm bước	62

Hình 3.6: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng khi tín hiệu mẫu là hàm bước	62
Hình 3.7: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi chưa có khâu bù nhiễu	62
Hình 3.8: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có khâu bù nhiễu	63
Hình 3.9: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi chưa có khâu bù nhiễu	63
Hình 3.10: Đáp ứng của góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có thêm khâu bù nhiễu	63
Hình 3.11: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ trên mặt ngang khi tín hiệu mẫu là hàm sin	64
Hình 3.12: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng khi tín hiệu mẫu là hàm sin	64
Hình 3.13: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi chưa có khâu bù nhiễu	64
Hình 3.14: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có khâu bù nhiễu	65
Hình 3.15: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi chưa bù nhiễu	65
Hình 3.16: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có khâu bù nhiễu ...	65
Hình 4.1: Cấu trúc vật lý của bàn thí nghiệm TRMS	68
Hình 4.2: Card dSPACE 1103	69
Hình 4.3: Cấu trúc dsPACE DS 1103	70
Hình 4.4: Quạt gió tạo nhiễu chủ động	71
Hình 4.5: Mô hình bàn thí nghiệm TRMS	72
Hình 4.6: Vị trí cảm biến đo góc α_v	72
Hình 4.7: Vị trí cảm biến đo góc α_h	72
Hình 4.8: Kết nối tín hiệu phản hồi và xuất tín hiệu điều khiển	73
Hình 4.9: Kết nối tín hiệu từ các cảm biến đo góc α_h, α_v	73
Hình 4.10: Tín hiệu điều khiển điện áp đặt vào động cơ đuôi và động cơ chính	74
Hình 4.11: Đo góc chao dọc α_v và góc đảo lái α_h	74
Hình 4.12: Đo vận tốc góc rô to ω_h, ω_v tương ứng với động cơ đuôi và động cơ chính ...	74
Hình 4.13: Đo dòng phần ứng rô to i_{ah}, i_{av} tương ứng với động cơ đuôi và động cơ chính	75
Hình 4.14: Cấu trúc hệ thống điều khiển hệ thực TRMS thiết kế trên Simulink	75
Hình 4.15: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước và sai lệch khi không có nhiễu quạt gió	78
Hình 4.16: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước và sai lệch khi không có nhiễu quạt gió	78
Hình 4.17: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ trên mặt ngang ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi không có nhiễu quạt gió	78

Hình 4.18: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi không có nhiễu quạt gió	79
Hình 4.19: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu $\alpha_{hR} = 0.2 \sin(0.1256t)$ khi không có nhiễu quạt gió	79
Hình 4.20: Sai lệch góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió	79
Hình 4.21: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió	80
Hình 4.22: Sai lệch góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió	80
Hình 4.23: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ trên mặt ngang ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió	80
Hình 4.24: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió	81
Hình 4.25: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước và sai lệch khi có nhiễu quạt gió với $t = (50 \div 100)s$	81
Hình 4.26: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước cùng sai lệch khi có nhiễu quạt gió với $t = (50 \div 100)s$	82
Hình 4.27: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$	82
Hình 4.28: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$	82
Hình 4.29: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$	83
Hình 4.30: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$	83
Hình 4.31: Sai lệch góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$	83
Hình 4.32: Sai lệch góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$	84
Hình 4.33: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió với $t = (50 \div 100)s$	84
Hình 4.34: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$	84

MỞ ĐẦU

1. Tính cấp thiết của đề tài

Hệ thống Twin Rotor MIMO (TRMS_Twin Rotor Multi-Input Multi-Output System) là một bộ thí nghiệm khí động học, các chuyển động của nó được mô phỏng giống các chuyển động của máy bay trực thăng. TRMS là đối tượng điều khiển phi tuyến điển hình nhiều đầu vào nhiều đầu ra, có tương tác xen kẽ, có tham số bất định và có nhiễu tác động. Vì vậy, đã có nhiều công trình trong và ngoài nước lấy TRMS làm đối tượng nghiên cứu nhằm phát triển và kiểm nghiệm các phương pháp khiển mới, đặc biệt là cho bài toán điều khiển bám vị trí chính xác. Mặc dù mỗi công trình đều đạt được những kết quả dựa trên các tiêu chí, phương pháp xây dựng hệ điều khiển đặt ra nhưng TRMS vẫn là một thách thức không nhỏ đối với các nhà nghiên cứu trong việc áp dụng các thuật toán điều khiển mới để cải thiện chất lượng bám quỹ đạo. Do đó, tác giả đã chọn đề tài luận án “Nghiên cứu thiết kế bộ điều khiển bám quỹ đạo cho hệ thống Twin Rotor MIMO” để có thêm đóng góp mới có ý nghĩa khoa học trong nghiên cứu lý thuyết cũng như khả năng ứng dụng vào thực tiễn cho lớp đối tượng phi tuyến này.

2. Mục đích và nhiệm vụ của đề tài

Mục tiêu tổng quát: Nghiên cứu thiết kế bộ điều khiển tuyến tính hóa phản hồi kết hợp với bộ nhận dạng bất định, nhiễu cho đối tượng cơ điện-tử, mô tả bởi mô hình Euler-Lagrange nói chung và áp dụng cụ thể cho TRMS.

Để thực hiện được mục tiêu này, đề tài đặt ra các nhiệm vụ chính sau:

- Nghiên cứu kỹ thuật cài đặt bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác cho lớp hệ Euler-Lagrange, khi nó có mô hình chính xác.

- Bổ sung vào bộ điều khiển trên thêm chức năng nhận dạng thành phần bất định hàm và điều khiển bù thành phần bất định hàm đó để mở rộng khả năng ứng dụng cũng như chất lượng bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác, cho cả những lớp hệ Euler-Lagrange có mô hình không chính xác.

3. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu của luận án

Đối tượng nghiên cứu của luận án là lớp hệ Euler-Lagrange song tuyến, bất định nói chung và TRMS nói riêng. Với TRMS thì đây là một hệ có gần như đầy đủ tính năng mô phỏng của một thiết bị bay dạng trực thăng và thuộc nhóm các hệ cơ-điện tử có mô hình kiểu Euler-Lagrange tổng quát.

Phạm vi nghiên cứu cụ thể của đề tài là:

- Nghiên cứu thiết kế phương pháp điều khiển hệ Euler-Lagrange dạng song tuyến, có mô hình không chính xác, chứa thành phần bất định hàm, để đầu ra của hệ thống, tức là các biến khớp của hệ, bám tiệm cận theo quỹ đạo mẫu mong muốn cho trước.
- Áp dụng phương pháp trên cho hệ cụ thể là TRMS. Kiểm chứng chất lượng điều khiển bằng mô phỏng và thực nghiệm.

4. Phương pháp nghiên cứu

Để đạt được mục tiêu của đề tài, luận án sử dụng các phương pháp nghiên cứu:

- Nghiên cứu lý thuyết: Phân tích, tổng hợp các kiến thức về sai lệch mô hình toán của hệ Euler-Lagrange nói chung và TRMS nói riêng, nguyên nhân của các sai lệch đó. Từ đó đưa ra phương pháp điều khiển thích hợp mà cụ thể ở đây là phương pháp điều khiển thích nghi bù sai lệch mô hình và phương pháp điều khiển tuyến tính hóa chính xác bằng phản hồi trạng thái.
- Nghiên cứu mô phỏng: Sử dụng công cụ Matlab-Simulink để mô phỏng kiểm chứng các nhận định lý thuyết và các thuật toán mà luận án đề xuất.
- Kiểm chứng kết quả nghiên cứu bằng thực nghiệm sát với điều kiện của thực tế, tức là tiến hành thí nghiệm để đánh giá chất lượng thích nghi và bền vững của bộ điều khiển đề xuất trên bàn thí nghiệm vật lý TRMS.

5. Những đóng góp mới, ý nghĩa khoa học và thực tiễn của luận án

** Luận án đã có các đóng góp cụ thể như sau:*

- Xây dựng bộ điều khiển bám quỹ đạo cho hệ Euler-Lagrange song tuyến có mô hình chính xác, chứng minh tính ổn định và ổn định tiệm cận của hệ bám trong trường hợp không có và có yếu tố bất định.
- Xây dựng bộ điều khiển thích nghi bám quỹ đạo cho hệ Euler-Lagrange song tuyến bất định trên cơ sở bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác kết hợp bộ nhận

dạng thành phần bất định dựa trên nguyên lý tối ưu hóa từng đoạn sai lệch mô hình trên trục thời gian.

** Ý nghĩa khoa học của luận án:*

- Từ bộ điều khiển theo luật PID của nhà cung cấp thiết bị cho TRMS, luận án đã thiết kế được bộ điều khiển bù bất định theo nguyên lý tối ưu hóa từng đoạn sai lệch mô hình trên trục thời gian đạt độ chính xác cao về bám quỹ đạo mẫu;

- Đóng góp một phần nhỏ vào sự phát triển phong phú của lý thuyết điều khiển tự động cho hệ phi tuyến có tham số bất định và nhiễu tác động.

** Ý nghĩa thực tiễn của luận án:*

- Đa dạng hóa các phương pháp điều khiển cho mô hình TRMS, ứng dụng trong đào tạo ở bậc cao học và nghiên cứu sinh của trường;

- Từ kết quả nghiên cứu này có thể áp dụng cho các phần tử bay có dạng khí động học phức tạp.

6. Bộ cục của luận án

Nội dung chính của luận án có bốn chương và phần kết luận, gồm các vấn đề nghiên cứu sau:

Chương 1 trình bày tổng quan về mô hình hóa và các phương pháp điều khiển đã có cho TRMS. Từ đó, làm rõ tính cấp thiết của luận án trong việc đề xuất phương pháp điều khiển phù hợp cho TRMS nhằm cải thiện chất lượng điều khiển hệ thống.

Chương 2 xây dựng bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác TRMS khi có mô hình chính xác.

Chương 3 xây dựng điều khiển bù bất định hàm dựa trên nguyên lý tối ưu hóa từng đoạn sai lệch mô hình trên trục thời gian. Sau đó, kết hợp với bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác để được bộ điều khiển thích nghi bền vững cho TRMS.

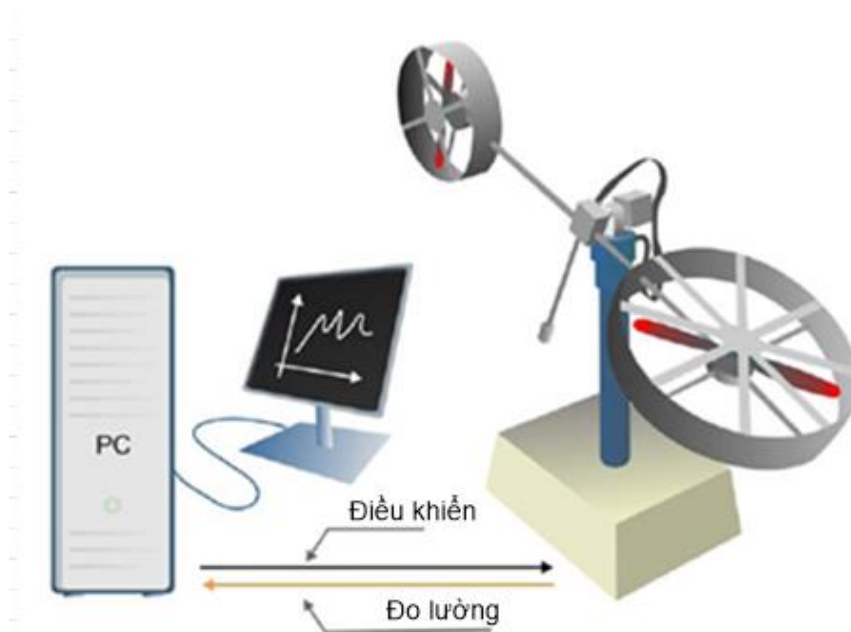
Cuối cùng, ở chương 4, chất lượng bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác kết hợp với cơ cấu nhận dạng bù sai lệch bất định của mô hình sẽ được kiểm chứng trong các điều kiện thực tế với bàn thực nghiệm vật lý TRMS.

CHƯƠNG 1

TỔNG QUAN VỀ TRMS - MÔ HÌNH HÓA VÀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN

1.1 Mô hình hóa TRMS

1.1.1 Cấu trúc vật lý TRMS



Hình 1.1: Cấu trúc vật lý TRMS [8].

Hình 1.1 biểu diễn cấu trúc vật lý của TRMS [8]. Đây là một bộ thí nghiệm được thiết kế cho mục đích thực nghiệm, hệ thống bao gồm:

- Phần cơ khí của TRMS bao gồm hai rotor được truyền động bởi động cơ chính và động cơ đuôi (đây là các động cơ điện một chiều kích từ độc lập với nguồn kích từ dùng nam châm vĩnh cửu) kết hợp với một đối trọng. Cả hai rotor và đối trọng cùng được đặt trên một cánh tay đòn tự do. Các bộ phận này được gắn với trụ tháp.

- Bên cạnh bộ phận cơ khí còn có phần điện (đặt dưới trụ tháp). Nó đóng vai trò trong việc điều khiển TRMS. Phần điện này thực hiện đo các tín hiệu và truyền đến máy tính PC, việc truyền tín hiệu điều khiển thông qua card I/O. Các bộ phận cơ và điện kết hợp thành một hệ thống hoàn chỉnh.

Hệ thống TRMS có mô hình của máy bay trực thăng nhưng đã được đơn giản hóa đáng kể. Sự khác nhau giữa mô hình TRMS và máy bay trực thăng được chỉ ra trong Bảng 1.1 dưới đây, được lấy từ các tài liệu [9] và [10].

Bảng 1.1: Những khác nhau chính giữa trực thăng và TRMS [9]-[10]

	TRMS	Trực thăng
Vị trí của trục xoay	Khoảng cách giữa hai rô to	Đỉnh động cơ chính
Phát động nâng hoặc điều khiển dọc.	Bộ điều khiển tốc độ của động cơ chính	Điều khiển tập chung bước lá
Đổi hướng là được điều khiển bởi	Tốc độ động cơ đuôi	Góc lá của các lá cánh động cơ đuôi
Điều khiển góc nghiêng của cánh theo chu kỳ quay	Không có	Có, cho điều khiển đổi hướng(tạo độ nghiêng ngang, dọc thân máy bay)

Một đặc điểm rất quan trọng đó là vị trí và vận tốc máy bay trực thăng được điều khiển thông qua vận tốc các rotor. Ở máy bay trực thăng thực, vận tốc rotor hầu như không đổi và lực đẩy được thay đổi thông qua điều chỉnh góc các lá cánh rotor. Tuy vậy các đặc tính động học quan trọng nhất ở máy bay trực thăng được thể hiện trong mô hình TRMS. Giống như máy bay trực thăng thực, có sự xen kẽ quan trọng giữa hai rotor, bất kỳ một sự thay đổi tốc độ ở động cơ chính sẽ ảnh hưởng đến động cơ đuôi và ngược lại. Hệ thống có hai đầu vào hai đầu ra (các điện áp cung cấp cho các rotor) và các đầu ra (góc đo trên mặt phẳng ngang và mặt đứng). Khi cấp điện áp cho động cơ chính sẽ sinh ra một lực nâng cánh tay đòn tự do di chuyển theo hướng dọc trục, đồng thời một phần của lực nâng sẽ sinh ra mô men quay tại trục chính khiến cho cánh tay đòn tự do quay quanh trục chính ngược lại chiều quay của cánh quạt chính. Để chống lại sự tự quay của cánh tay đòn tự do, động cơ đuôi được cấp một điện áp để sinh ra lực đẩy dùng để cân bằng lại mô men này giảm sự quay của cần đồng thời nó làm nhiệm vụ di chuyển hướng của cánh tay

đòn tự do theo hướng ngang trục. Do xen kẽ giữa hai rotor theo chiều dọc và trục ngang trục và ảnh hưởng của các nhiễu tác động như ma sát, sai số phép đo, vận tốc gió, hướng gió, nhiệt độ, độ ẩm... đều gây bất lợi cho sự ổn định của thống. Trạng thái của cánh tay đòn tự do được thể hiện bằng bốn biến: góc chao dọc α_v và góc đảo lái α_h được đo bằng các bộ mã hóa quang tại khớp xoay và thêm hai biến trạng thái là vận tốc góc ω_v của động cơ chính và ω_h của động cơ đuôi được đo bằng máy phát tốc gắn vào các động cơ truyền động. Chuyển động trong không gian của TRMS bị giới hạn bởi khóa cơ khí trong mặt phẳng ngang ứng với:

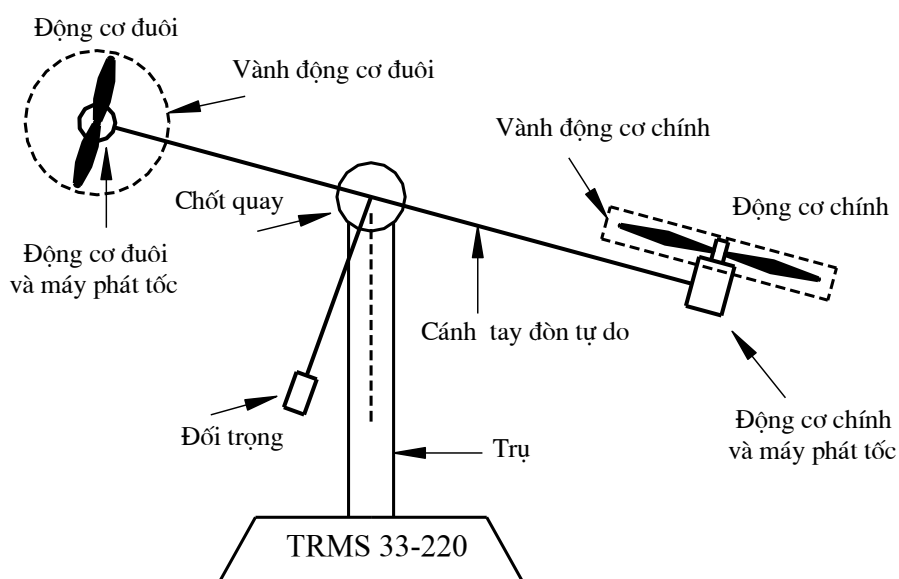
$$-4.2rad \leq \alpha_h \leq +1.5rad$$

và

$$-1.05rad \leq \alpha_v \leq +1.05rad$$

trong mặt phẳng đứng [10].

Hình 1.2 dưới mô tả chi tiết quan hệ hai phần điện và cơ trong TRMS.



Hình 1.2: Kết cấu cơ-điện TRMS [10]

1.1.2 Mô hình hóa bằng phương pháp lý thuyết

Điều khiển quỹ đạo chuyển động của hệ thống TRMS có cấu trúc vật lý như hình 1.1, là một trong những cách hữu hiệu nhất để kiểm tra các thuật toán điều khiển. Với sự đa dạng của đối tượng phi tuyến, để nghiên cứu thiết kế các bộ điều

khuyến phù hợp với đối tượng, thì phải có được mô hình toán học của đối tượng. Có hai cách mô hình hóa là mô hình hóa chính xác và mô hình hóa gần đúng. Để mô hình hóa chính xác động học phi tuyến của TRMS, các nhà nghiên cứu thường sử dụng mô hình hóa chính xác dựa theo phương pháp Euler-Newton, phương pháp Euler-Lagrange. Cả hai phương pháp này đều cho ra kết quả mô tả đối tượng chính xác và sai lệch giữa hai mô hình là rất nhỏ. Trong tài liệu [8], nhà sản xuất đưa mô hình toán dựa theo Newton-Euler. Tuy nhiên trong quá trình mô hình hóa để đơn giản đã bỏ qua chiều dài h của khớp xoay. Trong các tài liệu [9], [10], tác giả đã trình bày chi tiết phương pháp mô hình hóa theo cả hai phương pháp Euler-Newton và phương pháp Euler-Lagrange. Mô hình hóa dựa theo phương pháp Euler-Lagrange cho kết quả chính xác hơn một chút so với Newton-Euler khi so sánh với mô hình TRMS thực.

Trong luận án này sẽ sử dụng kết quả mô hình hóa dựa theo phương pháp Euler-Lagrange đã được trình bày ở hai tài liệu [9] và [10] để thiết kế, tổng hợp bộ điều khiển thích nghi bền vững. Công việc mô hình hóa này gồm hai bước:

- Bước 1: Dựa vào phương trình Euler-Lagrange để thiết lập cấu trúc mô hình toán cho TRMS.

- Bước 2: Thực hiện nhận dạng tham số mô hình đã có từ bước 1 để được một mô hình toán hoàn chỉnh.

1.1.2.1 Phương trình Euler-Lagrange

Phương trình Euler-Lagrange của một hệ cơ có cấu trúc như sau [11]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right)^T - \left(\frac{\partial L}{\partial q} \right)^T = F \underline{\tau} \quad (1.1)$$

trong đó:

- $\underline{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)^T$ là vector các biến khớp, F là ma trận điều khiển,
- $\underline{\tau} = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m)^T$ là vector các mô men đầu vào,
- $L = \sum_{(i)} W_{đi} - \sum_{(i)} W_{tđi}$ là hàm Lagrange, trong đó $W_{đi}, W_{tđi}$ lần lượt là động năng và thế năng của hệ tính tại các khớp,

- $\frac{\partial L}{\partial \underline{x}} = \left(\frac{\partial L}{\partial x_1}, \frac{\partial L}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial L}{\partial x_n} \right)$ là đạo hàm Jacobi của một hàm nhiều biến.

Dựa vào phương trình (1.1) ta sẽ xây dựng mô hình toán cho TRMS.

Xây dựng mô hình toán cho các động cơ chính và động cơ đuôi

Mô hình toán của động cơ được xây dựng dựa trên các phương trình cân bằng, mà cụ thể là gồm:

1. Phương trình cân bằng điện áp của động cơ chính:

$$V_v = E_{av} + R_{av}i_{av} + L_{av} \frac{di_{av}}{dt} \quad (1.2)$$

trong đó:

- V_v là điện áp phản ứng đặt vào động cơ chính (V). Mối quan hệ giữa điện áp điều khiển U_v với điện áp V_v ở đầu ra bộ biến đổi, có thể được tính gần đúng: $V_v = k_2 U_v$ với $k_2 \approx 8.5$ theo tài liệu [10]

- $E_{av} = k_{av} \varphi_v \omega_v$ là sức phản điện động của động cơ chính với từ thông ứng với động cơ chính φ_v (V), điện trở phản ứng của động cơ chính R_{av} (Ω), điện cảm phản ứng của động cơ chính L_{av} (H) và dòng điện phản ứng của động cơ chính i_{av} (A).

2. Phương trình cân bằng mô men động cơ chính:

$$M_{ev} = M_{Lv} + J_{mr} \frac{d\omega_v}{dt} + B_{mr} \omega_v \quad (1.3)$$

trong đó:

- $M_{ev} = k_{av} \varphi_v i_{av}$ là mô men điện từ động cơ chính (N.m), với hệ số mô men điện từ động cơ chính k_{av} (Nm/AWb).

- M_{Lv} là mô men tải động cơ chính (N.m), được tính bởi:

$$M_{Lv} = \begin{cases} k_{tvp} \omega_v |\omega_v| & \text{nếu } \omega_v \geq 0 \\ k_{tvm} \omega_v |\omega_v| & \text{nếu } \omega_v \leq 0 \end{cases} \quad (1.4)$$

có ω_v là vận tốc góc trên trục động cơ chính (rad/s) và k_{tvp}, k_{tvm} là những hệ số ($\text{Nms}^2/\text{rad}^2$) phụ thuộc vào chiều vận tốc góc ω_v .

- B_{mr} là hệ số ma sát Viscous động cơ chính (kg m²/s)
- J_{mr} là mô men quán tính của động cơ chính (kg m²)

3. Phương trình cân bằng điện áp của động cơ đuôi:

$$V_h = E_{ah} + R_{ah}i_{ah} + L_{ah} \frac{di_{ah}}{dt} \quad (1.5)$$

trong đó:

- V_h là điện áp phần ứng đặt vào động cơ đuôi (V). Mối quan hệ giữa điện áp điều khiển U_h với điện áp V_h ở đầu ra bộ biến đổi có thể được tính gần đúng:

$V_h = k_i U_h$, trong đó $k_i \approx 6.5$ theo tài liệu [10]

- $E_{ah} = k_{ah}\varphi_h\omega_h$ là sức phản điện động của động cơ đuôi (V), với từ thông ứng với động cơ đuôi φ_h (Wb),

- R_{ah} là điện trở phần ứng của động cơ đuôi (Ω),
- L_{ah} là điện cảm phần ứng của động cơ đuôi (H),
- i_{ah} là dòng điện phần ứng của động cơ đuôi (A).

4. Phương trình cân bằng mô men động cơ đuôi:

$$M_{eh} = M_{Lh} + J_{tr} \frac{d\omega_h}{dt} + B_{tr}\omega_h \quad (1.6)$$

trong đó:

- $M_{eh} = k_{ah}\varphi_h i_{ah}$ là mô men điện từ của động cơ đuôi (N.m),
- k_{ah} là hệ số mô men điện từ động cơ đuôi (Nm/AWb),
- M_{Lh} là mô men tải động cơ đuôi (N.m), được tính bởi:

$$M_{Lh} = \begin{cases} k_{thp}\omega_h |\omega_h| & \text{nếu } \omega_h \geq 0 \\ k_{thn}\omega_h |\omega_h| & \text{nếu } \omega_h \leq 0 \end{cases} \quad (1.7)$$

có ω_h là vận tốc góc trên trục động cơ đuôi (rad/s) và k_{thp}, k_{thn} là những hệ số (Nms²/rad²) phụ thuộc vào chiều vận tốc góc ω_h (rad/s),

- B_{tr} là hệ số ma sát Viscous động cơ đuôi (kg m²/s),

- J_{tr} là mô men quán tính của động cơ đuôi (kg m²).

Vị trí và vận tốc các cánh tay đòn, thanh đối trọng và khớp xoay

Theo [9], [10] thì để xây dựng được một mô hình toán dựa trên phương trình Lagrange (1.1), TRMS cần được phân chia thành 3 phần: (i) Phần thứ nhất bao gồm cánh tay đòn tự do (phần cần chính và phần cần đuôi), động cơ chính và động cơ đuôi, vành chắn chính, vành chắn đuôi; (ii) Phần thứ hai gồm có thanh đối trọng cân bằng và đối trọng; và (iii) Phần cuối cùng là thanh nối khớp xoay.

1. Cánh tay đòn tự do.

Xét các hình vẽ chi tiết các cánh tay đòn tự do của TRMS cho ở hình 1.3, hình 1.4 và hình 1.5. Giả thiết rằng:

$$\left[r_x(R_1), r_y(R_1), r_z(R_1) \right]$$

là tọa độ của điểm P_1 trên cần không xoay với khoảng cách R_1 từ O_1 , tức là $P_1O_1 = R_1$. Ngoài ra, giả thiết rằng $OO_1 = h$, trong đó O là tọa độ gốc. Để hình vẽ đơn giản thì trục x và y đã được vẽ từ O_2 và qui ước chiều (+) của α_h trùng chiều quay kim đồng hồ, còn chiều (+) của α_v ngược chiều quay kim đồng hồ.

Theo những hình vẽ minh họa này thì:

$$\begin{cases} r_x(R_1) = R_1 \sin \alpha_h \cos \alpha_v + h \cos \alpha_h \\ r_y(R_1) = R_1 \cos \alpha_h \cos \alpha_v - h \sin \alpha_h \\ r_z(R_1) = R_1 \sin \alpha_v \end{cases} \quad (1.8)$$

Lấy đạo hàm các phương trình (1.8), ta được vận tốc lần lượt theo các phương:

$$\begin{cases} v_x(R_1) = R_1 \dot{\alpha}_h \cos \alpha_h \cos \alpha_v - R_1 \dot{\alpha}_v \sin \alpha_h \sin \alpha_v - h \dot{\alpha}_h \sin \alpha_h \\ v_y(R_1) = -R_1 \dot{\alpha}_h \sin \alpha_h \cos \alpha_v - R_1 \dot{\alpha}_v \cos \alpha_h \sin \alpha_v - h \dot{\alpha}_h \cos \alpha_h \\ v_z(R_1) = R_1 \dot{\alpha}_v \cos \alpha_v \end{cases} \quad (1.9)$$

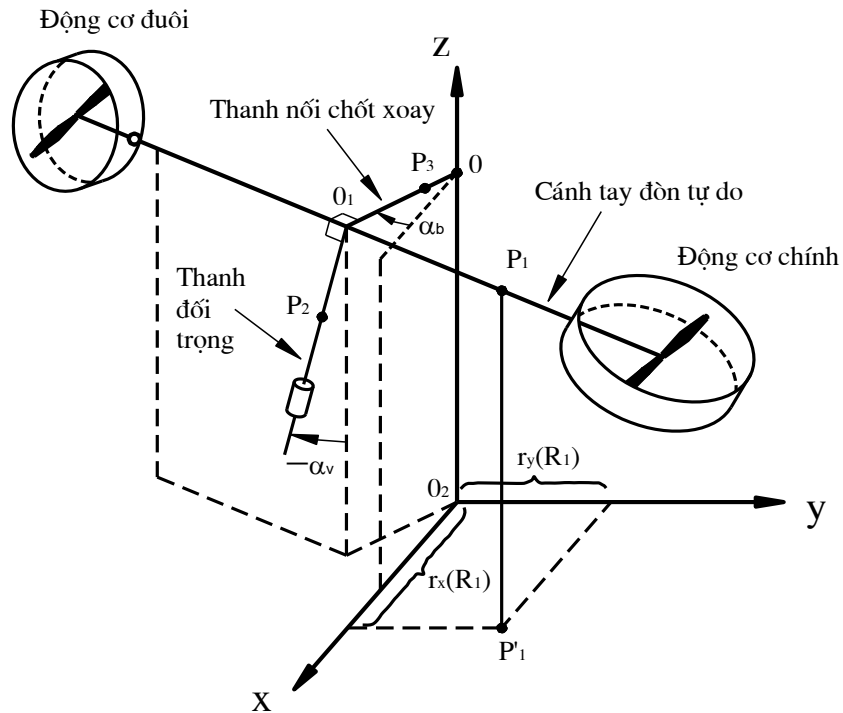
Tiếp theo, bình phương độ lớn của vận tốc tại điểm P_1 được:

$$v^2(R_1) = v_x^2(R_1) + v_y^2(R_1) + v_z^2(R_1). \quad (1.10)$$

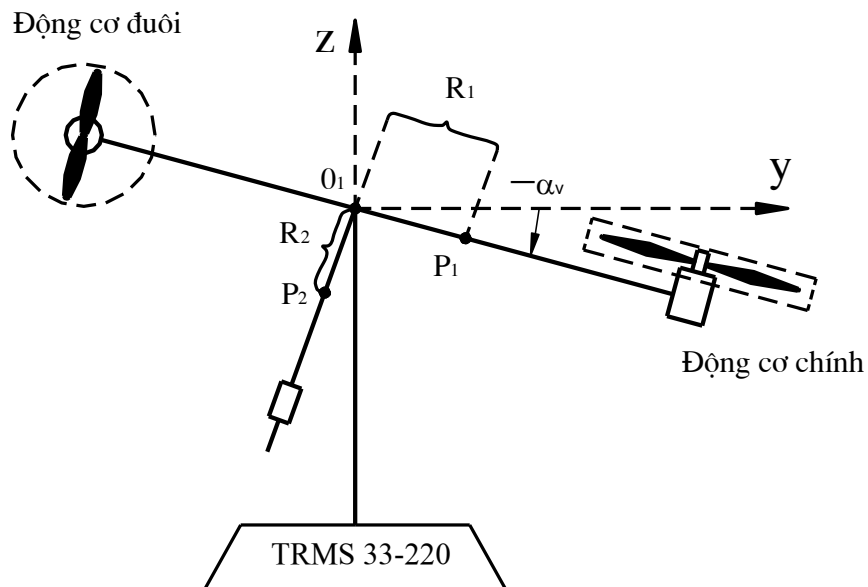
Sau khi biến đổi và rút gọn ta được phương trình sau:

$$v^2(R_1) = R_1^2 \dot{\alpha}_h^2 \cos^2 \alpha_v + h^2 \dot{\alpha}_h^2 + R_1^2 \dot{\alpha}_v^2 + 2R_1 h \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin \alpha_v. \quad (1.11)$$

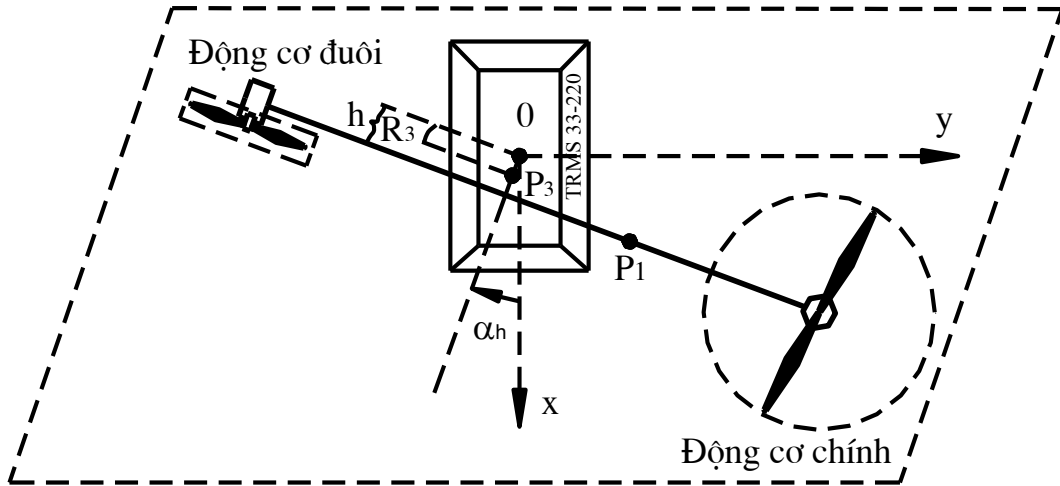
Ở đây, góc α_h không ảnh hưởng tới $r_z(R)$, nên để cho đơn giản ta đã giả thiết bằng 0 như biểu diễn ở hình 1.4.



Hình 1.3: TRMS [10]



Hình 1.4: Hình chiếu đứng của TRMS với $\alpha_h = 0$ [10]



Hình 1.5: Hình chiếu ngang của TRMS [10]

2. Thanh đối trọng.

Ký hiệu:

$$\left[r_x(R_2), r_y(R_2), r_z(R_2) \right]$$

là tọa độ của điểm P_2 trên thanh đối trọng cách tâm O_1 một khoảng cách bằng R_2 , hay $PO_2 = R_2$. Khi đó, hoàn toàn tương tự như (1.8) ta cũng có được:

$$\begin{cases} r_x(R_2) = R_2 \sin \alpha_h \sin \alpha_v + h \cos \alpha_h \\ r_y(R_2) = R_2 \cos \alpha_h \sin \alpha_v - h \sin \alpha_h \\ r_z(R_2) = -R_2 \cos \alpha_v. \end{cases} \quad (1.12)$$

Đạo hàm phương trình (1.12), được vận tốc:

$$\begin{cases} v_x(R_2) = R_2 \dot{\alpha}_h \cos \alpha_h \sin \alpha_v + R_2 \dot{\alpha}_v \sin \alpha_h \cos \alpha_v - h \dot{\alpha}_h \sin \alpha_h \\ v_y(R_2) = -R_2 \dot{\alpha}_h \sin \alpha_h \sin \alpha_v + R_2 \dot{\alpha}_v \cos \alpha_h \cos \alpha_v - h \dot{\alpha}_h \cos \alpha_h \\ v_z(R_2) = R_2 \dot{\alpha}_v \sin \alpha_v \end{cases} \quad (1.13)$$

Tiếp theo thay bình phương độ lớn của vận tốc tại điểm P_2 cho bởi phương trình:

$$v^2(R_2) = v_x^2(R_2) + v_y^2(R_2) + v_z^2(R_2) \quad (1.14)$$

sẽ có:

$$v^2(R_2) = R_2^2 \dot{\alpha}_h^2 \sin^2 \alpha_v + h^2 \dot{\alpha}_h^2 + R_2^2 \dot{\alpha}_v^2 - 2R_2 h \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \cos \alpha_v. \quad (1.15)$$

3. Khớp xoay.

Với mục đích tăng độ chính xác hơn, điểm P_3 có thể được xem xét với tọa độ:

$$\left[r_x(R_3), r_y(R_3), r_z(R_3) \right]$$

trên vị trí khớp xoay, vị trí mà R_3 là khoảng cách giữa P_3 và O . Khi đó có:

$$\begin{cases} r_x(R_3) = R_3 \cos \alpha_h \\ r_y(R_3) = -R_3 \sin \alpha_h \\ r_z(R_3) = 0 \end{cases} \quad (1.16)$$

Từ đây, vận tốc tương ứng và độ lớn vận tốc của điểm P_3 sẽ là:

$$\begin{cases} v_x(R_3) = -R_3 \dot{\alpha}_h \sin \alpha_h \\ v_y(R_3) = -R_3 \dot{\alpha}_h \cos \alpha_h \\ v_z(R_3) = 0 \end{cases} \quad (1.17)$$

$$\text{và } v^2(R_3) = R_3^2 \dot{\alpha}_h^2. \quad (1.18)$$

Biểu thức năng lượng

Dựa vào phương trình xác định động năng:

$$W_d = \frac{1}{2} \int v^2(R) dm(R) \quad (1.19)$$

và thế năng:

$$W_t = g \int r_z(R) dm(R) \quad (1.20)$$

sẽ được động năng và thế năng cụ thể của các thành phần tương ứng trong TRMS như sau:

1. Động năng và thế năng của cánh tay đòn tự do.

$$\begin{cases} W_{d1} = \frac{1}{2} \left(\dot{\alpha}_h^2 \cos^2 \alpha_v + \dot{\alpha}_v^2 \right) J_1 + \frac{1}{2} h^2 \dot{\alpha}_h^2 m_{T_1} + h \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v \\ W_{t1} = g m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v \end{cases} \quad (1.21)$$

trong đó:

$$\begin{aligned}
 J_1 &= \int R_1^2 dm(R_1) = \left(\frac{m_t}{3} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2 + \left(\frac{m_m}{3} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \\
 &\quad + \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^2 + m_{ts} r_{ts}^2 \\
 m_{T_1} &= \int dm(R_1) = m_t + m_{tr} + m_{ts} + m_m + m_{mr} + m_{ms} \\
 l_{T_1} &= \frac{\int R_1 dm(R_1)}{\int dm(R_1)} = \frac{(m_m / 2 + m_{mr} + m_{ms}) l_m - (m_t / 2 + m_{tr} + m_{ts}) l_t}{m_{T_1}}
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

Ở đây:

$W_{đ1}$: Động năng của cánh tay đòn tự do (J)

W_{t1} : Thế năng của cánh tay đòn tự do (J)

J_1 : Mô men quán tính của cánh tay đòn tự do (kg m²)

m_{T_1} : Tổng khối lượng trên cánh tay đòn tự do (kg)

l_{T_1} : Trọng tâm của cánh tay đòn tự do (m)

m_t : Khối lượng phần đuôi của cánh tay đòn tự do (kg)

m_m : Khối lượng phần chính của cánh tay đòn tự do (kg)

m_{tr} : Khối lượng của động cơ đuôi (kg)

m_{mr} : Khối lượng của động cơ chính (kg)

m_{tr} : Khối lượng của vành động cơ đuôi (kg)

m_{mr} : Khối lượng của vành động cơ chính (kg)

l_t : Chiều dài phần đuôi của cánh tay đòn tự do (m)

l_m : Chiều dài phần chính cánh tay đòn tự do (m)

r_{tr} : Bán kính của vành động cơ đuôi (m)

r_{mr} : Bán kính của vành động cơ chính (m)

2. Động năng và thế năng của thanh đối trọng.

$$\begin{cases} W_{đ2} = \frac{1}{2}(\dot{\alpha}_h^2 \sin^2 \alpha_v + \dot{\alpha}_v^2)J_2 + \frac{1}{2}h^2\dot{\alpha}_h^2 m_{T_2} - h\dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \cos \alpha_v m_{T_2} l_{T_2} \\ W_{t2} = -g \cos(\alpha_v) m_{T_2} l_{T_2} \end{cases} \quad (1.23)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} J_2 &= \int R_2^2 dm(R_2) = \frac{m_b}{3} l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2 \\ m_{T_2} &= \int dm(R_2) = m_b + m_{cb} \\ l_{T_2} &= \frac{m_b l_b / 2 + m_{cb} l_{cb}}{m_{T_2}} \end{aligned} \quad (1.24)$$

ở đây

$W_{đ2}$: Động năng của thanh đối trọng (J)

W_{t2} : Thế năng của thanh đối trọng (J)

J_2 : Mô men quán tính của thanh đối trọng (kg m²)

m_{T_2} : Tổng khối lượng trên thanh đối trọng (kg)

l_{T_2} : Trọng tâm của thanh đối trọng (m)

m_b : Khối lượng thanh đối trọng (kg)

m_{cb} : Khối lượng đối trọng (kg)

l_b : Chiều dài của thanh đối trọng (m)

l_{cb} : Khoảng cách giữa đối trọng và khớp xoay (m)

3. Động năng và thế năng của khớp xoay.

$$\begin{cases} W_{đ3} = \frac{1}{2} \dot{\alpha}_h^2 J_3 \\ W_{t3} = 0 \end{cases} \quad (1.25)$$

trong đó

$$J_3 = \int R_3^2 dm(R_3) = \frac{m_h}{3} h^2. \quad (1.26)$$

ở đây

$W_{đ3}$: Động năng của khớp xoay (J)

W_{t3} : Thế năng của khớp xoay (J)

J_3 : Mô men quán tính của khớp xoay (kg m^2)

m_h : Khối lượng của khớp xoay (kg)

l_h : Chiều dài của khớp xoay (m)

Các phương trình Lagrange

Thay các kết quả trên, gồm (1.21)-(1.26), về động năng và thế năng các thành phần trong TRMS vào phương trình Lagrange (1.1) ta sẽ có:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}_h} \right) - \frac{\partial L}{\partial \alpha_h} = \sum_i M_{ih} \quad (1.27)$$

và

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}_v} \right) - \frac{\partial L}{\partial \alpha_v} = \sum_i M_{iv} \quad (1.28)$$

trong đó:

$$L = \sum_{i=1}^3 W_{đi} - \sum_{i=1}^3 W_{ti}. \quad (1.29)$$

Một cách chi tiết thì:

$$\begin{aligned} & \left[J_1 \cos^2 \alpha_v + J_2 \sin^2 \alpha_v + h^2 (m_{T_1} + m_{T_2}) + J_3 \right] \ddot{\alpha}_h + \\ & + h(m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v - m_{T_2} l_{T_2} \cos \alpha_v) \ddot{\alpha}_v + \\ & + h(m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) \dot{\alpha}_v^2 + 2(J_2 - J_1) \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin \alpha_v \cos \alpha_v = \sum_i M_{ih} \end{aligned}$$

và

$$\begin{aligned} & (J_1 + J_2) \ddot{\alpha}_v + h(m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v - m_{T_2} l_{T_2} \cos \alpha_v) \ddot{\alpha}_h \\ & + \dot{\alpha}_h^2 (J_1 - J_2) \sin \alpha_v \cos \alpha_v + g(m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) = \sum_i M_{iv} \end{aligned}$$

Biểu diễn hai phương trình trên với nhau dưới dạng vector, được:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} J_1 \cos^2 \alpha_v + J_2 \sin^2 \alpha_v + h^2 (m_{T_1} + m_{T_2}) + J_3 & h(m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v - m_{T_2} l_{T_2} \cos \alpha_v) \\ h(m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v - m_{T_2} l_{T_2} \cos \alpha_v) & (J_1 + J_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\alpha}_h \\ \ddot{\alpha}_v \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} h(m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) \dot{\alpha}_v^2 + 2(J_2 - J_1) \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin \alpha_v \cos \alpha_v \\ \dot{\alpha}_h^2 (J_1 - J_2) \sin \alpha_v \cos \alpha_v + g(m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_i M_{ih} \\ \sum_i M_{iv} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{1.30}$$

trong đó

- $\sum_i M_{ih}$ là tổng các mô men tác dụng của chuyển động theo phương ngang, tính như sau:

$$\sum_i M_{ih} = M_{prop.h} - M_{fric,h} - M_{cable} + k_m \dot{\alpha}_v \cos \alpha_v \tag{1.31}$$

với

$$M_{prop.h} = l_t F_h(\omega_h) \cos(\alpha_v)$$

là mô men của lực đẩy của cánh quạt đuôi, $M_{fric,h}$ là mô men ma sát của chuyển động theo phương ngang, có:

$$M_{fric,h} = k_{vfh} \dot{\alpha}_h + k_{cfh} \text{sign}(\dot{\alpha}_h) + \begin{cases} k_{sfh} & \text{khi } \dot{\alpha}_h = 0^+ \\ -k_{sfh} & \text{khi } \dot{\alpha}_h = 0^- \\ 0 & \text{trong trường hợp khác} \end{cases} \tag{1.32}$$

- M_{cable} là mô men của cáp dẹt với

$$M_{cable} = \begin{cases} k_{chp} \alpha_h & \text{khi } \alpha_h \geq 0 \\ k_{chn} \alpha_h & \text{khi } \alpha_h < 0 \end{cases} \tag{1.33}$$

- $\sum_i M_{iv}$ là tổng của các mô men tác dụng của chuyển động theo phương đứng và được tính như sau:

$$\sum_i M_{iv} = M_{prop.v} - M_{fric.v} + k_t \dot{\alpha}_h + M_{gyro} \tag{1.34}$$

trong đó:

$$M_{prop.v} = l_m F_v(\omega_v)$$

là mô men của lực đẩy của cánh quạt chính, $M_{fric,v}$ là mô men ma sát của chuyển

động theo phương đứng, được tính:

$$M_{fric.v} = k_{vfv}\dot{\alpha}_v + k_{cfv}\text{sign}(\dot{\alpha}_v) + \begin{cases} k_{sfv} & \text{khi } \dot{\alpha}_v = 0^+ \\ -k_{sfv} & \text{khi } \dot{\alpha}_v = 0^- \\ 0 & \text{trong trường hợp khác} \end{cases} \quad (1.35)$$

$$M_{gyro} = k_g F_v \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) \quad (1.36)$$

là mô men của con quay hồi chuyển.

Các tham số m_{T_1}, m_{T_2} và l_{T_1}, l_{T_2} được xác định bởi:

$$\begin{cases} m_{T_1} = m_t + m_{tr} + m_{ts} + m_m + m_{mr} + m_{ms} \\ m_{T_2} = m_b + m_{cb} \\ l_{T_1} = \frac{\left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms}\right)l_m - \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts}\right)l_t}{m_{T_1}} \\ l_{T_2} = \frac{\frac{m_b}{2}l_b + m_{cb}l_{cb}}{m_{T_2}} \end{cases} \quad (1.37)$$

F_h, F_v là các lực sinh ra bởi cánh quạt đuôi và cánh quạt chính, với:

$$F_h = \begin{cases} k_{fhp} \omega_h |\omega_h| & \text{khi } \omega_h \geq 0 \\ k_{fhn} \omega_h |\omega_h| & \text{khi } \omega_h < 0 \end{cases} \quad (1.38)$$

và

$$F_v = \begin{cases} k_{fvp} \omega_v |\omega_v| & \text{khi } \omega_v \geq 0 \\ k_{fvn} \omega_v |\omega_v| & \text{khi } \omega_v < 0 \end{cases} \quad (1.39)$$

Từ mô hình toán học (1.30) trên của TRMS cùng với tất cả các tham số hàm (1.31)-(1.39) của nó, ta nhận thấy hệ thống TRMS có các đặc điểm cơ bản sau:

- Là hệ phi tuyến.
- Xen kênh, do ảnh hưởng của chuyển động của cánh quạt chính và cánh quạt đuôi.
- Bất định mô hình, do tham số biến đổi khó mô hình hóa, hệ số ma sát trên khớp thay đổi, các tham số chỉ có thể xác định thông qua nhận dạng.

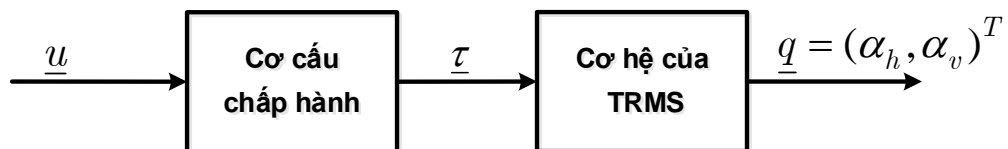
- Chịu tác động của nhiễu, gồm nhiễu hệ thống, nhiễu đo lường, nhiễu tác động bởi điều kiện môi trường như vận tốc gió, nhiệt độ, độ ẩm...

Cũng bởi những đặc điểm mô hình toán này của TRMS mà ta cần phải có những phương pháp điều khiển chuyên biệt để có thể đảm bảo được chất lượng điều khiển đặt ra.

1.1.2.2 Nhận dạng tham số mô hình

Nhận dạng tham số mô hình là để có được một mô hình chi tiết, đầy đủ cho một TRMS cụ thể. Các tham số mô hình này bao gồm cả tham số của cơ cấu chấp hành là các động cơ chính và đuôi (1.2)-(1.7), cũng như các tham số mô hình Euler-Lagrange của khối vật lý (1.30)-(1.39) như mô tả ở hình 1.6.

Để nhận dạng được những tham số này người ta đo các tín hiệu vào ra của hệ gồm $\underline{u}, \underline{\tau}, \underline{q}$ rồi so sánh với đầu ra của mô hình có cùng tín hiệu vào với đầu ra đo được của hệ. Sau đó xác định các tham số mô hình sao cho tổng bình phương sai lệch giữa hai đầu ra đó là nhỏ nhất. Trong trường hợp các phép đo tín hiệu bị lẫn nhiễu thì thay vì tổng bình phương thuần túy, người ta sẽ sử dụng kỳ vọng của tổng bình phương sai lệch. Các bước chi tiết của quy trình nhận dạng trên cho riêng TRMS đã được trình bày cụ thể ở hai tài liệu [9] và [10].



Hình 1.6: Cấu trúc khối tổng thể của hệ vật lý TRMS.

1.2 Các phương pháp điều khiển hiện có và tổng quan các công trình liên quan

Có thể thấy hệ thống TRMS vừa có tính phi tuyến mạnh kết hợp với việc xen kênh (Hệ MIMO) cùng với sự tác động của nhiễu thì cần có một bộ điều khiển mạnh mẽ làm cho hệ thống được ổn định và bền vững nhanh chóng đối phó được sự biến đổi của mô hình và tác động của nhiễu. Việc tìm ra luật điều khiển tốt hơn cho TRMS cùng với khả năng hạn chế ảnh hưởng của nhiễu đến việc điều khiển đã thu hút được quan tâm của nhiễu tác giả trong và ngoài nước.

Hiện đã có nhiều phương pháp điều khiển, từ tuyến tính đơn giản cho đến phi tuyến phức hợp với khả năng kháng nhiễu, kháng bất định chấp nhận được. Mỗi phương pháp đều có những ưu nhược điểm riêng và chúng cũng chỉ đảm bảo được chất lượng điều khiển đặt ra với những giả thiết, yêu cầu về môi trường hoạt động, tính chính xác của mô hình cụ thể kèm theo.

Tuân theo nguyên tắc của kỹ thuật điều khiển rằng mỗi phương pháp điều khiển đều phải được xây dựng dựa trên một loại mô hình thích hợp, nên để tiện cho việc trình bày các phương pháp điều khiển hiện có, sau đây ta sẽ xem mô hình toán (1.30) của TRMS chỉ là dạng đặc biệt của một hệ điện-cơ nói chung như sau:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = F\underline{\tau} + \underline{n}(t) \quad (1.40)$$

trong đó [11],[12],[13],[15]:

- $\underline{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)^T$ là vector của n các biến khớp, F là ma trận điều khiển.
- $\underline{\tau} = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m)^T$ là vector của m biến điều khiển.
- $M(\underline{q})$ là ma trận hàm, phụ thuộc biến khớp \underline{q} , có tên gọi là ma trận quán tính (*inertia*). Bản thân nó là một ma trận đối xứng xác định dương.
- $C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})$ là ma trận hàm, phụ thuộc \underline{q} cùng đạo hàm $\dot{\underline{q}}$ của nó, có tên gọi là ma trận lực hướng tâm (*centripetal and coriolis forces*). Nó thường có quan hệ phản đối xứng với $M(\underline{q})$ như sau:

$$\frac{d}{dt}M(\underline{q}) = C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) + C^T(\underline{q}, \dot{\underline{q}}). \quad (1.41)$$

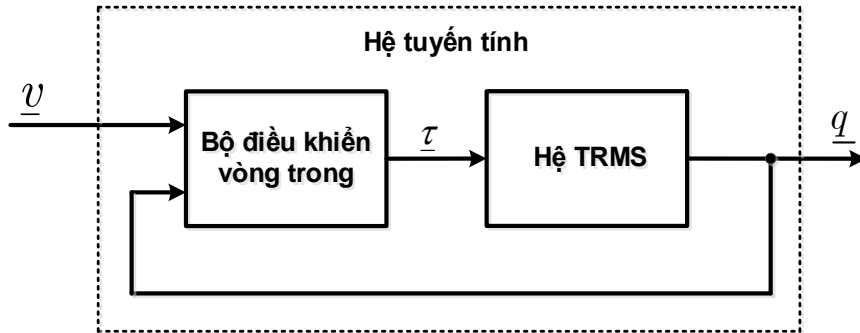
- $\underline{g}(\underline{q})$ là vector hàm, phụ thuộc biến khớp \underline{q} , có tên gọi là vector lực ma sát và gia tốc trọng trường.
- $\underline{n}(t)$ là vector hàm bất định, đại diện chung cho tất cả các thành phần sai lệch mô hình và nhiễu tác động không mong muốn vào hệ.

Áp dụng cho mô hình TRMS được mô tả bằng phương trình (1.30) vào phương trình (1.40) sẽ được các tham số như sau:

$$\begin{aligned}
\tau &= \begin{pmatrix} M_{prop.h} \\ M_{prop.v} \end{pmatrix}, \quad \underline{q} = \begin{pmatrix} \alpha_h \\ \alpha_v \end{pmatrix}, \quad M(\underline{q}) = (m_{ij}(\underline{q})), \quad C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = (c_{ij}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})), \quad i, j = 1, 2 \\
F &= I_{2 \times 2}, \quad \underline{g}(\underline{q}) = \left(0, g(m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) \right)^T \\
\underline{n}(t) &= \begin{pmatrix} -M_{fric.h} - M_{cable} + k_m \dot{\alpha}_v \cos \alpha_v \\ -M_{fric.v} + k_t \dot{\alpha}_h + M_{gyro} \end{pmatrix} \\
m_{11}(\underline{q}) &= J_1 \cos^2 \alpha_v + J_2 \sin^2 \alpha_v + h^2 (m_{T_1} + m_{T_2}) + J_3 \\
m_{12}(\underline{q}) &= m_{21}(\underline{q}) = h (m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v - m_{T_2} l_{T_2} \cos \alpha_v), \quad m_{22}(\underline{q}) = J_1 + J_2, \\
c_{11}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= 2 \dot{\alpha}_v (J_2 - J_1) \sin \alpha_v \cos \alpha_v \\
c_{12}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= \dot{\alpha}_v h (m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) \\
c_{21}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= \dot{\alpha}_h (J_1 - J_2) \sin \alpha_v \cos \alpha_v \quad \text{và} \quad c_{22} = 0.
\end{aligned} \tag{1.42}$$

1.2.1 Điều khiển tuyến tính

Để áp dụng được các phương pháp điều khiển tuyến tính thì trước tiên ta cần phải chuyển đổi mô hình phi tuyến của hệ cơ-điện (1.40) nói chung và TRMS (1.30), (1.42) nói riêng thành hệ tuyến tính. Một phương pháp chuyển đổi như vậy được thể hiện ở hình 1.7, có tên gọi là phương pháp điều khiển tuyến tính hóa bằng phản hồi, đã được trình bày trong các tài liệu [4],[13] và [14].



Hình 1.7: Tuyến tính hóa bằng bộ điều khiển phản hồi

Với giả thiết rằng mô hình hệ cơ-điện (1.40), hay TRMS mô tả bởi mô hình toán (1.30), (1.42) là:

- Tuyệt đối chính xác,
- Đủ cơ cấu chấp hành,
- Và không chứa thành phần bất định, tức là có $\underline{n}(t) = \underline{0}$, thì một bộ điều khiển

(vòng trong) làm hệ phản hồi trở thành tuyến tính sẽ là:

$$\underline{\tau} = M(\underline{q})\underline{v} + C(\underline{q}, \underline{\dot{q}})\underline{\dot{q}} + \underline{g}(\underline{q}). \quad (1.43)$$

Ta thấy ngay được rằng với bộ điều khiển vòng trong (1.43) cho ở trên thì hệ phản hồi ở hình 1.7 sẽ trở thành tuyến tính (tích phân bậc 2 và tách kênh):

$$M(\underline{q})\underline{v} = M(\underline{q})\underline{\ddot{q}} \text{ hay } \underline{v} = \underline{\ddot{q}}, \quad (1.44)$$

vì $M(\underline{q})$ là ma trận khả nghịch (xác định dương). Ngoài ra, ở đây ta còn thấy rằng với bộ điều khiển (1.43), hệ (1.44) không những tuyến tính còn là tách kênh.

Với bộ điều khiển vòng trong (1.43) như vậy thì vấn đề điều khiển tiếp theo chỉ còn là điều khiển hệ tuyến tính, tách kênh (1.44) bằng một bộ điều khiển tuyến tính (ở vòng ngoài) sao cho toàn bộ hệ kín có được chất lượng bám mong muốn, tức là để đầu ra \underline{q} của nó bám tiệm cận theo được vector tín hiệu mẫu \underline{r} cho trước.

1.2.1.1 Điều khiển PID

Để điều khiển n hệ SISO của hệ tuyến tính tách kênh (1.44) bậc n :

$$\ddot{q}_i = v_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \text{ có hàm truyền } G_i(s) = \frac{1}{s^2} \quad (1.45)$$

thì đơn giản nhất là ta sử dụng bộ điều khiển PID.

PID là cấu trúc phản hồi phổ biến nhất [16]. Như ta đã biết, điều khiển phản hồi dựa trên nguyên tắc liên tục đo (hoặc quan sát) giá trị biến được điều khiển và phản hồi thông tin bộ điều khiển để tính toán lại giá trị của biến được điều khiển. Bộ điều khiển phản hồi có khả năng làm cho hệ kín ổn định và có thể ổn định một quá trình không ổn định, làm giảm ảnh hưởng của nhiễu bất định (không phụ thuộc vào nhiễu quá trình đo được hay không), bền vững với sai lệch của mô hình và có thể triệt tiêu được sai lệch điều khiển [7]. Chính vì vậy để điều khiển TRMS một số nhà nghiên cứu đã sử dụng bộ điều khiển này.

Trong tài liệu của nhà sản xuất [8], các hệ số bộ điều khiển PID được tìm dựa vào phương pháp quỹ đạo nghiệm số, tuy nhiên kết mô phỏng và thực nghiệm cho thấy lượng quá điều khiển còn lớn.

Ở tài liệu [17], để tìm các thông số của bộ điều khiển PID đã dùng phương pháp thực nghiệm Ziegler-Nichols. Kết quả nghiên cứu cho thấy hệ thống TRMS đạt được quỹ đạo mong muốn tuy nhiên đầu ra có nhiều dao động.

Trong tài liệu [18], Sumit Kumar Pandey và cộng sự đã phát triển bộ điều khiển PID với bộ lọc ở thành phần vi phân. Thiết kế này cho thấy chất lượng quá độ và ở trạng thái ổn định tốt hơn khi so sánh với bộ PID kinh điển.

Ngoài ra một số nghiên cứu sử dụng bộ điều khiển PID kết hợp với các thuật toán tiến hóa như thuật toán tối ưu bầy đàn PSO [19], [20], thuật toán di truyền GA [21] để tìm thông số bộ biến đổi PID. Trong tài liệu [20], sử dụng thuật toán tối ưu bầy đàn (PSO) để tìm các thông số tối ưu cho các bộ điều khiển PID góc chao dọc và góc đảo lái. Mục tiêu chính là làm cho chất lượng điều khiển TRMS tốt hơn và nhanh chóng và chính xác quỹ đạo mẫu. Cũng trong [21], một bộ điều khiển dựa trên thuật toán di truyền đã được triển khai cho hệ thống MIMO. Các tác giả thảo luận về cải tiến điều khiển hệ thống TRMS theo phương ngang và dọc bằng cách sử dụng bộ điều khiển GA-PID.

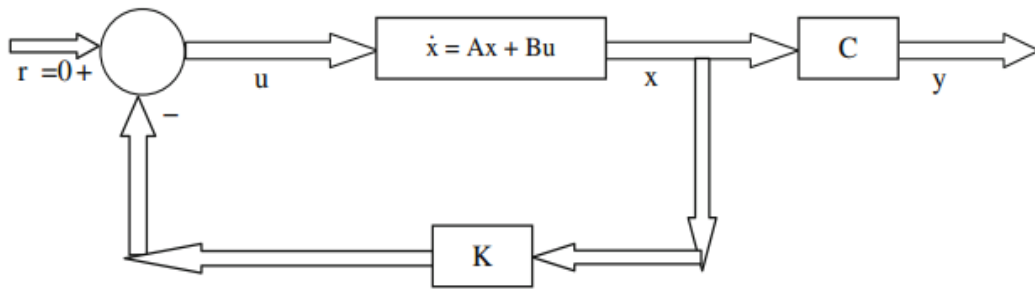
Nhìn chung sử dụng bộ điều khiển PID giúp hệ thống ổn định, tuy nhiên do TRMS là hệ MIMO có tính phi tuyến và xen kênh nên chất lượng quá độ còn hạn chế. Ngoài ra, các giả thiết để tuyến tính hóa phản hồi được cho TRMS cũng đã hạn chế khả năng của bộ điều khiển PID sau đó ở vòng ngoài.

1.2.1.2 Điều khiển tối ưu LQR và LQG

Cũng để điều khiển hệ tuyến tính MIMO (1.44) thì có một xu hướng nữa khá hiệu quả mang tính bền vững là điều khiển bám tối ưu theo nghĩa xác định bộ điều khiển \underline{v} sao cho với nó có được chất lượng:

$$J = \int_0^{\infty} \left[(\underline{q} - \underline{r})^T Q (\underline{q} - \underline{r}) + \underline{v}^T R \underline{v} \right] dt \rightarrow \min \quad (1.46)$$

trong đó Q là ma trận bán xác định dương và R là ma trận xác định dương cho trước (hình 1.8).



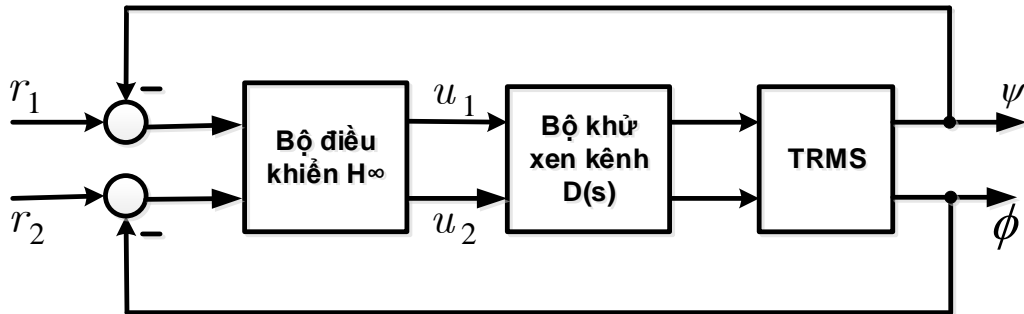
Hình 1.8: Điều khiển tối ưu TRMS [23].

Một số bộ điều khiển tối ưu đã được áp dụng để điều khiển TRMS đã được giới thiệu tại [22],[23],[24],[25]. Trong tài liệu [22], tác giả A. K. Agrawal đã thiết kế bộ điều khiển phản hồi trạng thái (LQG) dựa trên phép đo nhiễu ở đầu ra TRMS. Bộ lọc Kalman đã được sử dụng để ước lượng các trạng thái của đối tượng. Ma trận bán dương Q và ma trận xác định dương R được chọn tùy ý. Để tránh việc sử dụng phương pháp dò và thực nghiệm, một thuật toán tối ưu BFO (Bacterial Foraging Optimization) đã được áp dụng. Kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng hệ thống nhanh, thời gian quá độ giảm, độ quá điều chỉnh giảm. Trong [23], Kumar Pandey và cộng sự đã thiết kế bộ điều khiển LQR cho TRMS. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển cho chất lượng điều khiển tốt hơn so với PID kinh điển.

Tài liệu [24] trình bày các bước thiết kế cho bộ điều khiển bám tối ưu bằng cách sử dụng một bộ điều chỉnh tuyến tính bậc hai (LQR) với khâu tác động tích phân. Nó đã cho thấy sự kết hợp bộ điều khiển LQR với khâu tác động tích phân (LQI) cung cấp chất lượng vượt trội so với các bộ điều khiển tối ưu [22]. Trong tài liệu [25], trình bày một bộ điều khiển tối ưu LQR cho TRMS sử dụng phản hồi đầu ra. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển cho chất lượng tốt. Tuy nhiên, nghiên cứu này chưa tiến hành thực nghiệm, mới chỉ dừng ở mô phỏng.

Trong tài liệu [26], M. Saqlain và cs. (2017) đã tuyến tính hóa TRMS và phân tích cấu trúc vòng hở sau đó trình bày về bộ điều khiển PID, bộ điều khiển tối ưu LTR (loop transfer recovery) và sử dụng bộ điều khiển LQG. Bộ điều khiển LQG được thiết kế điều chỉnh bằng cách điều chỉnh đối tượng và hiệp phương sai nhiễu đầu ra. LQG thực hiện tốt đáp ứng yêu cầu thông số kỹ thuật trong miền thời gian

và tần số. Bộ điều khiển tối ưu bền vững đã được áp dụng vào TRMS trong các tài liệu [27],[28],[29],[30],[31].



Hình 1.9: TRMS với bộ điều khiển H_∞ [27]

Trong tài liệu [27], chiến lược điều khiển của bộ điều khiển H_∞ được thiết kế cho TRMS. Từ kết quả mô phỏng cho thấy việc lựa chọn tốt hơn về hàm trọng số của bộ điều khiển tối ưu H_∞ để TRMS được ổn định thông qua phản hồi. Trong tài liệu [30], mục tiêu chính của thiết kế này là thiết kế một bộ điều khiển giảm bậc bền vững H_∞ cho TRAS (Two-Rotor Aerodynamical System) có cấu trúc cố định dưới ảnh hưởng khác biệt của các tín hiệu đầu vào. Phương pháp đã cho thấy cải thiện đáng kể chất lượng bám và khử nhiễu so với so với phương pháp H_∞ thông thường.

1.2.2 Điều khiển phi tuyến

Điều khiển phi tuyến được hiểu là các phương pháp sử dụng trực tiếp hoặc gián tiếp mô hình phi tuyến (1.40) của hệ cơ-điện nói chung hay (1.30),(1.42) của TRMS nói riêng, để thiết kế bộ điều khiển.

Số lượng các phương pháp điều khiển phi tuyến cho TRMS rất phong phú, bao gồm cả những phương pháp truyền thống và phương pháp thông minh, được hiểu là những phương pháp có sử dụng trí tuệ nhân tạo (AI). Những phương pháp truyền thống sử dụng trực tiếp mô hình phi tuyến hệ điện-cơ nói chung đã được trình bày chi tiết trong [2], [4], [15], chẳng hạn như:

- Điều khiển bù trọng trường.
- Điều khiển thích nghi với mô hình ngược.

- Điều khiển thích nghi Li-Slotine.
- Điều khiển trượt.

Một số lượng lớn các bộ điều khiển phi tuyến khác, phát triển thêm, riêng cho TRMS, gồm cả những phương pháp điều khiển thông minh (sử dụng trí tuệ nhân tạo) cũng đã được công bố gần đây, chẳng như những công bố ở các tài liệu tham khảo từ [31] đến [52].

1.2.2.1 Điều khiển theo nguyên lý trượt

Bộ điều khiển trượt (SMC) cung cấp độ ổn định vượt trội trong trường hợp có nhiễu bên trong cũng như bên ngoài ảnh hưởng đến hệ thống. Ý tưởng chính của SMC là tạo ra bề mặt thay đổi (switching surface), gọi là mặt trượt, sau đó để buộc các trạng thái của hệ thống đạt đến bề mặt này và sau đó trượt dọc theo nó. Trong [32], một thuật toán xoắn (twisting algorithm) dựa trên bộ điều khiển trượt bậc hai (SMC) được đề xuất để điều khiển TRMS. Bộ SMC bậc hai qua mô phỏng đã chứng minh sự bền vững chống lại sự bất định và nhiễu ngoài của hệ thống TRMS. Ngoài ra bộ điều khiển trượt bậc hai làm giảm hiện tượng chattering đầu vào điều khiển.

Tài liệu [33] đã trình bày một nghiên cứu so sánh chế độ trượt thích nghi (ASMC) và chế độ trượt tích phân thích nghi (AISMC) cho hệ thống TRMS. Đề xuất SMC sử dụng luật điều chỉnh hệ số thích nghi để giảm bớt hiện tượng rung (chattering) bằng cách ước lượng hiệu quả giới hạn trên của bất định. Ở giai đoạn tiếp cận mặt trượt do tính không bền vững vốn có của SMC có thể dẫn đến hệ thống không ổn định, vì vậy thiết kế ISMC được đưa ra để đảm bảo sự ổn định của hệ thống ngay từ ban đầu. Ngoài ra, luật điều khiển đề xuất thiết lập chế độ trượt với giảm hiện tượng chattering bằng cách sử dụng luật điều chỉnh thích nghi. Phân tích so sánh được thực hiện giữa bộ điều khiển ASMC và AISMC cho thấy hiệu quả và bền vững trong việc điều khiển TRMS trong sự hiện diện không mong muốn của sự bất định của hệ thống và nhiễu ngoài. Trong [34], một bộ điều khiển theo dõi bền vững cho TRMS sử dụng bộ điều khiển trượt tích phân. Để loại bỏ sự gián đoạn trong hiệu điều khiển, bộ điều khiển được tăng cường bởi một bộ quan sát nhiễu chế

độ trượt. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm chứng tỏ tính bền vững và hiệu quả của phương pháp.

Trong tài liệu [35], các tác giả đã nhấn mạnh việc thực hiện một bộ quan sát trạng thái phi tuyến tính để ước tính các trạng thái không đo được của TRMS. Hiệu suất thời gian thực của bộ điều khiển SMC với bộ quan sát phi tuyến đã được chứng minh qua thực nghiệm. Trong [36], các tác giả đã xem xét mô hình hệ thống TRMS và bộ điều khiển SMC được thiết kế mà không có bộ quan sát để kiểm tra góc chao dọc và góc đảo lái. Chất lượng hệ thống được đánh giá với tín hiệu mẫu đầu vào là hàm đơn vị. Các kết quả đã chứng minh hiệu quả của SMC so với bộ điều khiển PID kinh điển.

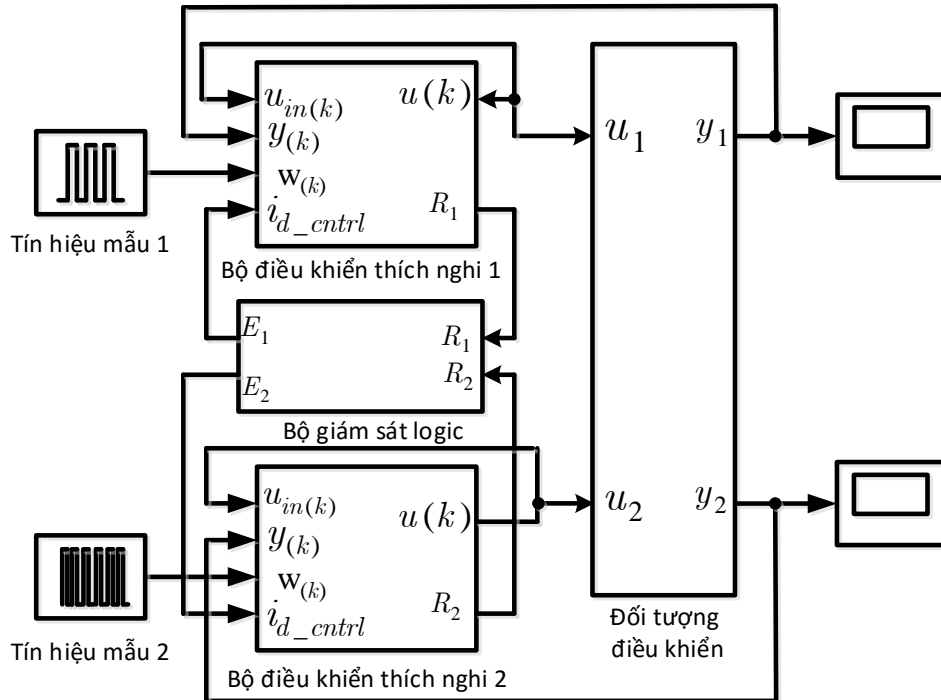
1.2.2.2 Điều khiển thích nghi

TRMS là một đối tượng phi tuyến có các tham số biến đổi vì thế một số nghiên cứu đã sử dụng bộ điều khiển thích nghi để điều khiển đối tượng này, chẳng hạn như các công bố như tài liệu [37], [38].

Trong tài liệu [37], trình bày mô hình và bộ điều khiển thích nghi theo thời gian thực cho hệ thống phi tuyến TRMS. Hệ thống được thực hiện bằng mô hình ban đầu dựa trên các định luật, sau đó được cải tiến để thích ứng tốt hơn với đối tượng thực. Sau đó, mô hình toán học được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển thích nghi trong Simulink. Các bộ điều khiển tự chỉnh cho đối tượng thực và mô hình phi tuyến trong Simulink đã được so sánh. Bộ điều khiển PID với phương pháp ZieglerNichols được sửa đổi Takahashi cho kết quả không phù hợp cho đối tượng thực này. Mặt khác, chất lượng của bộ điều khiển 2DOF dựa trên phương pháp gán điểm cực đơn giản nhưng lại tốt hơn đáng kể.

Trong tài liệu [38], các tác giả đã trình bày phương pháp điều khiển TRMS trong phòng thí nghiệm. Nó cho thấy khó có thể ổn định hệ thống và bám tín hiệu mẫu khi sử dụng bộ điều khiển kinh điển với thông số cố định. Cả hai phương pháp dựa trên điều khiển thích nghi tự chỉnh. Hai thiết kế này dựa trên phương pháp đa thức. Trong trường hợp đầu, một thuật toán có tính đến tương tác bên trong giữa các biến đầu vào và đầu ra đã được dùng. Phương pháp thứ hai sử dụng nguyên tắc điều khiển phân tán với một điều khiển logic bổ sung cho chuyển đổi nhận dạng quy nạp

trong các vòng cụ thể. Trong cả hai trường hợp, sự ổn định của hệ thống vòng kín được đảm bảo và sau một giai đoạn thích nghi việc bám tiệm cận tín hiệu mẫu đạt được. Kết quả cả hai phương pháp điều khiển khá tốt. Ngoài ra phương pháp đề xuất rất đơn giản và có hiệu quả ứng dụng trong thực tế.

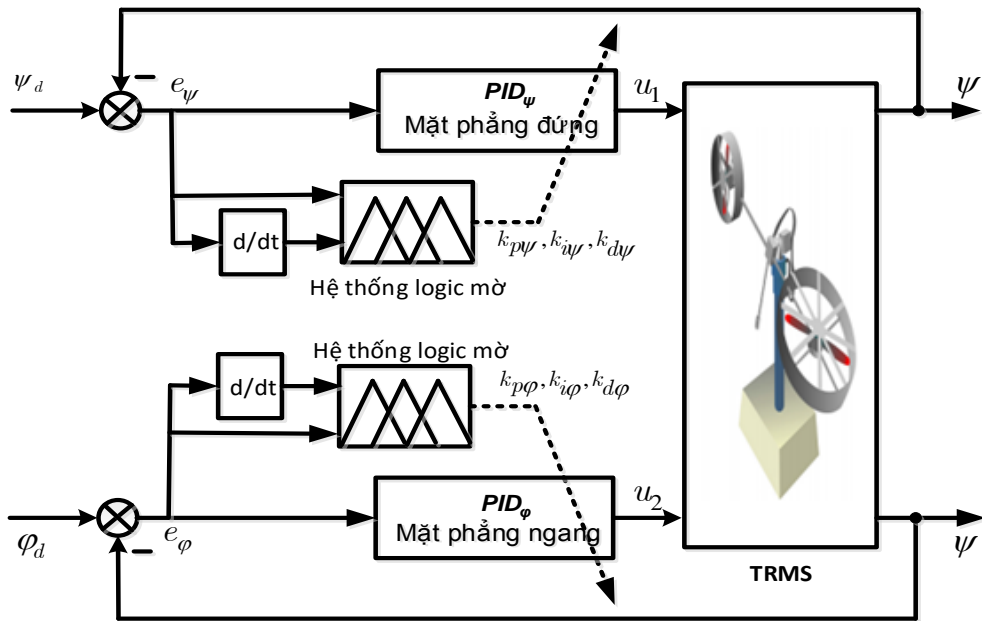


Hình 1.10: Mạch điều khiển mô phỏng hệ thống điều khiển TITO [38]

1.2.2.3 Điều khiển mờ

Theo tài liệu [39], các tác giả đã đưa ra bộ điều khiển logic mờ cho TRMS. Họ đã thiết kế một bộ điều khiển cho hai bậc tự do trong trường hợp thay đổi một bậc có ảnh hưởng nhỏ nhất đến bậc còn lại và hệ thống giữ ổn định. Họ cũng thiết kế một bộ điều khiển sử dụng suy luận Segeno. Kết quả chỉ ra rằng chất lượng hệ thống sử dụng logic mờ cho chất lượng tốt hơn so với bộ điều khiển PID kinh điển hay bộ điều khiển LQR.

Trong [40], trình bày bộ điều khiển PID sử dụng logic mờ áp dụng cho TRMS. Các tham số của PID bộ điều khiển được điều chỉnh thích nghi bởi một bộ điều khiển FGSPID (Fuzzy Gain Scheduled PID). Các kết quả mô phỏng và thử nghiệm cho thấy hệ thống ổn định, chất lượng điều khiển bám chính xác theo các góc chao dọc và góc đảo lái.

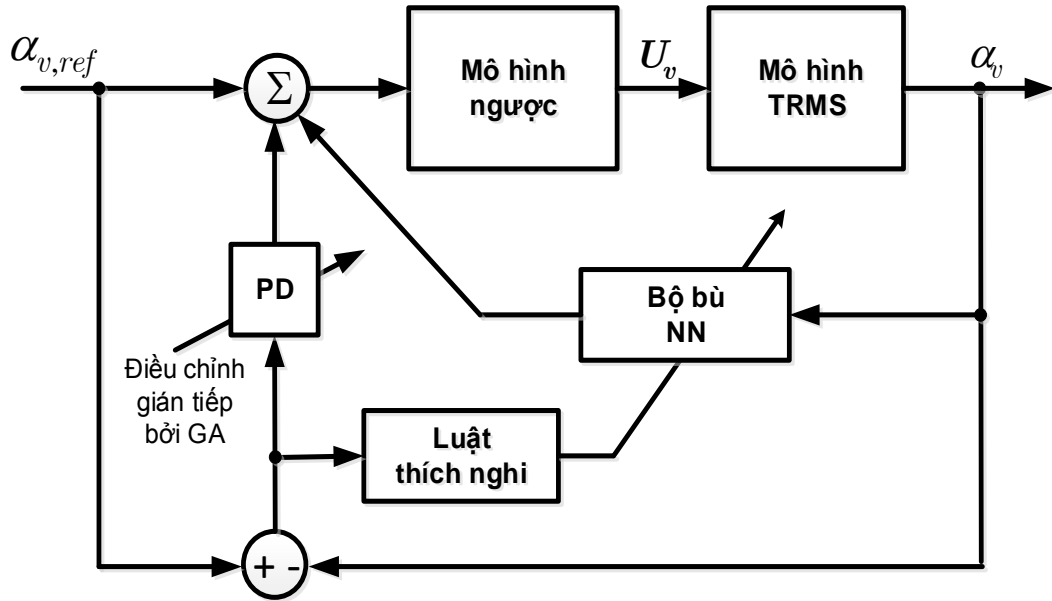


Hình 1.11: Sơ đồ khối bộ điều khiển FGSPID cho TRMS [40].

Trong các tài liệu [41], [42] trình bày về bộ điều khiển logic mờ - PID cho TRMS. Chất lượng của bộ điều khiển bám chuyển động theo dọc phương dọc và ngang đã chứng minh thỏa mãn về độ chính xác, tác động nhanh theo tín hiệu mẫu qua mô phỏng [41] và trong thực nghiệm [42]. Trong [43], các tác giả thực hiện khử ghép và mô hình hóa TRMS bằng mô hình mờ Takagi–Sugeno cho TRMS. Dựa vào đó họ áp dụng một bộ điều khiển kết hợp Logic mờ LQR phân tán song song (Parallel distributed Fuzzy LQR _PFLQR) để điều khiển vị trí của góc chao dọc và góc đảo lái ở TRMS. Kết quả mô phỏng cho thấy hiệu quả và bền vững của bộ điều khiển PFLQR.

1.2.2.4 Điều khiển bằng mạng neural

Trong [49], [50] đã phát triển phương pháp điều khiển mô hình ngược cho một bậc tự do của TRMS. Trong trường hợp bỏ qua sai lệch mô hình ngược, một bộ điều khiển PD được điều chỉnh bằng thuật toán di truyền được sử dụng để tăng cường các đặc tính bám của hệ thống. Để ước lượng sai lệch mô hình ngược, một bộ bù nơ ron thích nghi được thêm vào điều khiển hệ thống. Kết quả mô phỏng [49] và thực nghiệm [50] cho thấy chất lượng bám góc chao dọc thỏa mãn trong chế độ quá độ cũng như chế độ xác lập.



Hình 1.12: Sơ đồ khối điều khiển thích nghi mô hình ngược [49],[50].

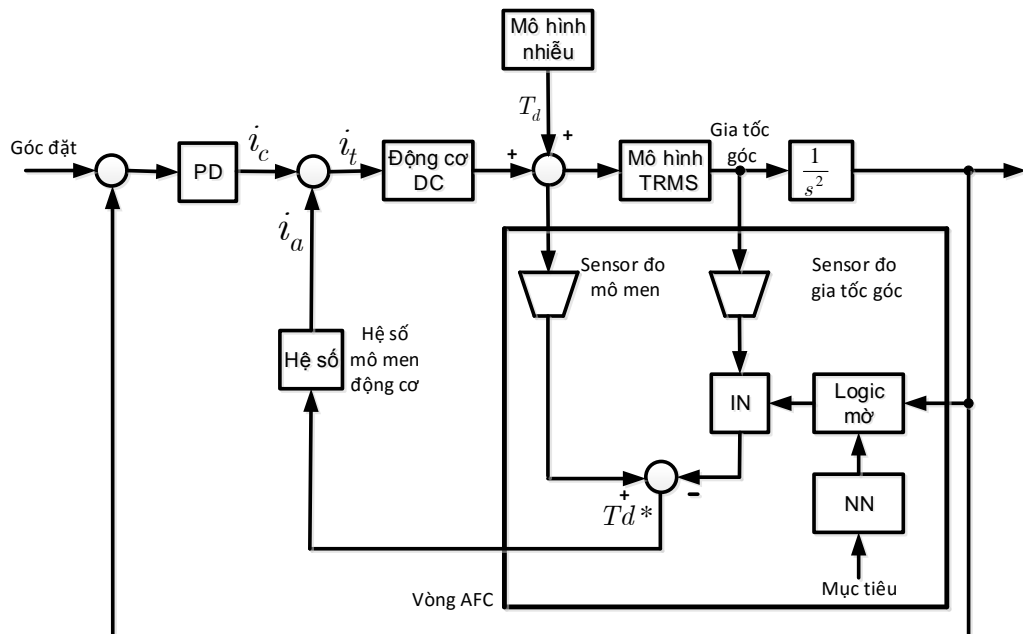
Trong [51], một bộ quan sát trạng thái dựa trên mạng nơ ron cho hệ thống TRMS được trình bày. Đầu tiên, một bộ quan sát cục bộ đơn giản được đưa ra. Hiệu quả của bộ quan sát này sẽ phụ thuộc về độ chính xác của mô hình. Sau đó, một bộ quan sát trạng thái dựa trên mạng nơ ron được đưa ra. Bộ quan sát này có thể được áp dụng cho hệ thống TRMS mà không cần bất kì hiểu biết về động lực học của hệ thống. Một mạng nơ ron hai lớp được sử dụng để ước tính các phi tuyến của hệ thống. Một luật học cho mạng nơ ron được đưa ra đảm bảo sự ổn định của bộ quan sát. Kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng của bộ quan sát là thỏa đáng. Trong trường hợp bộ quan sát dựa trên mạng nơ ron, sai lệch trạng thái bộ quan sát sẽ nhanh chóng hội tụ về không.

Trong [52], trình bày một bộ điều khiển nơ ron – PID cho từng kênh riêng biệt của hệ thống TRMS. Phương pháp này kết hợp lợi thế của bộ điều khiển PID thông thường và mạng nơ ron làm cho hệ thống bền vững và thích nghi với biến đổi. Kết quả mô phỏng cho thấy đầu ra bám theo quỹ đạo cho trước với độ chính xác cao.

Trong tài liệu [48], trình bày một bộ quan sát dựa trên mạng nơ ron cho TRMS. Các thành phần phi tuyến không rõ sẽ được ước lượng nhờ luật điều chỉnh trọng số của mạng nơ ron. Sự ổn định của bộ quan sát được chỉ ra nhờ phương pháp ổn định trực tiếp theo Lyapunov. Một chuyển đổi tọa độ được sử dụng để chuyển

đổi lại bất đẳng thức này thành bất đẳng thức ma trận tuyến tính (LMI). Một thuật toán có tính hệ thống được trình bày để kiểm tra tính khả thi của bất đẳng thức bậc hai và đem lại một bộ quan sát cứ khi nào có nghiệm. Sai lệch trạng thái ước lượng và trọng số của mạng nơ ron được đảm bảo để ràng buộc cuối tiệm cận về không.

Trong [44], trình bày một bộ điều khiển logic mờ nơ ron thích nghi được triển khai và áp dụng để điều khiển hệ thống SISO và hệ thống MIMO. Hệ thống dao động cưỡng bức là được coi là đối tượng SISO trong khi TRMS là đối tượng MIMO. Chất lượng bám của bộ điều khiển đã được chứng minh với tín hiệu hàm đơn vị và hàm sin dưới ảnh hưởng của nhiễu.



Hình 1.13: Cấu trúc AFC áp dụng cho TRMS [47]

Cũng trong [47], các tác giả bổ sung một bộ điều khiển PID áp đặt mô men PIDAFC (PID Active Force Control) để điều khiển các hệ thống phi tuyến. Mục tiêu chính là để điều khiển TRMS để thực hiện các vị trí mong muốn và loại bỏ ảnh hưởng của nhiễu loạn bên ngoài. Khi có ảnh hưởng xen kênh giữa hai cánh quạt của hệ thống MIMO nó là một hệ thống với trạng thái phi tuyến. Vì vậy mà họ nghiên cứu một bộ PID-AFC kết hợp với mạng nơ ron và logic mờ để bù đắp các nhiễu loạn. AFC sẽ ước tính các nhiễu loạn trong khi mạng nơ ron và mờ sẽ tối ưu hóa các sai lệch. Chỉ mình AFC không thể đáp ứng riêng rẽ, đó là lý do tại sao họ phải sử

dụng kết hợp mờ và mạng nơ ron. Kết quả cho thấy đáp ứng đầu ra bám theo tín hiệu mẫu với thời gian quá độ nhỏ. Tuy nhiên nghiên cứu này chỉ dừng lại ở mô phỏng.

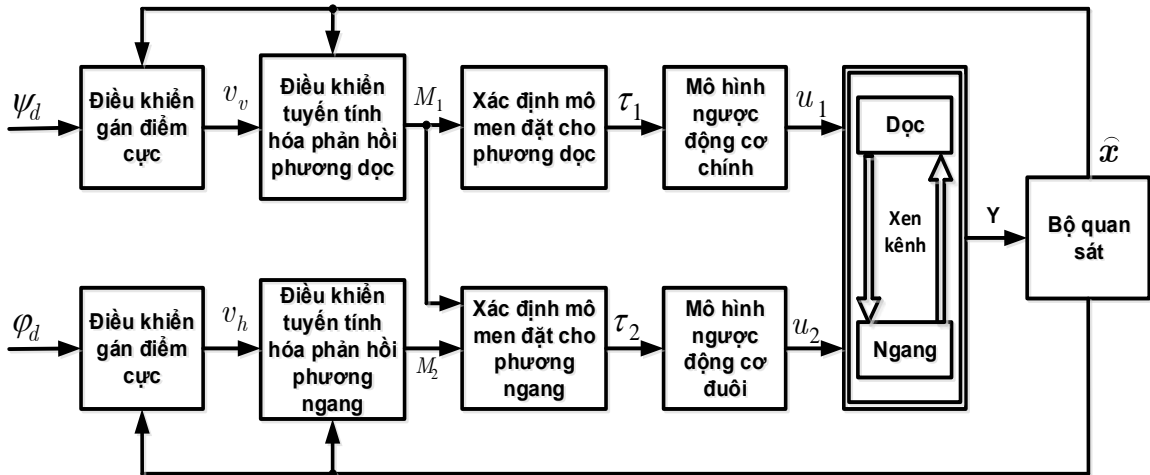
Tài liệu [46] đã trình bày phương pháp thiết kế một bộ quan sát dùng mạng nơ ron (NN) cho mô hình rời rạc Euler của TRMS. Bộ quan sát dựa trên mạng nơ ron Chebyshev (CNN), được huấn luyện bằng cách sử dụng bộ lọc Kalman mở rộng (Extended Kalman Filter_EKF). Sai lệch ước lượng trạng thái và sai lệch đầu ra được đảm bảo là giới hạn cuối bán toàn cục (semiglobally uniformly ultimately bounded_SGUUB) và giới hạn trọng số mạng nơ ron. Với thuật toán dựa trên EKF, sự hội tụ học tập được cải thiện so với các thuật toán được sử dụng trước đây. Mô phỏng kết quả cho thấy hiệu quả của đề xuất CNN.

Trong [45], các tác giả đã trình bày một luật điều khiển thích nghi trực tiếp mạng nơ ron cho một lớp hệ thống phi tuyến MIMO có dạng $\dot{x} = f(x) + G(x)u$ sử dụng tuyến tính hóa phản hồi khi $f(x)$ và $G(x)$ được ước lượng. Thách thức để ước lượng đồng thời véc tơ $f(x)$ và ma trận $G(x)$ được sử dụng trong việc tổng hợp luật điều khiển do không đồng nhất về số chiều với các cấu trúc mạng nơ ron có nhiều lớp đầu ra không có sẵn. Vấn đề này được giải quyết nhờ kỹ thuật vector hóa và định hình lại ma trận bằng cách sử dụng phương pháp Kronecker. Phương pháp này tạo ra cấu trúc mạng nơ ron tương đương gồm nhiều lớp đầu ra nhờ kết quả xử lý ma trận phù hợp tương ứng với các ước lượng được đề xuất. Các luật cập nhật trọng số đối với cả hai hàm nơ ron cơ sở để ước tính cả $f(x)$ và $G(x)$ được tạo ra sao cho luật điều khiển đề xuất đạt được đồng thời bám theo hai mục tiêu cũng như sự ổn định của hệ thống vòng kín theo tiêu chuẩn Lyapunov. Các hệ số tỉ lệ α và β được đề xuất song song với khái niệm được sử dụng rộng rãi của thương số Rayleigh được áp dụng trong động lực học cấu trúc để đánh giá tần số dao động riêng của một hệ thống. Các kết quả mô phỏng trên TRMS đã chứng minh tính khả thi và hiệu quả của luật điều khiển đề xuất. Tính ưu việt của phương pháp này nằm trong sự phát triển của luật điều khiển phù hợp cho một hệ thống MIMO trong trường hợp không có thông tin về phi tuyến.

1.2.2.5 Điều khiển tuyến tính phản hồi

Điều khiển tuyến tính hóa bằng phản hồi trạng thái không mới và cũng đã được áp dụng thành công cho TRMS. Ưu điểm chính của phương pháp này là tận dụng được các ưu thế của điều khiển tuyến tính cho hệ phi tuyến nói chung và TRMS nói riêng như đã đề cập ở phần đầu mục 1.2.1 trước đây.

Chẳng hạn tài liệu [14] đã trình bày một bộ điều khiển chi tiết dựa trên tuyến tính hóa phản hồi đầu ra được thiết kế để ổn định cho riêng TRMS và làm cho cách tay đòn bám chính xác theo tín hiệu mẫu hoặc đạt được vị trí mong muốn đạt được vị trí mong muốn trong 2 DOF (hình 1.14).



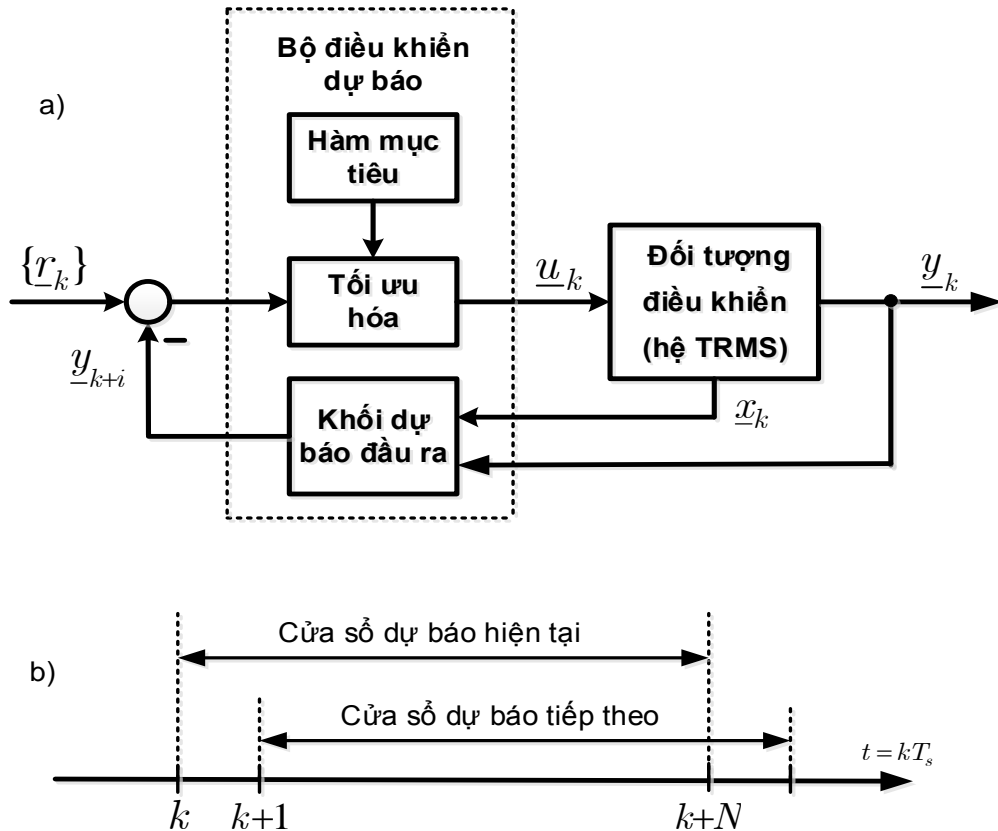
Hình 1.14: Bộ điều khiển tuyến tính phản hồi cho TRMS [14].

Trong TRMS chỉ có góc chao dọc và góc đảo lái có sẵn để đo. Một bộ quan sát để ước lượng các trạng thái còn lại, được kết hợp với kỹ thuật tuyến tính hóa phản hồi trong hai giai đoạn. Trong giai đoạn đầu, lực đẩy cánh quạt được coi là đầu vào điều khiển ảo dẫn đến một mô hình chính tắc TRMS cho phép tuyến tính hóa phản hồi được áp dụng đơn giản. Trong giai đoạn hai, các mô men động cơ và điện áp đầu vào điều khiển thực tế được tính toán tương ứng bằng cách giải các phương trình đại số và mô hình đảo động cơ. Trong đề xuất này các hiệu ứng xen kênh được duy trì trong bộ điều khiển vi phân và do đó không cần phải khử xen kênh TRMS thành các hệ thống con theo mặt phẳng ngang và dọc như thường được thực hiện trong các nghiên cứu. Ổn định theo cấp số nhân của vòng kín được đảm

bảo bằng cách sử dụng phương pháp thứ hai của Lyapunov. Kết quả mô phỏng cho thấy hiệu suất cũng như hiệu quả của bộ điều khiển đã cho.

1.2.2.6 Điều khiển dự báo và điều khiển trượt dọc trục thời gian

Tính hiệu quả về khả năng bền vững của phương pháp điều khiển dự báo [5], [53]-[57] đã được xác nhận trong nhiều ứng dụng thực tế và đối với bài toán điều khiển bền vững bám theo tín hiệu mẫu cho TRMS cũng vậy [1],[3].



Hình 1.15: Cấu trúc và nguyên lý làm việc của hệ điều khiển dự báo [5].

Hình 1.15 mô tả cấu trúc cơ bản của một hệ thống điều khiển dự báo. Từ nguyên tắc chung đó, khi triển khai người ta có thể thu được nhiều bộ điều khiển dự báo khác nhau. Sự khác nhau này chủ yếu nằm ở các phương pháp tối ưu hóa được áp dụng, cũng như các hàm mục tiêu được sử dụng. Những phương pháp tối ưu hóa thường được sử dụng trong điều khiển dự báo đã có trong các tài liệu [58], [59] về phương pháp truyền thống và [60] - [63] về phương pháp trí tuệ nhân tạo.

Một bộ điều khiển dự báo (model predictive control - MPC) gồm 3 khối chính là khối mô hình dự báo, khối hàm mục tiêu và khối tối ưu hóa (hình 1.15a). Nó làm việc theo nguyên tắc trượt dọc trục thời gian (receding horizon control - RHC)

như mô tả ở hình 1.15b. Ở đây cũng cần lưu ý là bộ điều khiển MPC luôn là một bộ điều khiển RHC, nhưng ngược lại thì không, vì bộ điều khiển RHC không chứa khối mô hình dự báo trong nó.

Như các tài liệu [53] về MPC tuyến tính và [57] về MPC phi tuyến đã chỉ rõ, ưu điểm của điều khiển dự báo là tận dụng được ưu thế của các phương pháp tối ưu hóa (truyền thống và thông minh) vào điều khiển. Nó có tính bền vững cao với một sai lệch nhỏ của mô hình, xử lý được các điều kiện ràng buộc của bài toán điều khiển. Song nó cũng lại có nhược điểm là bộ điều khiển có cấu trúc khá cồng kềnh, thuật toán điều khiển chứa nhiều phép tính lặp chồng chéo trong nó, kéo theo nguy cơ sai số tính toán cao, thậm chí trong nhiều trường hợp còn bị tính quẩn, không thoát ra được khỏi vòng lặp. Ngoài ra, cả hai bộ điều khiển MPC và RHC còn là những bộ điều khiển không liên tục, nên việc chọn chu kỳ trích mẫu T_s (cũng là bước dịch chuyển trên trục thời gian như mô tả ở hình 1.15b) không phù hợp cũng sẽ là một tác nhân ảnh hưởng tới chất lượng điều khiển [1], [3], [5].

Qua những đánh giá tổng quan của các công trình nghiên cứu đã công bố ở trong và ngoài nước, tác giả đề xuất bộ điều khiển thích nghi bám quỹ đạo cho hệ cơ - điện song tuyến bất định. Bộ điều khiển được xây dựng dựa trên cơ sở bộ điều khiển tuyến tính hóa kết hợp với bộ nhận dạng thành phần bất định dựa vào nguyên lý tối ưu hóa từng đoạn sai lệch mô hình trên trục thời gian áp dụng cho TRMS, một hệ thống phi tuyến liên tục, xen kênh mạnh và có nhiễu. Thách thức lớn phía trước của nghiên cứu này là xây dựng bộ điều khiển bám quỹ đạo cho hệ cơ - điện song tuyến, chứng minh tính ổn định và ổn định tiệm cận của hệ bám trong trường hợp không có và có yếu tố bất định. Sau đó, tiến hành cài đặt và thực nghiệm thành công bộ điều khiển đề xuất cho TRMS trong phòng thí nghiệm.

1.3 Kết luận

Ở chương 1 luận án đã trình bày tổng quan về hệ thống Twin Rotor MIMO, phân tích mô hình toán theo Euler-Lagrange, đề cập đến các vấn đề phi tuyến của đối tượng cần nghiên cứu là TRMS. Nhờ đó, có thể thấy TRMS là hệ MIMO phi tuyến có hai đầu vào / hai đầu ra, chịu ảnh hưởng xen kênh, có thông số bất định cùng nhiễu tác động. Qua phân tích đánh giá tổng quan các công trình nghiên cứu

của các tác giả trong và ngoài nước với các hướng nghiên cứu về điều khiển bám quỹ đạo chuyển động của TRMS để làm rõ tính cấp thiết của luận án, đưa ra đề xuất xây dựng bộ điều khiển thích nghi bám quỹ đạo cho hệ cơ – điện song tuyến bất định trên cơ sở bộ điều khiển tuyến tính hóa và bộ nhận dạng thành phần bất định theo nguyên lý tối ưu hóa từng đoạn sai lệch mô hình trên trục thời gian áp dụng cho TRMS. Bộ điều khiển này tận dụng được các ưu điểm của những bộ điều khiển đã có, đồng thời tránh được các nhược điểm của chúng. Chính vì vậy, luận án đã đặt ra các yêu cầu:

- Vẫn sử dụng ưu thế đáng tin cậy của các phương pháp điều khiển tuyến tính liên tục (không cần rời rạc hóa mô hình để thiết kế bộ điều khiển).

- Bổ sung thêm cho các phương pháp điều khiển tuyến tính trong miền thời gian liên tục, hay ít nhất là các phương pháp tuyến tính hóa đó, khả năng thích nghi và bền vững được với cả những thành phần bất định phi tuyến.

CHƯƠNG 2

ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA CHÍNH XÁC TRMS KHI CÓ MÔ HÌNH CHÍNH XÁC

Phương pháp được luận án đề xuất sau đây cho hệ cơ-điện (1.40) nói chung và TRMS (1.30),(1.42) nói riêng có mục đích là để hướng tới việc kết hợp bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác với điều khiển bù bất định ở chương 3 (nó sẽ được xem như bộ điều khiển vòng trong). Bởi vậy phương pháp đề xuất này cần tới dạng mô hình toán khác của đối tượng so với (1.40), mà ở đó nó có thể đưa được về cấu trúc trạng thái song tuyến. Nói cách khác, ở chương này, luận án sẽ tìm cách xây dựng bộ điều khiển bám quỹ đạo mẫu cho hệ cơ-điện có mô hình Euler-Lagrange song tuyến:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} = F[\underline{u} + \underline{d}(\underline{q}, t)] \quad (2.1)$$

thay vì cấu trúc gốc (1.40) ban đầu.

Có thể thấy nếu so sánh với (1.40) thì mô hình (2.1) này là tương đương nếu như thành phần bất định $\underline{n}(t)$, cũng như vector lực ma sát và gia tốc trọng trường $\underline{g}(\underline{q})$ của (1.40) được giả thiết là đều thuộc không gian ảnh của F :

$$\underline{n}(t) = F\underline{n}(t)' \text{ và } \underline{g}(\underline{q}) = F\underline{g}(\underline{q})' \quad (2.2)$$

Khi đó giữa $\underline{n}(t), \underline{g}(\underline{q})$ của (1.40) và $\underline{d}(\underline{q}, t)$ của (2.1) có quan hệ:

$$\underline{d}(\underline{q}, t) = \underline{n}(t)' - \underline{g}(\underline{q})'. \quad (2.3)$$

Ngoài ra, do phương pháp đề xuất này của luận án, mà thực chất chính là một dạng cải biên của phương pháp điều khiển bù trọng trường cho các hệ cơ-điện nói chung mô tả bởi mô hình (1.40) dạng đủ cơ cấu chấp hành, sao cho nó phù hợp được với cấu trúc của song tuyến của các biến khớp (2.1), cũng là dạng Euler-Lagrange song tuyến, nên sẽ là cần thiết, nếu ta hiểu rõ hơn về phương pháp điều khiển gốc này (phương pháp điều khiển bù trọng trường). Chính vì vậy, chương này sẽ được bố cục như sau:

- Trước tiên là phần trình bày về nội dung phương pháp điều khiển bù trọng trường cơ bản, áp dụng cho lớp hệ (1.40) dạng đủ cơ cấu chấp hành.
- Tiếp theo là phần cải biên của phương pháp trên cho lớp hệ song tuyến (2.1)
- Cuối cùng là phần cài đặt riêng phương pháp cải biên này cho TRMS cụ thể, mô tả bởi mô hình (1.30) và (1.42).

2.1 Phương pháp cơ sở: Điều khiển bù trọng trường

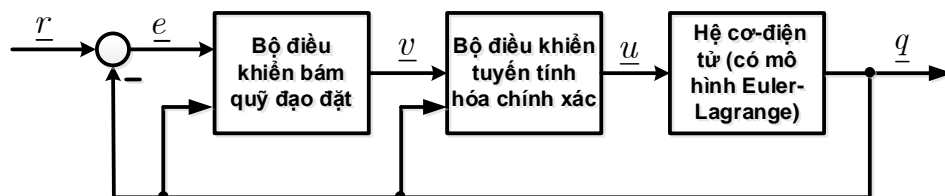
Phương pháp điều khiển bù trọng trường là một phương pháp thiết kế bộ điều khiển bám quỹ đạo mẫu cho trước, ký hiệu là \underline{r} , cho các biến khớp \underline{q} của lớp hệ cơ-điện (1.40) đủ cơ cấu chấp hành, không chứa thành phần bất định (gọi là hệ có mô hình chính xác):

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = \underline{u} \quad (2.4)$$

trong đó $\underline{u} = \underline{\tau}$, nghĩa là đã giả thiết cơ cấu chấp hành giống như một khâu biến đổi lý tưởng các giá trị vật lý.

Bộ điều khiển có được từ phương pháp này, xét về mặt cấu trúc thiết kế, là một bộ điều khiển cascade với hai bộ điều khiển con lồng vào nhau như mô tả ở hình 2.1, trong đó:

- Bộ điều khiển vòng trong là có nhiệm vụ tuyến tính hóa chính xác hệ (2.4),
- Bộ điều khiển vòng ngoài có nhiệm vụ điều khiển các biến khớp \underline{q} của hệ đã được tuyến tính hóa chính xác, bám tiệm cận theo được quỹ đạo mẫu trước \underline{r} .



Hình 2.1: Cấu trúc cascade của bộ điều khiển bù trọng trường [4].

2.1.1 Tuyến tính hóa chính xác bằng phản hồi

Bộ điều khiển tuyến tính hóa phản hồi (điều khiển vòng trong) cho hệ cơ-điện từ (2.4) cũng chính là bộ điều khiển (1.43) đã biết trước đây:

$$\underline{u} = M(\underline{q})\underline{v} + C(\underline{q}, \underline{\dot{q}})\underline{\dot{q}} + \underline{g}(\underline{q}) \quad (2.5)$$

và cùng với nó hệ kín ở vòng trong trở thành tuyến tính:

$$\underline{\ddot{q}} = \underline{v}. \quad (2.6)$$

Hơn thế nữa, hệ tuyến tính (2.6) trên còn là tách kênh, gồm n hệ con SISO (một vào-một ra) dạng tích phân bậc 2:

$$\ddot{q}_i = v_i, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

trong đó n là số các biến khớp (và cũng là số các tín hiệu đầu vào).

2.1.2 Điều khiển vòng ngoài để bám quỹ đạo mẫu

Bộ điều khiển vòng ngoài được xác định là [4]:

$$\underline{v} = \frac{d^2 \underline{r}}{dt^2} + K_1 \underline{e} + K_2 \frac{d\underline{e}}{dt} \quad \text{với } \underline{e} = \underline{r} - \underline{q} \quad (2.7)$$

ở đây $\underline{r}[\text{rad}]$, $\underline{e}[\text{rad}]$, $K_1[\text{rad}/s^2]$, $K_2[\text{rad}/s]$

Hai ma trận K_1, K_2 được chọn sao cho:

$$\Phi = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

là ma trận Hurwitz. Với bộ điều khiển vòng ngoài trên thì hệ đã tuyến tính hóa chính xác (2.6) sẽ trở thành:

$$\underline{\ddot{q}} = \underline{v} = \frac{d^2 \underline{r}}{dt^2} + K_1 \underline{e} + K_2 \frac{d\underline{e}}{dt} \quad \text{hay } \underline{0} = \frac{d^2 \underline{e}}{dt^2} + K_1 \underline{e} + K_2 \frac{d\underline{e}}{dt},$$

tức là trở thành:

$$\begin{pmatrix} \underline{\dot{e}} \\ \underline{\ddot{e}} \end{pmatrix} = \Phi \begin{pmatrix} \underline{e} \\ \underline{\dot{e}} \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} \underline{e} \\ \underline{\dot{e}} \end{pmatrix} = \exp(\Phi t) \begin{pmatrix} \underline{e}(0) \\ \underline{\dot{e}}(0) \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

nên có $\underline{e} \rightarrow \underline{0}$ và $\underline{\dot{e}} \rightarrow \underline{0}$, vì Φ là ma trận Hurwitz.

2.1.3 Bộ điều khiển chung

Ghép hai bộ điều khiển (2.5) và (2.7) chung lại với nhau, ta được:

$$\underline{u} = M(\underline{q})[\underline{\ddot{r}} + K_1 \underline{e} + K_2 \underline{\dot{e}}] + C(\underline{q}, \underline{\dot{q}})\underline{\dot{q}} + \underline{g}(\underline{q}) \quad \text{với } \underline{e} = \underline{r} - \underline{q} \quad (2.10)$$

và đây chính là bộ điều khiển chung cho cả vòng trong và vòng ngoài để điều khiển hệ cơ-điện đủ cơ cấu chấp hành, có mô hình chính xác cho ở công thức (2.4). Sau đây bộ điều khiển chung (2.10) này sẽ được luận án cải biên thành dạng thích hợp với mô hình song tuyến theo biến khớp (2.1) của hệ cơ-điện.

2.2 Phương pháp đề xuất cho hệ Euler-Lagrange song tuyến khi có mô hình chính xác

Luận án quan tâm tới những hệ cơ-điện tử có cấu trúc song tuyến theo biến khớp, đủ cơ cấu chấp hành, với mô hình chính xác, được định nghĩa ở đây là hệ (2.1) có $F = I$ và $\underline{d}(\underline{q}, t) = \underline{0}$. Nói cách khác, một trong những đối tượng quan tâm của luận án khi có mô hình chính xác là:

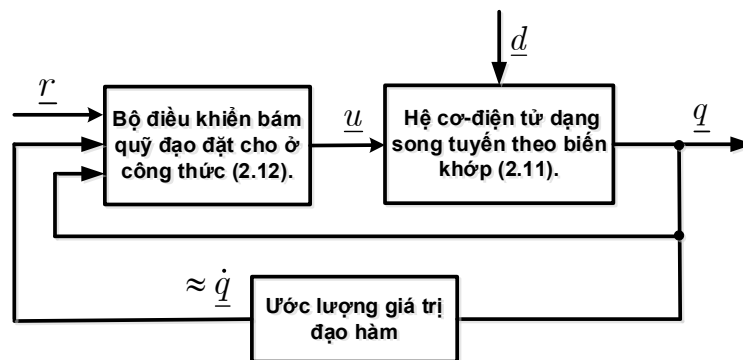
$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} = \underline{u}. \quad (2.11)$$

2.2.1 Bộ điều khiển bám quỹ đạo mẫu

Cải biên bộ điều khiển chung (2.10) sao cho nó phù hợp được với dạng Euler-Lagrange song tuyến cho ở công thức (2.11), ta sẽ có:

$$\underline{u} = M(\underline{q})[\ddot{\underline{r}} + K_1\dot{\underline{e}} + K_2\underline{e}] + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} \quad \text{với } \underline{e} = \underline{r} - \underline{q}. \quad (2.12)$$

Đây cũng sẽ là bộ điều khiển để các biến khớp \underline{q} của hệ Euler-Lagrange song tuyến (2.1) đủ cơ cấu chấp hành, không chứa thành phần bất định ($\underline{d}(\underline{q}, t) = \underline{0}$), bám tiệm cận theo được quỹ đạo mẫu trước \underline{r} , như mô tả ở hình 2.2 dưới đây. Bộ điều khiển này sau đó sẽ được luận án ghép tiếp với khâu điều khiển bù bất định cho ở chương 3, để thành một bộ điều khiển thích nghi cho hệ tổng quát (2.1) có chứa thành phần bất định $\underline{d}(\underline{q}, t)$ ở đầu vào.



Hình 2.2: Điều khiển bám quỹ đạo mẫu cho hệ song tuyến theo biến khớp.

Một lưu ý thêm là khi cài đặt bộ điều khiển (2.12) ta cần phản hồi về bộ điều khiển cả vị trí \underline{q} lẫn tốc độ của $\dot{\underline{q}}$ của các biến khớp. Trong trường hợp không có cảm biến đo tốc độ, ta có hai giải pháp kỹ thuật sau để xác định giá trị đạo hàm vị trí biến khớp $\dot{\underline{q}}$ từ tín hiệu đo được \underline{q} của hệ:

1. Xác định xấp xỉ đạo hàm.

Đưa giá trị tín hiệu \underline{q} đo được từ hệ qua một khâu xấp xỉ vi phân:

$$G_1(s) = \frac{s}{1+Ts} \text{ với } 1 \gg T > 0 \text{ nhỏ tùy chọn} \quad (2.13)$$

khi đó đầu ra là \underline{q}_1 .

2. Ước lượng giá trị đạo hàm nhờ khâu quán tính bậc nhất.

Đưa giá trị tín hiệu \underline{q}_1 đo được từ hệ qua khâu quán tính bậc nhất:

$$G_1(s) = \frac{1}{1+Ts} \text{ với } 1 \gg T > 0 \text{ nhỏ tùy chọn.} \quad (2.14)$$

Khi đó đầu ra \underline{z} của nó sẽ tiệm cận (vô cùng nhanh) tới đầu vào \underline{q} . Do đó ta có thể xem như $\underline{z} \approx \underline{q}$. Giữa hai tín hiệu vào ra này có quan hệ:

$$\underline{z} + T\dot{\underline{z}} = \underline{q} \text{ hay } \dot{\underline{q}} \approx \dot{\underline{z}} = \frac{\underline{q} - \underline{z}}{T} \quad (2.15)$$

và nó được xem như giá trị ước lượng xấp xỉ của $\dot{\underline{q}}$.

Định lý 1: Với các ma trận K_1, K_2 :

$$K_1 = \text{diag}(k_{1i}), K_2 = \text{diag}(k_{2i}) \text{ có } k_{2i}^2 > k_{1i} > 0 \quad (2.16)$$

thì bộ điều khiển (2.12) sẽ làm cho đầu ra của hệ song tuyến theo biến khớp, mô tả bởi mô hình chính xác (2.11), tiệm cận tới được tín hiệu mẫu \underline{r} .

Chứng minh:

Ký hiệu hai ma trận:

$$Q = \begin{pmatrix} 2K_1^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 2(K_2^2 - K_1) \end{pmatrix} \text{ và } P = \begin{pmatrix} 2K_1K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Với các điều kiện (2.16) các ma trận P, Q sẽ là những ma trận đối xứng xác định dương. Tiếp theo, cùng với Φ cho bởi (2.8), ta sẽ có:

$$\begin{aligned}\Phi^T P + P\Phi &= \begin{pmatrix} \mathbf{0} & -K_1 \\ I & -K_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2K_1K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 2K_1K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} \\ &= - \begin{pmatrix} 2K_1^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 2(K_2^2 - K_1) \end{pmatrix} = -Q\end{aligned}\quad (2.18)$$

Cuối cùng, vì (2.18) là phương trình Lyapunov với Q đối xứng xác định dương có nghiệm P cũng đối xứng xác định dương (thậm chí là duy nhất), do đó Φ phải là ma trận Hurwitz. Vì vậy ở mục 2.1.2 thì phương trình (2.9) với $\underline{e} = \underline{r} - \underline{q}$ phải có đồng thời $\underline{e} \rightarrow \underline{0}$ và $\dot{\underline{e}} \rightarrow \underline{0}$ (đ.p.c.m).

2.2.2 Đánh giá chất lượng bền vững của bộ điều khiển đề xuất cho hệ Euler-Lagrange song tuyến bất định

Tài liệu [1] và [4] có trình bày một phương pháp điều khiển bền vững ISS cho hệ bất định dạng tổng quát (1.40), đủ cơ cấu chấp hành, tức là hệ có mô hình:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = \underline{u} + \underline{n}(t), \quad \underline{q} \in \mathbf{R}^n. \quad (2.19)$$

Nếu so sánh với (1.40) thì ở hệ (2.19) này có $F = I$ (đủ cơ cấu chấp hành) và $\underline{\tau} = \underline{u}$ (cơ cấu chấp hành là lý tưởng - xem hình 1.6). Phương pháp giới thiệu ở hai tài liệu, [1], [4] nói rằng ở hệ bất định (2.19), nếu như ta chọn được một đại lượng $\hat{\underline{d}}(t)$ sao cho có được điều kiện bị chặn:

$$\left| \hat{\underline{d}}(t) - M(\underline{q})^{-1} \underline{n}(t) \right| \leq \mu, \quad \forall t, \underline{q}$$

với μ là một chỉ số đánh giá sai lệch bám cho trước, thì khi sử dụng bộ điều khiển phản hồi vị trí và tốc độ các biến khớp:

$$\underline{u} = M(\underline{q}) \left[\ddot{\underline{r}} - \hat{\underline{d}}(t) + K_1 \underline{e} + K_2 \dot{\underline{e}} \right] + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q})$$

có hai ma trận đối xứng xác định dương K_1, K_2 thỏa mãn:

$$K_1 = \text{diag}(k_{1i}), \quad K_2 = \text{diag}(k_{2i}) \quad \text{với} \quad k_{2i}^2 > k_{1i} > 0,$$

hệ sẽ có sai lệch bám $\underline{e} = \underline{r} - \underline{q}$ luôn tiến về lân cận 0 xác định bởi:

$$\mathcal{O} = \left\{ \underline{p} = \text{col}(\underline{e}, \dot{\underline{e}}) \in \mathbf{R}^{2n} \mid \|\underline{p}\| \leq \frac{\lambda\mu}{\delta} \right\} \quad (2.20)$$

trong đó

$$\lambda = \max_i (k_{1i}, k_{2i}) \quad \text{và} \quad \delta = \min_i (k_{1i}^2, k_{2i}^2 - k_{1i}). \quad (2.21)$$

Có thể thấy kích thước của lân cận gốc \mathcal{O} này càng nhỏ, chất lượng bám càng tốt. Lân cận \mathcal{O} còn thường được gọi là tập hút. Như được chỉ rõ ở hai công thức (2.20) và (2.21) thì kích thước tập hút \mathcal{O} đó hoàn toàn điều chỉnh được thông qua k_{1i} và k_{2i} , vốn là những hằng số được chọn tùy ý.

Dựa theo kết quả đã có trên của [1], [4] luận án đi đến một phát biểu tương tự như sau, nhưng bây giờ là cho lớp hệ Euler-Lagrange song tuyến (2.11) có thêm thành phần bất định $\underline{n}(t)$, mô tả bởi:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} = \underline{u} + \underline{n}(t). \quad (2.22)$$

Định lý 2: Với hai ma trận K_1, K_2 :

$$\begin{aligned} K_1 &= \text{diag}(k_{1i}), \quad K_2 = \text{diag}(k_{2i}) \\ k_{11} = \dots = k_{1n} &= a, \quad k_{21} = \dots = k_{2n} = \sqrt{ab} \end{aligned} \quad (2.23)$$

có $b-1 > a > 0$ là tùy chọn, thì bộ điều khiển:

$$\underline{u} = M(\underline{q}) \left[\ddot{\underline{r}} - \widehat{\underline{d}}(t) + K_1 \underline{e} + K_2 \dot{\underline{e}} \right] + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} \quad (2.24)$$

trong đó $\widehat{\underline{d}}(t)$ là hàm được chọn thỏa mãn:

$$\left| \widehat{\underline{d}}(t) - M(\underline{q})^{-1} \underline{n}(t) \right| \leq \mu, \quad \forall t, \underline{q} \quad (2.25)$$

sẽ đưa sai lệch bám $\underline{e} = \underline{r} - \underline{q}$ của hệ Euler-Lagrange song tuyến chứa thành phần bất định (2.22), cùng đạo hàm của nó là $\dot{\underline{e}}$, tiến về được lân cận nhỏ của gốc:

$$\mathcal{O} = \left\{ \underline{p} = \text{col}(\underline{e}, \dot{\underline{e}}) \in \mathbf{R}^{2n} \mid \|\underline{p}\| \leq \frac{\mu}{a} \right\}. \quad (2.26)$$

Chứng minh:

Với hai ma trận K_1, K_2 đã cho ở (2.23) thì hai ma trận P, Q xác định bởi công thức (2.17), như phần chứng minh của định lý 1, là hai ma trận đối xứng xác định dương. Hơn thế nữa chúng còn thỏa mãn phương trình Lyapunov (2.18) có ma trận Φ cho ở (2.8). Ngoài ra, hệ kín, gồm đối tượng Euler-Lagrange song tuyến (2.22) và bộ điều khiển (2.24) còn mô tả được bởi:

$$\frac{d^2 \underline{e}}{dt^2} = -K_1 \underline{e} - K_2 \frac{d \underline{e}}{dt} + \widehat{\underline{d}}(t) - M(\underline{q})^{-1} \underline{n}(t)$$

hay

$$\frac{d\underline{p}}{dt} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} \underline{p} + \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ I \end{pmatrix} \underline{v} = \Phi \underline{p} + B \underline{v} \quad (2.27)$$

trong đó:

$$\underline{p} = \begin{pmatrix} \underline{e} \\ \underline{\dot{e}} \end{pmatrix}, \quad \underline{v}(t) = \underline{\hat{d}}(t) - M(\underline{q})^{-1} \underline{n}(t) \quad \text{và} \quad B = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ I \end{pmatrix}.$$

Sử dụng hàm xác định dương:

$$V(\underline{p}) = \frac{1}{2} \underline{p}^T P \underline{p} \quad \text{với} \quad \underline{p} = \text{col}(\underline{e}, \underline{\dot{e}}) = (p_1, p_2, \dots, p_{2n})^T$$

cùng với (2.27), ta có:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{1}{2} [(\Phi \underline{p} + B \underline{v})^T P \underline{p} + \underline{p}^T P (\Phi \underline{p} + B \underline{v})] \\ &= \frac{1}{2} [\underline{p}^T (\Phi^T P + P \Phi) \underline{p} + \underline{v}^T (B^T P + B^T P^T) \underline{p}] \\ &= \frac{1}{2} (-\underline{p}^T Q \underline{p} + 2 \underline{v}^T B^T P \underline{p}) \\ &= -\underline{p}^T \begin{pmatrix} K_1^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (K_2^2 - K_1) \end{pmatrix} \underline{p} + \underline{v}^T (\mathbf{0}, I) \begin{pmatrix} 2K_1 K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} \underline{p} \\ &= -\underline{p}^T \begin{pmatrix} K_1^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (K_2^2 - K_1) \end{pmatrix} \underline{p} + \underline{v}^T (K_1, K_2) \underline{p} \\ &= -a^2 \sum_{i=1}^n p_1^2 - (ab - a) \sum_{i=1}^n p_{n+i}^2 + (ap_1, \dots, ap_n, (ab - a)p_{n+1}, \dots, (ab - a)p_{2n}) \underline{v} \\ &\leq -a^2 |\underline{p}|^2 + a |\underline{v}| |\underline{p}| \leq a (\mu - a |\underline{p}|) |\underline{p}| \end{aligned}$$

Như vậy, khi sai lệch bám \underline{p} còn nằm xa gốc, tức là còn có: $\underline{p} \notin \mathcal{O}$ thì vẫn còn có $\dot{V} < 0$, nên \underline{p} vẫn giảm, hay sai lệch bám vẫn tiến về gốc và đó chính là điều phải chứng minh.

Cuối cùng, cũng từ định lý 2 ta thấy, khi áp dụng trực tiếp bộ điều khiển bền vững ISS (2.24) cho hệ Euler-Lagrange bất định (2.22), thì với hằng số a được chọn càng lớn, miền hấp dẫn \mathcal{O} sẽ càng nhỏ. Tuy nhiên trên thực tế ta không thể chọn $a = \infty$ để tính bám ổn định ISS trở thành bám ổn định tiệm cận. Do đó, để điều khiển bám ổn định tiệm cận thì vấn đề còn lại là phải làm thế nào để chọn được

vector hàm $\hat{d}(t)$ thỏa mãn điều kiện bắt buộc (2.25) ứng với $\mu = 0$. Vấn đề này sẽ được luận án giải quyết ở chương 3.

2.2.3 Áp dụng cho TRMS và kiểm chứng chất lượng bộ điều khiển bằng mô phỏng trên MatLab

Mô hình TRMS (1.30), khi được viết lại dưới dạng Euler-Lagrange song tuyến, không chứa thành phần bất định, sẽ trở thành hệ (2.11) với các tham số:

$$M(\underline{q}) = (m_{ij}(\underline{q})), \quad C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = (c_{ij}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})), \quad i, j = 1, 2 \quad \text{và} \quad \underline{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}, \quad \underline{q} = \begin{pmatrix} \alpha_h \\ \alpha_v \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

trong đó, như đã cho ở công thức (1.42), thì:

$$\begin{aligned} m_{11}(\underline{q}) &= J_1 \cos^2 \alpha_v + J_2 \sin^2 \alpha_v + h^2 (m_{T_1} + m_{T_2}) + J_3 \\ m_{12}(\underline{q}) &= m_{21}(\underline{q}) = h(m_{T_1} l_{T_1} \sin \alpha_v - m_{T_2} l_{T_2} \cos \alpha_v), \\ m_{22}(\underline{q}) &= J_1 + J_2 \\ c_{11}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= 2\dot{\alpha}_v (J_2 - J_1) \sin \alpha_v \cos \alpha_v \\ c_{12}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= \dot{\alpha}_v h (m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) \\ c_{21}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= \dot{\alpha}_h (J_1 - J_2) \sin \alpha_v \cos \alpha_v, \\ c_{22} &= 0, \\ u_1 &= \sum M_{ih}, \quad u_2 = \sum M_{iv} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Như vậy, nếu so sánh với mô hình gốc (1.30) ban đầu của TRMS thì ở đây ta đã phải sử dụng thêm giả thiết:

$$\underline{g}(\underline{q}) = \begin{pmatrix} 0 \\ g(m_{T_1} l_{T_1} \cos \alpha_v + m_{T_2} l_{T_2} \sin \alpha_v) \end{pmatrix} = \underline{0} \quad (2.30)$$

Giả thiết trên sẽ hoàn toàn không ảnh hưởng tới chất lượng điều khiển sau này của bộ điều khiển (2.12) đã đề xuất, khi nó được kết hợp thêm với khâu nhận dạng thành phần bất định \underline{d} (ở chương 3), vì trong đó có chứa luôn cả $\underline{g}(\underline{q})$.

Bộ điều khiển sẽ được cài đặt thành chương trình, có tên gọi là **TRMS** (trong phụ lục), gồm hai file:

- File thứ nhất, là một hàm con có tên **TRMS.m**, thể hiện động học của hệ kín, có mô hình chung của đối tượng điều khiển là (2.11), (2.28)-(2.30), Do ở phần mềm MatLab, phần động học bắt buộc phải được biểu diễn dưới dạng phương trình trạng

thái, chứ không được ở dạng Euler-Lagrange (2.11), nên ở đây, mô hình (2.11) đã được chuyển thành dạng phương trình trạng thái tương đương:

$$\dot{\underline{x}} = A(\underline{x})\underline{x} + B(\underline{x})\underline{u} \quad (2.31)$$

trong đó:

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{q} \\ \underline{\dot{q}} \end{pmatrix}, A(\underline{x}) = \begin{pmatrix} 0 & I \\ 0 & -M(\underline{x}_1)^{-1}C(\underline{x}) \end{pmatrix}, B(\underline{x}) = \begin{pmatrix} 0 \\ M(\underline{x}_1)^{-1} \end{pmatrix}, \quad (2.32)$$

$$\underline{u} = M(\underline{x}_1)[\ddot{r} + K_1\dot{e} + K_2e] + C(\underline{x})\dot{q}, \quad e = r - \underline{q}$$

– File thứ 2, có tên là **runTRMS.m**, với nhiệm vụ khai báo các tham số và gọi file thứ nhất thông qua lệnh **ode45** của MatLab (thực chất là một hàm con để tìm nghiệm hệ phương trình vi phân bậc nhất dưới dạng dãy các giá trị), để lấy kết quả mô phỏng.

Khi cài đặt bộ điều khiển (2.12) cho bản thí nghiệm TRMS có tại trường ĐHKTCN Thái Nguyên, luận án đã sử dụng các tham số sau cho mô hình (2.28) và (2.29), được lấy từ tài liệu [10].

Bảng 2.1: Tham số mô phỏng cho TRMS

Tham số	Ký hiệu	Giá trị	Đơn vị
Chiều dài của khớp xoay	h	0.06	m
Tổng khối lượng của cánh tay đòn tự do	m_{T_1}	0.8250	kg
Tổng khối lượng của thanh đối trọng	m_{T_2}	0.0908	kg
Trọng tâm của cánh tay đòn tự do	l_{T_1}	0.0186	m
Trọng tâm của thanh đối trọng	l_{T_2}	0.2443	m
Mô men quán tính của cánh tay đòn tự do	J_1	0.0591	kgm^2
Mô men quán tính của thanh đối trọng	J_2	0.0059	kgm^2
Mô men quán tính của khớp xoay	J_3	1.68×10^{-5}	kgm^2
Gia tốc rơi tự do	g	9.81	m/s^2

Hai ma trận K_1, K_2 được chọn lần lượt là:

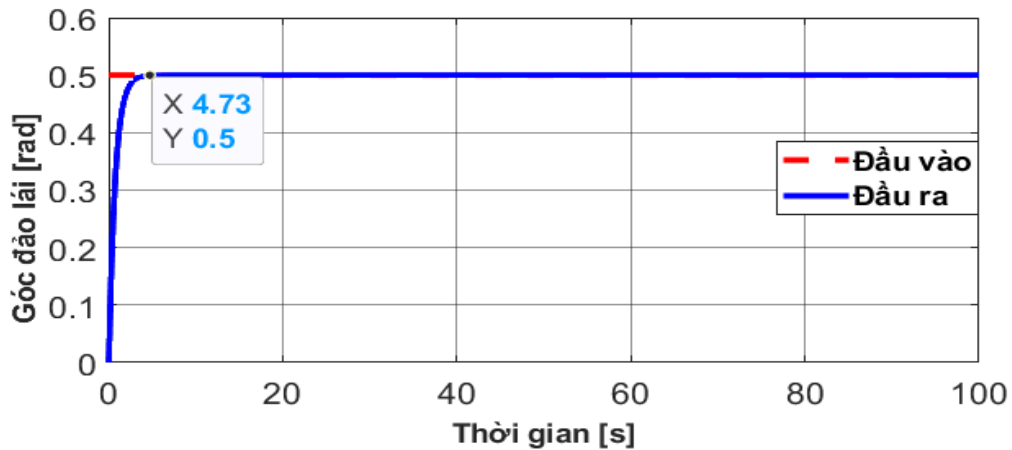
$$K_1 = \begin{pmatrix} 40 & 0 \\ 0 & 40 \end{pmatrix} \text{ và } K_2 = \begin{pmatrix} 30 & 0 \\ 0 & 30 \end{pmatrix}$$

Có hai trường hợp về quỹ đạo mẫu \underline{r} đặt trước dùng để mô phỏng cho các trường hợp là các tín hiệu dạng bước nhảy đơn vị và dạng hình sin như sau:

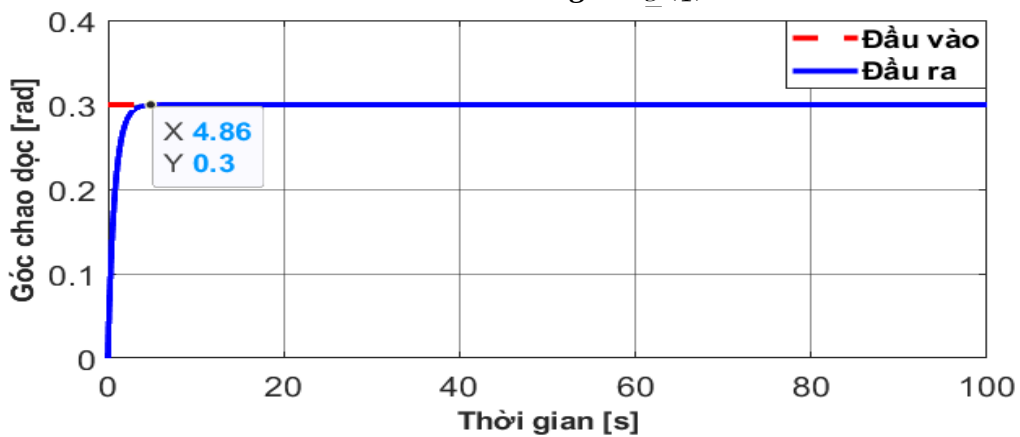
$$\underline{r} = (\alpha_{hR}, \alpha_{vR})^T = (0.5, 0.3)^T \text{ [rad]}$$

$$\text{và } \underline{r} = (\alpha_{hR}, \alpha_{vR})^T = (0.2 \sin(0.1256t), -0.2 \sin(0.1256t))^T \text{ [rad]}$$

Chương trình điều khiển trên đã cho ra các kết quả mô phỏng như mô tả ở các hình sau, từ hình 2.3 đến hình 2.10.



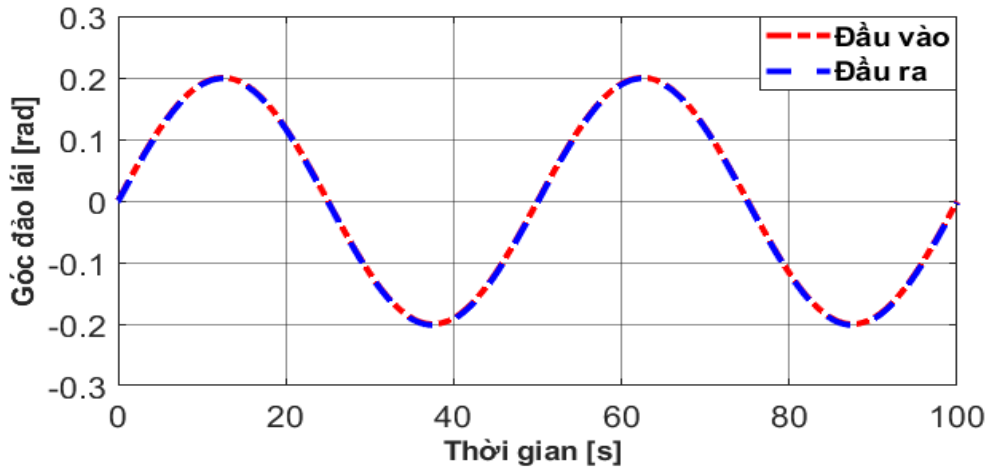
Hình 2.3: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình không có $\underline{g}(q)$



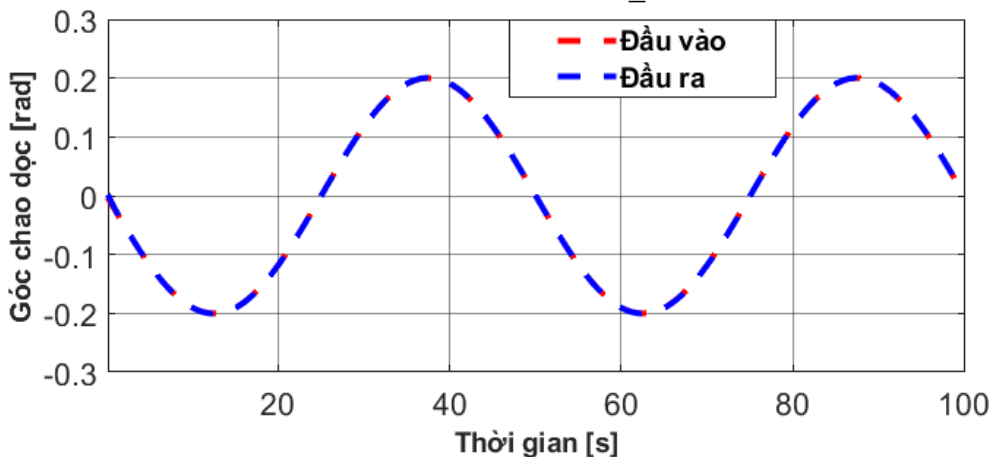
Hình 2.4: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình không có $\underline{g}(q)$

Kết quả mô phỏng cho trường hợp quỹ đạo mẫu \underline{r} đặt trước dạng bước nhảy đơn vị (hình 2.3 và hình 2.4) và dạng hình sin (hình 2.5 và hình 2.6) khi mô hình TRMS không có nhiễu $\underline{n}(t)$ và bỏ qua thành phần trọng trường $\underline{g}(q)$, tức là khi mô hình Euler-Lagrange song tuyến của TRMS là chính xác. Kết quả mô phỏng này cho thấy bộ điều khiển (2.12) đã làm cho tín hiệu đầu ra của hệ bám tiệm cận theo được tín hiệu mẫu, điều đã được khẳng định bằng lý thuyết tại định lý 1.

Hơn nữa, ở trường hợp quỹ đạo mẫu dạng bước nhảy đơn vị, kết quả mô phỏng trên hình 2.3, góc đảo lái đạt trạng thái xác lập sau $t = 4.73(s)$ còn trên hình 2.4 góc chao dọc đạt được xác lập sau $t = 4.86(s)$.



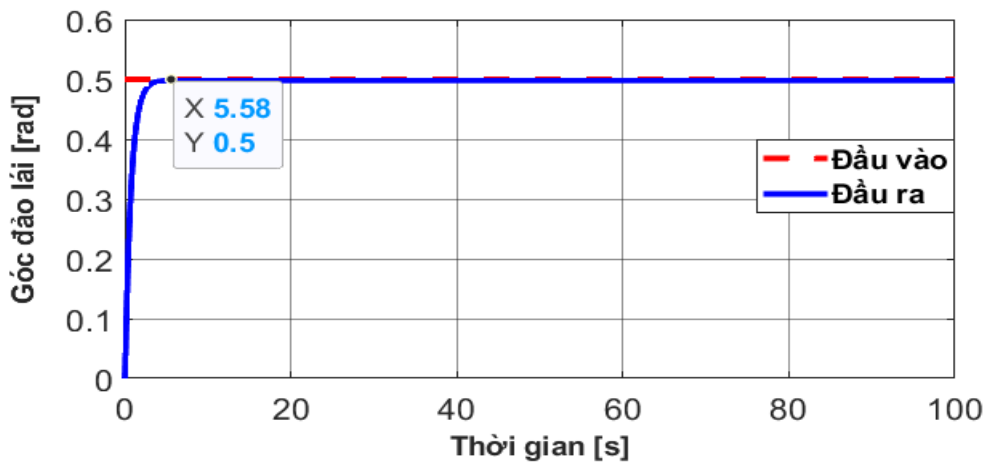
Hình 2.5: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi mô hình không có $\underline{g}(q)$



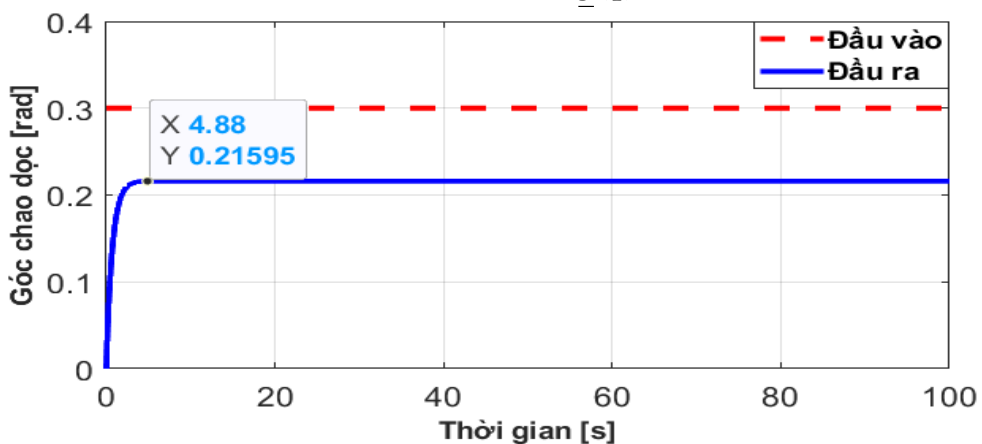
Hình 2.6: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi mô hình không có $\underline{g}(q)$

Đối với quỹ đạo mẫu hình sin, thì kết quả ở hình 2.5 và hình 2.6 cũng cho thấy tín hiệu đầu ra bám ngay tín hiệu mẫu, như định lý 1 đã khẳng định.

Tiếp theo là kết quả mô phỏng cho trường hợp quỹ đạo mẫu \underline{r} đặt trước dạng bước nhảy đơn vị (hình 2.7 và hình 2.8) và dạng hình sin (hình 2.9 và hình 2.10) khi mô hình TRMS không có nhiễu $\underline{n}(t)$ nhưng có thành phần trọng trường $\underline{g}(q)$, tức là khi mô hình Euler-Lagrange song tuyến là không chính xác (có chứa thêm thành phần bất định).



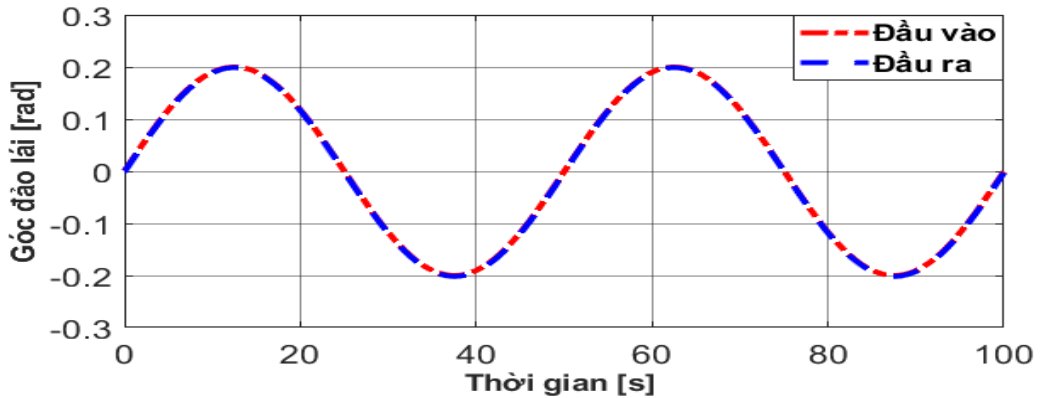
Hình 2.7: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình có $\underline{g}(q)$



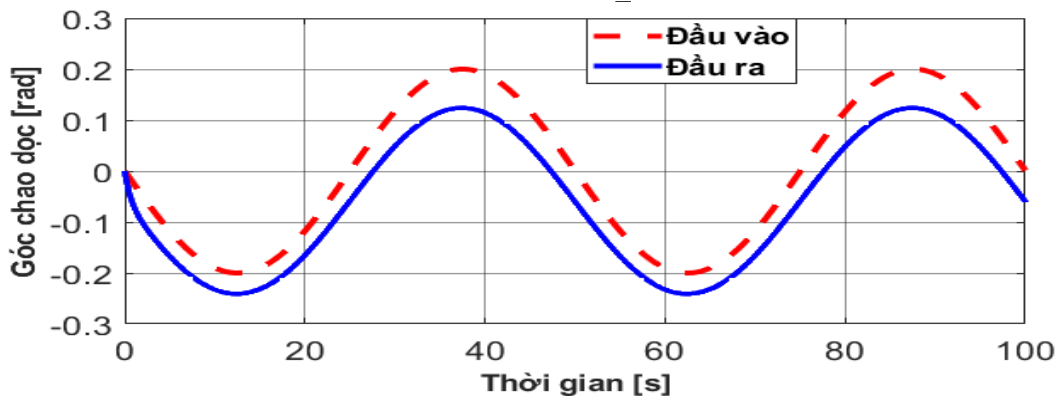
Hình 2.8: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi mô hình có $\underline{g}(q)$

Đối với quỹ đạo mẫu dạng bước nhảy đơn vị khi có thành phần trọng trường $\underline{g}(q)$, trên hình 2.7, góc đảo lái đạt vẫn trạng thái xác lập sau $t = 5.58(s)$ do thành phần $g_1(q) = 0$ còn trên hình 2.8 góc chao dọc không đạt được xác lập do $g_2(q) \neq 0$.

Kết quả cũng tương tự đối với quỹ đạo mẫu dạng hình sin như thể hiện hình 2.9 và hình 2.10. Điều này hoàn toàn đúng với nội dung của định lý 2 trong trường hợp thành phần bất định hàm là bị chặn, bộ điều khiển (2.12) tuy không làm hệ ổn định tiệm cận, song vẫn làm hệ ổn định ISS với một tập hút có kích thước phụ thuộc vào tham số bộ điều khiển, cho ở công thức (2.26).



Hình 2.9: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin
khi mô hình có $\underline{g}(q)$



Hình 2.10: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin
khi mô hình có $\underline{g}(q)$

Vậy, với cùng ma trận tham số K_1, K_2 , kết quả mô phỏng đã khẳng định chất lượng bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác khi bỏ qua nhiễu tác động và trọng trường. Khi xuất hiện thành phần trọng $\underline{g}(q)$ thì chất lượng điều khiển bám ổn định tiệm cận của bộ điều khiển tuyến tính hóa không được đảm bảo, thay vào đó là chất lượng bám ổn định ISS.

2.3 Kết luận

Các kết quả nghiên cứu của luận án thuộc chương này gồm có:

- Đã trình bày tóm tắt lại được một phương pháp điều khiển truyền thống là phương pháp điều khiển bù trọng trường, làm cơ sở cho việc đề xuất xây dựng bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác của luận án, áp dụng cho lớp hệ Euler-Lagrange song tuyến, đủ cơ cấu chấp hành và không chứa thành phần bất định (được gọi là hệ có mô hình chính xác).

- Đã chứng minh chặt chẽ bằng lý thuyết (ở định lý 1) về chất lượng bám ổn định tiệm cận theo quỹ đạo mẫu mà bộ điều khiển đề xuất này mang lại cho hệ Euler-Lagrange song tuyến.

- Về trường hợp hệ Euler-Lagrange song tuyến không chính xác, tức là trong nó tồn tại một thành phần bất định hàm, ở chương này luận án cũng đã bàn tới một khả năng cải tiến bộ điều khiển đã đề xuất, để vẫn có thể đạt được ít nhất là một chất lượng bám ổn định ISS (thay vì bám ổn định tiệm cận).

Mặc dù kết quả bổ sung này sẽ không được luận án tiếp tục sử dụng, song có thể xem nó như là một khẳng định cho khả năng ứng dụng của bộ điều khiển đề xuất cho một lớp rộng các hệ Euler-Lagrange khi mô hình là không chính xác (có sai lệch mô hình).

- Bên cạnh việc chứng minh bằng lý thuyết, chất lượng bám ổn định tiệm cận trên của bộ điều khiển đề xuất cũng đã được luận án chứng minh lại lần nữa bằng mô phỏng với mô hình TRMS dạng Euler-Lagrange song tuyến và không chứa thành phần bất định.

CHƯƠNG 3

ĐIỀU KHIỂN BÙ BẤT ĐỊNH HÀM THEO NGUYÊN LÝ TỐI ƯU HÓA TỪNG ĐOẠN SAI LỆCH MÔ HÌNH TRÊN TRỤC THỜI GIAN

Hiện nay đã có khá nhiều phương pháp nhận dạng thành phần bất định hàm cho hệ phi tuyến nói chung và do đó cũng áp dụng được cho cả hệ song tuyến:

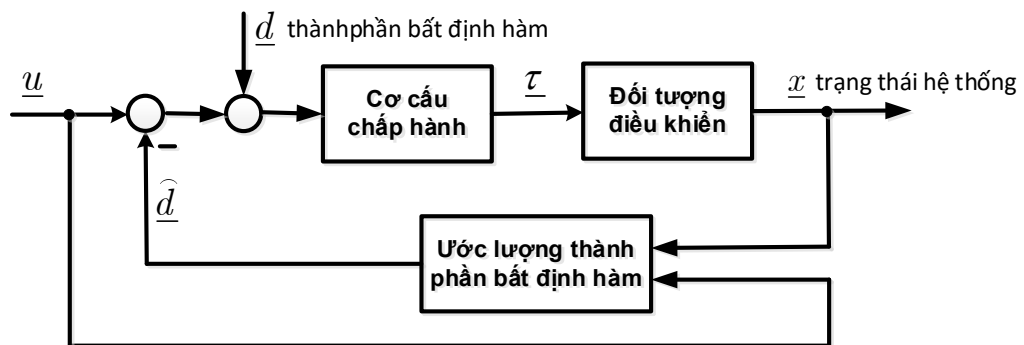
$$\dot{\underline{x}} = A(\underline{x})\underline{x} + B(\underline{x})[\underline{u} + \underline{d}(\underline{x}, t)], \quad (3.1)$$

với $\underline{d}(\underline{x}, t)$ là thành phần bất định hàm, phụ thuộc trạng thái và có cùng số chiều như tín hiệu điều khiển, tức là thành phần bất định hàm này thuộc không gian ảnh của $B(\underline{x})$. Trong số đó, phương pháp nhận dạng bất định được áp dụng rất nhiều, mang lại tính hiệu quả tốt, là mạng neural [64], [65], [66], [67], [68].

Tuy nhiên việc sử dụng mạng neural cũng có tính hạn chế của nó. Đó là:

- Thành phần bất định hàm cần phải trơn.
- Số lượng phép tính cần phải thực hiện nhận dạng rất lớn, kéo theo nguy cơ tích lũy sai số tính toán cao.

Bởi vậy, sau đây luận án sẽ sử dụng kết quả đã có của hai tài liệu [6] và [69], thay cho mạng neural để xây dựng cơ cấu nhận dạng $\underline{d}(\underline{x}, t)$, phục vụ việc điều khiển bù như được mô tả ở hình 3.1. Phương pháp này được xây dựng trên cơ sở cực tiểu hóa từng đoạn sai lệch, có được từ dữ liệu đo được trong quá khứ, giữa hệ thống và mô hình mẫu của nó (là mô hình không chứa thành phần bất định). Do đó nó vừa mang tính thích nghi theo mô hình mẫu, vừa mang tính "học" (learning).



Hình 3.1: Cấu trúc hệ điều khiển bù thành phần bất định hàm ở đầu vào.

Có thể thấy sau khi được nhận dạng và bù bất định như mô tả ở hình 3.1 thì việc thiết kế bộ điều khiển (vòng ngoài) sẽ trở nên đơn giản hơn với việc chỉ còn là điều khiển cho hệ tiền định mô tả bởi mô hình song tuyến:

$$\dot{\underline{x}} = A(\underline{x})\underline{x} + B(\underline{x})\underline{u} \quad (3.2)$$

sao cho đầu ra $\underline{y} = \underline{g}(\underline{x})$ của nó bám tiệm cận theo được quỹ đạo mẫu đặt trước là $\underline{r}(t)$. Đó cũng chính là công việc đã được luận án giải quyết ở chương 2 cho TRMS với chương trình điều khiển **TRMS** (xem code chương trình cho ở phần phụ lục).

3.1 Thuật toán nhận dạng thành phần bất định hàm

3.1.1 Lớp hệ bất định có mô hình trạng thái song tuyến

Luận án giới hạn phạm vi nghiên cứu cho lớp các đối tượng điều khiển phi tuyến, mô tả bởi mô hình dạng song tuyến (trong đó có TRMS). Khi cơ cấu chấp hành được giả thiết là lý tưởng, tức là có $\underline{u} = \underline{\tau}$ (thuần túy chỉ về mặt giá trị), không có lỗi ($\underline{d} = 0$) và cũng không có nhiễu tác động thì hệ song tuyến ở hình 3.1 sẽ có mô hình lý tưởng cho ở công thức (3.2), trong đó:

- $A(\underline{x})$, $B(\underline{x})$ là hai ma trận phụ thuộc trạng thái,
- \underline{u} , \underline{x} lần lượt là vector các tín hiệu điều khiển và trạng thái của hệ.

Như vậy, nếu như bây giờ ta xét thêm sự ảnh hưởng của nhiễu đầu vào cũng như lỗi cơ cấu chấp hành, kể cả khi có sai lệch mô hình với giả thiết rằng sai lệch đó thuộc không gian ảnh của $B(\underline{x})$, thì mô hình lý tưởng trên sẽ trở thành mô hình bất định hàm có dạng tổng quát:

$$\dot{\underline{x}} = A(\underline{x})\underline{x} + B(\underline{x})[\underline{u} + \underline{d}]. \quad (3.3)$$

Có thể thấy dạng mô hình song tuyến bất định (3.3) trên là đủ để bao quát một họ khá rộng các hệ phi tuyến có trong thực tế, kể cả những hệ Euler-Lagrange bất định (2.1), đủ hoặc thiếu cơ cấu chấp hành [6], trong đó có TRMS, là đối tượng được luận án chọn để mô phỏng, đánh giá chất lượng nhận dạng thành phần bất định. Thật vậy, nếu như sử dụng ký hiệu:

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{q} \\ \underline{\dot{q}} \end{pmatrix}$$

thì (2.1) trở thành (3.3) với:

$$A(\underline{x}) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I \\ \mathbf{0} & -M(\underline{q})^{-1}C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \end{pmatrix} \text{ và } B(\underline{x}) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ M(\underline{q})^{-1}F \end{pmatrix}. \quad (3.4)$$

3.1.2. Nhận dạng nhiễu theo nguyên tắc cực tiểu hóa từng đoạn bình phương sai lệch mô hình

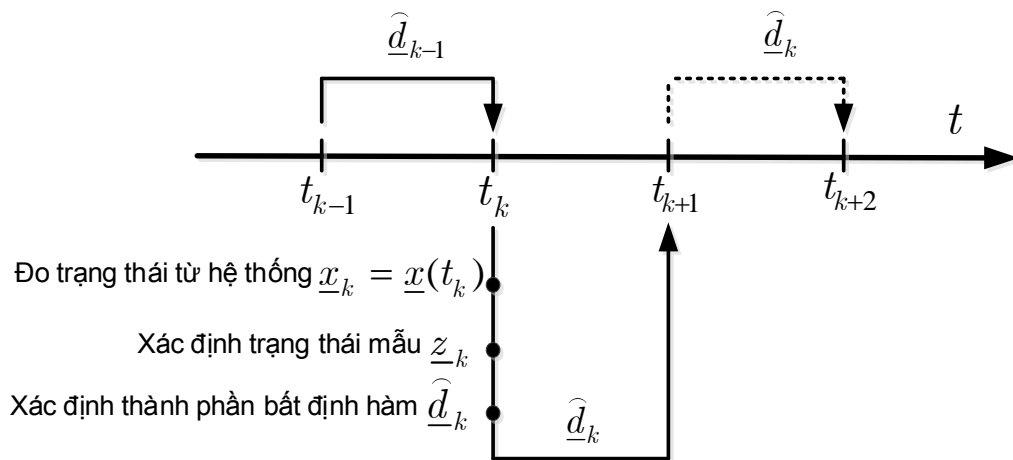
Hình 3.2 mô tả nguyên lý nhận dạng thành phần bất định hàm $\underline{d}(t)$ dọc theo trục thời gian trên cơ sở cực tiểu hóa sai lệch nhận dạng. Nguyên lý này đã được giới thiệu ở tài liệu [69] với mục đích là xác định dãy:

$$\{\widehat{\underline{d}}_0, \widehat{\underline{d}}_1, \dots\}, \text{ trong đó } \widehat{\underline{d}}_k = \widehat{\underline{d}}(t_k) \quad (3.5)$$

của kết quả nhận dạng $\widehat{\underline{d}}(t)$ tại các thời điểm t_k , $k=0,1, \dots, t_0=0$ sao cho sai lệch trạng thái $\underline{x}_k = \underline{x}(t_k)$ đo được từ hệ thống (3.3) và trạng thái mẫu của hệ đó khi không có thành phần bất định, được ký hiệu là hệ:

$$\dot{\underline{z}} = A(\underline{z})\underline{z} + B(\underline{x})\underline{u} \quad (3.6)$$

cũng ở đúng thời điểm t_k đó, là nhỏ nhất. Lưu ý ở mô hình mẫu (3.6) ta đã sử dụng $B(\underline{x})$ thay cho $B(\underline{z})$ như thông thường phải có của một mô hình mẫu và lý do cho điều này cũng đã được giải thích ở tài liệu [69].



Hình 3.2: Nguyên lý nhận dạng thành phần bất định từng đoạn trên trục thời gian.

Để xây dựng được sai lệch giữa $\underline{x}_k = \underline{x}(t_k)$ đo được từ hệ thống và $\underline{z}_k = \underline{z}(t_k)$ của mô hình mẫu (3.6) cũng ở thời điểm đó, trước tiên ta cần lượng tử hóa (3.3) theo thời gian thành:

$$\begin{aligned}\underline{x}_k &\approx [I + T_s A(\underline{x}_{k-1})] \underline{x}_{k-1} + T_s B(\underline{x}_{k-1}) [\underline{u}_{k-1} + \underline{d}_k] \\ &= A_k^x \underline{x}_{k-1} + B_k [\underline{u}_{k-1} + \underline{d}_k],\end{aligned}\quad (3.7)$$

trong đó về trái là giá trị trạng thái $\underline{x}_k = \underline{x}(t_k)$ đo được từ hệ (3.3) sau khi đã được bù bất định, còn về phải là mô hình rời rạc tương ứng của nó và:

$$A_k^x = I + T_s A(\underline{x}_{k-1}), \quad B_k = T_s B(\underline{x}_{k-1}) \quad \text{với} \quad T_s = t_k - t_{k-1} \quad (3.8)$$

là các ma trận hằng, vì \underline{x}_{k-1} là đã có. Hai ma trận hằng này sẽ được sử dụng trong khoảng thời gian $t_k \leq t < t_{k+1}$ thay vì các ma trận phụ thuộc trạng thái $A(\underline{x})$, $B(\underline{x})$. Điều này là chấp nhận được nếu như $A(\underline{x})$, $B(\underline{x})$ là liên tục theo \underline{x} và T_s là hằng số với mọi k .

Tiếp theo, do mô hình mẫu (3.6) là tùy chọn, miễn rằng phải có động học tương ứng với hệ được nhận dạng, nên thay vì sử dụng trực tiếp (3.6), ta sẽ sử dụng phiên bản của nó tương ứng với mô hình rời rạc (3.7) như sau:

$$\begin{aligned}\underline{z}_k &= [I + T_s A(\underline{z}_{k-1})] \underline{z}_{k-1} + T_s B_k(\underline{x}_{k-1}) \underline{u}_{k-1} \\ &= A_k^z \underline{z}_{k-1} + B_k \underline{u}_{k-1},\end{aligned}\quad (3.9)$$

trong đó:

$$A_k^z = I + T_s A(\underline{z}_{k-1}). \quad (3.10)$$

Từ (3.7) và (3.9) ta suy ra được:

$$\begin{aligned}\underline{x}_k - \underline{z}_k &\approx A_k^x \underline{x}_{k-1} + B_k [\underline{u}_{k-1} + \underline{d}_k] - A_k^z \underline{z}_{k-1} - B_k \underline{u}_{k-1} \\ &= A_k^x \underline{x}_{k-1} - A_k^z \underline{z}_{k-1} + B_k \underline{d}_k\end{aligned}$$

hay sai lệch nhận dạng giữa chúng là:

$$\begin{aligned}\underline{\delta}_k &= \underline{x}_k - \underline{z}_k - A_k^x \underline{x}_{k-1} + A_k^z \underline{z}_{k-1} + B_k \underline{d}_k \\ &= B_k \underline{d}_k + \underline{e}_k\end{aligned}\quad (3.11)$$

với:

$$\underline{e}_k = \underline{x}_k - \underline{z}_k - A_k^x \underline{x}_{k-1} + A_k^z \underline{z}_{k-1}. \quad (3.12)$$

Bây giờ ta sẽ nhận dạng giá trị $\underline{d}_k = \underline{d}(t_k)$ có trong (3.11) trên cơ sở cực tiểu hóa bình phương sai lệch ước lượng:

$$\begin{aligned} J_k(\underline{d}_k) &= \underline{\delta}_k^T \underline{\delta}_k = (B_k \underline{d}_k + \underline{e}_k)^T (B_k \underline{d}_k + \underline{e}_k) \\ &= \underline{d}_k^T (B_k^T B_k) \underline{d}_k + 2 \underline{e}_k^T B_k \underline{d}_k + \underline{e}_k^T \underline{e}_k \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Ký hiệu nghiệm tối ưu tìm được của (3.13) là $\widehat{\underline{d}}_k$ thì do (3.13) là bài toán tối ưu toàn phương, không ràng buộc, nên có:

$$\widehat{\underline{d}}_k = (B_k^T B_k)^{-1} B_k^T \underline{e}_k$$

và khi được kết hợp thêm với (3.12) thì:

$$\widehat{\underline{d}}_k = (B_k^T B_k)^{-1} B_k^T (\underline{x}_k - \underline{z}_k - A_k^x \underline{x}_{k-1} + A_k^z \underline{z}_{k-1}). \quad (3.14)$$

Vậy, khi tổng kết lại tất cả các bước tính trên, từ (3.8), (3.9) đến (3.14) ta có được thuật toán nhận dạng giá trị $\widehat{\underline{d}}_k$ ở thời điểm t_k hiện tại của thành phần bất định hàm $\underline{d}(t)$ có trong hệ song tuyến (3.3) trên cơ sở đo được trạng thái \underline{x}_k của hệ ở đúng thời điểm đó, gồm các phép tính sau:

Thuật toán nhận dạng thành phần bất định hàm (thuật toán AD)

1. Chọn một khoảng dịch chuyển trên trục thời gian T_s với $t_k = kT_s$, $k = 0, 1, \dots$ cách đều nhau. Đây là những thời điểm mà $\underline{d}(t)$ sẽ được ước lượng xấp xỉ thành dãy các giá trị $\widehat{\underline{d}}_k \approx \underline{d}(t_k)$.

Ở đây ta cần giả thiết rằng ma trận $B(\underline{x})$ của hệ song tuyến (3.3) là đủ hạng tại mọi điểm trạng thái $\underline{x}_k = \underline{x}(t_k)$, tức là có: $\text{rank } B(\underline{x}_k) = n$, $\forall \underline{x}_k$.

Tùy chọn \underline{z}_{-1} và $\widehat{\underline{d}}_{-1}$. Gán $\underline{x}_{-1} = \underline{0}$, $k = 0$.

2. Đo $\underline{x}_k = \underline{x}(t_k)$ từ hệ thống. Tính:

$$\begin{cases} A_k^x = I + T_s A(\underline{x}_{k-1}), \\ A_k^z = I + T_s A(\underline{z}_{k-1}), \\ B_k = T_s B(\underline{x}_{k-1}), \\ \underline{z}_k = A_k^z \underline{z}_{k-1} + B_k \underline{u}, \\ \widehat{\underline{d}}_k = [B_k^T B_k]^{-1} B_k^T (\underline{x}_k - \underline{z}_k + A_k^z \underline{z}_{k-1} - A_k^x \underline{x}_{k-1}) \end{cases} \quad (3.15)$$

rồi gán $k := k + 1$ và quay về 2.

Về chất lượng nhận dạng thành phần bất định hàm $\underline{d}(t)$ có trong hệ song tuyến bất định (3.3) của thuật toán nhận dạng trên, trong tài liệu [69] đã khẳng định và chứng minh: “Nếu trạng thái $\underline{x}_k = \underline{x}(t_k)$ đo được từ hệ ở thời điểm t_k biểu diễn chính xác được bởi mô hình không liên tục:

$$\underline{x}_k = A_k^x \underline{x}_{k-1} + B_k [\underline{u} + \underline{d}(t_k)] \text{ trong đó } A_k^x = I + T_s A(\underline{x}_{k-1}) \text{ và } B_k = T_s B(\underline{x}_{k-1})$$

thì kết quả ước lượng nhờ thuật toán **AD** sẽ là chính xác, tức là có: $\widehat{\underline{d}}_k = \underline{d}(t_k)$ ”

Ngoài ra, có thể thấy nguyên tắc ước lượng thành phần bất định là từng bước so sánh sai lệch đầu ra của hệ (3.3) với mô hình mẫu không có nhiễu (3.6), chi tiết hơn là so sánh mô hình rời rạc (3.7) của (3.3) với mô hình rời rạc (3.9) của (3.6). Vì mô hình mẫu là tùy chọn, miễn sao có chất lượng động học sát nhất so với mô hình hệ ban đầu (3.3) nên để tăng tốc độ hội tụ cho thuật toán nhận dạng trên, ta có thể gán biến:

$$\underline{z}_{k+1} = \underline{x}_{k+1}$$

ở đầu vòng lặp $k+1$ tiếp theo khi đã đo được \underline{x}_{k+1} , thay vì phải xác định trạng thái \underline{z}_{k+1} của mô hình mẫu (3.9) trên cơ sở sử dụng lại vector trạng thái \underline{z}_k của nó ở thời điểm trước đó.

Ở trường hợp như vậy, các phép tính (3.15) của thuật toán nhận dạng đã cho ở trên sẽ được thay bằng:

$$\begin{cases} A_k^x = I + T_s A(\underline{x}_{k-1}), \\ A_k^z = I + T_s A(\underline{z}_{k-1}), \\ B_k = T_s B(\underline{x}_{k-1}), \\ \underline{z}_k = A_k^z \underline{z}_{k-1} + B_k \underline{u}, \\ \widehat{\underline{d}}_k = \left[B_k^T B_k \right]^{-1} B_k^T \left(\underline{x}_k - \underline{z}_k + A_k^z \underline{z}_{k-1} - A_k^x \underline{x}_{k-1} \right) \\ \underline{z}_k = \underline{x}_k \end{cases} \quad (3.16)$$

Mở rộng hơn nữa, khi mô hình (3.3) của hệ có thành phần bất định hàm không nằm ở đầu vào, tức là hệ:

$$\dot{\underline{x}} = A(\underline{x})\underline{x} + B(\underline{x})\underline{u} + \underline{d}(\underline{x}, t). \quad (3.17)$$

thì thuật toán ước lượng và bù bất định trên cũng vẫn sẽ xác định được:

$$d(\underline{x}, t)' = B(\underline{x})\underline{\hat{d}}$$

theo nghĩa tối ưu [69]:

$$\sup_{t, \underline{x}} |\underline{\hat{d}}' - \underline{d}| \rightarrow \min .$$

Cuối cùng, độ chính xác nhận dạng thành phần bất định hàm $\underline{d}(t)$ dựa trên thuật toán nhận dạng **AD** [69] cũng đã khẳng định rằng sai số ước lượng thành phần bất định $\mu = \underline{\hat{d}} - \underline{d}$ chỉ phụ thuộc vào việc rời rạc hóa mô hình liên tục thành không liên tục. Bởi vậy, khi xác định được một chu kỳ trích mẫu T_s thích hợp thì sai số này sẽ rất nhỏ và có thể bỏ qua được. Nói cách khác, sự ảnh hưởng của sai số đó tới chất lượng điều khiển là không đáng kể. Cụ thể hơn nữa thì, theo nội dung định lý 2, ảnh hưởng của sai số đó, thể hiện thông qua tập hút \mathcal{O} cho ở công thức (2.26), là tập \mathcal{O} đó sẽ có kích thước rất nhỏ.

3.2 Xây dựng bộ điều khiển thích nghi bám quỹ đạo mẫu cho hệ Euler-Lagrange song tuyến bất định

Ở chương 2 luận án đã trình bày phương pháp điều khiển bám ổn định tiệm cận cho hệ Euler-Lagrange song tuyến có mô hình chính xác (2.11). Tiếp theo đây chúng ta sẽ bổ sung cho nó khả năng nhận dạng bất định và điều khiển bù thành phần bất định này, để nó còn áp dụng được cho cả lớp hệ Euler-Lagrange bất định (2.19).

Trước tiên, chúng ta chuyển đổi mô hình Euler-Lagrange bất định (2.19) thành dạng Euler-Lagrange song tuyến bất định bằng cách đặt thành phần bất định mới:

$$\underline{d}(\underline{q}, t) = \underline{n}(t) - \underline{g}(\underline{q}). \quad (3.18)$$

Khi đó, mô hình Euler-Lagrange bất định ban đầu (2.19) trở thành:

$$M(\underline{q})\underline{\ddot{q}} + C(\underline{q}, \underline{\dot{q}})\underline{\dot{q}} = \underline{u} + \underline{d}(\underline{q}, t). \quad (3.19)$$

Tiếp theo, khi sử dụng ký hiệu:

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} \underline{q} \\ \underline{\dot{q}} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

thì mô hình (3.19) sẽ trở thành dạng mô hình trạng thái song tuyến bất định:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I \\ \mathbf{0} & -M(\underline{q})^{-1}C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \end{pmatrix} \underline{x} + \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ M(\underline{q})^{-1} \end{pmatrix} [\underline{u} + \underline{d}(\underline{q}, t)] = \\ &= A(\underline{x})\underline{x} + B(\underline{x})[\underline{u} + \underline{d}(\underline{x}, t)]\end{aligned}\quad (3.21)$$

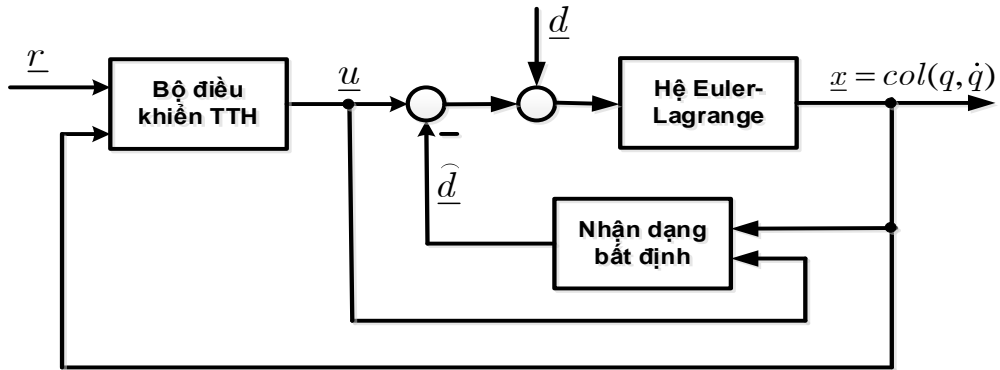
như đã được thể hiện ở (2.32) và (3.4), trong đó:

$$A(\underline{x}) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I \\ \mathbf{0} & -M(\underline{q})^{-1}C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \end{pmatrix}, \quad B(\underline{x}) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ M(\underline{q})^{-1} \end{pmatrix} \quad \text{và} \quad \underline{d}(\underline{x}, t) = \underline{d}(\underline{q}, t),$$

đúng như dạng mô hình (3.3), thích hợp với thuật toán nhận dạng bất định đã trình bày ở mục 3.1.2.

3.2.1 Bộ điều khiển kết hợp điều khiển bám và bù bất định

Cấu trúc điều khiển kết hợp này được mô tả ở hình 3.3 dưới đây.



Hình 3.3: Điều khiển kết hợp tuyến tính hóa chính xác và bù bất định.

Trong đó bộ điều khiển **TTH** được lấy từ công thức (2.12) và cơ cấu nhận dạng được xây dựng theo thuật toán **AD** từ mục 3.1.2. Lý do là vì ở cấu trúc điều khiển này thì sau khi đã được bù thành phần bất định, hệ bất định (3.21) trở thành hệ có mô hình trạng thái song tuyến chính xác (hệ song tuyến tiền định):

$$\dot{\underline{x}} = A(\underline{x})\underline{x} + B(\underline{x})\underline{u}\quad (3.22)$$

và nó hoàn toàn tương đương với dạng mô hình Euler-Lagrange song tuyến cho ở công thức (2.11) đã xét ở chương 2. Bởi vậy bộ điều khiển **TTH** trong hình 3.3 cũng sẽ là bộ điều khiển (2.12) và nó hoàn toàn đảm bảo được rằng trạng thái \underline{x} bám tiệm cận theo được quỹ đạo mẫu $\text{col}(\underline{r}, \dot{\underline{r}})$, như đã được chứng minh tại định lý 1.

3.2.2 Kiểm chứng chất lượng bằng mô phỏng trên MatLab với TRMS

Bộ điều khiển kết hợp ở hình 3.3 đã được luận án cài đặt thành chương trình viết trên MatLab, có tên gọi là **AD_TRMS** (xem code chương trình cho ở phần phụ lục), trong đó hai ma trận K_1, K_2 vẫn được chọn lần lượt là:

$$K_1 = \begin{pmatrix} 40 & 0 \\ 0 & 40 \end{pmatrix} \text{ và } K_2 = \begin{pmatrix} 30 & 0 \\ 0 & 30 \end{pmatrix}$$

Trường hợp cho quỹ đạo mẫu \underline{r} đặt trước dùng để mô phỏng cho các trường hợp là các tín hiệu dạng bước nhảy đơn vị và dạng hình sin vẫn được chọn như sau:

$$\underline{r} = (\alpha_{hR}, \alpha_{vR})^T = (0.5, 0.3)^T$$

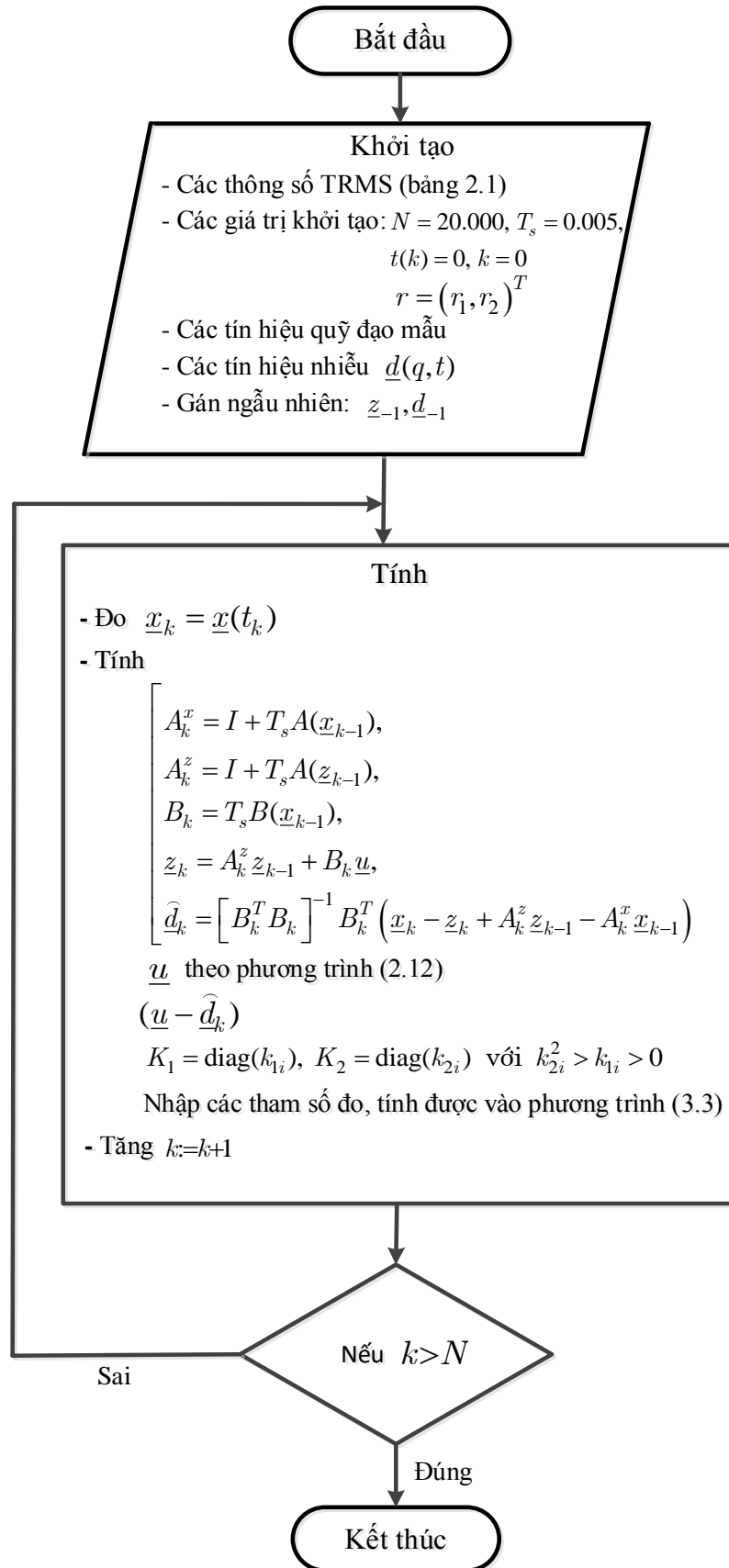
$$\text{và } \underline{r} = (\alpha_{hR}, \alpha_{vR})^T = (0.2 \sin(0.1256t), -0.2 \sin(0.1256t))^T$$

Thành phần bất định hàm được giả định:

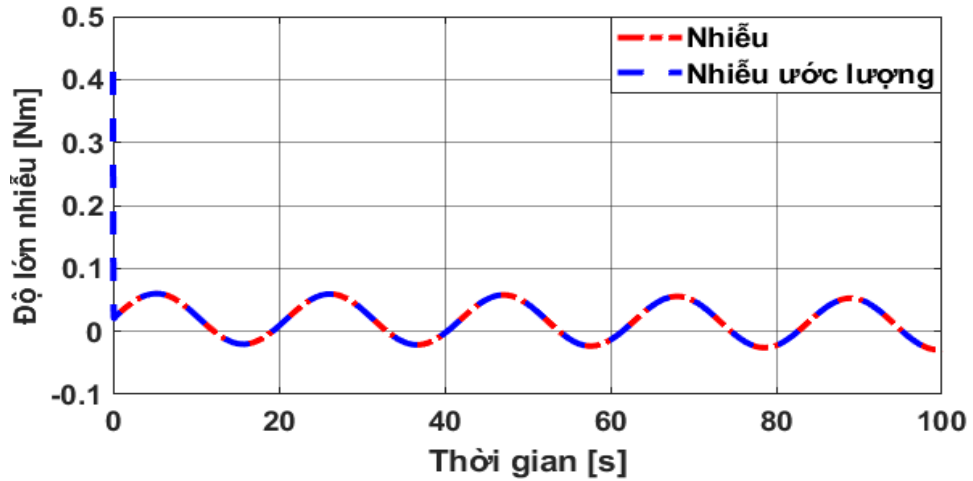
$$\underline{n}(t) = \begin{pmatrix} 0.04 \sin(0.3t) + 0.02 \cos(0.01t) \\ 0.08 \cos(0.2t) + 0.07 \sin(0.5t) \end{pmatrix}$$

$$\text{và khi đó nhiễu } \underline{d}(\underline{q}, t) = \underline{n}(t) - \underline{g}(\underline{q})$$

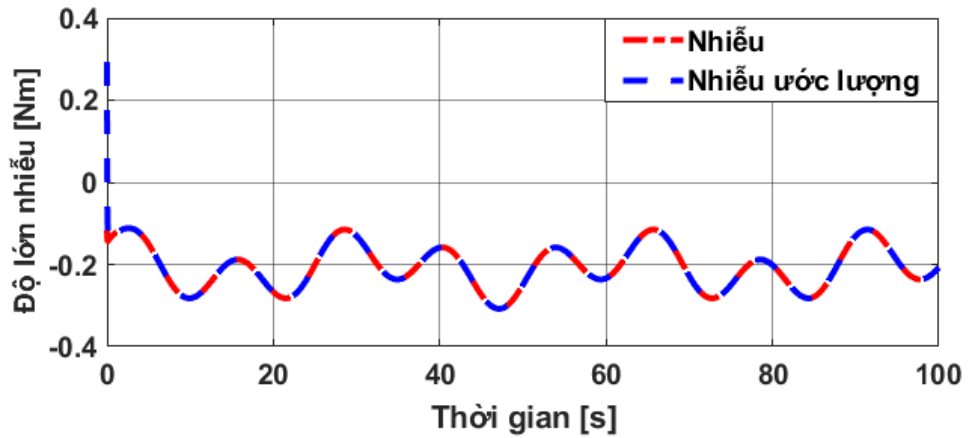
Chương trình điều khiển **AD_TRMS** này thực chất gồm hai files. File thứ nhất có tên **AD_TRMS.m**, là một hàm con khai báo động học hệ kín. File thứ hai là chương trình mô phỏng, có tên là **runAD_TRMS.m**.



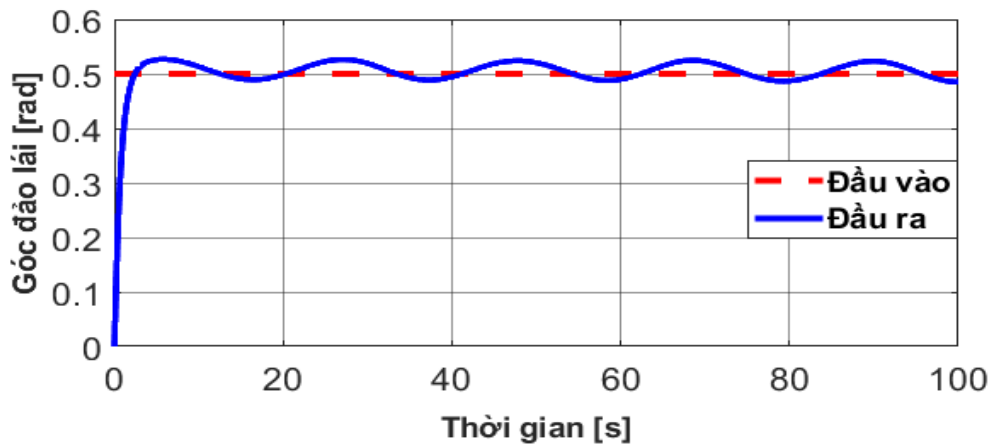
Hình 3.4: Lưu đồ thuật toán của chương trình điều khiển kết hợp



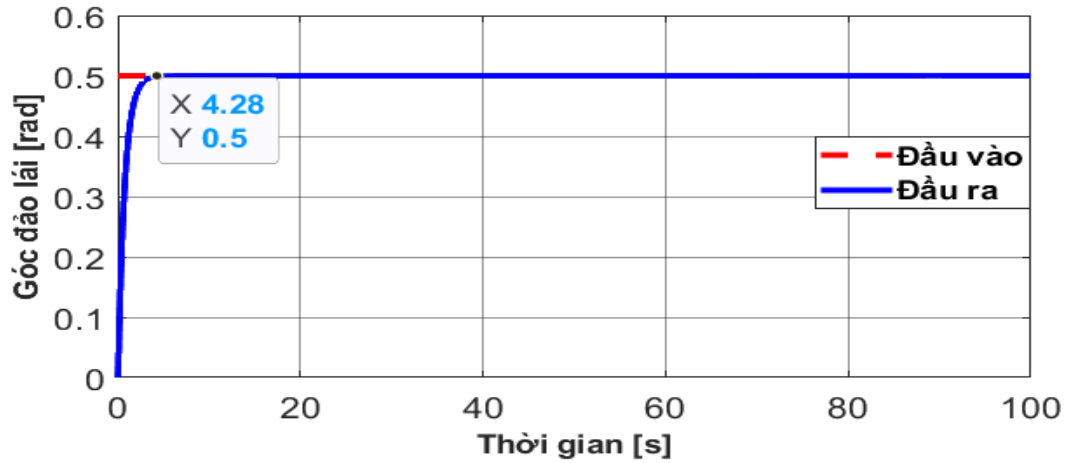
*Hình 3.5: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ trên mặt ngang
khi tín hiệu mẫu là hàm bước*



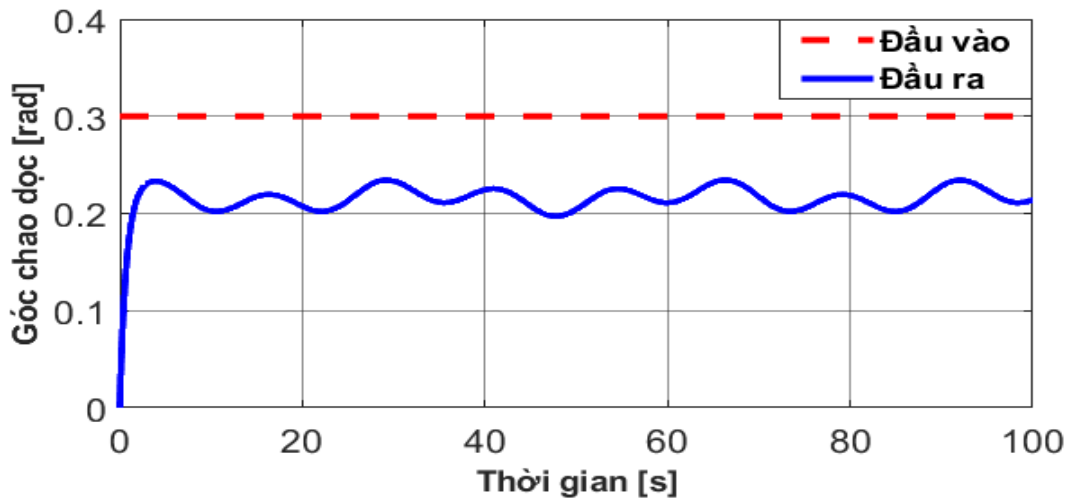
*Hình 3.6: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng
khi tín hiệu mẫu là hàm bước*



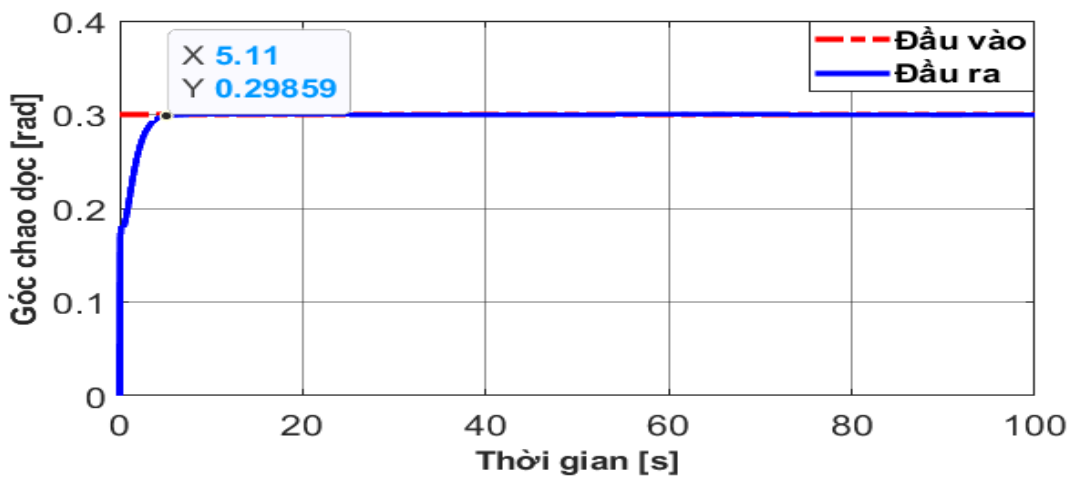
*Hình 3.7: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước
khi chưa có khâu bù nhiễu*



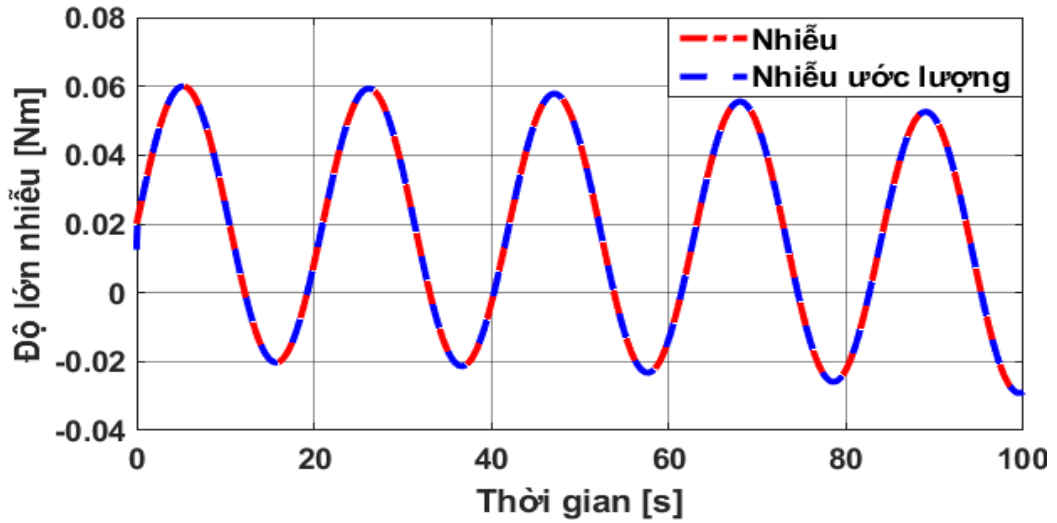
Hình 3.8: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có khâu bù nhiều



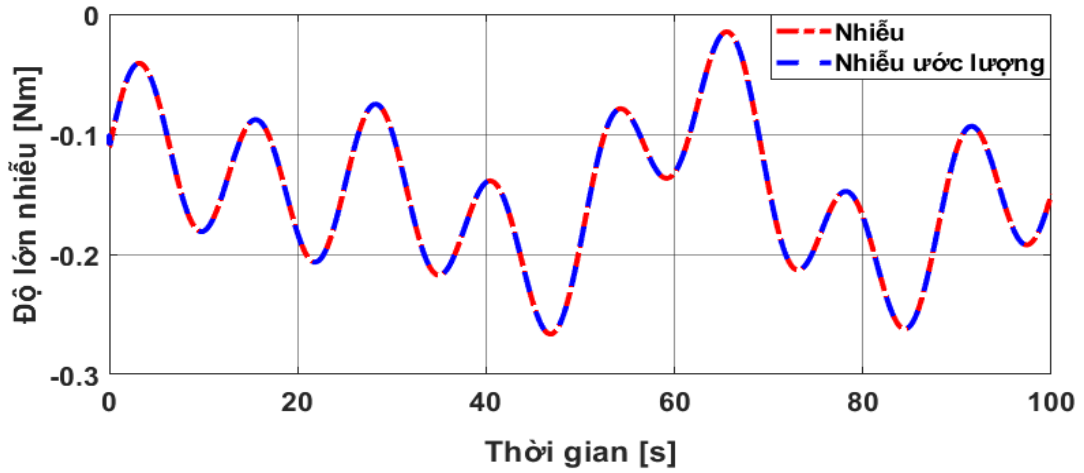
Hình 3.9: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi chưa có khâu bù nhiều



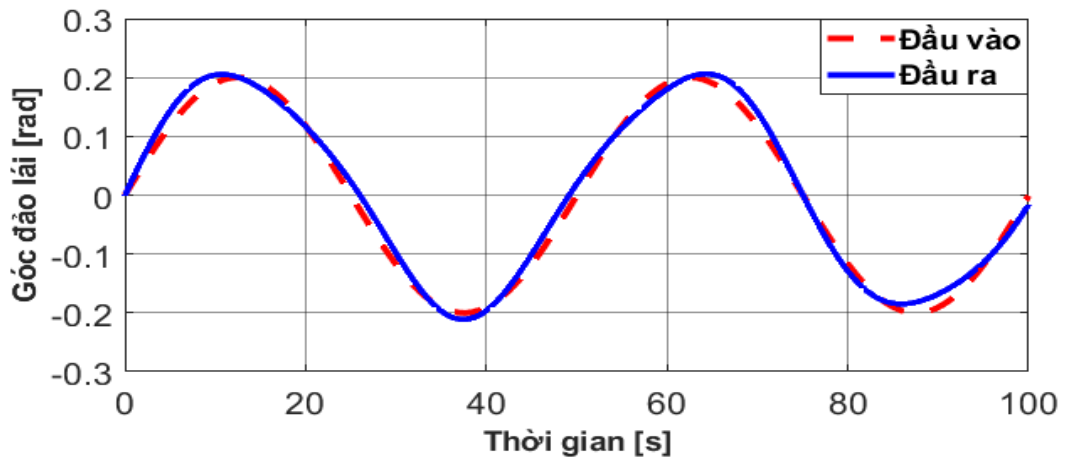
Hình 3.10: Đáp ứng của góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có thêm khâu bù nhiều



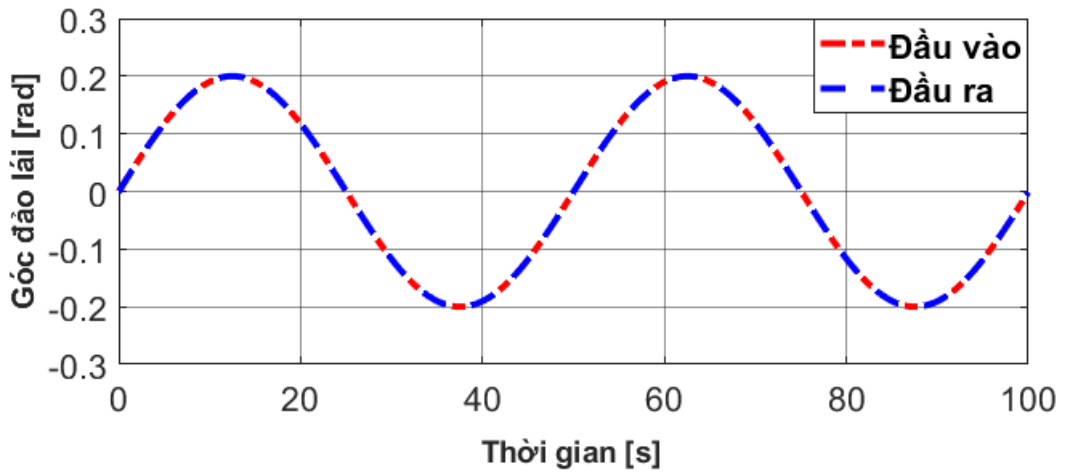
*Hình 3.11: Nhiều ước lượng $\hat{d}_h(t)$ trên mặt ngang
khi tín hiệu mẫu là hàm sin*



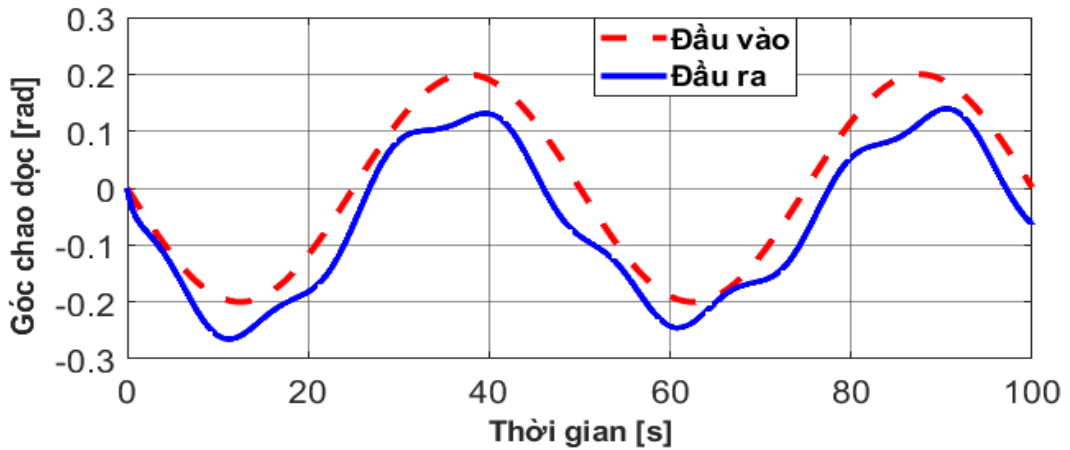
*Hình 3.12: Nhiều ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng
khi tín hiệu mẫu là hàm sin*



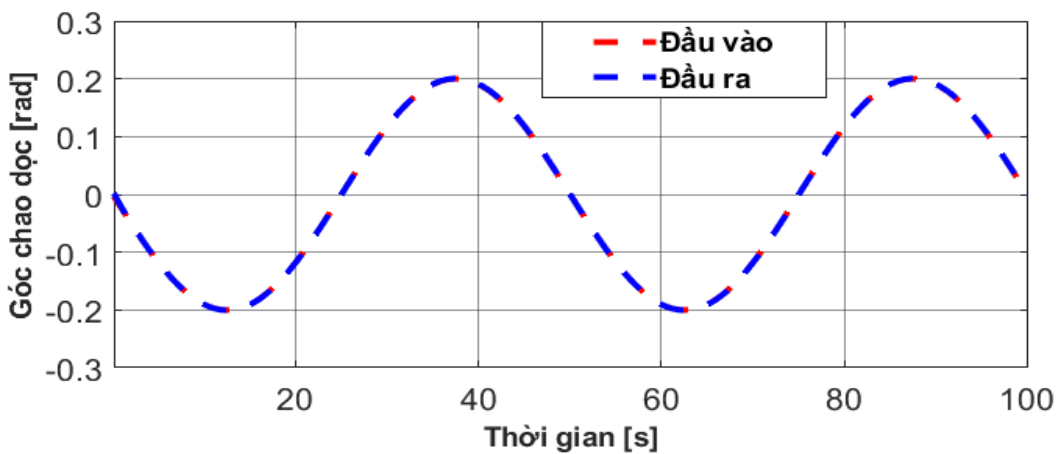
*Hình 3.13: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin
khi chưa có khâu bù nhiễu*



Hình 3.14: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có khâu bù nhiều



Hình 3.15: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi chưa bù nhiều



Hình 3.16: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có khâu bù nhiều

Hình 3.4 là lưu đồ thuật toán của chương trình điều khiển kết hợp, còn các hình từ hình 3.5 đến hình 3.16 là kết quả mô phỏng chất lượng điều khiển góc đảo lái và góc chao dọc của hệ thống TRMS cùng kết quả nhận dạng các thành phần bất định hàm.

Với trường hợp tín hiệu mẫu là hằng số, kết quả mô phỏng ở các hình, từ hình 3.5 đến hình 3.10 đã cho thấy chất lượng bám ổn định của bộ điều khiển đề xuất. Ở đó còn cho thấy thêm được kết quả ước lượng của các thành phần bất định hàm trong hệ.

Còn lại, ở các hình, từ hình 3.11 đến hình 3.16 là kết quả mô phỏng cho trường hợp tín hiệu mẫu có dạng hình sin. Ở đây chúng cũng đã một lần nữa xác nhận chất lượng bám ổn định tín hiệu mẫu của bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác (2.12) khi được kết hợp thêm với bộ điều khiển bù bất định.

Như vậy, tất cả các kết quả mô phỏng trên đã cho thấy trong trường hợp hệ có chứa thêm thành phần bất định, chất lượng bám ổn định ISS của bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác (2.12) đã được chuyển thành bám ổn định tiệm cận nhờ có thêm bộ điều khiển bù bất định.

Những kết quả mô phỏng trên đã minh chứng được chất lượng bộ điều khiển kết hợp tuyến tính hóa chính xác và bù bất định đã thiết kế. Hai thành phần bất định hàm \hat{d}_h, \hat{d}_v đã nhận dạng tốt giá trị thực d_h, d_v tương ứng để phục vụ cho bộ điều khiển bù. Điều này được minh chứng trên hình 3.7, hình 3.9, hình 3.13, hình 3.15 là các trường hợp khi chưa bù, góc đảo lái và góc chao dọc không bám tín hiệu mẫu. Khi có hiệu bù nhiều trên góc đảo lái và góc chao dọc cần $t = 4.28 [s]$ và $t = 5.11 [s]$ để đạt trạng thái xác lập đối với tín hiệu mẫu là hằng số (tương ứng hình 3.8 và hình 3.10). Kết quả mô phỏng trên hình 3.14, hình 3.16 cho thấy khi tín hiệu mẫu dạng sin, góc đảo lái và góc chao dọc nhanh chóng bám tín hiệu mẫu gần như tức thời.

3.3. Kết luận

Trong chương 3 này, luận án đã đạt được những kết quả nghiên cứu sau:

- Xây dựng được thuật toán ước lượng thành phần bất định hàm trong mô hình Euler-Lagrange song tuyến, phục vụ việc điều khiển bù.

- Kết hợp bộ điều khiển bù bất định hàm với bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác ở chương 2 để có được bộ điều khiển bám ổn định tiệm cận tín hiệu mẫu cho các hệ Euler-Lagrange song tuyến.

- Đánh giá chất lượng bộ điều khiển đề xuất thông qua mô phỏng trên MatLab cho TRMS.

CHƯƠNG 4

KIỂM CHỨNG CHẤT LƯỢNG BẰNG THỰC NGHIỆM

Để kiểm chứng chất lượng của bộ điều khiển đã đề xuất, sau đây luận án sẽ tiến hành thực nghiệm ở điều kiện thực tế, mà cụ thể là trên bàn thí nghiệm TRMS có tại trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái nguyên.

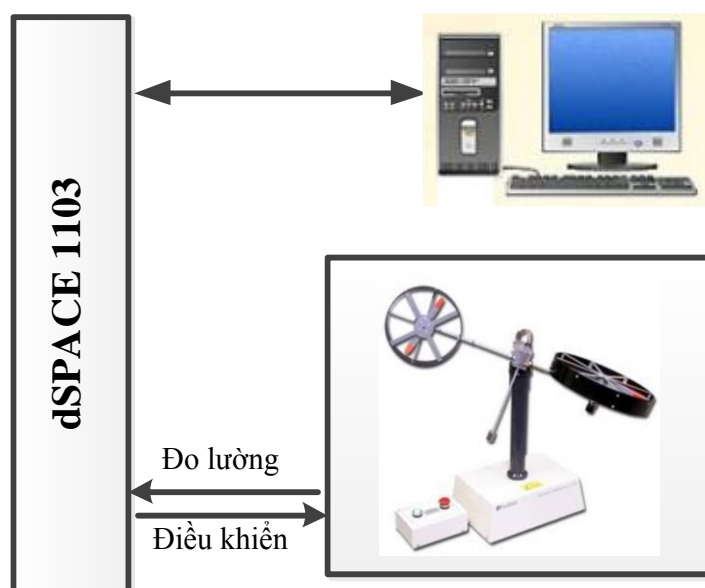
4.1 Mô tả bàn thí nghiệm

Đây là bàn thí nghiệm có tại Viện Nghiên cứu phát triển Công nghệ cao về Kỹ thuật Công nghiệp thuộc Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên.

4.1.1 Các thiết bị trên bàn thí nghiệm

Hình 4.1 mô tả cấu trúc hệ thống thí nghiệm TRMS, gồm có máy tính, card ghép nối dSPACE 1103, hệ thống Twin Rotor MIMO, trong đó:

- Máy tính, nơi cài đặt bộ điều khiển, được nối hai chiều với hệ vật lý TRMS để gửi tín hiệu điều khiển tới TRMS và nhận các tín hiệu đo được từ TRMS.
- Hệ thống vật lý TRMS.
- Hệ thống tạo nhiễu ngoài, được lắp thêm để đánh giá chất lượng kháng nhiễu của bộ điều khiển.



Hình 4.1: Cấu trúc vật lý của bàn thí nghiệm TRMS

4.1.1.1 Máy tính

- Cấu hình máy tính trong bàn thí nghiệm TRMS: Là loại Acer, có bộ vi xử lý Intel(R) Core(TM) i3-3220 CPU @ 3.30Ghz, RAM 2.00GB, ổ cứng 500 GB

- Máy tính được cài phần mềm Matlab 2012a và phần mềm ControlDesk 3.2.7 để giao tiếp, xử lý và điều khiển TRMS.

4.1.1.2 Card dSPACE DS 1103

Card dSPACE DS 1103 (Hình 4.2) là sản phẩm xử lý tín hiệu số do hãng Dspace (Đức) sản xuất. Bộ điều khiển được tích hợp trên phần cứng (Card DS 1103), phần mềm (ControlDesk và Simulink) dùng để tính toán tốc độ cao trong mô phỏng thời gian thực (Real Time Interface) và thực hiện trực tiếp hệ thống.

Bộ điều khiển này được thiết kế để đáp ứng yêu cầu điều khiển thông minh nhanh chóng bám giá trị đặt và phù hợp với nhiều ứng dụng như: điều khiển động cơ, rô bốt, các hệ thống định vị và động cơ bước, điều khiển nhanh đối với các bộ điều khiển tự động.

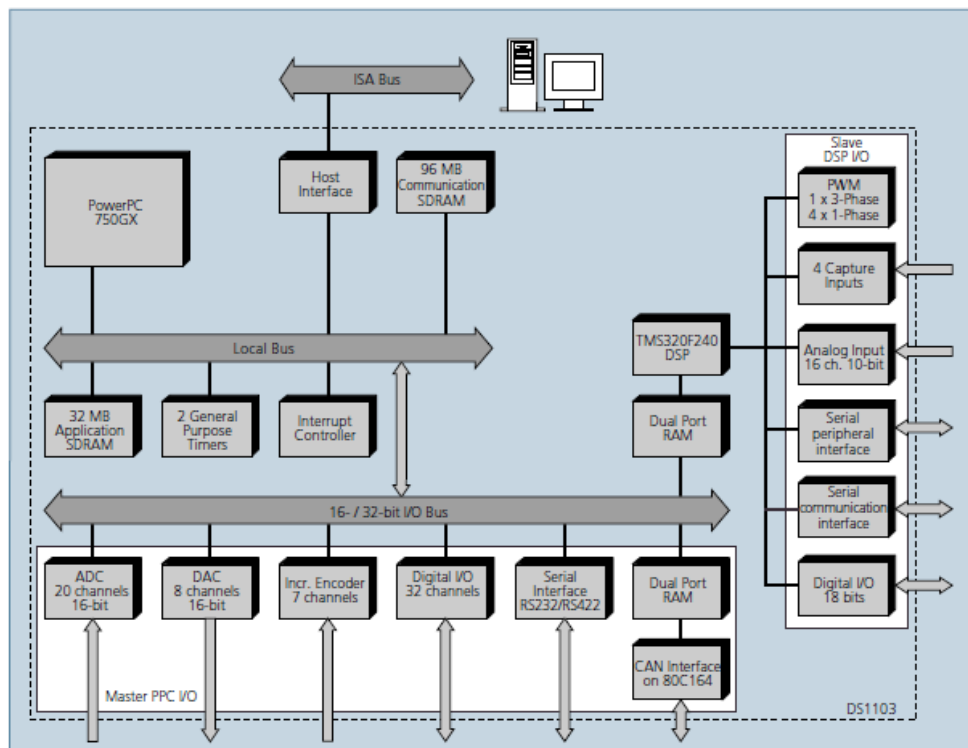


Hình 4.2: Card dSPACE 1103

Có thể thấy card DS 1103 là một mạch đa năng trong nạp mẫu điều khiển nhanh, có thể gắn bảng mạch trong một máy tính hoặc một hộp mở rộng dSPACE để kiểm tra chức năng điều khiển trong một phòng thí nghiệm hoặc trên trực tiếp

thiết bị. Với khả năng xử lý vào ra (I/O) rất nhanh cho nên DS 1103 thực sự rất quan trọng đối với các ứng dụng cho nhiều thiết bị truyền động và cảm biến. Vì card DS 1103 được sử dụng với giao diện thời gian thực (RTI) cho nên có thể lập trình được từ môi trường Simulink. Có thể thực hiện cấu hình tất cả các đồ họa I / O bằng cách kéo các khối RTI, đây chính là cách nhanh chóng và thuận lợi để thực hiện chức năng điều khiển trên bảng mạch này,

Giao diện I/O với số lượng lớn làm cho một mạch điều khiển đã năng DS1103 cho nhiều ứng dụng. Nó cung cấp một lựa chọn tuyệt vời của các giao diện, bao gồm cả 50 kênh I/O nhị phân, 36 kênh A/D và các 8 kênh D/A. Để thêm các nhiệm vụ cho I/O, một khối điều khiển DSP xây dựng nhờ TM320F240 DSP của Texas Instruments được sử dụng như một hệ thống phụ.



Hình 4.3: Cấu trúc dsPACE DS 1103

4.1.1.3 Hệ vật lý TRMS

TRMS trong phòng thí nghiệm có mã hiệu TRMS 33-220 công ty thiết bị Feedback chế tạo gồm:

- Khối nguồn đóng, cắt và bảo vệ quá tải.

- Hai cánh quạt được truyền động bởi hai động cơ một chiều Maxon, mỗi động cơ có gắn máy phát tốc để lấy đo tốc độ quay và đưa tới khối ADC của dsPACE 1103.

- Hai cánh quạt được gắn theo phương vuông góc với nhau trên cùng một cánh tay đòn.

- Một thanh có gắn đối trọng được gắn vuông góc với cánh tay đòn tự do và cả hai cùng được gắn trên một trụ tại khớp xoay.

- Trên khớp xoay có gắn hai sen sơ đo góc chao dọc α_v và góc đảo lái α_h , giá trị hai góc này đưa tới dsPACE 1103.

4.1.1.4 Hệ thống tạo nhiễu ngoài

Với mong muốn kiểm chứng hệ thống TRMS có khả năng ổn định trong điều kiện nhiễu ngoài, một bộ tạo nhiễu chủ động tác động lên hệ thống TRMS là một quạt gió đã được lắp thêm với các thông số:

- Điện áp xoay chiều định mức: $U_{dm} = 220/240V$.
- Công suất định mức: $P_{dm} = 38w$.
- Dòng định mức: $I_{dm} = 0.22A$.
- Tần số định mức: $f_{dm} = 50/60 Hz$.



Hình 4.4: Quạt gió tạo nhiễu chủ động.

4.1.2 Cấu trúc tổng thể bàn thí nghiệm TRMS của ĐHKTCN Thái Nguyên

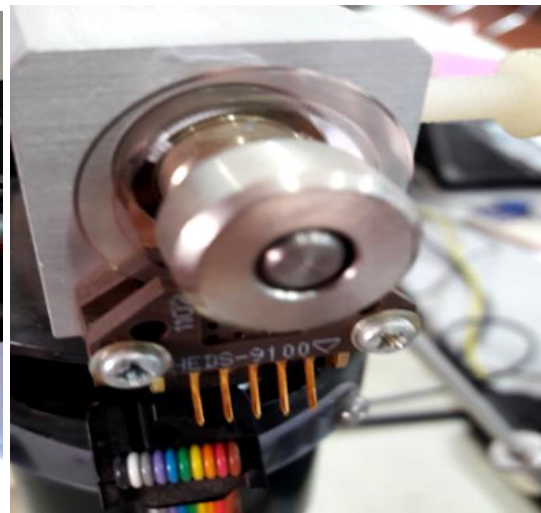


Hình 4.5: Mô hình bàn thí nghiệm TRMS

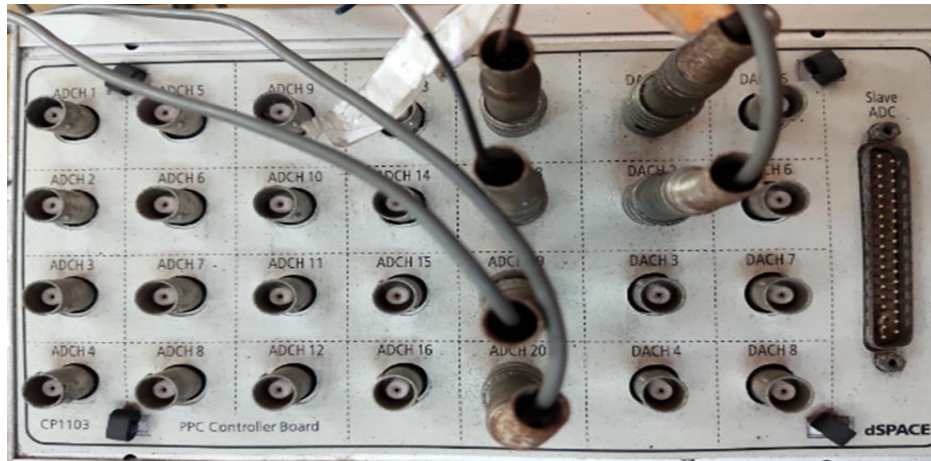
Các hình, từ hình 4.5 đến hình 4.7 mô tả tổng thể bàn thí nghiệm TRMS cùng các cảm biến của nó. Tiếp theo hình 4.8 mô tả việc thực hiện kết nối các tín hiệu phản hồi dòng và tốc độ: tín hiệu phản hồi dòng điện phản ứng động cơ đuôi và động cơ chính vào ADCH17, ADCH18, tín hiệu phản hồi tốc độ từ máy phát tốc động cơ đuôi và động cơ chính vào ADCH19, ADCH20. Xuất tín hiệu điều khiển động cơ đuôi và động cơ chính từ chân DACH1 & DACH2 trên card dSPACE 1103. Cuối cùng là hình 4.9 biểu diễn việc thực hiện kết nối tín hiệu đo từ các sensor đo góc chao dọc α_v và góc đảo lái α_h xuống card dSPACE 1103.



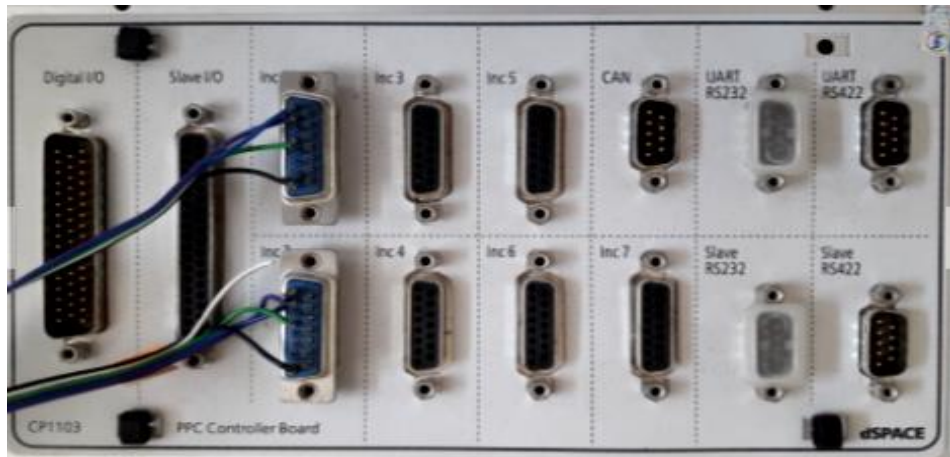
Hình 4.6: Vị trí cảm biến đo góc α_v



Hình 4.7: Vị trí cảm biến đo góc α_h



Hình 4.8: Kết nối tín hiệu phản hồi và xuất tín hiệu điều khiển.



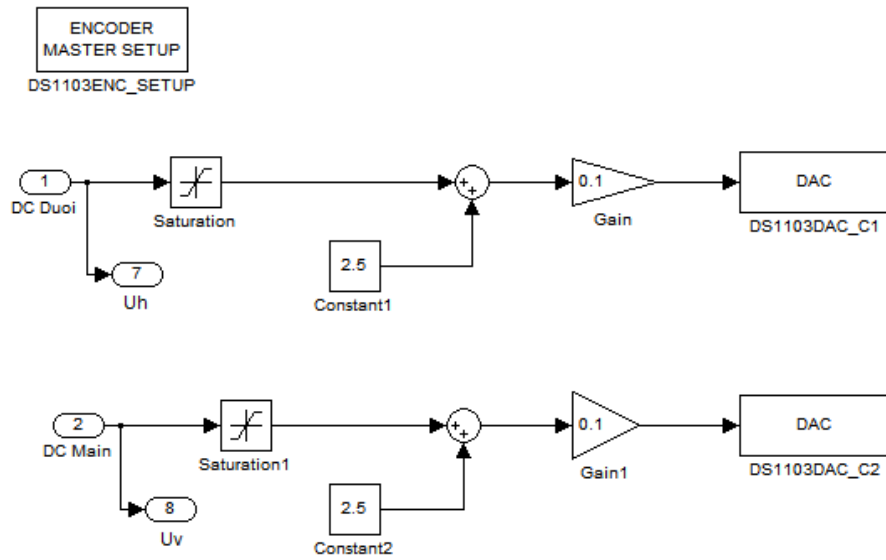
Hình 4.9: Kết nối tín hiệu từ các cảm biến đo góc α_h, α_v .

4.2 Cài đặt bộ điều khiển cho bàn thí nghiệm TRMS

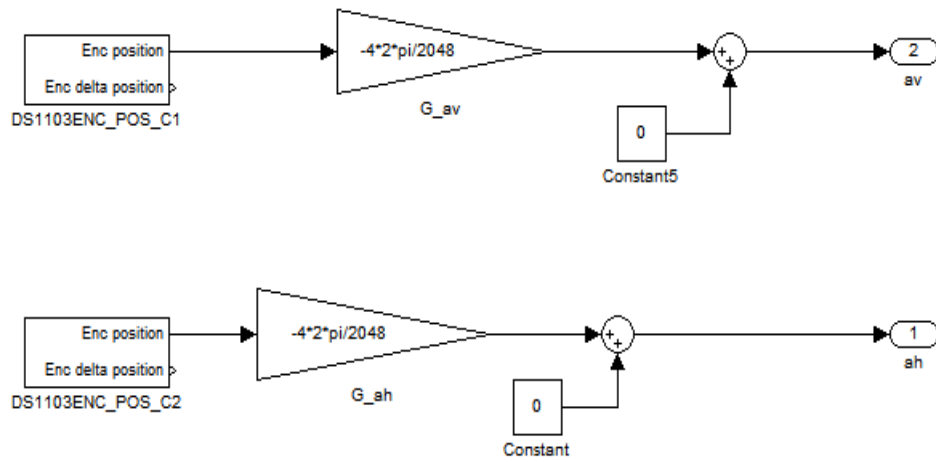
Quá trình thao tác, điều khiển là sự liên kết giữa các khối phần cứng và phần mềm và có sự luân chuyển các tham số giữa các khối này với sự phân công rõ ràng các nhiệm vụ, cụ thể:

- Công cụ Simulink: Sử dụng để cài đặt chương trình điều khiển.
- Công cụ ControlDesk: Dùng để mô phỏng, quan sát, điều khiển các tham số tác động.
- Card DS 1103: Dùng cho kết nối, giao tiếp, đo các tín hiệu tương tác giữa máy tính và bộ biến đổi công suất.

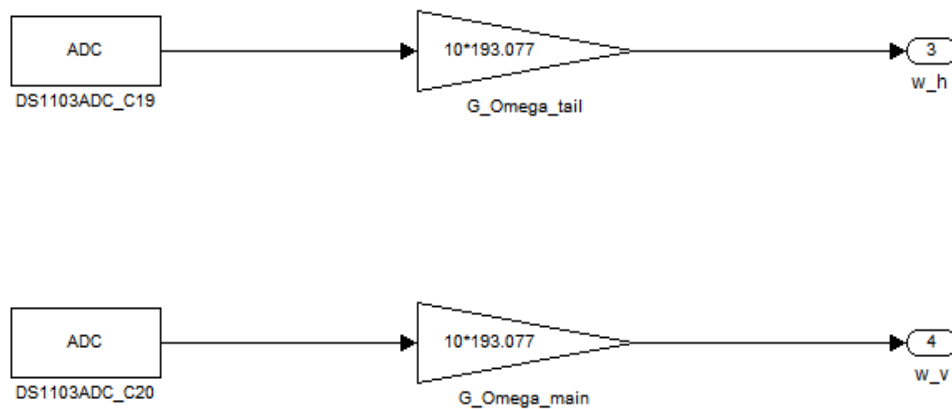
Để điều khiển TRMS thực, cần liên kết Card dspace 1103 với Simulink thông qua ControlDesk như mô tả ở các hình, từ hình 4.10 đến hình 4.14.



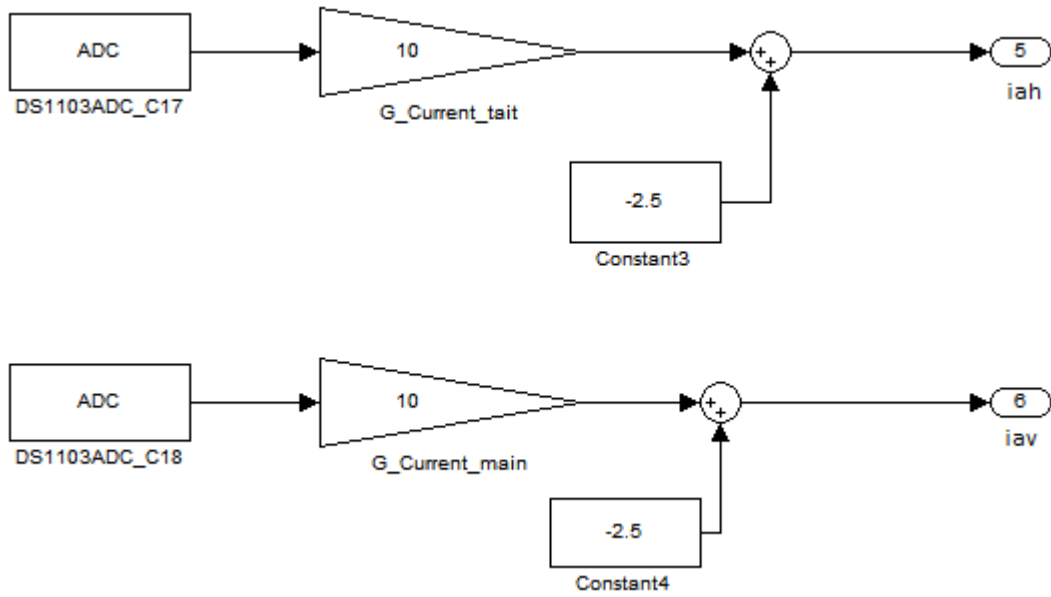
Hình 4.10: Tín hiệu điều khiển điện áp đặt vào động cơ đuôi và động cơ chính



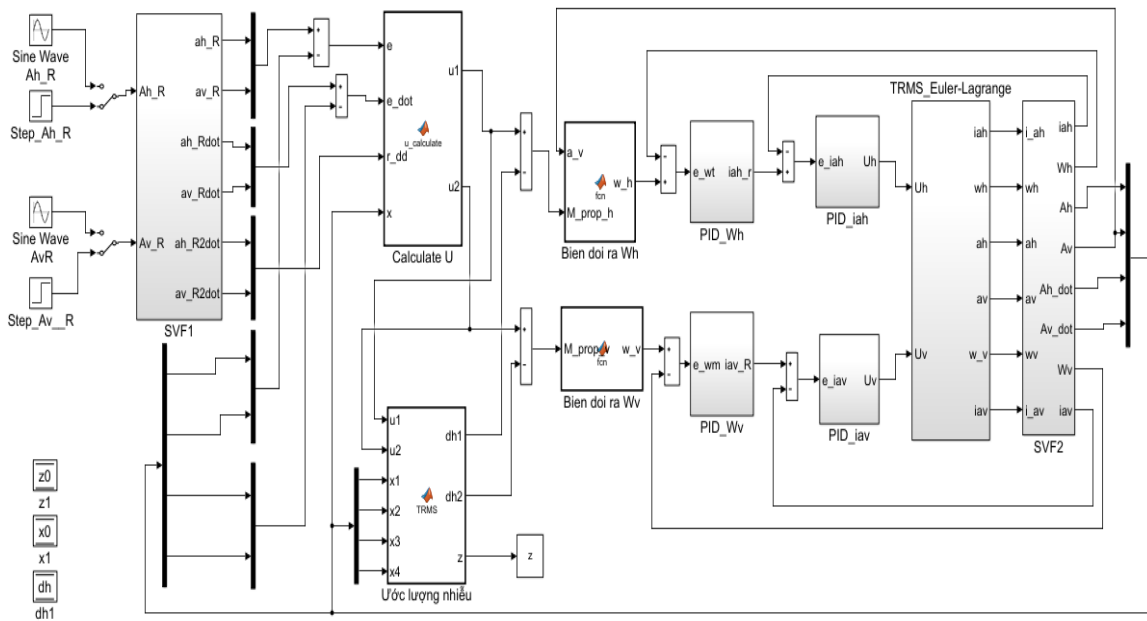
Hình 4.11: Đo góc chao dọc α_v và góc đảo lái α_h



Hình 4.12: Đo vận tốc góc rô to ω_h, ω_v tương ứng với động cơ đuôi và động cơ chính



Hình 4.13: Đo dòng phần ứng rô to i_{ah}, i_{av} tương ứng với động cơ đuôi và động cơ chính



Hình 4.14: Cấu trúc hệ thống điều khiển hệ thực TRMS thiết kế trên Simulink.

Trên cấu trúc hệ thống điều khiển có các thành phần:

- SVF1, SVF2: Các bộ lọc biến trạng thái, đây là khâu bậc hai
- Bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác: dùng để tính tín hiệu điều khiển mô men.

- PID_ω, PID_i: Các mạch vòng phản hồi âm tốc độ và âm dòng điện tương ứng cho động cơ đuôi và động cơ chính. Mạch vòng dòng điện là mạch vòng bên trong, tín hiệu đầu vào mạch vòng dòng điện chính là đầu ra của bộ điều khiển âm tốc độ.

- TRMS vật lý: Liên kết Card dspace 1103 với Simulink thông qua phần mềm điều khiển ControlDesk.

- Khối ước lượng nhiễu: xác định nhiễu và bù nhiễu \hat{d}_1 , \hat{d}_2 tương ứng theo mặt phẳng ngang và mặt phẳng đứng.

- Mối quan hệ giữa tốc độ góc ω_h, ω_v với mô men lực đẩy $M_{prop.h}, M_{prop.v}$ của cánh quạt đuôi và cánh quạt chính tương ứng, được xác định:

$$\omega_h = \begin{cases} -\sqrt{\frac{|M_{prop.h}|}{l_t k_{fhn} |\cos \alpha_v|}} & \text{khi } M_{prop.h} \cos \alpha_v < 0 \\ 0 & \text{khi } M_{prop.h} \cos \alpha_v = 0 \\ \sqrt{\frac{|M_{prop.h}|}{l_t k_{fhp} |\cos \alpha_v|}} & \text{khi } M_{prop.h} \cos \alpha_v > 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

và

$$\omega_v = \begin{cases} \sqrt{\frac{|M_{prop.v}|}{l_m k_{fvp}}} & \text{khi } M_{prop.v} > 0 \\ 0 & \text{khi } M_{prop.v} = 0 \\ -\sqrt{\frac{|M_{prop.h}|}{l_m k_{fvn}}} & \text{khi } M_{prop.v} < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

4.3 Kết quả thí nghiệm và đánh giá

Sau khi cài đặt bộ điều khiển, tiến hành thực nghiệm với những trường hợp khác nhau (có và không có nhiễu ngoài), ta thu được những kết quả như dưới đây.

4.3.1 Tiến hành thí nghiệm

Do các thiết bị trên bàn thí nghiệm TRMS đã được chuẩn hóa, do vậy lúc này các tín hiệu đặt cho góc chao dọc α_h và góc đảo lái α_v để lấy kết quả thực nghiệm đã được quy chuẩn với đơn vị *rad*.

Vector tín hiệu mẫu $\underline{r} = (r_1, r_2)^T$ cho hai góc $\underline{q} = (\alpha_h, \alpha_v)^T$ cần phải bám theo vẫn được chọn là hằng số và dạng hình sin:

Trường hợp tín hiệu mẫu là hằng số:

$$\alpha_h \rightarrow r_1 = 0.5 \text{ [rad]} \text{ và } \alpha_v \rightarrow r_2 = 0.3 \text{ [rad]}$$

Trường hợp tín hiệu mẫu dạng hình sin:

$$\alpha_h \rightarrow r_1 = 0.2 \sin(0.1256t) \text{ [rad]} \text{ và } \alpha_v \rightarrow r_2 = -0.2 \sin(0.1256t) \text{ [rad]}$$

Bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác, trong đó hai ma trận K_1, K_2 vẫn được chọn lần lượt là:

$$K_1 = \begin{pmatrix} 40 & 0 \\ 0 & 40 \end{pmatrix}; K_2 = \begin{pmatrix} 30 & 0 \\ 0 & 30 \end{pmatrix}$$

Thông số bộ điều khiển PID cho cơ cấu chấp hành là:

– Thông số bộ điều khiển tốc độ và dòng điện cho động cơ đuôi:

$$\text{PID}_{\omega_h} : K_{p,\omega_h} = 0.00001, K_{I,\omega_h} = 0.000005, K_{d,\omega_h} = 0.000035$$

$$\text{PID}_{i_{ah}} : K_{p,i_{ah}} = 0.25, K_{I,i_{ah}} = 20, K_{d,i_{ah}} = 0.0028$$

– Thông số bộ điều khiển tốc độ và dòng điện cho động cơ chính:

$$\text{PID}_{\omega_m} : K_{p,\omega_m} = 0.000004, K_{I,\omega_m} = 0.00005, K_{d,\omega_m} = 0.000015$$

$$\text{PID}_{i_{av}} : K_{p,i_{av}} = 0.1, K_{I,i_{av}} = 80, K_{d,i_{av}} = 0.0005$$

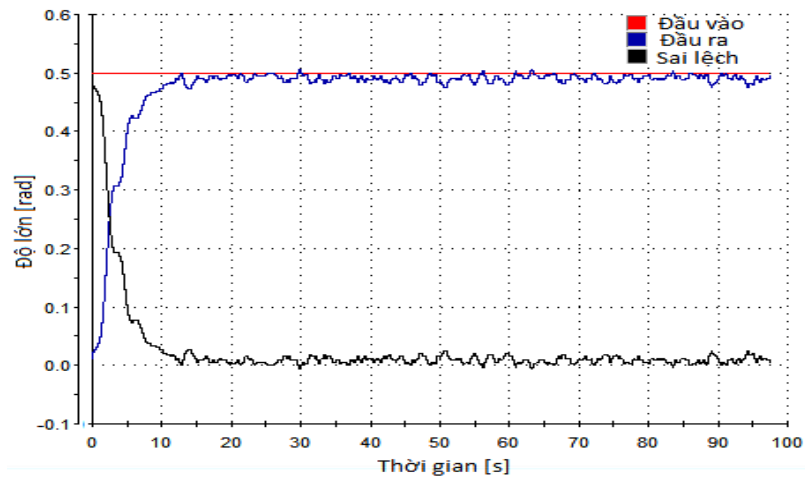
Các tham số PID này đã được lựa chọn trên cơ sở phương pháp Ziegler–Nichols 2.

4.3.2 Kết quả và đánh giá chất lượng

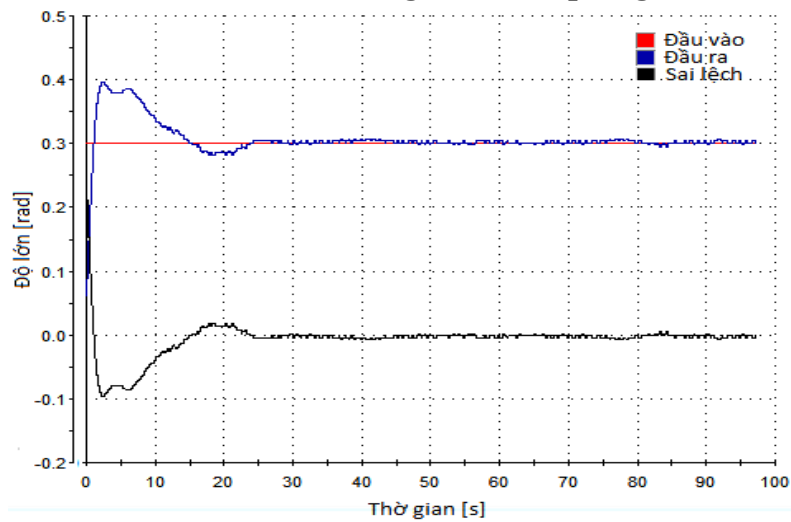
Sau đây là những kết quả thí nghiệm thu được cho hai trường hợp khác nhau là có và không có nhiễu chủ động từ ngoài vào TRMS.

4.3.2.1 Kết quả khi không có nhiễu ngoài

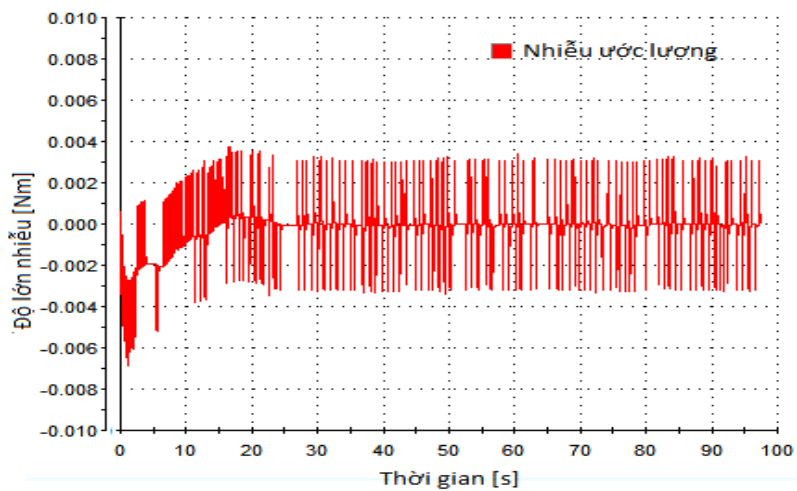
Hình 4.15 đến hình 4.24 là kết quả mô phỏng chất lượng điều khiển góc đảo lái và góc chao dọc của TRMS cùng kết quả nhận dạng các thành phần bất định.



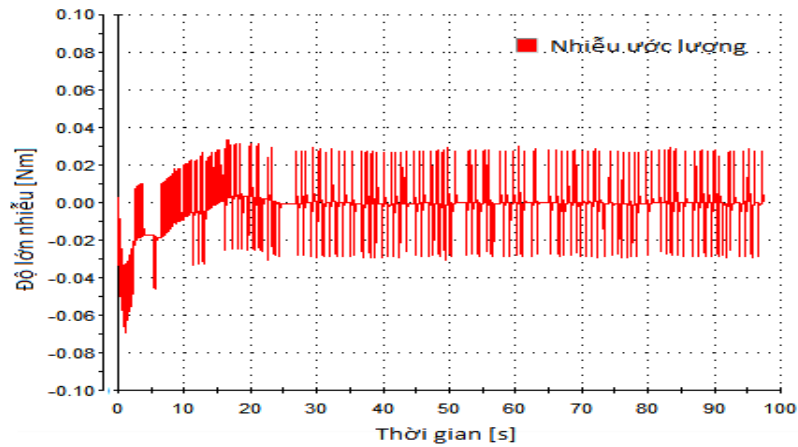
Hình 4.15: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước và sai lệch khi không có nhiễu quạt gió



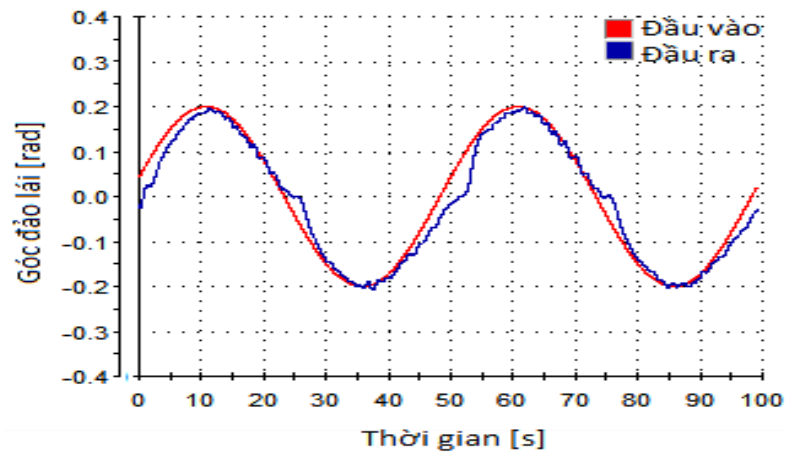
Hình 4.16: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước và sai lệch khi không có nhiễu quạt gió



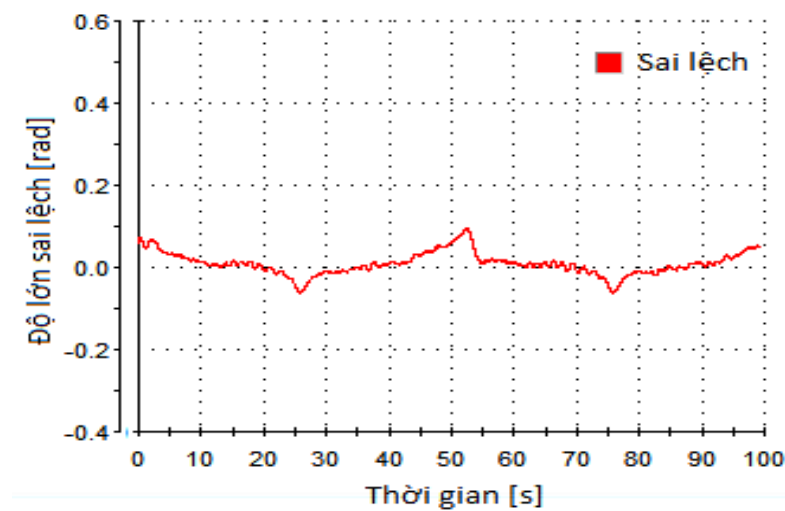
Hình 4.17: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ trên mặt ngang ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi không có nhiễu quạt gió



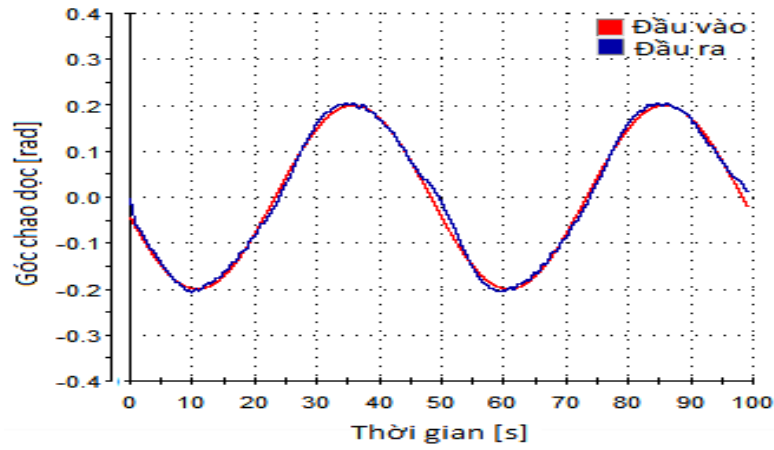
Hình 4.18: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước khi không có nhiễu quạt gió



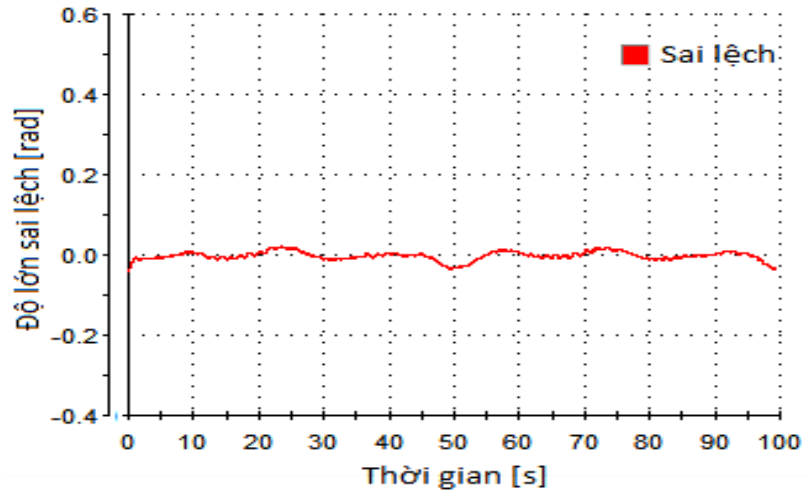
Hình 4.19: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu $\alpha_{hr} = 0.2\sin(0.1256t)$ khi không có nhiễu quạt gió



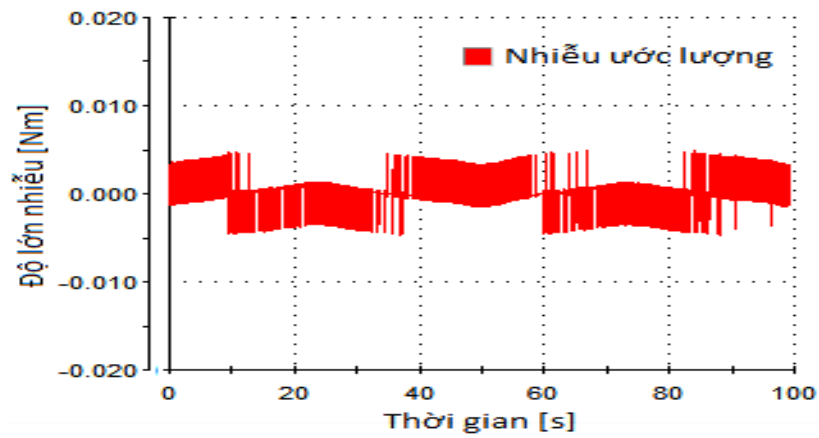
Hình 4.20: Sai lệch góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió



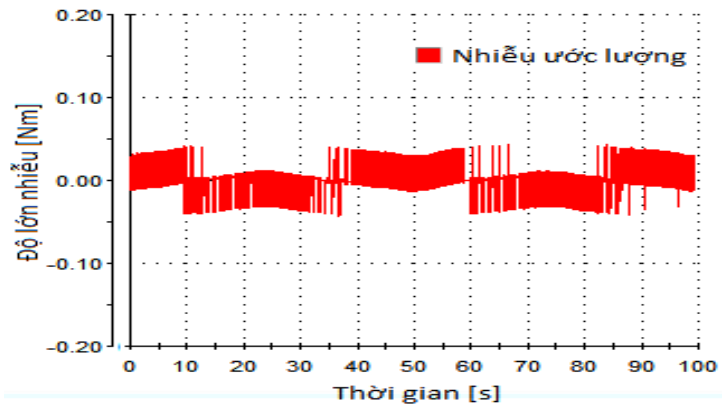
Hình 4.21: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió



Hình 4.22: Sai lệch góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió



Hình 4.23: Nhiều ước lượng $\hat{d}_n(t)$ trên mặt ngang ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió



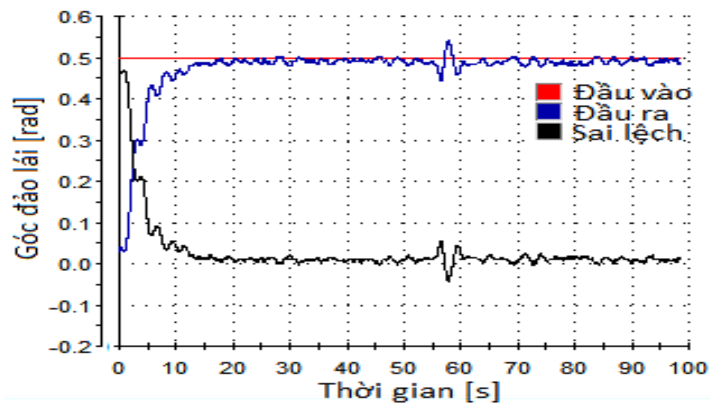
Hình 4.24: Nhiều ước lượng $\hat{d}_v(t)$ trên mặt đứng ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi không có nhiễu quạt gió

Hình 4.15, hình 4.16 và hình 4.19, hình 4.21 cho thấy tín hiệu đầu ra bám tín hiệu đầu vào. Tuy nhiên, lượng quá điều chỉnh và thời gian quá độ khá lớn đối với góc chao dọc $\delta_{max} = 0.1 [rad]$, $T_{qd} = 12 [s]$ (hình 4.16). Độ trơn đầu ra góc đảo lái đối với tín hiệu mẫu là hằng số không được tốt (hình 4.15). Nhiều ước lượng trên hình 4.23 và hình 4.24 cho thấy độ lớn nhiễu theo mặt phẳng ngang khá nhỏ so với mặt phẳng đứng.

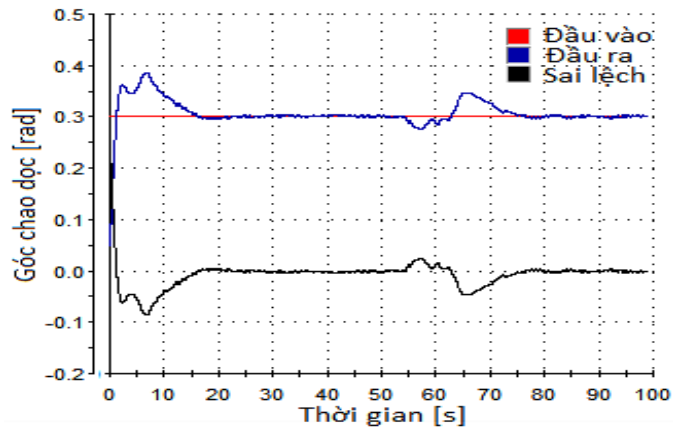
4.3.2.2 Kết quả khi có nhiễu ngoài

Hình 4.25 đến hình 4.34 là kết quả thực nghiệm chất lượng điều khiển góc đảo lái và góc chao dọc của hệ thống TRMS cùng kết quả nhận dạng các thành phần bất định hàm.

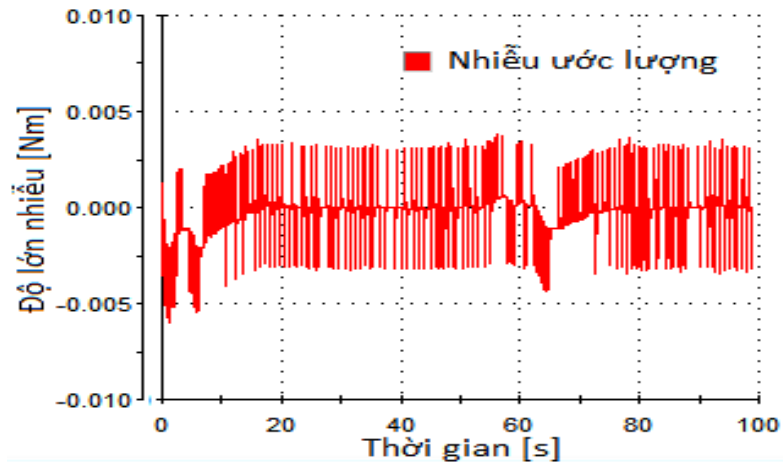
Nhiều ngoài được tạo ra ở đây nhờ một là quạt gió tác động vào cánh quạt và hai là thông qua tác động một ngoại lực tức thời vào vành động cơ đuôi.



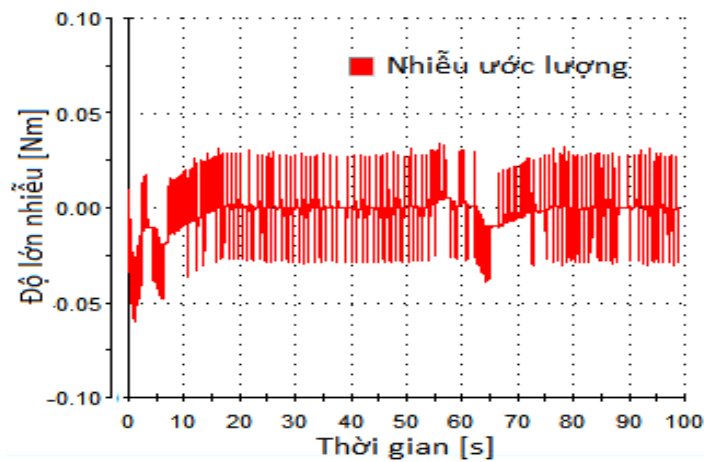
Hình 4.25: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước và sai lệch khi có nhiễu quạt gió với $t = (50 \div 100) s$



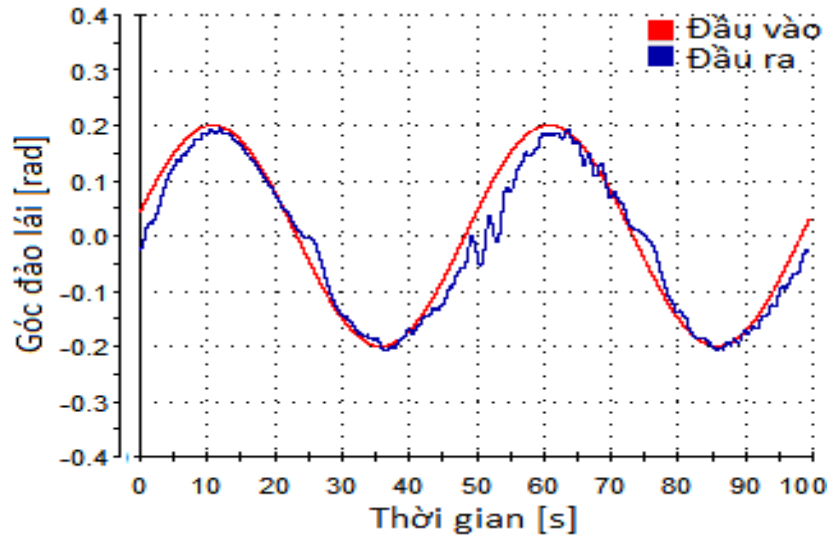
Hình 4.26: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm bước cùng sai lệch khi có nhiễu quạt gió với $t = (50 \div 100)s$



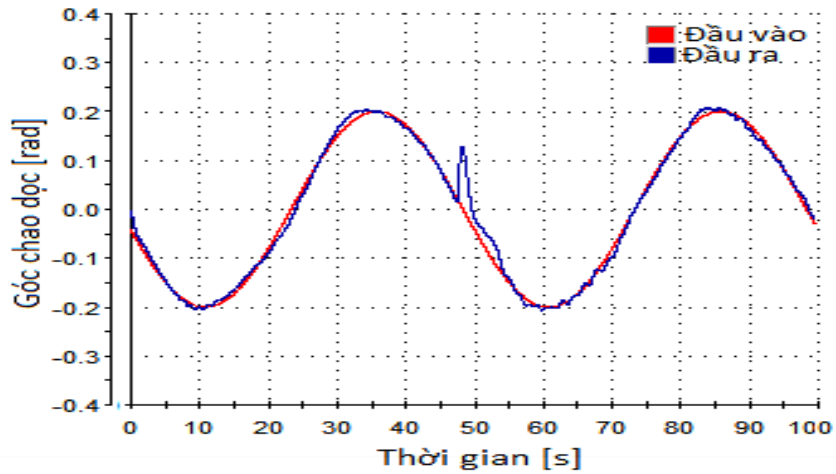
Hình 4.27: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$



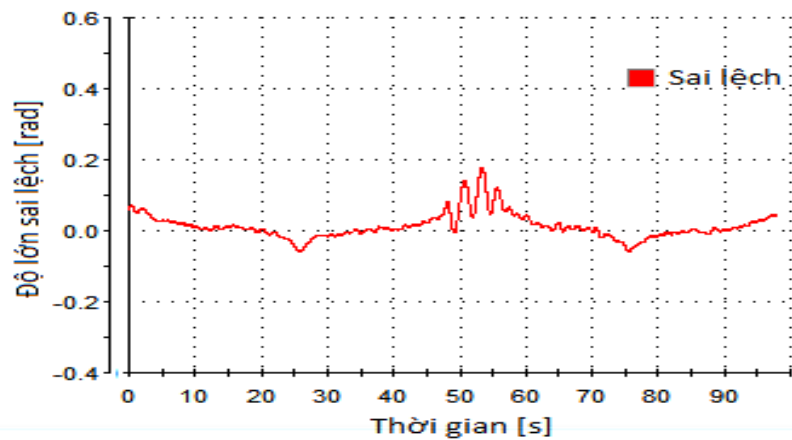
Hình 4.28: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ với tín hiệu mẫu là hàm bước khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$



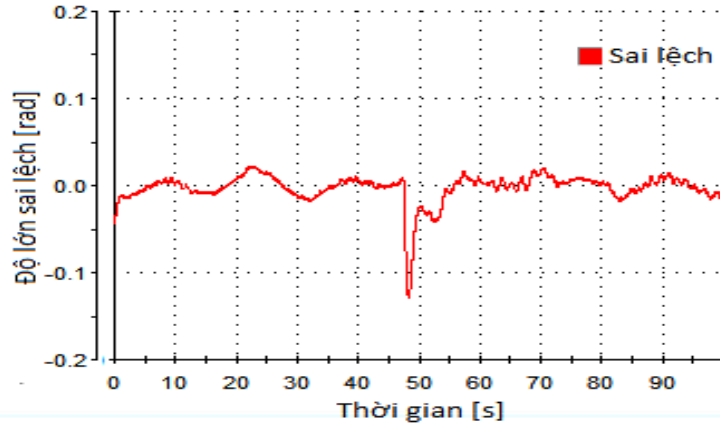
Hình 4.29: Đáp ứng góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$.



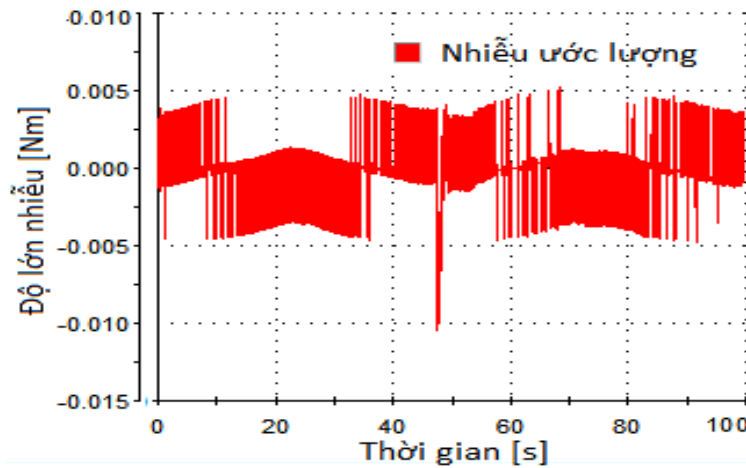
Hình 4.30: Đáp ứng góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$.



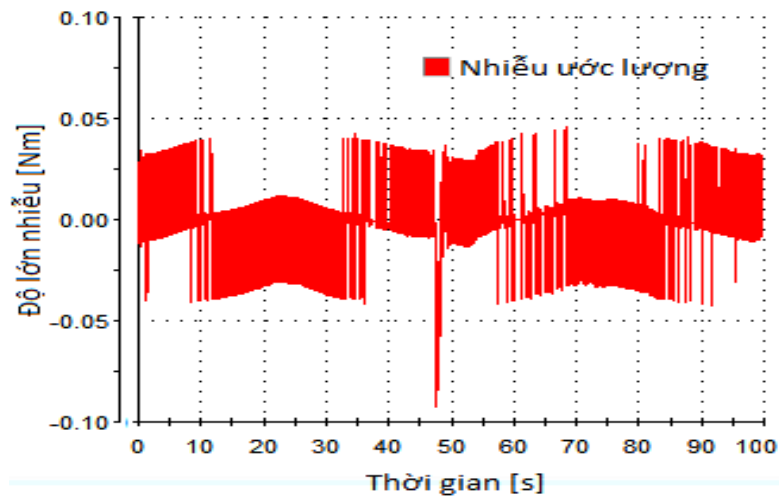
Hình 4.31: Sai lệch góc đảo lái ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$



Hình 4.32: Sai lệch góc chao dọc ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$



Hình 4.33: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_h(t)$ ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió với $t = (50 \div 100)s$



Hình 4.34: Nhiễu ước lượng $\hat{d}_v(t)$ ứng với tín hiệu mẫu là hàm sin khi có nhiễu quạt gió tại $t = (50 \div 100)s$

Hình 4.25 đến hình 4.34 là kết quả thực nghiệm khi có nhiễu ngoài là quạt gió từ thời điểm $t = (50 \div 100)s$. Tại thời điểm $t = 50 [s]$, nhiễu ngoài lực ảnh hưởng khá mạnh đến hệ thống, tuy nhiên nhờ cơ cấu bù nhiễu mà đáp ứng đầu ra nhanh chóng bám tín hiệu mẫu. Điều này có thể thấy rõ qua các nhiễu ước lượng $\widehat{d}_h, \widehat{d}_v$ phản ứng nhanh chóng với nhiễu ngoài (hình 4.27, hình 4.28, hình 4.33 và hình 4.34).

4.3.2.3 Đánh giá chất lượng và kết luận

Kết quả thực nghiệm cho bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác kết hợp với cơ cấu ước lượng nhiễu và bù nhiễu cho đối tượng TRMS cho chất lượng khá tốt. Điều này đã được minh chứng trong hai trường hợp: không có nhiễu quạt gió (hình 4.15 đến hình 4.24) và có tác động của nhiễu quạt gió (hình 4.25 đến hình 4.34).

Về những kết quả thí nghiệm thu được cụ thể:

- Khi không có nhiễu quạt gió: Tín hiệu đầu ra bám tín hiệu đầu vào cho cả góc đảo lái α_h và góc chao dọc α_v . Không có lượng quá điều chỉnh đối với α_h , thời gian quá độ xấp xỉ 12s, độ trơn của tín hiệu đầu ra chưa tốt. Đối với α_v lượng quá điều chỉnh $\delta_{\max} \approx 0.1 [rad]$ và thời gian quá độ $T_{qd} \approx 15 [s]$, độ trơn tín hiệu ra khá tốt đối với góc chao dọc. Đối với góc đảo lái độ trơn điều chỉnh đối với tín hiệu mẫu dạng hằng chưa tốt. Điều này có thể do nguyên sai lệch giữa mô hình lý thuyết và mô hình thực tế.

- Khi có nhiễu quạt gió trong khoảng thời gian $t = (50 \div 100)s$ đưa tín hiệu nhiễu quạt gió tác động lên hệ thống đang làm việc ổn định. Lúc này, sau thời gian quá độ xấp xỉ 5s cho góc đảo lái α_h thì đầu ra bám tín hiệu đầu vào. Đối với góc chao dọc α_v cần thời gian quá độ $T_{qd} \approx 15 [s]$ thì mới ổn định. Có thể thấy nhờ có khâu ước lượng và bù nhiễu $\widehat{d}_h, \widehat{d}_v$ mà hệ thống vẫn giữ ổn định khi có sự tham gia của nhiễu ngoài.

4.4 Kết luận

Ở chương 4 đã giải quyết được những công việc sau:

- Đã tiến hành thiết kế, lắp đặt cài đặt và tiến hành thực nghiệm đối tượng là TRMS trong phòng thí nghiệm với bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác kết hợp với cơ cấu ước lượng nhiễu và bù nhiễu. Bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác này là bộ điều khiển mô men vì vậy để chạy thực nghiệm thì hệ thống cần bổ xung thêm hai mạch vòng: mạch vòng tốc độ và mạch vòng dòng điện.

- Kết quả thực nghiệm trên bàn thí nghiệm TRMS phù hợp với lý thuyết về chất lượng điều khiển đã được khẳng định ở chương 2 và 3.

Nó cũng đã chứng minh tính đúng đắn thuật toán ước lượng nhiễu và bù nhiễu khi mô hình đối tượng bất định và chịu ảnh hưởng của nhiễu, đã tăng cường khả năng kháng nhiễu để cải thiện chất lượng điều khiển.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

I. KẾT LUẬN

Kết quả các nghiên cứu của luận án đã có một số đóng góp mới như sau:

- Xây dựng bộ điều khiển bám quỹ đạo cho hệ cơ - điện song tuyến, chứng minh tính ổn định và ổn định tiệm cận của hệ bám trong trường hợp không có và có yếu tố bất định. Dựa trên phương pháp điều khiển truyền thống là phương pháp điều khiển bù trọng trường, làm cơ sở cho việc đề xuất xây dựng bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác của luận án, áp dụng cho lớp hệ Euler-Lagrange song tuyến, đủ cơ cấu chấp hành và không chứa thành phần bất định (được gọi là hệ có mô hình chính xác). Đã chứng minh chặt chẽ bằng lý thuyết (ở định lý 1 và 2) về chất lượng bám ổn định tiệm cận theo quỹ đạo mẫu mà bộ điều khiển đề xuất này mang lại cho hệ Euler-Lagrange song tuyến;

- Xây dựng bộ điều khiển thích nghi bám quỹ đạo cho hệ cơ – điện song tuyến bất định trên cơ sở bộ điều khiển tuyến tính hóa và bộ nhận dạng thành phần bất định theo nguyên lý tối ưu hóa từng đoạn sai lệch mô hình trên trục thời gian. Dựa trên việc xây dựng được thuật toán ước lượng thành phần bất định hàm trong mô hình Euler-Lagrange song tuyến, phục vụ việc điều khiển bù. Kết hợp bộ điều khiển bù bất định hàm với bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác ở chương 2 để có được bộ điều khiển bám ổn định tiệm cận tín hiệu mẫu cho các hệ Euler-Lagrange song tuyến.

II. KIẾN NGHỊ

- Nghiên cứu mô hình TRMS, có thể áp dụng các bộ điều khiển khác nhau, ứng dụng trong đào tạo ở bậc cao học và nghiên cứu sinh của trường;

- Từ kết quả nghiên cứu này có thể áp dụng cho các phần tử bay có dạng khí động học phức tạp như: các UAV và nghiên cứu thêm các phương pháp điều khiển phi tuyến khác ứng dụng cho TRMS.

CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ

1. Nguyen Duy Cuong, Nguyen Van Lanh, **Dam Bao Loc**, Tran Que Son and Ngo Minh Chu (2013), *Design of PD Controller Combined with a MRAS-based LFFC for a Two-link Robot Manipulator*, Applied Mechanics and Materials Journal, Vols. 541-542, ISSN: 1660-9336, pp. 1102-1106.
2. Lanh Van Nguyen, **Loc Bao Dam** (2014), *Direct MRAS based an Adaptive Control System for Twin Rotor MIMO System*, Tạp chí khoa học và công nghệ Thái Nguyên , tập 127, số 13, ISSN 1859-2171, tr. 9-14
3. **Đàm Bảo Lộc**, Nguyễn Duy Cương (2015), *Chia tải hai động cơ nối cứng trục, chung tải sử dụng điều khiển thích nghi*, Tạp chí khoa học và công nghệ Thái Nguyên, tập 137, số 07, ISSN 1859-2171, tr. 91-97
4. Tran Thien Dung, Dang Van Huyen, **Dam Bao Loc**, Nguyen Duy Cuong (2015), *Design of indirect mras -based adaptive control systems*, Tạp chí khoa học và công nghệ Thái Nguyên, tập 139, số 09, ISSN 1859-2171, tr. 245-251
5. **Đàm Bảo Lộc** và các cộng sự (2016), *Nghiên cứu thiết kế bộ điều khiển thích nghi cho hệ thống Twin Rotor MIMO*, đề tài cấp Bộ công thương, mã số ĐTKHCN.173/16.
6. **Đàm Bảo Lộc**, Nguyễn Thị Việt Hương, Nguyễn Văn Nghiệp (2016), *Xác định tham số tốc độ thích nghi của bộ điều khiển thích nghi có mô hình mẫu sử dụng thuật toán tối ưu bầy đàn cho hệ thống Twin rotor MIMO*, Tạp chí khoa học và công nghệ Thái Nguyên 155(10), ISSN 1859-2171, tr.85-91.
7. **Đàm Bảo Lộc**, Đặng Văn Huyền, Nguyễn Duy Cương (2016), *Thiết kế bộ điều khiển feedback kết hợp feed-forward đối với hệ thống twin rotor*, Tạp chí nghiên cứu khoa học và công nghệ quân sự, số đặc san 07, ISSN 1859-1043, tr. 43-51.
8. **Đàm Bảo Lộc**, Nguyễn Duy Cương (2017), *Bù nhiễu tổng cho hệ điện cơ bằng điều khiển huấn luyện truyền thẳng*, Tạp chí khoa học và công nghệ Thái Nguyên, tập 176, số 16, ISSN 1859-2171, tr. 199-203.

9. **Đàm Bảo Lộc**, Nguyễn Duy Cương (2020), *Thực nghiệm bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác kết hợp khâu ước lượng nhiễu đầu vào theo nguyên lý tối ưu dọc trục thời gian cho TRMS trong phòng thí nghiệm*, Tạp chí khoa học và công nghệ Thái Nguyên, tập 225, số 06, ISSN 1859-2171, tr. 318-324 (đã xuất bản online tại <http://jst.tnu.edu.vn/jst/ft/view/66>)
10. **Dam Bao Loc**, Nguyen Duy Cuong, Nguyen Doan Phuoc (2020), *Output tracking control for TRMS based on time receding optimal observation of disturbances*. Accepted to publish in Vietnam Journal of Science and Technology in August 2020 (<http://vjs.ac.vn/index.php/jst>).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tiếng Việt

- [1] **Nguyễn Thị Mai Hương** (2015), *Nghiên cứu ứng dụng lý thuyết điều khiển hiện đại để giải bài toán tối ưu trong hệ thống điều khiển dự báo theo mô hình*. Luận án Tiến sỹ kỹ thuật. ĐH Thái Nguyên.
- [2] **Nguyễn Thị Việt Hương** (2015), *Nghiên cứu xây dựng phương pháp điều khiển thích nghi, bền vững hệ Euler Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành và ứng dụng cho cầu treo*. Luận án Tiến sỹ kỹ thuật. ĐH Thái Nguyên.
- [3] **Đinh Văn Nghiệp** (2018), *Điều khiển thích nghi bền vững TRMS trong không gian biến khớp*. Luận án Tiến sỹ kỹ thuật. ĐH Thái Nguyên.
- [4] **Nguyễn Doãn Phước** (2012), *Phân tích và điều khiển hệ phi tuyến*. NXB Bách khoa.
- [5] **Nguyễn Doãn Phước** (2016), *Tối ưu hóa trong điều khiển và điều khiển tối ưu*. NXB Bách khoa.
- [6] **Nguyễn Doãn Phước, Nguyễn Hoài Nam** (2019), *Một số phương pháp điều khiển hệ cơ có mô hình Euler-Lagrange bất định*. Tuyển tập báo cáo Hội nghị khoa học toàn quốc lần thứ nhất về Động lực học và Điều khiển, Đà Nẵng, ngày 19-20 tháng 7 năm 2019, doi: 10.15625 / vap.2019000262.
- [7] **Hoàng Minh Sơn** (2009), *Cơ sở hệ thống điều khiển quá trình*. NXB Bách khoa

Tiếng Anh

- [8] **Feedback Instruments Ltd ES, TN6 2QR, U.K.** (2006), *Twin Rotor MIMO System Control Experiments 33–949S*.
- [9] **Rahideh A, Shaheed MH** (2007), *Mathematical dynamic modelling of a twin-rotor multiple input-multiple output system*, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I-Journal of Systems and Control Engineering, 221 (I1), pp. 89-101.

- [10] **Rahideh A (2009)**, *Model Identification and Robust Nonlinear Model Predictive of a Twin Rotor MIMO System*, Ph.D Thesis, School of Engineering and Materials Science Queen Mary, University of London.
- [11] **David Morin (2008)**, *Introduction to Classical Mechanics: With Problems and Solutions*. Cambridge University.
- [12] **Ortega R; Loria A.; Nicklasson P.J. and Ramirez H.S. (1998)**, *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*, Springer Verlag.
- [13] **Frank L.Lewis, Darren M.Dawson and Chaouki T.Abdallah (2004)**, *Robot Manipulator Control. Theory and Practice*. Marcel Dekker, Inc.
- [14] **Chemachema,M. and Zeglache,S. (2015)**, *Output Feedback Linearization Based Controller for a Helicopter-like Twin Rotor MIMO System*, Journal of Intelligent & Robotic Systems, 80 (1), pp. 181–190
- [15] **Jean-Jacques E Slotine and Weiping Li (1991)**, *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall 1991.
- [16] **Aström K, Hagglund, Tore, (1995)**, *PID controllers: theory, design, and tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC.
- [17] **Akash A. Patel, Prakash M. Pithadiya, and Kannad HV (2015)**, *Control of Twin Rotor MIMO System (TRMS)*, National Conference on Emerging Trends in Computer, Electrical & Electronics (ETCEE-2015) International Journal of Advance Engineering and Research Development (IJAERD) e-ISSN: 2348 - 4470, print-ISSN:2348-6406.
- [18] **Sumit Kumar Pandey, Laxmi V, (2014)**, *Control of twin rotor MIMO system using PID controller with derivative filter coefficient*, in Conference on electrical, Electronics and Computer Science, IEEE 2014
- [19] **Biswas P, Maiti R, Kolay A, et al. (2014)**, *PSO based PID controller design for twin rotor MIMO system*, Proceedings of The 2014 International Conference on Control, Instrumentation, Energy and Communication (CIEC), 56-60.

- [20] **El-Sayed M. Ahmed, M. Abd-Elhady Mohamed** (2009), *PID controller tuning scheme for Twin Rotor multi-input multi-output system base particle swarm optimization approach*, Journal of Engineering Sciences, Assiut University, Vol.37, No.4, pp.955-967
- [21] **Juang J-G, Huang M-T, and Liu W-K** (2008), *PID control using presearched genetic algorithms for a MIMO system*, IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics Part C-Applications and Reviews, 38 (5), pp. 716-727
- [22] **A. K. Agrawal** (2013), *Optimal Controller Design for Twin Rotor*, Available: <http://ethesis.nitrkl.ac.in/5443/>.
- [23] **Kumar Pandey S, Laxmi V** (2014), *Optimal control of twin rotor MIMO system using LQR technique*, in Computational Intelligence in Data Mining - Volume1, pp 11-21
- [24] **Phillips A, Sahin F** (2014), *Optimal control of a twin rotor MIMO system using LQR with integral action*, 2014 World Automation Congress (WAC), 114-119.
- [25] **Pratap B, Agrawal A, and Purwar S** (2012), *Optimal control of twin rotor MIMO system using output feedback*, Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on, 1-6.
- [26] **M. Saqlain, M. Riaz, and Haider KS** (2017), *Controller design for performance analysis and optimization of twin rotor system*, Sci. Int. (Lahore), 29 (2), pp. 349-355.
- [27] **John L, Mija SJ** (2014), *Robust H_{∞} control algorithm for Twin Rotor MIMO System*, 2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies, 168-173
- [28] **Lekshmi S, Jacob J** (2012), *AN H_{∞} based observer for disturbance rejection in TRMS decoupled with hadamard weights using LMI optimization*, India Conference (INDICON), 2012 Annual IEEE, 227-232

- [29] **Lopez-Martinez M, Vivas C, and Ortega MG** (2005), *A Multivariable Nonlinear H_∞ Controller for a Laboratory Helicopter*, Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, 4065-4070
- [30] **Mashhood Ahmad, Ahsan Ali, and Choudhry MA** (2016), "Fixed-Structure H_∞ Controller Design for Two-Rotor Aerodynamical System (TRAS)", *Arabian Journal for Science and Engineering*, 41 (9), pp. 3619–3630
- [31] **Usman Ahmad, Waqas Anjum, and Bukhari SMA** (2013), *H₂ and H_∞ Controller Design of Twin Rotor System (TRS)*, *Intelligent Control and Automation*, Vol.4 (No.1), pp. 55-62.
- [32] **Mondal S, Mahanta C** (2011), *Second order sliding mode controller for twin rotor MIMO system*, India Conference (INDICON), 2011 Annual IEEE, 1-5.
- [33] **Mustafa S, Khan Q, and Khan I** (2017), *Comparative analysis of robust and adaptive control strategies for twin rotor MIMO system*, 2017 13th International Conference on Emerging Technologies (ICET), pp. 1-6
- [34] **Rashad R, El-Badawy A, and Aboudonia A** (2017), *Sliding mode disturbance observer-based control of a twin rotor MIMO system*, *ISA Transactions*, 69, pp. 166-174.
- [35] **Saroj DK, Kar I, and Pandey VK** (2013), *Sliding mode controller design for Twin Rotor MIMO system with a nonlinear state observer*, *Automation, Computing, Communication, Control and Compressed Sensing (iMac4s)*, 2013 International Multi-Conference on, pp. 668-673.
- [36] **Shaikh PU, Karvekar S** (2016), *Implementation of Sliding Mode Controller for Twin Rotor Multi Input Multi Output System without state observer*, 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), pp.1-6.
- [37] **Chalupa P, Přikryl J, and Novák J** (2015), *Adaptive control of Twin ROTOR MIMO system*, 2015 20th International Conference on Process Control (PC), pp.314-319.

- [38] **Marek Kubalčík, Vladimír Bobál, and Chalupa P** (2005), *Adaptive control of twin rotor mimo system: polynomial approach*, IFAC Proceedings, 38 (1), pp. 892-897.
- [39] **Badar UI Islam NA, Daud Latif Bhatli, Shahid Khan** (2003), *Controller Design Using Fuzzy Logic For A Twin Rotor MIMO System*, Proceedings IEEE INMIC 2003, pp. 264-268.
- [40] **Mohammed Zinelaabidine Ghellab, Samir Zeghlache, and Bouguerra A** (2018), *Real time implementation of fuzzy gain-scheduled PID controller for twin rotor MIMO system*, Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, pp. 137-149.
- [41] **Rahideh A, Shaheed MH** (2006), *Hybrid Fuzzy-PID-based Control of a Twin Rotor MIMO System*, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, 48-53.
- [42] **Rahideh A, Shaheed MH** (2009), *Real time hybrid fuzzy-PID control of a twin rotor system*, Mechatronics, ICM 2009. IEEE International Conference on, 1-6.
- [43] **Tao C, Taurb J, and Y C** (2010), *Design of a parallel distributed fuzzy LQR controller for the twin rotor multiinput multi-output system*, Fuzzy Sets and Systems 161 (15), pp. 2081-2103, <https://doi.org/10.1016/j.fss.2009.12.007>
- [44] **Deb AK, Juyal A** (2011), *Adaptive neuro-fuzzy control of dynamical systems*, Neural Networks (IJCNN), The 2011 International Joint Conference on, 2710-2716
- [45] **K. Dheeraj, Jeevamma Jacob, and Nandakumar MP** (2019), *Direct Adaptive Neural Control Design for a Class of Nonlinear Multi Input Multi Output Systems*, IEEE, Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2019.2892460, 7, pp. 15424-15435
- [46] **Kumar Manu, Ekta Agrawal, and Vashisht M** (2015), *Discrete-Time Chebyshev Neural Observer for Twin Rotor MIMO System*, International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), 4 (8), pp. 303-307.

- [47] **Meon MS, Mohamed TLT, Ramli MHM, et al.** (2012), *Review and current study on new approach using PID Active Force Control (PIDAFC) of twin rotor multi input multi output system (TRMS)*, Humanities, Science and Engineering Research (SHUSER), 2012 IEEE Symposium on, pp.163-167.
- [48] **Pratap B, Purwar S** (2010), *Neural network observer for twin rotor MIMO system: An LMI based approach*, Proceedings of the 2010 International Conference on Modelling, Identification and Control, pp. 539-544.
- [49] **Rahideh A, Shaheed MH, and Bajodah AH** (2007), *Adaptive Nonlinear Model Inversion Control of a Twin Rotor System Using Artificial Intelligence*, Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on, pp. 898-903.
- [50] **Rahideh A, Shaheed MH, and Bajodah AH** (2008), *Neural network based adaptive nonlinear model inversion control of a twin rotor system in real time*, 2008 7th IEEE International Conference on Cybernetic Intelligent Systems, pp.1-6.
- [51] **Shaik FA, Purwar S** (2009), *A Nonlinear State Observer Design for 2-DOF Twin Rotor System Using Neural Networks*, Advances in Computing, Control, & Telecommunication Technologies, 2009. ACT '09. International Conference on, pp.15-19.
- [52] **Ting-Kai L, Jih-Gau J** (2009), *A single neuron PID control for twin rotor MIMO system*, Advanced Intelligent Mechatronics, 2009. AIM 2009. IEEE/ASME International Conference on, pp. 186-191.
- [53] **Camacho, Bordons** (2004), *Model predictive control*, Springer Verlag, London.
- [54] **Rossiter, J.A.** (2005): *Model based predictive control. Practical approach*. CRC Press.
- [55] **Maciejowski, M.J.** (2011): *Predictive control with constraints*. Prentice Hall.
- [56] **Malhotra, R., Singh, N. and Singh, Y.** (2011): *Genetic Algorithms: Concepts, Design for Optimization of Process Controllers*. Computer and Information Science, Vol. 4, No. 2, pp.39-54.

- [57] **Grüne, L. and Pannek, J.** (2010): *Nonlinear model predictive control. Theory and Algorithms*. Springer.
- [58] **Nocedal, J. and Wright, S.J.** (1996): *Numerical Optimization*. Springer-New York.
- [59] **Boyd, S. and Vandenberghe, L.** (2004): *Convex optimization*. Cambridge University Press.
- [60] **Zilouchian, A. and Jamshidi, M.** (ed. 2001): *Intelligent control systems using Soft computing methodologies*. CRC press.
- [61] **Kramer, O.** (2017): *Genetic Algorithm Essentials, Studies in Computational Intelligence*. Springer International Publishing AG.
- [62] **Kennedy, J., Eberhart, R. and Shi, Y.** (2001): *Swarm Intelligence*. Morgan Kaufmann.
- [63] **Eberhart, R.C. and Shi, Y.** (2001): *Particle swarm optimization: developments, applications and resources*. In Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation, volume 1, pp. 81–86.
- [64] **Gupta, M.; Rao, F.H. and Council, N.N.** (1994): *Neuro Control System: Theory and Applications*. IEEE Press.
- [65] **Kosmatopoulos, E.B., Polycarpou, M.M, Christodoulou, M.A. and Ioannou, P.A.** (1995): *High order neural network structures for identification of dynamical systems*. IEEE trans. on Neural Network, Vol.6, pp. 422-431.
- [66] **Patino, H. and Liu, D.** (2000): *Neural network based model reference adaptive control systems*. IEEE trans. on Systems, Man and Cybernetics, Part B: Cybernetics, Vol.30, pp.198-204.
- [67] **Wang, C. and Hill, D.** (2006): *Learning from neural network*, IEEE trans. on Neural Network, Vol.17, pp.130-146.
- [68] **Lai, C.Y, Lewis, F.L and Venkataramanan** (2010): *Disturbance and Friction Compensations in Hard Disk Drives Using Neural Network*. IEEE trans. on Industrial Electronics, Vol57, No.2, pp.784-792.
- [69] **Phuoc D. Nguyen and Nam H. Nguyen:** *Unknown Input Disturbance Estimator for Time-Varying Bilinear Systems based on Time Receding Optimization*. Submitted in IEEE Trans. on Automatic Control, 2019.

PHỤ LỤC

TRMS

Chương trình điều khiển **TRMS** gồm hai file. File thứ nhất, là một hàm con có tên **TRMS.m**, thể hiện động học của hệ kín, phản hồi trạng thái từ đối tượng là TRMS (2.11), (2.28)-(2.30) về bộ điều khiển (2.12) và từ bộ điều khiển tới đối tượng. Nói cách khác, file này cài đặt hệ có mô hình cho ở công thức (2.31),(2.32). File thứ 2, gọi là **runTRMS.m**, có nhiệm vụ khai báo các tham số và gọi file thứ nhất thông qua hàm **ode45** để giải phương trình vi phân và lấy kết quả mô phỏng.

TRMS .m

```
function dx = TRMS(t,x)

global g r r_d r_dd mT1 mT2 J1 J2 J3 h lT1 lT2 u Ax Bx d

% x(1)=q1; x(2)=q2; x(3)=q1_dot;x(4)=q2_dot;

M1=J1*(cos(x(2)))^2 + J2*(sin(x(2)))^2 + (mT1+mT2)*(h^2)+J3;

M2=h*(mT1*lT1*sin(x(2))-mT2*lT2*cos(x(2)));

M3=J1+J2;

M=[M1 M2;M2 M3];

c11=2*x(4)*(J2-
J1)*sin(x(2))*cos(x(2));c12=h*x(4)*(mT1*lT1*cos(x(2))+mT2*lT2*sin(
x(2)));

c21=x(3)*(J1-J2)*sin(x(2))*cos(x(2));c22=0;

C=[c11 c12;c21 c22];

g1=0;g2=g*(mT1*lT1*cos(x(2))+mT2*lT2*sin(x(2)));

G=[g1;g2];

%d=[0.04*sin(0.3*t)+0.02*cos(0.01*t);0.04*cos(0.2*t)+0.06*sin(0.5*
t)]-G;
```

```

r=[0.5;0.3];r_d=[0;0];r_dd=[0;0];% Tin hieu mau step
% r=[0.2*sin(0.1256*t);-0.2*sin(0.1256*t)];
% r_d=[0.02512*cos(0.1256*t);-0.02512*cos(0.1256*t)];
%r_dd=[0.003155*sin(0.1256*t);0.003155*sin(0.1256*t)];% Tin hieu
mau hinh sin
e=r-[x(1);x(2)]; e_dot=r_d-[x(3);x(4)];
K1=40*eye(2); K2=30*eye(2);
u=M*(r_dd+K1*e+K2*e_dot)+C*[x(3);x(4)];
Ax=[0 0 1 0;0 0 0 1;zeros(2) -M\C];
Bx=[0 0;0 1;inv(M)];
dx=Ax*x+Bx*(u+d);
runTRMS.m
global g r mT1 mT2 J1 J2 J3 h lT1 lT2
g=9.81;
mT1=0.825;mT2=0.0908;J1=0.0519;J2=0.0059;J3=1.68e-
05;h=0.06;lT1=0.0186;lT2=0.2443;x0=[0 0 0 0];
t0=0; N=20000; Ts=0.005; px=[]; ti=[];pr=[];
for i=1:N+1
[t,x]=ode45(@TRMS,[t0 t0+Ts],x0);
k=length(t); t0=t(k); ti=[ti (i-1)*Ts]; px=[px;x0];
x0=x(k,:);pr=[pr r];
end
figure(1);plot(ti,pr(1,:),ti,px(:,1)); legend('a_hr','a_h');
figure(2);plot(ti,pr(2,:),ti,px(:,2)); legend('a_vr','a_v');
figure(3); plot(ti,px(:,3),ti,px(:,4)); legend('a_hdot','a_vdot');

```

AD_TRMS

Đây là chương trình điều khiển TRMS khi trong hệ có chứa thêm thành phần bất định hàm. Nó có tên là **AD_TRMS** và gồm hai file. File thứ nhất, là một hàm con có tên **AD_TRMS.m**, thể hiện động học của hệ kín cùng các thành phần bất định, phản hồi trạng thái từ đối tượng là TRMS (3.19) về bộ điều khiển (2.12) có thêm khâu bù bất định và từ bộ điều khiển tới đối tượng. Nói cách khác, file này cài đặt hệ có mô hình cho ở công thức (3.19). File thứ 2, gọi là **runAD_TRMS.m**, có nhiệm vụ khai báo các tham số và gọi file thứ nhất thông qua hàm **ode45** để giải phương trình vi phân và lấy kết quả mô phỏng.

AD_TRMS.m

```
function dx = AD_TRMS(t,x)

global g r r_d r_dd mT1 mT2 J1 J2 J3 h lT1 lT2 u Ax Bx dh d d_them

% x(1)=q1; x(2)=q2; x(3)=q1_dot;x(4)=q2_dot;

M1=J1*(cos(x(2)))^2 + J2*(sin(x(2)))^2 + (mT1+mT2)*(h^2)+J3;

M2=h*(mT1*lT1*sin(x(2))-mT2*lT2*cos(x(2)))+d_them;

M3=J1+J2;

M=[M1 M2;M2 M3];

c11=2*x(4)*(J2-
J1)*sin(x(2))*cos(x(2));c12=h*x(4)*(mT1*lT1*cos(x(2))+mT2*lT2*sin(
x(2)));

c21=x(3)*(J1-J2)*sin(x(2))*cos(x(2));c22=0;

C=[c11 c12;c21 c22];

g1=0;g2=g*(mT1*lT1*cos(x(2))+mT2*lT2*sin(x(2)));

G=[g1;g2];

d=[0.04*sin(0.3*t)+0.02*cos(0.01*t);0.08*cos(0.2*t)+0.07*sin(0.5*t
)]-G;
```

```

r=[0.5;0.3];r_d=[0;0];r_dd=[0;0];% Tin hieu mau step

% r=[0.2*sin(0.1256*t);-0.2*sin(0.1256*t)];% Tin hieu mau hinh sin

% r_d=[0.02512*cos(0.1256*t);-0.02512*cos(0.1256*t)];

% r_dd=[-0.003155*sin(0.1256*t);0.003155*sin(0.1256*t)];

e=r-[x(1);x(2)]; e_dot=r_d-[x(3);x(4)];

K1=40*eye(2); K2=30*eye(2);

u=M*(r_dd+K1*e+K2*e_dot)+C*[x(3);x(4)];

Ax=[0 0 1 0;0 0 0 1;zeros(2) -M\C];

Bx=[0 0;0 1;inv(M)];

dx=Ax*x+Bx*(u+d-dh);

runAD_TRMS.m

global g r r_d r_dd mT1 mT2 J1 J2 J3 h lT1 lT2 u Ax Bx dh d d_them

g=9.81;

mT1=0.825;mT2=0.0908;J1=0.0519;J2=0.0059;J3=1.68e-
05;h=0.06;lT1=0.0186;lT2=0.2443;x0=[0 0 0 0];d_them=0.25;

z0=x0'; t0=0; N=20000; Ts=0.005; dh=[0;0]; px=[]; ti=[]; pd=[];
pdh=[];pr=[];

for i=1:N+1

[t,x]=ode45(@AD_TRMS,[t0 t0+Ts],x0);

k=length(t); t0=t(k); ti=[ti (i-1)*Ts]; px=[px;x0];

Mz1=J1*(cos(z0(2)))^2+J2*(sin(z0(2)))^2 +(mT1+mT2)*(h^2)+J3;

Mz2=h*(mT1*lT1*sin(z0(2))-mT2*lT2*cos(z0(2)))+d_them;

Mz3=J1+J2;

Mz=[Mz1 Mz2;Mz2 Mz3];

czl1=2*z0(4)*(J2-J1)*sin(z0(2))*cos(z0(2));

```

```

cz12=h*z0(4)*(mT1*lT1*cos(z0(2))+mT2*lT2*sin(z0(2)));

cz21=z0(3)*(J1-J2)*sin(z0(2))*cos(z0(2));cz22=0;

Cz=[cz11 cz12;cz21 cz22];

Az=[0 0 1 0;0 0 0 1;zeros(2) -Mz\Cz];

B=Ts*Bx; A_x=eye(4)+Ts*Ax; A_z=eye(4)+Ts*Az;

z=A_z*z0+B*(u-dh); dh=(B'*B)\B'*(x(k,:)'-z+A_z*z0-A_x*x0');

z0=z; x0=x(k,:); pd=[pd d]; pdh=[pdh dh];pr=[pr r];

end

figure(1);plot(ti,pr(1,:),ti,px(:,1)); legend('a_hr','a_h');

figure(2);plot(ti,pr(2,:),ti,px(:,2)); legend('a_vr','a_v');

figure(3); plot(ti,pd(1,:),ti,pdh(1,:)); legend('d1','dh1');

figure(4); plot(ti,pd(2,:),ti,pdh(2,:)); legend('d2','dh2');

figure(5); plot(ti,px(:,3),ti,px(:,4)); legend('a_hdot','a_vdot');

```