

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN

-----\*\*\*-----

**NGUYỄN THỊ VIỆT HƯƠNG**

**NGHIÊN CỨU XÂY DỰNG PHƯƠNG PHÁP  
ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI, BỀN VỮNG HỆ  
EULER - LAGRANGE THIỂU CƠ CẤU CHẤP HÀNH  
VÀ ÁP DỤNG CHO CẦU TREO**

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT**

THÁI NGUYÊN, NĂM 2016

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN

-----\*\*\*-----

**NGUYỄN THỊ VIỆT HƯƠNG**

**NGHIÊN CỨU XÂY DỰNG PHƯƠNG PHÁP  
ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI, BỀN VỮNG HỆ  
EULER - LAGRANGE THIỂU CƠ CẤU CHẤP HÀNH  
VÀ ỨNG DỤNG CHO CẦU TREO**

Chuyên ngành: Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa  
Mã số: 62 52 02 16

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT**

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC

1. GS.TS. NGUYỄN DOÃN PHƯỚC
2. TS. ĐỖ TRUNG HẢI

THÁI NGUYÊN, NĂM 2016

## Lời cam đoan

Tôi xin cam đoan: Luận án “**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**” là công trình nghiên cứu của riêng tôi được hoàn thành dưới sự chỉ bảo tận tình của hai thầy giáo hướng dẫn.

Các kết quả nghiên cứu trong luận án là trung thực, một phần được công bố trên các tạp chí khoa học chuyên ngành với sự đồng ý của các đồng tác giả, phần còn lại chưa được ai công bố trong bất kỳ công trình nào khác.

Ngày 12 tháng 6 năm 2016

Tác giả luận án

**Nguyễn Thị Việt Hương**

## Lời cảm ơn

Trong quá trình thực hiện Luận án với tên đề tài: **“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”** tôi đã nhận được sự giúp đỡ tận tình của các thầy giáo, GS.TS. Nguyễn Doãn Phước – Trưởng Bộ môn Điều khiển tự động, Viện Điện, trường Đại học Bách Khoa Hà Nội; TS. Đỗ Trung Hải – Trưởng khoa Điện, trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên cùng tập thể các thầy cô giáo của bộ môn Điều khiển tự động trường Đại học Bách Khoa Hà Nội, tập thể các thầy cô của Khoa Điện, Phòng Đào tạo trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên, sự giúp đỡ tạo điều kiện về thời gian của lãnh đạo trường cao đẳng Công nghiệp Thái Nguyên. Tôi xin bày tỏ lòng cảm ơn sâu sắc đến tập thể cán bộ hướng dẫn đã tâm huyết hướng dẫn tôi trong suốt thời gian qua.

Với kiến thức chuyên môn có hạn trong quá trình nghiên cứu và viết luận án, không thể tránh khỏi thiếu sót, rất mong nhận được ý kiến đóng góp của các thầy cô và các nhà khoa học.

Tôi xin trân trọng cảm ơn!

Nghiên cứu sinh

Nguyễn Thị Việt Hương

# Mục lục

Các ký hiệu được sử dụng .....	v
Bảng các ký hiệu viết tắt .....	vii
Bảng danh mục các hình vẽ .....	viii
Bảng danh mục các bảng biểu .....	x
<b>PHẦN MỞ ĐẦU</b> .....	<b>1</b>
1. Giới thiệu về công trình nghiên cứu, lý do lựa chọn đề tài.....	1
2. Mục tiêu của đề tài .....	3
3. Đối tượng nghiên cứu .....	4
4. Phương pháp nghiên cứu .....	4
5. Nội dung nghiên cứu .....	4
6. Phạm vi nghiên cứu .....	5
7. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn.....	5
<b>CHƯƠNG 1 TỔNG QUAN VỀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN HỆ THIỂU CƠ CẤU CHẤP HÀNH</b>	<b>6</b>
1.1 Điều khiển tuyến tính hóa từng phần.....	8
1.1.1 Điều khiển để thành phần hệ con cưỡng bức, đủ cơ cấu chấp hành là bám ổn định..	9
1.1.2 Điều kiện đủ để thành phần hệ con tự do là ổn định.....	11
1.2 Điều khiển truyền thẳng (input shaping) .....	12
1.3 Bộ điều khiển backstepping.....	13
1.4 Điều khiển nội suy mờ.....	15
1.5 Một số phương pháp điều khiển khác .....	16
1.5.1 Điều khiển PD.....	16
1.5.2 Điều khiển tối ưu.....	16
1.5.3 Điều khiển thích nghi và bền vững .....	17
1.6 Một số phương pháp điều khiển thích nghi điển hình cho hệ EL đủ cơ cấu chấp hành .....	19
1.6.1 Phương pháp PD thích nghi.....	19
1.6.2 Phương pháp điều khiển trượt.....	20
1.6.3 Phương pháp Li-Slotine .....	22
1.7 Kết luận chương 1 .....	22
<b>CHƯƠNG 2 MỘT SỐ ĐỀ XUẤT BỔ SUNG TÍNH THÍCH NGHI BỀN VỮNG CHO BỘ ĐIỀU KHIỂN HỆ THIỂU CƠ CẤU CHẤP HÀNH</b>	<b>24</b>
2.1 Điều khiển bám ổn định ISS thích nghi nhờ tín hiệu bù .....	25

2.1.1	Bộ điều khiển thích nghi ISS với tín hiệu bù .....	25
2.1.2	Chất lượng thành phần của hệ con thứ hai .....	31
2.2	Điều khiển trượt bậc cao .....	32
2.2.1	Khái niệm điều khiển trượt cơ bản và trượt bậc cao .....	33
2.2.2	Thiết kế bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ EL bất định thiếu cơ cấu chấp hành ...	40
2.3	Kết luận chương 2 .....	46
<b>CHƯƠNG 3 ỨNG DỤNG TRONG ĐIỀU KHIỂN HỆ CẦU TREO 3D</b>		<b>48</b>
3.1	Mô hình hoá hệ cầu treo .....	48
3.1.1	Cấu trúc vật lý hệ cầu treo .....	48
3.1.2	Mô hình EL hệ cầu treo 3D .....	49
3.1.3	Mô hình EL hệ cầu treo 2D .....	52
3.2	Điều khiển thích nghi ISS .....	54
3.2.1	Bộ điều khiển thích nghi ISS cho hệ cầu treo .....	54
3.2.2	Kết quả mô phỏng .....	55
3.3	Điều khiển trượt bậc hai .....	59
3.3.1	Bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ cầu treo .....	59
3.3.2	Kết quả mô phỏng .....	63
3.4	Điều khiển trượt siêu xoắn .....	67
3.4.1	Thiết kế bộ điều khiển trượt siêu xoắn cho hệ cầu treo .....	67
3.4.2	Kết quả mô phỏng .....	76
3.5	Xây dựng bản thí nghiệm cầu treo 3D .....	83
3.5.1	Vật tư thiết bị .....	83
3.5.2	Xây dựng bản vẽ cơ khí về mô hình thí nghiệm thực .....	83
3.5.3	Thiết kế mạch vòng trong .....	85
3.5.4	Cảm biến vị trí .....	87
3.5.5	Cảm biến góc .....	87
3.5.6	Truyền thông .....	90
3.5.7	Thiết kế mạch vòng ngoài .....	91
3.5.8	Lập trình .....	92
	Hình 3.31. Giao diện GUI điều khiển và thu thập số liệu .....	94
3.5.9	Quy trình vận hành bản thí nghiệm và kết quả .....	94
3.6	Kết luận chương 3 .....	97
<b>KẾT LUẬN, KIẾN NGHỊ VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO</b>		<b>99</b>
4.1	Kết luận chung .....	99
4.2	Kiến nghị và hướng nghiên cứu tiếp theo .....	100
	Tài liệu tham khảo .....	101
<b>DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CÓ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN</b>		<b>110</b>
	PHỤ LỤC .....	112

## Các ký hiệu được sử dụng

$\underline{q}$	vector các biến khớp của hệ
$\underline{\theta}$	vector các tham số hằng
$G = \text{col}(I_m, \Theta)$	ma trận điều khiển
$I_m$	ma trận đơn vị $m$ hàng $m$ cột
$\Theta$	ma trận có tất cả các phần tử bằng 0
$m$	số các tín hiệu điều khiển
$\underline{u}$	vector các tín hiệu điều khiển
$\underline{n}(t)$	vector của tập nhiễu tác động vào hệ thống
$\underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta})$	vector lực ma sát và gia tốc trọng trường
$C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})$	ma trận liên quan lực hướng tâm, ma trận hệ số coriolis
$M(\underline{q}, \underline{\theta})$	ma trận quán tính, đối xứng xác định dương
$F(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}})$	ma trận hàm xác định
$D(\underline{q}), D = D(\underline{q}, \underline{\theta})$	ma trận đối xứng xác định dương giống như $M(\underline{q})$
$\underline{v}$	vector tín hiệu điều khiển
$\underline{q}_r$	quỹ đạo đặt trước mà $\underline{q}_1$ phải bám theo
$K_1, K_2$	hai ma trận đối xứng xác định dương
$\underline{e}$	sai lệch quỹ đạo, sai lệch bám
$A$	ma trận Hurwitz
$\omega_1, \omega_2$	các ma trận hồi quy
$\phi_1, \phi_2$	các ma trận bất định hằng
$\underline{d}$	tham số hằng được chọn trước thay cho thành phần bất định $\underline{\theta}$
$\xi(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, t)$	tổng các thành phần nhiễu $\underline{n}(t)$ kết hợp với sai lệch mô hình sinh ra bởi việc thay $\underline{\theta}$ bằng $\underline{d}$
$\underline{w}(t)$	tín hiệu mẫu
$\hat{\underline{\theta}}$	bộ chỉnh định tham số

$\underline{s}(t)$	tín hiệu bù sai lệch
$\underline{n}(q, t), \underline{n}$	nhiều tác động ở đầu vào
$M_{ij}, C_{ij}, \underline{g}_i, i=1,2, j=1,2$	các ma trận và vector hàm bất định
$\underline{x} = \text{col}(\underline{e}, \dot{\underline{e}})$	vector động học sai lệch bám
$\  \cdot \ _1$	chuẩn bậc nhất của ánh xạ tuyến tính
$Q, P$	ma trận đối xứng xác định dương
$\underline{\sigma}(\underline{x}), \underline{s}(q, \dot{q}_1)$	mặt trượt
$\underline{u}_{eq}$	thành phần tín hiệu giữ $\underline{x}(t)$ ở lại trên mặt trượt
$\underline{u}_N$	thành phần tín hiệu làm cho $\underline{x}(t)$ tiến về mặt trượt trong khoảng thời gian hữu hạn $T$
$\mathcal{C}$	miền compact
$m_c$	khối lượng xe cầu
$m_r$	khối lượng xà đỡ
$m$	khối lượng tải trọng
$u_l$	lực tạo ra bởi tời quay
$l$	độ dài dây cáp buộc tải trọng
$u_y, u_x$	lực đẩy lần lượt cho xe cầu chạy dọc trên xà đỡ và cho xà đỡ cùng xe cầu di chuyển theo trục $ox$ được lấy từ động cơ như một cơ cấu chấp hành.
$\varphi_y, \varphi_x$	lần lượt là góc giữa dây buộc trọng tải với mặt phẳng và $xoz$ và góc giữa hình chiếu của dây buộc lên mặt phẳng $xoz$ với mặt phẳng $yo z$ .



**Bảng các ký hiệu viết tắt**

ADC	Analog-to-digital converter
CLF	control-Lyapunov function
DCS	Distributed control system
EL	Euler-Lagrange
<i>eq</i>	Equipvalence principle
FC	Fuzzy control
GAS	global asymptotically stable
GUI	Graphical user interface
ISS	Input to state stable
I2C	Inter-Integrated Circuits
PD	Proportional Derivative
PWM	Pulse Width Modulation
QEI	Quadrature Encoder Interface
RBF	Radial Basis Function
SCP	Small control property
SMC	System Management Controller
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

## Bảng danh mục các hình vẽ

Hình 1.1. Tuyến tính hóa từng phần	9
Hình 1.2. Ứng dụng input shaping vào điều khiển cầu treo	11
Hình 1.3. Điều khiển cầu treo bằng nội suy mờ	14
Hình 2.1. Hệ sẽ mất ổn định nếu quỹ đạo trạng thái chỉ tiệm cận về mặt trượt	30
Hình 2.2. Hiện tượng rung (chattering). Nguyên nhân a) và hiệu ứng b).	34
Hình 3.1. Cấu trúc vật lý hệ cầu treo 3D	46
Hình 3.2. Cấu trúc hệ cầu treo 2D	51
Hình 3.3. Sơ đồ cấu trúc mô phỏng bộ điều khiển thích nghi bền vững	55
Hình 3.4. Đáp ứng vị trí cầu treo theo trục $x$	54
Hình 3.5. Đáp ứng vị trí cầu treo theo trục $z$	54
Hình 3.6a. Đáp ứng góc lắc của dây cáp theo các phương $x, y$ khi chưa có bất định mô hình	54
Hình 3.6b. Đáp ứng góc lắc của dây cáp theo các phương $x, y$ khi đã có bất định mô hình (tại thời điểm 50 giây)	
Hình 3.7. Sơ đồ mô phỏng trên nền Simulink hệ cầu treo 3D sử dụng điều khiển trượt bậc hai	59
Hình 3.8. Kết quả mô phỏng với $\alpha_1 = 4$ và $\alpha_2 = 3.5$	60
Hình 3.9: Kết quả mô phỏng với $\alpha_1 = 0.2$ và $\alpha_2 = 0.2$ .	61
Hình 3.10. Kết quả mô phỏng với $\alpha_1 = \alpha_2 = -0.5$	62
Hình 3.11. Kết quả mô phỏng với $\alpha_1 = \alpha_2 = -4$	63
Hình 3.12. Phân tích quỹ đạo trạng thái dưới tác động bộ điều khiển siêu xoắn	70
Hình 3.13. Mô hình mô phỏng hệ cầu treo 3D	72
Hình 3.14. Mô hình mô phỏng bộ điều khiển trượt siêu xoắn	72
Hình 3.15. Sơ đồ mô phỏng bộ điều khiển trượt bậc cao siêu xoắn theo mô hình đối tượng cầu treo 3D gốc	73
Hình 3.16. Sơ đồ xác định vị trí trọng tải từ các biến trạng thái [ST2]	73
Hình 3.17. Quỹ đạo di chuyển của tải	75
Hình 3.18. Đáp ứng của các biến trạng thái $x, y, l$	75
Hình 3.19. Đáp ứng góc $\varphi_x$	76

Hình 3.20. Đáp ứng góc $\varphi_y$	76
Hình 3.21. Lực điều khiển	76
Hình 3.22. Mặt trượt $\underline{s}$	77
Hình 3.23. Đạo hàm của mặt trượt $\dot{\underline{s}}$	77
Hình 3.24. Quỹ đạo $\underline{s} - d\underline{s}$	77
Hình 3.25. Kết cấu cơ khí bàn thí nghiệm cầu treo 3D	79
Hình 3.26. Hệ thống điều khiển	81
Hình 3.27. Cảm biến đo dòng điện	81
Hình 3.28. Sơ đồ mạch vòng trong	82
Hình 3.29. Cảm biến góc	83
Hình 3.30. Sơ đồ mạng truyền thông trong hệ thống	86
Hình 3.31. Giao diện GUI điều khiển và thu thập số liệu	88
Hình 3.32. Hình ảnh hệ thực nghiệm 1	89
Hình 3.33. Hình ảnh hệ thực nghiệm 2	89
Hình 3.34. Tọa độ xà đỡ nằm ngang	90
Hình 3.35. Tọa độ của xe cầu trên xà đỡ nằm ngang	90
Hình 3.36. Góc $\theta_x$	91
Hình 3.37. Góc $\theta_y$	91
Hình 3.38. Chiều dài cáp	91

**Bảng danh mục các bảng biểu**

Bảng 3.1. Tham số hệ cầu treo đợc mô phỏng.	74
Bảng 3.2. Tham số bộ điều khiển trượt siêu xoắn.	74
Bảng 3.3. Danh mục trang thiết bị đầu tư cho bàn thí nghiệm.	75

# PHẦN MỞ ĐẦU

## 1. Giới thiệu về công trình nghiên cứu, lý do lựa chọn đề tài

Hệ Euler-Lagrange (EL) nói chung và cầu treo nói riêng với mô hình biến khớp là lớp hệ thường gặp nhất trong thực tế ở các lĩnh vực cơ khí, cơ điện tử. Giống như ở các hệ có mô hình trạng thái, mô hình hệ EL cũng mang đầy đủ các tính chất khách quan như không tuyệt đối chính xác, thường được lý tưởng hóa là không có nhiễu khi xây dựng mô hình. Bởi vậy bài toán thiết kế, xây dựng bộ điều khiển cho hệ EL trên nền tảng không có được sự chính xác của mô hình, cũng như phải tính tới sự tác động của nhiễu, mà vẫn đảm bảo chất lượng điều khiển đặt ra, luôn có ý nghĩa ứng dụng lớn.

Cầu treo là thiết bị công nghiệp được sử dụng rất rộng rãi trong nhiều lĩnh vực như các công trình xây dựng, ở các nhà máy hay tại các bến cảng. Tại Việt Nam hiện nay phần lớn các cầu treo này được vận hành bằng tay bởi người sử dụng. Khi mà kích thước của cầu treo lớn hơn và yêu cầu vận chuyển nhanh hơn, cường độ làm việc cao hơn, thì việc vận hành chúng sẽ trở nên khó khăn nếu chưa tự động hóa quá trình này. Cầu treo di chuyển theo quỹ đạo không cứng nhắc, nhưng nó hoạt động trong điều kiện hết sức khắc nghiệt nên một hệ điều khiển trong vòng kín là thích hợp nhất. Cầu treo là một thiết bị quan trọng sử dụng rộng rãi trong công nghiệp để vận chuyển các vật nặng và hàng hóa (gọi chung là tải trọng) từ nơi này đến một nơi khác, nó luôn có kết cấu vững chắc để nâng và di chuyển các vật nặng trong nhà máy, trong công trường xây dựng, trên boong tàu đặc biệt là tại các bến cảng. Trong nhà máy, cầu treo gia tăng quá trình sản xuất bằng cách vận chuyển nguyên liệu với khối lượng rất nặng từ vị trí này đến vị trí khác cũng như di chuyển các sản phẩm ở một dây chuyền sản xuất hay dây chuyền lắp ráp. Ví dụ, trong nhà máy luyện kim cầu treo vận chuyển cuộn thép, phôi thép hay thùng kim loại nóng chảy để đổ vào khuôn đúc,... Trong xây dựng tòa nhà nhờ sử dụng cầu treo mà quá trình vận chuyển vật liệu lên những chỗ rất cao hay những nơi trọng yếu khá dễ dàng. Đặc biệt trên boong tàu hay tại bến cảng cầu treo giúp tiết kiệm thời gian và tiền bạc trong công đoạn xếp và dỡ các container cực kỳ hiệu quả [6,17].



Hình 1. Cầu treo

Hiện đã có một vài nghiên cứu về điều khiển cầu treo ở Việt Nam. Khi cầu treo di chuyển khá nhanh thì tải trọng có thể bị đung đưa và quá trình hoạt động của cầu treo có thể bị mất điều khiển tải. Trong nhiều thập kỷ qua, các nhà nghiên cứu đã thực hiện nhiều nghiên cứu khác nhau về việc điều khiển tải trọng giống như quả lắc nhưng ứng dụng ở Việt Nam thì chủ yếu vẫn là điều khiển vòng hở. Cho tới ngày nay các cầu treo đa phần vẫn hoạt động thủ công bằng tay và theo kinh nghiệm của người vận hành là chủ yếu. Nhưng khi kích thước của cầu treo trở lên lớn hơn và tốc độ vận chuyển hàng đòi hỏi nhanh hơn thì việc vận hành thủ công này sẽ gặp khó khăn.

Các hệ thống cầu treo được kỳ vọng có thể di chuyển đến các vị trí yêu cầu như nhanh và chính xác nhất nhằm đặt tải trọng tại vị trí thích hợp, nâng cao hiệu suất làm việc. Ngoài hai yêu cầu trên thì góc xoay tải trọng nên được giữ càng nhỏ càng tốt; nếu không, xoay tải trọng lớn trong quá trình vận chuyển có thể gây thiệt hại cho bản thân các tải trọng và thiết bị xung quanh hoặc nhân viên. Điều cần thiết là dao động của cáp thường bị hạn chế bởi cả tính an toàn và tốc độ thực hiện công việc cao hơn. Các hệ thống cầu treo bị hạn chế bởi vị trí xe hàng và độ mở rộng của cáp. Hệ phương trình trạng thái điều khiển cho hệ thống cầu treo với chiều dài cáp biến đổi là phi tuyến và liên kết cao. Nhiều nhà nghiên cứu đã phát triển bộ điều khiển cho các hệ thống cầu treo trong quá khứ.

Cầu treo mang đặc điểm của hệ hực cơ cấu chấp hành khi không thể can thiệp trực tiếp để điều khiển góc lệch giữa dây treo và phương thẳng đứng khi tải trọng

đung đưa. Đồng thời, hệ phương trình trạng thái điều khiển cho hệ thống cầu treo với chiều dài cáp biến đổi là phi tuyến và liên kết cao. Bên cạnh đó, những thành phần bất định gây nhiều khó khăn cho việc thiết kế bộ điều khiển đảm bảo chất lượng điều khiển. Để nâng cao hiệu quả cũng như khả năng đáp ứng các yêu cầu khắt khe như đã nêu ở trên, việc thiết kế bộ điều khiển thích nghi bền vững cho cầu treo được tác giả đề cập đến trong luận án.

Đề tài nghiên cứu lý thuyết về điều khiển hệ thống huyệt cơ cấu chấp hành; thiết kế bộ điều khiển trượt bậc cao cho hệ cầu treo nhằm phát huy được ưu điểm của bộ điều khiển trượt là khả năng ổn định tiệm cận bền vững cho đối tượng bất định, đồng thời cải thiện được nhược điểm của bộ điều khiển trượt sử dụng relay là hiện tượng chattering sinh ra trong quá trình trượt.

Đề tài tập trung nghiên cứu về điều khiển thích nghi bền vững hệ Euler-Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành nói chung có tham số mô hình không xác định được cũng như có nhiễu tác động, từ đó đề xuất các bộ điều khiển vị trí bền vững cho hệ và áp dụng vào hệ cầu treo 3D nói riêng.

## **2. Mục tiêu của luận án**

Mục tiêu của luận án là hướng tới việc phát triển và bổ sung tính thích nghi bền vững cho các bộ điều khiển hệ Euler-Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành để hệ bám theo được quỹ đạo biến khớp mong muốn cho trước, trong khi mô hình của hệ có chứa các tham số bất định và hệ còn bị nhiễu tác động ở đầu vào. Tính thích nghi của bộ điều khiển được xác định là chất lượng bám không bị ảnh hưởng bởi những tham số không xác định được trong mô hình. Tính bền vững được xác định là chất lượng điều khiển không bị ảnh hưởng bởi nhiễu tác động ở đầu vào của hệ. Để đạt được mục tiêu này, luận án đã đặt ra nhiệm vụ:

- Nghiên cứu phân tích mô hình toán hệ huyệt cơ cấu chấp hành và từ đó xây dựng bộ điều khiển thích nghi bền vững cho nó trên nền phương pháp điều khiển trượt kết hợp với nguyên lý điều khiển ISS. Tiếp theo sẽ áp dụng kết quả vào điều khiển hệ cầu treo 3D, tiến hành mô phỏng và đánh giá chất lượng bộ điều khiển với một đối tượng cụ thể.

- Phát triển và hoàn thiện phương pháp điều khiển trượt bậc cao vào điều khiển hệ Euler-Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành. Đánh giá chất lượng của bộ điều

khiển thông qua ứng dụng vào điều khiển đối tượng cầu treo 3D và mô phỏng bằng phần mềm Matlab/Simulink.

Ngoài ra, luận án cũng còn đặt ra nhiệm vụ là xây dựng mô hình thí nghiệm hệ cầu treo 3D để bước đầu thử nghiệm và đánh giá chất lượng những kết quả lý thuyết đề xuất của luận án bằng thực nghiệm trên một đối tượng cụ thể. Chi tiết sẽ là:

- Chất lượng điều khiển theo vị trí đặt trước, đưa được trọng tải từ vị trí đầu tới vị trí cuối đặt trước trong khoảng thời gian ngắn.
- Các góc lệch được giới hạn trong phạm vi nhỏ và bị triệt tiêu dần.
- Cải thiện được hiệu ứng rung theo nghĩa thu nhỏ khoảng trượt về trong một lân cận của gốc.

### **3. Đối tượng nghiên cứu**

Lớp mô hình hệ Euler-Lagrange tổng quát và cầu treo 3D như một đối tượng cụ thể để áp dụng, kiểm chứng kết quả, cũng như các hệ chuyển động thiếu cơ cấu chấp hành.

### **4. Phương pháp nghiên cứu**

- Nghiên cứu lý thuyết điều khiển thích nghi hệ phi tuyến dạng mô hình các biến khớp. Xây dựng bộ điều khiển thích nghi ISS trên nền lý thuyết Lyapunov.
- Nghiên cứu phương pháp điều khiển trượt bậc cao nhằm giảm hiện tượng rung. Xây dựng bộ điều khiển thích nghi bền vững trên nền lý thuyết điều khiển trượt bậc cao.
- Phương pháp thực nghiệm: mô phỏng giả định và lấy kết quả trên mô hình thí nghiệm.

### **5. Nội dung nghiên cứu**

- Mô hình toán hệ cầu treo 3D làm đối tượng nghiên cứu về các hệ Euler-Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành.
- Xây dựng bộ điều khiển thích nghi bền vững cho hệ thống thiếu cơ cấu chấp hành trên cơ sở điều khiển thích nghi ISS.
- Tổng quan về các phương pháp điều khiển cho hệ cầu treo. Áp dụng kết quả nghiên cứu lý thuyết về điều khiển thích nghi ISS cho hệ cầu treo.
- Nghiên cứu, tìm hiểu về phương pháp điều khiển trượt (trượt cơ bản, phương pháp trượt bậc hai, trượt bậc hai phản hồi đầu ra (trượt siêu xoắn)).



- Thiết kế bộ điều khiển trượt bậc hai và trượt siêu xoắn cho hệ Euler-Lagrange nói chung và hệ cầu treo 3D nói riêng. Kiểm chứng qua mô phỏng bằng phần mềm Matlab/Simulink.

- Xây dựng bàn thí nghiệm, kiểm chứng kết quả nghiên cứu lý thuyết bằng thực nghiệm.

## **6. Phạm vi nghiên cứu**

Nghiên cứu lý thuyết điều khiển thích nghi bền vững hệ Euler-Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành. Đề xuất bổ sung và hoàn thiện các phương pháp đã có về mặt lý thuyết. Áp dụng phương pháp điều khiển thích nghi ISS và phương pháp điều khiển trượt bậc cao đã đề xuất cho đối tượng cầu treo 3D.

## **7. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn**

Luận án đưa ra phương pháp luận và đề xuất xây dựng bộ điều khiển thích nghi bền vững theo nguyên lý điều khiển ISS và nguyên lý điều khiển trượt bậc 2, góp phần bổ sung và làm phong phú thêm khối kiến thức về điều khiển hệ phi tuyến đối với đối tượng là các hệ Euler Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành. Kết quả nghiên cứu của luận án có thể giúp cho việc thiết kế bộ điều khiển thích nghi bền vững cho hệ Euler Lagrange thiếu cơ cấu chấp hành, trong đó có cầu treo trong thực tiễn; Việc áp dụng phương pháp trượt bậc cao để nhằm phát huy ưu điểm của bộ điều khiển trượt là không phụ thuộc quá nhiều vào độ chính xác của mô hình, không quá phức tạp, thuận lợi cho việc lập trình và tính toán của vi điều khiển hay máy tính nên khả năng áp dụng trong thực tiễn rất lớn.

# CHƯƠNG 1 TỔNG QUAN VỀ CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN HỆ THIẾU CƠ CẤU CHẤP HÀNH

Hiện tại có khá nhiều phương pháp điều khiển cùng được đồng thời áp dụng vào điều khiển hệ thiếu cơ cấu chấp hành nói chung [18,25,38,40,63,66,76,83,88] và các hệ cầu treo, cầu tháp nói riêng [6,8,11,14,16,20,22-24,27,32,35-38,40-46,48-54-57,60,67-72,74,81,82]. Rất khó để nói được rằng phương pháp nào ưu việt hơn cả, vì mỗi bài toán điều khiển luôn có môi trường, điều kiện làm việc khác nhau và do đó xét tổng thể cả về mặt kỹ thuật cũng như kinh tế thì mỗi phương pháp đều có ưu nhược điểm riêng của nó.

Hệ thiếu cơ cấu chấp hành nói chung là hệ mà mô hình Euler-Lagrange ở cấu trúc tổng quát dạng bất định, bị tác động bởi nhiễu, được mô tả bởi [63,66]:

$$M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) = G(\underline{u} + \underline{n}(t)) \quad (1.1)$$

trong đó:

$\underline{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)^T$  là vector các biến khớp của hệ.

$\underline{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p)^T$  là vector các tham số hằng không xác định được của mô hình. Nếu mọi tham số của hệ (1.1) là xác định được thì nó sẽ được viết thành:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = G(\underline{u} + \underline{n}(t)) \quad (1.2)$$

và người ta gọi nó là hệ tường minh (*determined*). Ngược lại nó được gọi là hệ bất định (*uncertain*).

$G = \text{col}(I_m, \Theta)$  là ma trận điều khiển, trong đó  $I_m$  là ma trận đơn vị  $m$  hàng  $m$  cột,  $\Theta$  là ma trận có tất cả các phần tử bằng 0 và  $m$  là số các tín hiệu điều khiển (tín hiệu đầu vào).

$\underline{u} = (u_1, u_2, \dots, u_m)^T$  là vector các tín hiệu điều khiển. Nếu ở đây có  $m = n$  (khi đó một cách tương ứng cũng sẽ có  $G = I_n$ ) thì hệ được gọi là *đủ cơ cấu chấp hành*. Mô hình tường minh của hệ đủ cơ cấu chấp hành được viết ngắn gọn thành:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = \underline{u} + \underline{n}(t) \quad (1.3)$$

và mô hình bất định của hệ đủ cơ cấu chấp hành sẽ là:

$$M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) = \underline{u} + \underline{n}(t) \quad (1.4)$$

Khi  $m < n$  thì hệ sẽ được gọi là *thiếu cơ cấu chấp hành*.

$\underline{n}(t) = (n_1(t), n_2(t), \dots, n_m(t))^T$  là vector của nhiễu tác động vào hệ thống qua tín hiệu điều khiển. Nó luôn được giả thiết là bị chặn theo nghĩa:

$$\|\underline{n}\| = \sup_t |\underline{n}(t)| = \delta \quad (1.5)$$

Trong trường hợp hệ không bị nhiễu tác động, tức là  $\underline{n}(t) = \underline{0}$  với  $\underline{0}$  là ký hiệu của vector có tất cả các phần tử bằng 0, mô hình (1.1) trở thành:

$$M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) = G\underline{u}. \quad (1.6)$$

và được gọi là hệ không có nhiễu (*undisturbed*); Ngược lại nó được gọi là hệ có nhiễu (*disturbed*).

Có thể thấy ngay là hệ tường minh, đủ cơ cấu chấp hành, không có nhiễu, sẽ có mô hình là:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = \underline{u} \quad (1.7)$$

và hệ tường minh, nhưng thiếu cơ cấu chấp hành, không có nhiễu, sẽ được mô tả bởi:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = G\underline{u}. \quad (1.8)$$

Tương tự, mô hình của hệ bất định, không có nhiễu, đủ cơ cấu chấp hành là:

$$M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) = \underline{u}. \quad (1.9)$$

$\underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta})$  là vector lực ma sát và gia tốc trọng trường.

$C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})$  là ma trận liên quan lực hướng tâm (*centripetal and coriolis forces*).

$M(\underline{q}, \underline{\theta})$  là ma trận quán tính (*inertia*). Bản thân nó là một ma trận đối xứng xác định dương, có quan hệ phản đối xứng với  $C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})$  như sau:

$$\dot{M}(\underline{q}, \underline{\theta}) = C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta}) + C^T(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta}) \quad (1.10)$$

hay

$$\dot{M}(\underline{q}, \underline{\theta}) - 2C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta}) = -\left(\dot{M}(\underline{q}, \underline{\theta}) - 2C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\right)^T.$$

– Ngoài ra, ở các hệ bất định (1.1) tổng quát còn có:

$$M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) = F(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}})\underline{\theta} \quad (1.11)$$

với  $F(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}})$  là một ma trận hàm xác định, phụ thuộc vào biến khớp  $\underline{q}$  cùng các đạo hàm bậc nhất và bậc hai của nó. Nói cách khác, ở hệ bất định, luôn có sự phụ thuộc của vector tham số hằng bất định  $\underline{\theta}$  vào mô hình là tuyến tính.

Sau đây ta sẽ tạm chia các phương pháp điều khiển hiện có cho hệ (1.1) nói chung và các hệ (1.2)-(1.4) hay (1.6)-(1.9) nói riêng thành những lớp chính như sau:

- 1) Điều khiển tuyến tính hóa từng phần.
- 2) Điều khiển truyền thẳng (*input shaping*).
- 3) Phương pháp backstepping.
- 4) Điều khiển trượt.
- 5) Điều khiển nội suy mờ.

### 1.1 Điều khiển tuyến tính hóa từng phần

Đây là phương pháp, có tên gọi tiếng anh là *partial feedback linearization*, được đề xuất bởi Spong [77] cho hệ thiếu cơ cấu chấp hành, sau được ứng dụng rộng rãi cho các hệ cần cầu nói chung, trong đó có hệ cầu treo [16,22,74,81].

Để giải quyết bài toán điều khiển bám  $\underline{q} \rightarrow \underline{w} = \text{col}(\underline{q}_r, \underline{0})$  với  $\underline{q}_r \in \mathbf{R}^m$  là quỹ đạo đặt trước của các biến khớp trực tiếp tác động bởi  $\underline{u}$ , tài liệu [77] đã chuyển bài toán điều khiển bám hệ thiếu cơ cấu chấp hành (1.8) thành bài toán điều khiển bám cho hệ đủ cơ cấu chấp hành nhờ phân tích (1.8) thành hai hệ con riêng biệt gồm một hệ con đủ cơ cấu chấp hành và một hệ con tự do. Nội dung chính của phương pháp được tóm tắt như sau. Trước tiên đi từ mô hình chuẩn (1.8) của hệ Euler-Lagrange tường minh, thiếu cơ cấu chấp hành, không có nhiễu, và cùng với ký hiệu:

$$\underline{q} = \text{col}(\underline{q}_1, \underline{q}_2), \quad \underline{q}_1 \in \mathbf{R}^m$$

trong đó  $\underline{q}_1$  là  $m$  phần tử đầu tiên của  $\underline{q}$ , tương ứng với số tín hiệu đầu vào là  $m$ , cũng như:

$$M(\underline{q}) = \begin{pmatrix} M_{11}(\underline{q}) & M_{12}(\underline{q}) \\ M_{21}(\underline{q}) & M_{22}(\underline{q}) \end{pmatrix}, \quad C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = \begin{pmatrix} C_{11}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) & C_{12}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \\ C_{21}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) & C_{22}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \end{pmatrix}, \quad \underline{g}(\underline{q}) = \begin{pmatrix} \underline{g}_1(\underline{q}) \\ \underline{g}_2(\underline{q}) \end{pmatrix}$$

với các ma trận  $M_{ij}(\underline{q})$ ,  $C_{ij}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})$ ,  $i=1,2$ ,  $j=1,2$  và vector  $\underline{g}_i(\underline{q})$ ,  $i=1,2$  có số chiều phù hợp, ta sẽ có một dạng chi tiết của (1.8) như sau [53,77]:

$$\begin{pmatrix} M_{11}(\underline{q}) & M_{12}(\underline{q}) \\ M_{21}(\underline{q}) & M_{22}(\underline{q}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \ddot{\underline{q}}_1 \\ \ddot{\underline{q}}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} C_{11}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) & C_{12}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \\ C_{21}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) & C_{22}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\underline{q}}_1 \\ \dot{\underline{q}}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \underline{g}_1(\underline{q}) \\ \underline{g}_2(\underline{q}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{u} \\ \underline{0} \end{pmatrix}$$

Suy ra:

$$\begin{cases} M_{11}(\underline{q})\ddot{\underline{q}}_1 + M_{12}(\underline{q})\ddot{\underline{q}}_2 + \underline{f}_1(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = \underline{u} \\ M_{21}(\underline{q})\ddot{\underline{q}}_1 + M_{22}(\underline{q})\ddot{\underline{q}}_2 + \underline{f}_2(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = 0 \end{cases} \quad (1.12)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} \underline{f}_1(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= C_{11}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_1 + C_{12}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_1(\underline{q}) \\ \underline{f}_2(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= C_{21}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_1 + C_{22}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_2(\underline{q}) \end{aligned}$$

Như vậy hệ thiếu cơ cấu chấp hành (1.8) ban đầu đã được phân tích thành (1.12) gồm một hệ con đủ cơ cấu chấp hành (phương trình thứ nhất) và một hệ con tự do (phương trình thứ hai).

Từ nay trở về sau ta sẽ gọi thành phần biến khớp con  $\underline{q}_1$  trong hệ con thứ nhất là *vector các biến khớp độc lập*, vì nó được điều khiển trực tiếp bởi tín hiệu đầu vào  $\underline{u}$ , và thành phần biến khớp con thứ hai  $\underline{q}_2$  là *vector các biến khớp phụ thuộc*.

### 1.1.1 Điều khiển để thành phần hệ con cứng bức, đủ cơ cấu chấp hành là bám ổn định

Từ (1.12) ta suy ra được nhờ tính chất đối xứng, xác định dương của  $M(\underline{q})$ , tức là cũng từ tính chất không suy biến của  $M_{22}(\underline{q})$  ta có với phương trình thứ hai của (1.12):

$$\ddot{\underline{q}}_2 = -M_{22}(\underline{q})^{-1} [M_{21}(\underline{q})\ddot{\underline{q}}_1 + \underline{f}_2(\underline{q}, \dot{\underline{q}})]$$

Do đó, khi thay nó vào phương trình thứ nhất của (1.12), sẽ được:

$$D(\underline{q})\ddot{\underline{q}}_1 + \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = \underline{u} \quad (1.13)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} D(\underline{q}) &= M_{11}(\underline{q}) - M_{12}(\underline{q})M_{22}(\underline{q})^{-1}M_{21}(\underline{q}) \\ \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= \underline{f}_1(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) - M_{12}(\underline{q})M_{22}(\underline{q})^{-1}\underline{f}_2(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \end{aligned} \quad (1.14)$$

có  $D(\underline{q})$  cũng là ma trận đối xứng xác định dương giống như  $M(\underline{q})$ .

Vậy, khi sử dụng bộ điều khiển phản hồi trạng thái sau cho hệ con thứ nhất của (1.12), tức là cho hệ con đủ cơ cấu chấp hành của (1.8):

$$\underline{u} = D(\underline{q})\underline{v} + \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \quad (1.15)$$

có  $\underline{v}$  là vector tín hiệu điều khiển mới, thì ở trường hợp  $D(\underline{q})$  cho bởi (1.14) không suy biến, hệ con (1.13) trong hệ (1.1) ban đầu sẽ trở thành tuyến tính, thậm chí còn là hệ tách thành  $m$  kênh riêng biệt với mỗi kênh là một khâu tích phân bậc 2 như sau:  $\ddot{\underline{q}}_1 = \underline{v}$

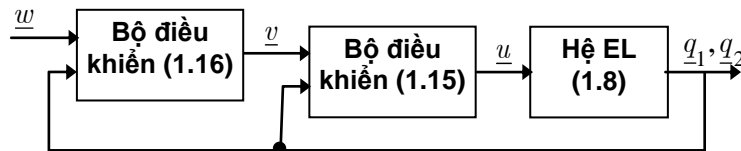
Do đó, khi đã có hệ con tuyến tính (1.15) ta hoàn toàn áp dụng được tiếp những phương pháp điều khiển tuyến tính thông thường khác để mang đến cho hệ các chất lượng mong muốn như ổn định, bám ổn định, bền vững ...[1]. Chẳng hạn như thường dùng nhất ở đây là điều khiển bám  $\underline{q}_1 \rightarrow \underline{w}$  như đặt ra ban đầu cho hệ con tuyến tính (1.15), người ta sử dụng tiếp bộ điều khiển PD:

$$\underline{v} = \ddot{\underline{q}}_r - K_1(\dot{\underline{q}}_1 - \dot{\underline{q}}_r) - K_2(\underline{q}_1 - \underline{q}_r) \quad (1.16)$$

với  $\underline{q}_r$  là quỹ đạo đặt trước mà  $\underline{q}_1$  phải bám theo và  $K_1, K_2$  là hai ma trận đối xứng xác định dương. Tính đối xứng xác định dương của hai ma trận  $K_1, K_2$  là điều kiện cần để sai lệch quỹ đạo  $\underline{e} = \underline{q}_1 - \underline{q}_r$  biểu diễn bởi (1.15) và (1.16):

$$\ddot{\underline{e}} + K_1\dot{\underline{e}} + K_2\underline{e} = \underline{0}$$

tiệm cận được về 0.



Hình 1.1. Tuyến tính hóa từng phần

Hình 1.1 minh họa nguyên lý điều khiển tuyến tính hóa từng phần vừa trình bày ở trên. Mô hình của hệ kín này được viết chung lại từ (1.8), (1.15) và (1.16) thành:

$$\begin{cases} \ddot{\underline{e}} + K_1\dot{\underline{e}} + K_2\underline{e} = \underline{0} \\ \ddot{\underline{q}}_2 = -M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ M_{21}(\underline{q})(\ddot{\underline{q}}_r - K_1\dot{\underline{e}} - K_2\underline{e}) + \underline{f}_2(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \right] \end{cases} \quad (1.17)$$

Từ đây, đặc biệt là từ phương trình thứ nhất của (1.17) thì do:

$$\ddot{\underline{e}} + K_1\dot{\underline{e}} + K_2\underline{e} = \underline{0} \Leftrightarrow \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \underline{e} \\ \dot{\underline{e}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I_m \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{e} \\ \dot{\underline{e}} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \underline{e} \\ \dot{\underline{e}} \end{pmatrix} \quad (1.18)$$

với:

$$A = \begin{pmatrix} \Theta & I_m \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} \quad (1.19)$$

ta thấy được rằng để  $(\underline{e}, \underline{\dot{e}}) \rightarrow (\underline{0}, \underline{0})$  thì bên cạnh điều kiện cần  $K_1, K_2$  là đối xứng xác định dương còn cần phải có thêm là  $A$  cho bởi (1.19) là ma trận Hurwitz. Một trong số các ma trận thỏa mãn điều kiện này là  $K_1, K_2$  là hai ma trận đường chéo xác định dương với [3,53,66,76]:

$$K_1 = \text{diag}(k_1), \quad K_2 = \text{diag}(k_2) \quad \text{và} \quad k_2^2 > k_1 > 0. \quad (1.20)$$

### 1.1.2 Điều kiện đủ để thành phần hệ con tự do là ổn định

Do bộ điều khiển (1.15), (1.16) mới chỉ đảm bảo được hệ con (1.13) là bám ổn định theo nghĩa  $\underline{q}_1 \rightarrow \underline{q}_r$ , mô tả bởi (1.18), nên cần thiết người ta phải khảo sát thêm tính chất của hệ con thứ hai của nó để từ đó có thể đưa ra được kết luận bộ điều khiển tuyến tính hóa từng phần (1.15), (1.16) có làm cho  $\underline{q}_2 \rightarrow \underline{0}$  hay không.

Trước tiên, từ (1.17), (1.18) thì hệ kín bao gồm đối tượng thiếu cơ cấu chấp hành ban đầu (1.8) và bộ điều khiển (1.15), (1.16) sẽ có mô hình tương đương với

$$(1.17) \text{ như sau: } \begin{cases} \dot{\underline{x}} = A\underline{x} \\ \dot{\underline{\eta}} = \underline{\omega}(\underline{x}, \underline{\eta}, t) \end{cases} \quad (1.21)$$

trong đó  $\underline{x} = \text{col}(\underline{e}, \underline{\dot{e}})$ ,  $A$  cho bởi (1.19),  $\underline{\eta} = \text{col}(\underline{q}_2, \underline{\dot{q}}_2)$  và

$$\underline{\omega}(\underline{x}, \underline{\eta}, t) = \begin{pmatrix} I_{n-m} \\ -M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ M_{21}(\underline{q}) (\underline{\ddot{q}}_r - K_1 \underline{\dot{e}} - K_2 \underline{e}) + \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \right] \end{pmatrix}.$$

$$\text{Ta có thể thấy thành phần thứ hai của (1.21) là: } \dot{\underline{\eta}} = \underline{\omega}(\underline{x}, \underline{\eta}, t) \quad (1.22)$$

có vai trò như một hệ không dừng với tín hiệu đầu vào là  $\underline{x}$ .

Để trả lời câu hỏi hệ (1.21) với  $A$  là ma trận Hurwitz, có ổn định hay không, tài liệu [36] đã cung cấp cho ta một định lý, có nội dung như sau:

*Nếu hệ (1.21) có  $A$  là ma trận Hurwitz, và  $\underline{\omega}(\underline{0}, \underline{\eta}, t) = \underline{0}$  có nghiệm  $\underline{\eta}_0$  với mọi  $t \geq 0$  thì đủ để hệ (1.21) ổn định tiệm cận tại điểm cân bằng  $(\underline{0}, \underline{\eta}_0)$  là hệ con (1.22) của nó ổn định tiệm cận tại  $\underline{\eta}_0$ .*

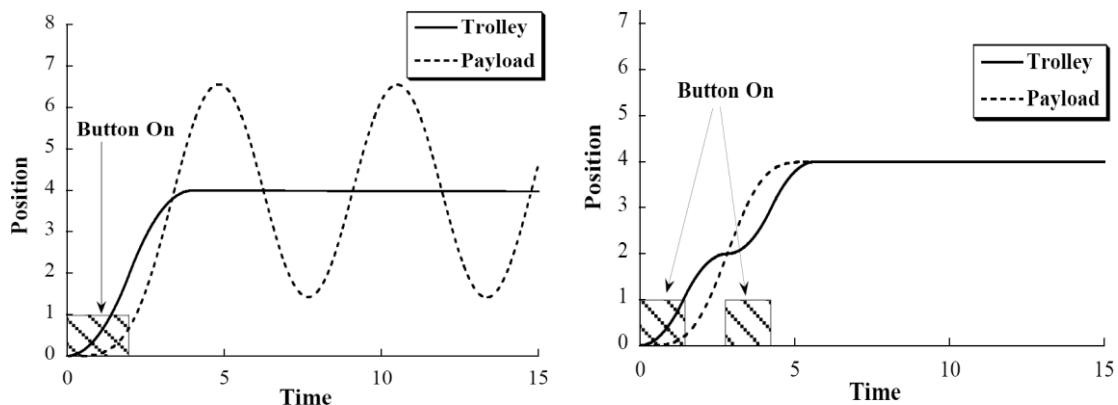
Vậy theo định lý này thì để có  $\underline{q}_2 \rightarrow \underline{0}$ , ta chỉ cần khảo sát tính ổn định của hệ con (1.22) ứng với đầu vào  $\underline{x} = \underline{0}$  là đủ.

Trong thực tế có khá nhiều hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành thỏa mãn điều kiện đủ nêu trên, chẳng hạn như đó là các hệ cầu treo [6,8,16,20,27,32,54-57,60,74, 81], hệ cầu giàn, hệ cầu tháp [11,22-24,35-38,67-72]. Luận án cũng sẽ chỉ tập trung chủ yếu vào các lớp hệ EL này.

## 1.2 Điều khiển truyền thẳng (input shaping)

Phương pháp input shaping đã được các tài liệu [6,7,18,64,72] áp dụng vào điều khiển hệ cầu treo nói riêng (có mô hình (3.8) sẽ được trình bày sau ở chương 3) và hệ thiếu cơ cấu chấp hành (1.8) nói chung, nhằm làm giảm góc lắc  $\varphi_x, \varphi_y$  của hàng trong quá trình vận chuyển. Tất nhiên, vì là phương pháp truyền thẳng và chỉ có tác dụng giảm chấn dao động nên khi áp dụng điều khiển hệ cầu treo, nó cần có giả thiết là hệ không có chứa các thành phần bất định và không bị nhiễu tác động ở đầu vào. Hơn thế nữa bản thân nó không thể điều khiển để hệ bám theo được quỹ đạo mẫu mong muốn cho trước.

Hình 1.2 lấy từ tài liệu [6,28] minh họa hiệu ứng này trong ứng dụng điều khiển hệ cầu treo.



Hình 1.2. Ứng dụng input shaping vào điều khiển cầu treo

Các tài liệu này đều xuất phát từ mô hình xấp xỉ tuyến tính của hệ cầu treo 3D (3.8) có dạng dao động. Trên nguyên tắc của phương pháp input shaping cơ bản trình bày ở trên, được bổ sung thêm yêu cầu về tính bền vững cho hệ, các tài liệu đó



đã đề xuất thay vì thiết kế tín hiệu vào  $u(t)$  chỉ gồm 2 xung diract, ta sẽ thiết kế một cách tổng quát hơn với  $N$  xung:

$$u(t) = \sum_{i=1}^N A_i \delta(t - t_i) \text{ với } t_1 = 0 < t_2 < \dots < t_N$$

sao cho:

$$\sum_{i=1}^N A_i = 1 \text{ và } \frac{d^k V_1}{d\omega^k} = \frac{d^k V_2}{d\omega^k} = 0, \quad k = 1, 2$$

với

$$\omega = \frac{1}{T}$$

$$V_1 = \sum_{i=1}^N \frac{A_i T_d}{T^2} e^{-\frac{D(t_N - t_i)}{T}} \cos(\omega_d t_i)$$

$$V_2 = \sum_{i=1}^N \frac{A_i T_d}{T^2} e^{-\frac{D(t_N - t_i)}{T}} \sin(\omega_d t_i)$$

và đi đến các kết quả sau:

$$A_1 = \frac{1}{1 + 3K + 3K^2 + K^3}, \quad A_2 = \frac{3K}{1 + 3K + 3K^2 + K^3}$$

$$A_3 = \frac{3K^2}{1 + 3K + 3K^2 + K^3}, \quad A_4 = \frac{K^3}{1 + 3K + 3K^2 + K^3}$$

$$N = 4, \quad t_1 = 0, \quad t_2 = \frac{\pi}{\omega_d}, \quad t_3 = \frac{2\pi}{\omega_d}, \quad t_4 = \frac{3\pi}{\omega_d}$$

Ta có thể thấy ngay được rằng, phương pháp input shaping trên chỉ thích ứng với hệ thiếu cơ cấu chấp hành, chỉ gồm hai biến khớp và một tín hiệu đầu vào. Cũng như vậy, do đây là kiểu điều khiển vòng hở nên nó khó có thể phát triển tiếp cho hệ bất định, với hệ bị nhiễu tác động ở đầu vào và điều khiển bám theo quỹ đạo mẫu cho trước.

### 1.3 Bộ điều khiển backstepping

Từ mô hình tổng quát (1.8) thì với phép đặt biến mới:

$$\underline{x}_1 = \underline{q}, \quad \underline{x}_2 = \underline{\dot{q}}$$

nó sẽ chuyển được về thành dạng hệ truyền ngược:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}}_1 = \underline{x}_2 \\ \dot{\underline{x}}_2 = \underline{f}(\underline{x}_1, \underline{x}_2) + H(\underline{x}_1)u \end{cases} \quad (1.23)$$

trong đó:

$$\underline{f}(\underline{x}_1, \underline{x}_2) = \underline{f}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = M(\underline{q})^{-1} \left[ -C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} - \underline{g}(\underline{q}) \right]$$

$$H(\underline{x}_1) = H(\underline{q}) = M(\underline{q})^{-1}G$$

Hệ truyền ngược (1.23) có hệ con bên trong nó là tuyến tính:

$$\dot{\underline{x}}_1 = \underline{x}_2$$

với tín hiệu đầu vào ảo  $\underline{x}_2$ . Hiển nhiên hệ con này có hàm điều khiển

Lyapunov:  $V_z(\underline{x}_1) = \frac{1}{2} \underline{x}_1^T P \underline{x}_1$ , với  $P = P^T > 0$  là tùy chọn,

vì ứng với hàm CLF đó hệ con có bộ điều khiển phản hồi trạng thái làm nó ổn định tiệm cận toàn cục (GAS-*global asymptotically stable*):

$$\underline{x}_2 := r_z(\underline{x}_1) = -\underline{x}_1.$$

Suy ra, theo phương pháp backstepping [3,44], hệ đã cho có hàm CLF là:

$$\begin{aligned} V(\underline{x}_1, \underline{x}_2) &= V_z(\underline{x}_1) + \frac{1}{2} (\underline{x}_1 + \underline{x}_2)^T Q (\underline{x}_1 + \underline{x}_2) \\ &= \frac{1}{2} \underline{x}_1^T P \underline{x}_1 + \frac{1}{2} (\underline{x}_1 + \underline{x}_2)^T Q (\underline{x}_1 + \underline{x}_2) \end{aligned}$$

với  $Q = Q^T > 0$  tùy chọn. Từ hàm CLF này ta có:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \underline{x}_1^T P \underline{x}_2 + (\underline{x}_1 + \underline{x}_2)^T Q (\underline{x}_2 + \underline{f}(\underline{x}_1, \underline{x}_2) + H(\underline{x}_1)\underline{u}) \\ &= -\underline{x}_1^T P \underline{x}_1 + (\underline{x}_1 + \underline{x}_2)^T \left[ P \underline{x}_1 + Q (\underline{x}_2 + \underline{f}(\underline{x}_1, \underline{x}_2) + H(\underline{x}_1)\underline{u}) \right] \end{aligned}$$

Bởi vậy, một bộ điều khiển GAS tương ứng cho hệ (1.23) sẽ được suy ra từ:

$$P \underline{x}_1 + Q (\underline{x}_2 + \underline{f}(\underline{x}_1, \underline{x}_2) + H(\underline{x}_1)\underline{u}) = -E (\underline{x}_1 + \underline{x}_2)$$

với  $E = E^T > 0$  tùy chọn. Điều này dẫn đến:

$$\underline{u} = H^\dagger(\underline{x}_1) \left[ Q^{-1} \left[ -E (\underline{x}_1 + \underline{x}_2) - P \underline{x}_1 \right] - \underline{x}_2 - \underline{f}(\underline{x}_1, \underline{x}_2) \right] \quad (1.24)$$

trong đó  $H^\dagger(\underline{x}_1)$  là ma trận giả nghịch đảo của  $H(\underline{x}_1)$ .

Ở đây, ta có thể thấy ngay được rằng bộ điều khiển backstepping (1.24) trình bày trên đây thực chất chỉ đảm bảo được chất lượng GAS khi hệ là đủ cơ cấu chấp hành, tức là khi  $H(\underline{x}_1) = M(\underline{q})$ , vì ở hệ thiếu cơ cấu chấp hành, chất lượng phụ thuộc khá nhiều vào ma trận giả nghịch đảo được chọn  $H^\dagger(\underline{x}_1)$ . Hơn nữa nó cũng có phần hạn chế khi phát triển tiếp cho lớp hệ vừa bất định, vừa có tác động của nhiễu  $\underline{n}(t)$  ở tín hiệu đầu vào [9,71].

### 1.4 Điều khiển nội suy mờ

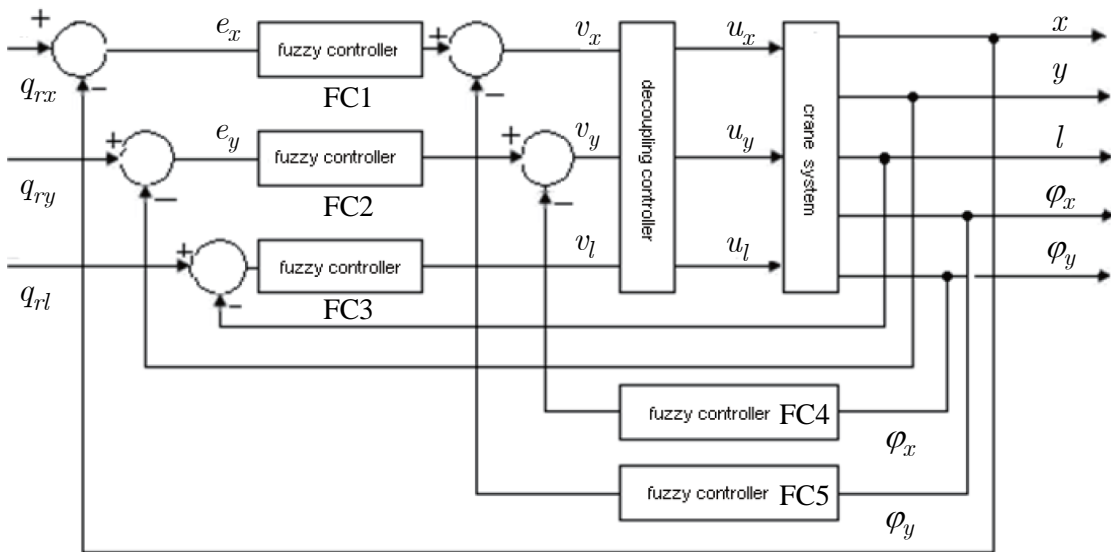
Tên gọi điều khiển nội suy mờ (*Fuzzy interpolative Control*), sử dụng trong các tài liệu [15,18,24,74] thực chất là những bộ điều khiển mờ xấp xỉ vận năng. Tất cả các bộ điều khiển mờ xấp xỉ vận năng này cùng có cấu trúc PD và đều chỉ sử dụng sau khi mô hình cầu treo đã được tuyến tính hóa từng phần thành:

$$\begin{cases} \ddot{q}_1 = v \\ \ddot{q}_2 = -M_{22}(q)^{-1} [M_{21}(q)v + f_2(q, \dot{q})] \end{cases} \quad (1.25)$$

nhờ bộ điều khiển (1.15).

Như vậy, nếu so sánh với hình 1.1 thì vai trò của những bộ điều khiển nội suy mờ đó chính là thay thế cho bộ điều khiển PD (1.16). Mục đích của chúng là làm cho các tín hiệu ra  $q_1$  bám theo được quỹ đạo đặt  $q_r$ , đồng thời giảm được dao động  $q_2$ .

Hình 1.3 là cấu trúc điều khiển nội suy mờ được lấy từ tài liệu [74] áp dụng cho hệ cầu treo 3D mô tả bởi (3.8) sẽ được giới thiệu sau ở chương 3, gồm 5 bộ điều khiển PD mờ độc lập, dùng để điều khiển hệ cầu treo 3D. Mỗi bộ điều khiển mờ đều có hai đầu vào (chẳng hạn FC1 có  $e_x$  và  $\dot{e}_x$ ) và một đầu ra. Mỗi đầu vào ra đều có 5 giá trị ngôn ngữ (tập mờ) khác nhau. Ba bộ điều khiển mờ FC1, FC2 và FC3 dùng chung một luật hợp thành. Hai tập mờ còn lại FC4, FC5 có một luật hợp thành chung. Chi tiết về mờ hóa, luật hợp thành và giải mờ của các bộ điều khiển mờ này có thể xem trong tài liệu [74].



Hình 1.3. Điều khiển cầu treo bằng nội suy mờ

Ngoài bộ điều khiển mờ trên còn có những bộ điều khiển mờ khác giới thiệu trong các tài liệu [15,18,24,27,45,64]. Rất khó để nói được bộ điều khiển mờ nào mang đến chất lượng tốt hơn, vì chúng đều được thiết kế dựa vào kinh nghiệm và suy luận của từng cá nhân tác giả.

## **1.5 Một số phương pháp điều khiển khác**

### **1.5.1 Điều khiển PD**

Cầu trục là một hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành đặc trưng trong công nghiệp và thường được điều khiển bằng bộ điều khiển PD. Bộ điều khiển PD cho cầu trục có hai nhược điểm chính là nó cần có các cảm biến gia tốc khớp nối và có tồn tại sai số ở chế độ ổn định. Để khắc phục nhược điểm này, R. Toxqui và các đồng nghiệp trong [82,84] đã đưa ra giải pháp dùng bộ ước lượng hệ số khuếch đại cao kết hợp với bộ điều khiển PD thông thường để đạt được sự ổn định của toàn hệ thống. Không giống như các phương pháp được công bố từ trước sử dụng phương pháp nhiều đơn [84], ở trong kết quả của mình, R. Toxqui đưa ra phương pháp chứng minh mới dựa theo phân tích Lyapunov để giải thích cho mối quan hệ giữa sai số ước lượng và hệ số khuếch đại của bộ ước lượng. Mạng neural RBF được sử dụng để quan sát ma sát và trọng lực sau đó sẽ bù ảnh hưởng của chúng. Các luật huấn luyện được xây dựng dựa trên phân tích sai số bám. Kết quả thu được khi sử dụng thuật toán này chỉ ra rằng, hệ thống vòng kín với bộ quan sát hệ số khuếch đại cao và bộ bù neural sẽ ổn định nếu các hàm trọng lượng có luật huấn luyện xác định và bộ ước lượng có tốc độ đủ nhanh.

Tất nhiên bộ điều khiển PD cũng chỉ dừng lại với chất lượng tạm chấp nhận được cho các hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành với cấu trúc mô hình đơn giản, ở dạng tường minh và không bị nhiễu tác động.

### **1.5.2 Điều khiển tối ưu**

Bên cạnh bộ điều khiển PD, trong thực tế người ta cũng còn sử dụng bộ điều khiển tối ưu nhằm mục đích nâng cao chất lượng điều khiển cho cầu trục. Người đầu tiên đề xuất một chiến lược điều khiển để tự động hóa hoạt động cần trục là Field (1961) trong công trình ở [86]. Ông đã sử dụng một máy tính tương tự để mô phỏng các động học của một cần trục dĩa quay. Bằng cách thử và sai lệch, ông đã đưa ra các định dạng vận tốc tối ưu cho xe đẩy và chuyển động cấp để giảm thiểu

thời gian hành trình trong khi tránh chướng ngại vật trên đường. Chiến lược điều khiển, tuy nhiên, đã không thể điều chỉnh dao động phụ tải.

Ở [87], bộ điều khiển tối ưu thời gian được sử dụng cho cầu treo 3D dựa theo nguyên lý cực đại. Các vấn đề tối ưu được giải quyết theo phương pháp variable control parameterization cho hệ nhiều đầu vào. Mặc dù tác giả đã áp dụng rất tốt tinh thần của bài toán tối ưu trong việc điều khiển bám vị trí cho hệ cầu treo nhưng vẫn chưa giải quyết được vấn đề chống rung lắc của hàng hóa.

Cũng giống như bộ điều khiển PD, bộ điều khiển tối ưu cho cầu trục không có khả năng mở rộng sang cho hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành dạng tổng quát như mô hình (1.1), nhất là những hệ có mô hình không tường minh và bị tác động bởi nhiễu trong tín hiệu điều khiển tại đầu vào.

### 1.5.3 Điều khiển thích nghi và bền vững

Adaptive control [88,89] đã đề cập đến điều khiển thích nghi là công cụ khá được ưa chuộng trong thiết kế điều khiển cho các hệ có nhiễu và bất định. Cấu trúc của bộ điều khiển sẽ được thay đổi dựa vào các luật thích nghi để đảm bảo hệ thống bền vững với nhiễu.

Ở [8,43,88], các tác giả đã áp dụng phương pháp điều khiển thích nghi cho dạng đặc biệt (1.8) của hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành là cầu treo (mô hình cầu treo sẽ được trình bày sau ở chương 3), nhằm đảm bảo sai lệch vị trí là ổn định tiệm cận và góc dao động là nhỏ nhất có thể.

Từ phương trình tổng quát (1.8) dạng tường minh của cầu treo 2D:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) + \underline{g}(\underline{q}) = \underline{\tau} \quad (1.26)$$

và để thuận tiện cho việc thiết kế bộ điều khiển, mô hình động học (1.26) được tách ra như sau:

$$\begin{pmatrix} M_{pp} & M_{p\theta} \\ P_{p\theta}^T & M_{\theta\theta} \end{pmatrix} \ddot{\underline{q}} + \begin{pmatrix} B_{pp} & B_{p\theta} \\ B_{\theta p} & B_{\theta\theta} \end{pmatrix} \dot{\underline{q}} + \begin{pmatrix} \underline{g}_p(\underline{q}) \\ \underline{g}_\theta(\underline{q}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{u}_p \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

trong đó  $\underline{u}_p = (u_x \quad u_y)^T$ . Trước khi thiết kế bộ điều khiển, các tín hiệu sai số được định nghĩa như sau:

$$\underline{s} = \dot{\underline{e}} + K\underline{e} = \begin{pmatrix} \dot{e}_p + K_p e_p \\ \dot{e}_\theta + k_\theta e_\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_p \\ s_\theta \end{pmatrix} \quad (1.28)$$

với  $K$  là ma trận hằng số xác định dương và

$$\underline{e} = \text{col}(e_p, e_\theta) = \begin{pmatrix} q_p - q_d \\ q_\theta \end{pmatrix} \quad (1.29)$$

Đặt:

$$\begin{aligned} \omega_1 \phi_1 &= M_{pp}(\ddot{q}_{pd} + k_p \dot{e}_p) + M_{p\theta}(k_\theta \dot{e}_\theta) + B_{pp}(\dot{q}_{pd} + k_p e_p) + B_{p\theta} k_p e_p - G_p \\ \omega_2 \phi_2 &= M_{\theta p}(\ddot{q}_{pd} + k_p \dot{e}_p) + M_{\theta\theta}(k_\theta \dot{e}_\theta) + B_{\theta p}(\dot{q}_{pd} + k_p e_p) + B_{\theta\theta} k_p e_p - G_\theta \end{aligned} \quad (1.30)$$

trong đó  $\omega_1, \omega_2$  là các ma trận hồi quy,  $\phi_1, \phi_2$  là các ma trận bất định hằng. Phương trình động học (1.27) có thể được viết dưới dạng sau:

$$\begin{pmatrix} M_{pp} & M_{p\theta} \\ P_{p\theta}^T & M_{\theta\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{s}_p \\ \dot{s}_\theta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{pp} & B_{p\theta} \\ B_{\theta p} & B_{\theta\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_p \\ s_\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_p + \omega_1 \phi_1 \\ \omega_2 \phi_2 \end{pmatrix} \quad (1.31)$$

Dựa trên các định nghĩa và các phép biến đổi trên, bộ điều khiển và luật thích nghi được xây dựng như sau:

$$\begin{aligned} u_p &= -\omega_1 \hat{\phi}_1 - \tau_v - K_{vp} s_p \\ \tau_v &= \frac{(1+k)s_p}{\|s_p\|^2 + \varepsilon} (s_\theta^T \omega_2 \hat{\phi}_2 + s_\theta^T K_{v\theta} s_\theta) \end{aligned} \quad (1.32)$$

$$\text{và: } \dot{\hat{\phi}}_1 = -k_a \omega_1 s_x, \quad \dot{\hat{\phi}}_2 = -k_2 \omega_2 s_y \quad (1.33)$$

Với luật điều khiển và thích nghi ở trên các tác giả đã chứng minh được rằng tất cả các tín hiệu của hệ thống vòng kín là bị chặn và các sai số là tiệm cận tức là các dao động của tải sẽ tắt dần ngay khi xe cầu đi vào quỹ đạo mong muốn của nó.

Ngoài ra, nếu như hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành có mô hình không tường minh (có tham số hằng bất định  $\underline{\theta}$ ), không bị tác động bởi nhiễu như mô tả ở công thức (1.6), đã được tách thành hai hệ con:

$$\begin{cases} D(\underline{q}, \underline{\theta}) \ddot{\underline{q}}_1 + \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta}) = \underline{u} \\ \ddot{\underline{q}}_2 = -M_{22}(\underline{q}, \underline{\theta})^{-1} [M_{21}(\underline{q}, \underline{\theta}) \ddot{\underline{q}}_1 + \underline{f}_2(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})] \end{cases} \quad (1.34)$$

nờ phương pháp tuyến tính hóa từng phần của Spong, thì riêng cho thành phần hệ con không tường minh, đủ cơ cấu chấp hành của nó là:

$$D(\underline{q}, \underline{\theta}) \ddot{\underline{q}}_1 + \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta}) = \underline{u} \quad (1.35)$$

hiều tài liệu, chẳng hạn như [3,53,76], đã thống kê một số lượng phong phú các phương pháp điều khiển thích nghi bền vững cho nó. Các phương pháp này chủ yếu

được xây dựng trên nền giả định rõ (*certainty equivalence*) đã được giới thiệu trong tài liệu [44] cũng như trên nền điều khiển trượt, đã được tổng quan tại tài liệu [83]. Phương pháp điều khiển trượt cũng đã được áp dụng cho cả cầu treo như những kết quả được công bố tại [8,14,20,27].

Điểm đặc biệt ở các phương pháp điều khiển thích nghi bền vững trên thì điều khiển trượt còn áp dụng được cho cả hệ bị nhiễu tác động, bằng cách biến đổi hệ con đủ cơ cấu chấp hành (1.35) thành:

$$D(\underline{q}, \underline{d})\ddot{\underline{q}}_1 + \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d}) = \underline{u} + \xi(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, t) \quad (1.36)$$

với  $\underline{d}$  là tham số hằng được chọn trước thay cho thành phần bất định  $\underline{\theta}$  và  $\xi(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, t)$  là tổng các thành phần nhiễu  $\underline{n}(t)$  kết hợp với sai lệch mô hình sinh ra bởi việc thay  $\underline{\theta}$  bằng  $\underline{d}$ . Nhược điểm của phương pháp điều khiển trượt này là sinh ra hiện tượng rung, dễ làm hỏng thiết bị và cơ cấu chấp hành trong hệ thống.

## 1.6 Một số phương pháp điều khiển thích nghi điển hình cho hệ EL đủ cơ cấu chấp hành

Nếu như khi áp dụng phương pháp tách hệ của Spong [77] cho hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành dạng tổng quát (1.1) chuyển được thành dạng tương tự như (1.12) mà ở đó hệ con thứ hai của nó thỏa mãn điều kiện đủ nêu trong tài liệu [36] và đã được trình bày ở mục 1.1.2, thì bài toán điều khiển bám hệ thiếu cơ cấu chấp hành sẽ chứa đựng trong nó bài toán con là điều khiển hệ EL đủ cơ cấu chấp hành. Bởi vậy cũng là cần thiết nếu ở đây ta tóm tắt một số phương pháp điều khiển thích nghi điển hình cho hệ EL đủ cơ cấu chấp hành.

### 1.6.1 Phương pháp PD thích nghi

Thực chất đây là phương pháp chỉnh định thích nghi theo nguyên lý giả định rõ cho bộ PD bù trọng trường [3,53,66] vẫn thường được áp dụng cho hệ tường minh, đủ cơ cấu chấp hành, mô tả bởi mô hình (1.7).

Bộ điều khiển PD bù trọng trường có cấu trúc như sau:

$$\underline{u} = M(\underline{q})(\ddot{\underline{w}} - K_1\dot{\underline{e}} - K_2\underline{e}) + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) \quad (1.37)$$

trong đó  $\underline{w}(t)$  là tín hiệu mẫu mà quỹ đạo biến khớp  $\underline{q}$  của hệ (1.7) cần phải bám theo,  $\underline{e} = \underline{q} - \underline{w}$  là sai lệch bám,  $K_1, K_2$  là hai ma trận đối xứng xác định dương được chọn trước sao cho:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & I_n \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix}$$

là ma trận Hurwitz.

Khi sử dụng bộ điều khiển PD bù trọng trường (1.37) cho hệ bất định, đủ cơ cấu chấp hành mô tả bởi (1.9) thì do  $\underline{\theta}$  trong mô hình là không xác định được nên bộ điều khiển PD trên được đổi lại thành:

$$\underline{u} = M(\underline{q}, \hat{\underline{\theta}})(\ddot{\underline{w}} - K_1 \dot{\underline{e}} - K_2 \underline{e}) + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \hat{\underline{\theta}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \hat{\underline{\theta}}) \quad (1.38)$$

sau đó người ta xác định thêm bộ chỉnh định tham số  $\hat{\underline{\theta}}$  cho bộ điều khiển (1.38) đó. Nguyên lý chỉnh định được xây dựng trên nền giả định rõ (*certainty equivalence*).

Cơ cấu chỉnh định tham số  $\hat{\underline{\theta}}$  cho bộ điều khiển PD bù trọng trường cải biên (1.38) dành cho hệ bất định (1.9) có cấu trúc như sau [3,53]:

$$\dot{\hat{\underline{\theta}}} = E^{-1} \Phi^T B^T P \underline{x} \quad (1.39)$$

với  $\underline{x} = \text{col}(\underline{e}, \dot{\underline{e}})$ ,  $\Phi = M(\underline{q}, \hat{\underline{\theta}})^{-1} F(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}})$  có  $F(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}})$  được xác định theo công thức (1.11),  $E = E^T > 0$  tùy chọn và  $P = P^T > 0$  là nghiệm của phương trình Lyapunov:

$$A^T P + P A = -Q$$

có  $Q = Q^T > 0$  cũng tùy chọn. Nếu  $E$  được chọn càng nhỏ, tốc độ chỉnh định càng nhanh,  $Q$  càng lớn, tốc độ bám càng cao [3].

Điều đặc biệt là ở đây mặc dù không có được  $\hat{\underline{\theta}} \rightarrow \underline{\theta}$ , tức là cơ cấu chỉnh định (1.39) không có được chức năng như khâu nhận dạng tham số hằng bất định  $\underline{\theta}$ , song chất lượng bám ổn định của hệ không vì thế mà bị thay đổi. Hơn thế nữa, thực tế ứng dụng còn chỉ ra rằng bộ điều khiển PD thích nghi áp dụng được cho cả trường hợp hệ (1.7) có tham số hằng bất định  $\underline{\theta}$  thay đổi chậm theo thời gian, mặc dù việc chứng minh chặt chẽ về mặt lý thuyết cho điều đó là chưa có [3].

### 1.6.2 Phương pháp điều khiển trượt

Phương pháp điều khiển trượt [83] ban đầu dạng tổng quát cũng đã được áp dụng cho lớp hệ EL tương minh, có nhiều tác động ở đầu vào, mô tả bởi (1.3), trong đó nhiều được giả thiết là bị chặn theo nghĩa ở công thức (1.5).

Bộ điều khiển trượt cho hệ (1.3) có cấu trúc như sau [3,53]:



$$\underline{u} = M(\underline{q})\dot{\underline{\phi}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\underline{\phi} + \underline{g}(\underline{q}) + \Lambda \frac{\underline{s}(\underline{e})}{|\underline{s}|} \quad (1.40)$$

trong đó  $\underline{e} = \underline{w} - \underline{q}$  là vector sai lệch bám,

$$\underline{s}(\underline{e}) = K\underline{e} + \frac{d\underline{e}}{dt}$$

có  $K = K^T > 0$  là ma trận đối xứng xác định dương tùy chọn, là công thức mô tả mặt trượt,

$$\underline{\phi} = K\underline{e} + \ddot{\underline{w}}$$

và  $\Lambda = \text{diag}(\lambda_i)$  có  $\lambda_i > \delta, \forall i$ .

Bộ điều khiển trượt ở trên cũng áp dụng được cho cả hệ đủ cơ cấu chấp hành, chứa tham số bất định  $\underline{\theta}$  như cho trong công thức (1.4), bằng cách thay  $\underline{\theta}$  bởi một vector hằng  $\underline{d}$  chọn trước [3]:

$$M(\underline{q}, \underline{d})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{d}) = \underline{u} + \underline{n}(t) + \left[ \left( M(\underline{q}, \underline{d})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{d}) \right) - \left( M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) \right) \right]$$

sau đó xem thành phần:

$$\underline{\zeta} = \underline{n}(t) + \left[ \left( M(\underline{q}, \underline{d})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{d}) \right) - \left( M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) \right) \right]$$

như một nhiễu đầu vào mới, tức là khi đó hệ bất định (1.4) lại trở thành hệ tường minh có nhiễu đầu vào (1.3):

$$M(\underline{q}, \underline{d})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{d}) = \underline{u} + \underline{\zeta}(\underline{q}, t)$$

Bởi vậy, nếu ký hiệu giá trị chặn trên của thành phần nhiễu mới  $\underline{\zeta}$  này ở đầu vào cũng là  $\delta$ , giống như  $\underline{n}$  với công thức (1.5), thì bộ điều khiển trượt cho hệ bất định (1.4) sẽ là:

$$\underline{u} = M(\underline{q}, \underline{d})\dot{\underline{\phi}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})\underline{\phi} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{d}) + \Lambda \frac{\underline{s}(\underline{e})}{|\underline{s}|}. \quad (1.41)$$

Hai bộ điều khiển trượt nêu trên, (1.40) cho hệ tường minh bị nhiễu tác động và (1.41) cho hệ bất định, bị nhiễu tác động ở đầu vào đều có cùng một hạn chế là tạo ra hiện tượng rung, ảnh hưởng tới tuổi thọ của thiết bị. Điều này đã phân nào hạn chế khả năng ứng dụng của chúng trong thực tế.

### 1.6.3 Phương pháp Li-Slotine

Phương pháp Li-Slotine [53,76] áp dụng cho hệ bất định mô tả bởi (1.9). Nó được xây dựng dựa trên quan hệ phản đối xứng của hai ma trận trong hệ là  $M(\underline{q}, \underline{\theta})$  và  $C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})$ , cho bởi (1.10).

Bộ điều khiển Li-Slotine cho hệ (1.9) có cấu trúc như sau:

$$\underline{u} = M(\underline{q}, \underline{\theta})\underline{\dot{v}} + C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})\underline{v} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) + K_3(\underline{v} - \underline{\dot{q}}) \quad (1.42)$$

với cơ cấu chỉnh định thích nghi:

$$\underline{\dot{\theta}} = E^{-1}F(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}})^T (\underline{\dot{e}} + \Lambda \underline{e}) \quad (1.43)$$

mà ta có thể xem như một vector biến trạng thái của bộ điều khiển, trong đó  $E = E^T > 0$  là tùy chọn,  $\Lambda = \text{diag}(\lambda_i)$ ,  $\lambda_i > 0$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  là ma trận đường chéo xác định dương,  $\underline{e} = \underline{w} - \underline{q}$  là vector sai lệch bám của hệ, ma trận  $F(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}})$  được xác định theo (1.11) và:

$$\underline{v} = \underline{\dot{w}} + \Lambda(\underline{w} - \underline{q}) = \underline{\dot{w}} + \Lambda \underline{e}$$

Điều đặc biệt của bộ điều khiển Li-Slotine (1.42), (1.43) so với bộ điều khiển PD thích nghi ở mục 1.6.1 là nó không cần phải thực hiện phép nghịch đảo ma trận  $M(\underline{q}, \underline{\theta})$  trong cơ cấu chỉnh định (1.43). Tuy nhiên nó lại mang bản chất của một bộ điều khiển trượt nên không thể tránh khỏi hiện tượng rung trong hệ. Hơn thế nữa, ở đây còn có một khiếm khuyết là trong phần chứng minh của mình ở tài liệu [76], các tác giả đã không chỉ ra được một cách chặt chẽ rằng hệ sẽ tiến về mặt trượt:

$$\underline{s} = \underline{v} - \underline{\dot{q}} = \underline{\dot{e}} + \Lambda \underline{e}$$

sau đúng một khoảng thời gian hữu hạn.

## 1.7 Kết luận chương 1

Trong chương I, Nghiên cứu sinh đã hệ thống lại một số các phương pháp điều khiển hệ thiếu cơ cấu chấp hành. Về điều khiển lớp hệ này thì cho tới nay đã có rất nhiều các phương pháp khác nhau, từ đơn giản đến phức tạp hơn như thích nghi, bền vững và trong nó cũng có nhiều công cụ được sử dụng kết hợp với nhau, chẳng hạn như những phương pháp được giới thiệu ở [9,71]. Tuy nhiên, Nghiên cứu sinh chỉ chọn lọc và trình bày tổng quan lại các phương pháp điều khiển trực tiếp trong không gian các biến khớp, bỏ qua các phương pháp trong không gian trạng thái.

Ngoài ra, luận án có định hướng sử dụng các phương pháp điều khiển thích nghi bền vững đã được xây dựng cho hệ EL đủ cơ cấu chấp hành vào điều khiển hệ thiếu cơ cấu chấp hành với những can thiệp bổ sung thêm cho thích hợp, nên Nghiên cứu sinh cũng đã trình bày chi tiết công cụ tách hệ được Spong giới thiệu tại [77] và hệ thống lại các phương pháp điều khiển hệ EL đủ cơ cấu chấp hành đã được nhiều tác giả trình bày trong [3,53,66,76].

## CHƯƠNG 2 MỘT SỐ ĐỀ XUẤT BỔ SUNG TÍNH THÍCH NGHI BỀN VỮNG CHO BỘ ĐIỀU KHIỂN HỆ THIẾU CƠ CẤU CHẤP HÀNH

Trên cơ sở kết quả đã trình bày và phân tích về những phương pháp điều khiển hệ thiếu cơ cấu chấp hành hiện có ở chương trước, luận án sẽ đề xuất phương pháp nâng cao tính thích nghi và bền vững cho hai bộ điều khiển cụ thể trong số những phương pháp trên. Đó là:

1. Bổ sung thêm tính thích nghi và bền vững cho bộ điều khiển tuyến tính hóa từng phần đã có. Tính thích nghi bổ sung thêm cho bộ điều khiển này được xây dựng theo nguyên lý giả định rõ (*certainty equivalence*). Tính bền vững được bổ sung nhờ nguyên lý điều khiển ISS (*input to state stable*) mà vẫn thường được gọi dưới tên là điều khiển ổn định thực tế (*practical stable*).
2. Hoàn thiện phương pháp điều khiển trượt bậc cao. Một bộ điều khiển trượt bậc cao cho hệ cầu treo 3D đã được giới thiệu ở tài liệu [54]. Mặc dù bộ điều khiển trượt bậc hai này có thể mở rộng được cho cả những hệ thiếu cơ cấu chấp hành nói chung chứ không chỉ riêng hệ cầu treo, song bộ điều khiển giới thiệu ở đó là chưa được hoàn thiện. Tính chưa hoàn thiện này nằm ở chỗ:

- Bộ điều khiển chỉ có thể làm cho quỹ đạo hệ tiến tiệm cận về mặt trượt, chứ không đưa được về mặt trượt sau khoảng thời gian hữu hạn. Điều này làm cho ý nghĩa thành phần điều khiển giữ hệ ở lại trên mặt trượt của bộ điều khiển sẽ không còn nữa.

- Tính ổn định của hệ chưa được khẳng định khi mặt trượt tiệm cận về 0.

Luận án sẽ đề xuất phương pháp hoàn thiện bộ điều khiển trượt bậc cao trên theo hướng làm cho quỹ đạo biến khớp hệ thiếu cơ cấu chấp hành nói chung và quỹ đạo hệ cầu treo 3D nói riêng tiến về được mặt trượt sau đúng một khoảng thời gian hữu hạn, đồng thời bổ sung thêm điều kiện cho tham số bộ điều khiển sao cho khi mặt trượt bằng 0, hệ sẽ trượt trên mặt trượt về được gốc tọa độ.

## 2.1 Điều khiển bám ổn định ISS thích nghi nhờ tín hiệu bù

Phương pháp điều khiển ổn định ISS (*input to state stable*) được luận án xây dựng dựa trên sự kết hợp phương pháp tuyến tính hóa từng phần của Spong [77] đã được tóm tắt ở mục 1.1, nhưng bây giờ sẽ được áp dụng cho hệ bất định, có nhiều tác động dạng tổng quát (1.1), cùng với phương pháp điều khiển thích nghi tuyến tính hóa chính xác để xử lý thành phần hằng bất định  $\underline{\theta}$  trong hệ đủ cơ cấu chấp hành, đã được trình bày trong các tài liệu [3,53,76]. Tính mới của phương pháp được luận án đề xuất ở đây là để hạn chế ảnh hưởng của thành phần nhiễu  $\underline{n}(t)$ , luận án sẽ bổ sung thêm vector tín hiệu bù  $\underline{s}(t)$  thay vì áp dụng nguyên tắc điều khiển trượt vẫn thường sử dụng trong điều khiển các hệ EL đủ cơ cấu chấp hành, nhờ đó sẽ không xảy ra hiện tượng rung không mong muốn trong hệ.

### 2.1.1 Bộ điều khiển thích nghi ISS với tín hiệu bù

Xét lại hệ bất định, có nhiều tác động, mô tả bởi (1.1) mà ở đó, tín hiệu nhiễu còn có thể phụ thuộc vào các thành phần biến khớp:

$$M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) = \begin{pmatrix} \underline{u} + \underline{n}(\underline{q}, t) \\ \underline{0} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

trong đó:

$$D = \begin{pmatrix} I_m \\ \Theta \end{pmatrix}, \quad \underline{q} = \text{col}(\underline{q}_1, \underline{q}_2), \quad \underline{q}_1 \in \mathbf{R}^m, \quad \underline{q}_2 \in \mathbf{R}^{n-m}, \quad \underline{u} \in \mathbf{R}^m$$

với  $I_m$  là ma trận đơn vị kiểu  $m \times m$ ,  $\underline{q}_1$  là  $m$  thành phần đầu tiên của vector các biến khớp  $\underline{q}$  được trực tiếp điều khiển bởi tín hiệu vào  $\underline{u}$ ,  $\underline{q}_2$  là những thành phần còn lại của  $\underline{q}$ .

Mô hình (2.1) có chứa trong nó những thành phần bất định hằng, viết chung thành vector  $\underline{\theta} \in \mathbf{R}^p$ , là các tham số hằng không thể xác định được chính xác của mô hình, và  $\underline{n}(\underline{q}, t)$  là nhiễu tác động ở đầu vào. Nhiễu này có thể độc lập với hệ thống, song cũng có thể là nhiễu sinh ra bởi tác động phản hồi của hệ. Để đơn giản, sau này nhiễu đầu vào đó sẽ được viết ngắn gọn thành vector  $\underline{n}$ .

Ma trận  $M(\underline{q}, \underline{\theta})$  trong (2.1) là ma trận quán tính. Đây là một ma trận đối xứng xác định dương với mọi vector  $\underline{\theta}$ , ma trận  $C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})$  là ma trận hệ số coriolis và lực hướng tâm.

Tương tự như Spong đã làm trong [77], ở đây ta cũng viết lại hệ (2.1) thành:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix}}_{M(\underline{q}, \underline{\theta})} \underbrace{\begin{pmatrix} \ddot{\underline{q}}_1 \\ \ddot{\underline{q}}_2 \end{pmatrix}}_{\ddot{\underline{q}}} + \underbrace{\begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix}}_{C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})} \underbrace{\begin{pmatrix} \dot{\underline{q}}_1 \\ \dot{\underline{q}}_2 \end{pmatrix}}_{\dot{\underline{q}}} + \underbrace{\begin{pmatrix} \underline{g}_1 \\ \underline{g}_2 \end{pmatrix}}_{\underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta})} = \begin{pmatrix} \underline{u} + \underline{n} \\ \underline{0} \end{pmatrix}$$

trong đó  $M_{ij}$ ,  $C_{ij}$ ,  $\underline{g}_i$ ,  $i=1,2$ ,  $j=1,2$  là các ma trận và vector hàm bất định, phụ thuộc biến khớp cùng đạo hàm bậc nhất của nó  $\underline{q}$ ,  $\underline{\dot{q}}$  và phụ thuộc vector tham số hằng không xác định được  $\underline{\theta}$ .

Suy ra:

$$\begin{cases} M_{11}\ddot{\underline{q}}_1 + M_{12}\ddot{\underline{q}}_2 + C_{11}\dot{\underline{q}}_1 + C_{12}\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_1 = \underline{u} + \underline{n} \\ M_{21}\ddot{\underline{q}}_1 + M_{22}\ddot{\underline{q}}_2 + C_{21}\dot{\underline{q}}_1 + C_{22}\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_2 = \underline{0} \end{cases}$$

hay

$$\begin{cases} M_{11}\ddot{\underline{q}}_1 + M_{12}\ddot{\underline{q}}_2 + C_{11}\dot{\underline{q}}_1 + \underline{f}_1 = \underline{u} + \underline{n} \\ M_{21}\ddot{\underline{q}}_1 + M_{22}\ddot{\underline{q}}_2 + \underline{f}_2 = \underline{0} \end{cases} \quad (2.2)$$

với

$$\begin{aligned} \underline{f}_1 &= \underline{f}_1(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) = C_{12}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_1(\underline{q}, \underline{\theta}) \\ \underline{f}_2 &= \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) = C_{21}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}}_1 + C_{22}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_2(\underline{q}, \underline{\theta}) \end{aligned}$$

Từ tính xác định dương của  $M(\underline{q}, \underline{\theta})$ , tức là từ tính khả nghịch của  $M_{11}(\underline{q}, \underline{\theta})$  và  $M_{22}(\underline{q}, \underline{\theta})$  với mọi  $\underline{\theta}$ , ta còn có:

$$\ddot{\underline{q}}_2 = -M_{22}^{-1}(M_{21}\ddot{\underline{q}}_1 + \underline{f}_2)$$

Bởi vậy, phương trình thứ nhất trong (2.2) trở thành:

$$M_{11}\ddot{\underline{q}}_1 - M_{12}M_{22}^{-1}(M_{21}\ddot{\underline{q}}_1 + \underline{f}_2) + C_{11}\dot{\underline{q}}_1 + \underline{f}_1 = \underline{u} + \underline{n}$$

Do đó mô hình (2.2) sẽ là:

$$\begin{cases} D\ddot{\underline{q}}_1 + C_{11}\dot{\underline{q}}_1 + \underline{f}' = \underline{u} + \underline{n} \\ M_{21}\ddot{\underline{q}}_1 + M_{22}\ddot{\underline{q}}_2 + \underline{f}_2 = \underline{0} \end{cases} \quad (2.3)$$

trong đó:

$$D = D(\underline{q}, \underline{\theta}) = M_{11}(\underline{q}, \underline{\theta}) - M_{12}(\underline{q}, \underline{\theta})M_{22}(\underline{q}, \underline{\theta})^{-1}M_{21}(\underline{q}, \underline{\theta})$$

$$\underline{f}' = \underline{f}'(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) = \underline{f}'_1(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) - M_{12}(\underline{q}, \underline{\theta})M_{22}(\underline{q}, \underline{\theta})^{-1}\underline{f}'_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})$$

Có thể thấy được ngay rằng  $D = D(\underline{q}, \underline{\theta})$  là đối xứng xác định dương với mọi vector tham số hằng  $\underline{\theta}$ . Ngoài ra, không mất tính tổng quát ta giả thiết thêm:

$$\|\underline{n}(t)\|_{\infty} = \sup_t |\underline{n}(t)| = \delta \text{ là giá trị hữu hạn.} \quad (2.4)$$

Bởi vậy, từ quan hệ tuyến tính giữa thành phần bất định hằng  $\underline{\theta}$  với mô hình mô tả bởi (1.11), tức là vế trái của mô hình (2.3) luôn viết lại được một cách chi tiết thành:

$$\begin{cases} D(\underline{q}, \underline{\theta})\underline{\ddot{q}}_1 + C_{11}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})\underline{\dot{q}}_1 + \underline{f}'(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) = F_1(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}})\underline{\theta} \\ M_{21}(\underline{q}, \underline{\theta})\underline{\ddot{q}}_1 + M_{22}(\underline{q}, \underline{\theta})\underline{\ddot{q}}_2 + \underline{f}'_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) = F_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}})\underline{\theta} \end{cases} \quad (2.5)$$

Do đó, bài toán điều khiển bám ban đầu  $\underline{q} \rightarrow \text{col}(\underline{q}_r, \underline{0})$  của hệ thiếu cơ cấu chấp hành (2.3) trở thành bài toán điều khiển  $\underline{q}_1$  bám theo được quỹ đạo  $\underline{q}_r$  đặt trước.

Kết quả bài toán điều khiển bám trên sao cho chất lượng bám không phụ thuộc bởi thành phần vector bất định hằng  $\underline{\theta}$  và bền vững với nhiễu  $\underline{n}$  theo nghĩa sai lệch  $\underline{e} = \underline{q}_r - \underline{q}_1$  luôn bị chặn và tiến tiệm cận về 0, được phát biểu ở định lý sau:

**Định lý 1:** Xét hệ bất định (2.3) thỏa mãn các giả thiết (2.4) và (2.5). Khi đó bộ điều khiển thích nghi bền vững:

$$\underline{u} = D(\underline{q}, \underline{d})\left[\underline{\ddot{q}}_r + K_1\underline{e} + K_2\underline{\dot{e}}\right] + C_{11}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{d})\underline{\dot{q}}_1 + \underline{f}'(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{d}) + \underline{s}(t) \quad (2.6)$$

trong đó:

$$\underline{e} = \underline{q}_r - \underline{q}_1, \quad K_1 = \text{diag}(a), \quad K_2 = \text{diag}\left(\sqrt{(a+1)a}\right), \quad a > 0 \quad (2.7)$$

có vector hằng  $\underline{d}$  trong  $D(\underline{q}, \underline{d})$ ,  $C_{11}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{d})$ ,  $\underline{f}'(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{d})$  được chọn thay cho vector tham số hằng bất định  $\underline{\theta}$  để:

$$\max_{1 \leq i \leq n} \sum_{j=1}^n |d_{ij}(\underline{q}, \underline{d})| \leq \gamma, \quad \forall \underline{q} \quad (2.8)$$

với  $\gamma$  là một giá trị hữu hạn xác định,  $d_{ij}(\underline{q}, \underline{d})$  là các phần tử của ma trận  $D^{-1}(\underline{q}, \underline{d})$  và:

$$\underline{s}(t) = F_1(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}}) \int_0^t \left[ D^{-1}(\underline{q}, \underline{d}) F_1(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}}) \right]^T (K_1, K_2) \underline{x} d\tau \quad (2.9)$$

trong đó  $\underline{x} = \text{col}(\underline{e}, \underline{\dot{e}})$  là ký hiệu của vector sai lệch bám, sẽ luôn đưa vector sai lệch bám  $\underline{x}$  về được lân cận góc  $\mathcal{O}$  xác định bởi:

$$\mathcal{O} = \left\{ \underline{x} \in \mathbf{R}^{2m} \mid |\underline{x}| < \frac{\delta\gamma}{a} \right\}. \quad (2.10)$$

*Chứng minh:*

Để đơn giản trong trình bày, sau đây ta sẽ sử dụng các ký hiệu:

$$D = D(\underline{q}, \underline{\theta}), \quad C_{11} = C_{11}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}), \quad f' = f'(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})$$

$$\widehat{D} = D(\underline{q}, \underline{d}), \quad \widehat{C}_{11} = C_{11}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{d}), \quad \widehat{f}' = f'(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{d})$$

và

$$F_1 = F_1(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}}), \quad F_2 = F_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\ddot{q}})$$

Khi đó, giả thiết (2.8) là tương đương với:

$$\|\widehat{D}^{-1}\|_1 = \gamma$$

trong đó  $\|\cdot\|_1$  là ký hiệu chuẩn bậc nhất của ánh xạ tuyến tính. Cũng như vậy, bộ điều khiển (2.6) lúc này được viết lại thành:

$$\underline{u} = \widehat{D}[\underline{\ddot{q}}_r + K_1\underline{e} + K_2\underline{\dot{e}}] + \widehat{C}_{11}\underline{\dot{q}}_1 + \widehat{f}' + \underline{s}(t) \quad (2.11)$$

Hệ kín, bao gồm đối tượng điều khiển (2.3) và bộ điều khiển (2.11) sẽ có thành phần động học thứ nhất trong nó biểu diễn bởi:

$$\begin{aligned} D\underline{\ddot{q}} + C_{11}\underline{\dot{q}}_1 + \underline{f}' &= \underline{u} + \underline{n} = \widehat{D}[\underline{\ddot{q}}_r + K_1\underline{e} + K_2\underline{\dot{e}}] + \widehat{C}_{11}\underline{\dot{q}}_1 + \widehat{f}' + \underline{s} + \underline{n} \\ \Leftrightarrow (D - \widehat{D})\underline{\ddot{q}} + (C_{11} - \widehat{C}_{11})\underline{\dot{q}}_1 + (\underline{f}' - \widehat{f}') &= \widehat{D}[\underline{\ddot{e}} + K_1\underline{e} + K_2\underline{\dot{e}}] + \underline{s} + \underline{n} \end{aligned}$$

Kết hợp thêm với giả thiết (2.5) ta sẽ có:

$$\begin{aligned} F_1(\underline{\theta} - \underline{d}) &= \widehat{D}[\underline{\ddot{e}} + K_1\underline{e} + K_2\underline{\dot{e}}] + \underline{s} + \underline{n} \\ \Leftrightarrow \underline{\ddot{e}} &= -K_1\underline{e} - K_2\underline{\dot{e}} + \widehat{D}^{-1}[F_1(\underline{\theta} - \underline{d}) - \underline{s} - \underline{n}] \\ \Leftrightarrow \underline{\dot{x}} &= \begin{pmatrix} \mathbf{0} & I_m \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \widehat{D}^{-1} \end{pmatrix} [F_1(\underline{\theta} - \underline{d}) - \underline{s} - \underline{n}] \\ &= Ax + B[F_1(\underline{\theta} - \underline{d}) - \underline{s} - \underline{n}] \end{aligned} \quad (2.12)$$

trong đó



$$\underline{x} = \begin{pmatrix} e \\ \dot{e} \end{pmatrix}, A = \begin{pmatrix} 0 & I_m \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ \widehat{D}^{-1} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Do  $K_1, K_2$  cho bởi (2.7) là hai ma trận đối xứng xác định dương làm cho ma trận  $A$  định nghĩa trong (2.13) là ma trận bền, tức là ma trận có tất cả các giá trị riêng nằm bên trái trục ảo, nên hệ không có nhiễu:

$$\dot{\underline{x}}_m = A\underline{x}_m \quad (2.14)$$

là hệ ổn định. Bởi vậy quỹ đạo  $\underline{x}_m(t)$ , không phụ thuộc giá trị đầu  $\underline{x}_m(0)$ , khi  $t > 0$  luôn bị chặn và tiến tiệm cận về gốc khi  $t \rightarrow \infty$ .

Bây giờ ta sẽ chứng minh bộ điều khiển bổ sung (2.9) đã cho trong định lý sẽ làm sai lệch  $\underline{x} - \underline{x}_m$  luôn bị chặn và tiến về được lân cận gốc xác định bởi (2.10). Nếu chứng minh được điều đó thì do  $\underline{x}_m(t)$  là bị chặn và tiến tiệm cận về gốc, ta cũng sẽ khẳng định được tính chất bị chặn cũng như luôn tiến tiệm cận được về lân cận  $\mathcal{O}$  của quỹ đạo sai lệch  $\underline{x}(t)$ .

Trước tiên ta thấy với  $K_1, K_2$  cho bởi (2.7) thì:

$$P = \begin{pmatrix} 2K_1K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2\text{diag}(a\sqrt{a+1}) & \text{diag}(a) \\ \text{diag}(a) & \text{diag}(\sqrt{(a+1)a}) \end{pmatrix}$$

là ma trận đối xứng xác định dương. Khi đó, nếu sử dụng hàm xác định dương  $V$  theo  $\Delta = \underline{\theta} - \underline{d} - \underline{v}$ , trong đó  $\underline{v}$  là vector định nghĩa trong (2.9), tức là:

$$\frac{d\underline{v}}{dt} = \left( D(\underline{q}, \underline{d})^{-1} F_1(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}}) \right)^T (K_1, K_2) \underline{x}$$

$$\Leftrightarrow \underline{s} = F_1 \underline{v}$$

và sai lệch  $\underline{x} - \underline{x}_m$ , có mô hình động học được suy ra từ (2.12) và (2.14) là:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} - \dot{\underline{x}}_m &= A(\underline{x} - \underline{x}_m) + B[F_1(\underline{\theta} - \underline{d}) - \underline{s} - \underline{n}] \\ &= A(\underline{x} - \underline{x}_m) + B(F_1\Delta - \underline{n}) \end{aligned}$$

với cấu trúc dạng toàn phương của  $V$  như sau:

$$V = \frac{1}{2} \left[ (\underline{x} - \underline{x}_m)^T P (\underline{x} - \underline{x}_m) + \Delta^T \Delta \right] \quad (2.15)$$

ta sẽ có từ  $\dot{\Delta} = -\dot{\underline{v}}$ , và  $\underline{\theta}, \underline{d}$  đều là những vector hằng, đạo hàm của  $V$  như sau:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \frac{1}{2} \left[ \left( A(\underline{x} - \underline{x}_m) + B(F_1 \Delta - n) \right)^T P(\underline{x} - \underline{x}_m) + \right. \\
&\quad \left. + (\underline{x} - \underline{x}_m)^T P \left( A(\underline{x} - \underline{x}_m) + B(F_1 \Delta - n) \right) \right] + \Delta^T \dot{\Delta} \\
&= \frac{1}{2} (\underline{x} - \underline{x}_m)^T (A^T P + PA) (\underline{x} - \underline{x}_m) + \\
&\quad + \Delta^T \left[ (BF_1)^T P(\underline{x} - \underline{x}_m) - \dot{\underline{v}} \right] - (\underline{x} - \underline{x}_m)^T PB \underline{n}
\end{aligned}$$

Suy ra:

$$\dot{V} = -(\underline{x} - \underline{x}_m)^T Q(\underline{x} - \underline{x}_m) + \Delta^T \left[ (BF_1)^T P(\underline{x} - \underline{x}_m) - \dot{\underline{v}} \right] - (\underline{x} - \underline{x}_m)^T PB \underline{n}$$

trong đó:

$$\begin{aligned}
Q &= -\frac{1}{2} (A^T P + PA) \\
&= -\frac{1}{2} \left[ \begin{pmatrix} 0 & -K_1 \\ I_m & -K_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2K_1 K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 2K_1 K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & I_m \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} \right] \\
&= \begin{pmatrix} K_1^2 & 0 \\ 0 & K_2^2 - K_1 \end{pmatrix} = \text{diag}(a^2)
\end{aligned}$$

là ma trận đối xứng xác định dương.

Điều này chỉ rằng nếu ta chọn:

$$\begin{aligned}
\dot{\underline{v}} &= (BF_1)^T P(\underline{x} - \underline{x}_m) = \left[ \begin{pmatrix} 0 \\ \hat{D}^{-1} F_1 \end{pmatrix} \right]^T \begin{pmatrix} 2K_1 K_2 & K_1 \\ K_1 & K_2 \end{pmatrix} (\underline{x} - \underline{x}_m) \\
&= \left( (\hat{D}^{-1} F_1)^T K_1, (\hat{D}^{-1} F_1)^T K_2 \right) (\underline{x} - \underline{x}_m) \\
&= (\hat{D}^{-1} F_1)^T (K_1, K_2) (\underline{x} - \underline{x}_m)
\end{aligned} \tag{2.16}$$

$$\text{sẽ có: } \dot{V} = -(\underline{x} - \underline{x}_m)^T Q(\underline{x} - \underline{x}_m) - (\underline{x} - \underline{x}_m)^T PB \underline{n} \tag{2.17}$$

Tất nhiên cả hai công thức (2.16) và (2.17) trên đều luôn đúng với mọi giá trị đầu  $\underline{x}_m(0)$ , bởi vậy đương nhiên cũng đúng với  $\underline{x}_m(0) = \underline{0}$ . Khi  $\underline{x}_m(0) = \underline{0}$  thì do có

$\underline{x}_m(t) = \underline{0}, \forall t$ , nên (2.16) trở thành:  $\dot{\underline{v}} = (\hat{D}^{-1} F_1)^T (K_1, K_2)$ , và đây chính là bộ

điều khiển bổ sung (2.9) đã cho trong định lý. Cũng như vậy, công thức (2.17) được rút gọn thành:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= -\underline{x}^T Q \underline{x} - \underline{x}^T PB \underline{n} = -a^2 |\underline{x}|^2 - \underline{x}^T PB \underline{n} \\
&\leq -a^2 |\underline{x}|^2 + \|PB\| \delta |\underline{x}| \leq a [-a |\underline{x}| + \gamma \delta] |\underline{x}|
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Điều này chỉ ra rằng khi có:  $\frac{\gamma\delta}{a} < |\underline{x}|$

tức là khi quỹ đạo sai lệch  $\underline{x}(t)$  còn nằm ngoài lân cận  $\mathcal{O}$  cho bởi công thức (2.10), sẽ có  $\dot{V} < 0$ , do đó  $|\underline{x}(t)|$  vẫn còn đơn điệu giảm (đ.p.c.m). ■

Bản thân định lý 1 trên cũng chính là các bước thiết kế bộ điều khiển thích nghi bền vững cho thành phần hệ con đủ cơ cấu chấp hành, bất định, bị nhiễu tác động, bám theo được quỹ đạo mẫu với sai lệch tiệm cận không lớn hơn  $\gamma\delta/a$ . Chính vì lý do này, bộ điều khiển (2.6), (2.9) có tên gọi là bộ điều khiển thích nghi ISS (*input to state stable*), hay bám ổn định thực tế (*practical stable*).

Ngoài ra ta có thể thấy thêm rằng:

- Với giá trị  $a$  được chọn càng lớn, lân cận  $\mathcal{O}$  sẽ càng nhỏ.
- Luôn tồn tại  $\underline{d}$  để giả thiết (2.8) được thỏa mãn.
- Bộ điều khiển (2.6) với tín hiệu bù  $\underline{s}(t)$  cho bởi (2.9) có cùng chức năng giống như bộ điều khiển trượt đã được công bố tại [8,14,85] là xử lý được sự ảnh hưởng của thành phần bất định hàm  $\underline{n}(\underline{q}, t)$  có lẫn trong tín hiệu đầu vào, song khác với điều khiển trượt, nó không sử dụng mặt trượt, không cần giữ quỹ đạo trạng thái của hệ trên mặt trượt, do đó nó cũng sẽ không tạo ra hiện tượng rung trong hệ.

### 2.1.2 Chất lượng thành phần của hệ con thứ hai

Theo nội dung định lý 1 vừa phát biểu ở trên thì bộ điều khiển (2.6),(2.9) luôn đảm bảo chất lượng bám ổn định bền vững cho thành phần hệ con thứ nhất trong (2.3), theo nghĩa là hệ con bất định, bị tác động bởi nhiễu:

$$D(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}}_1 + C_{11}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}}_1 + \underline{f}'(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) = \underline{u} + \underline{n}(\underline{q}, t)$$

dưới tác động của bộ điều khiển (2.6),(2.9) sẽ có quỹ đạo sai lệch  $\underline{x} = \text{col}(\underline{e}, \dot{\underline{e}})$ , trong đó  $\underline{e} = \underline{q}_1 - \underline{q}_r$  là ký hiệu của sai lệch bám, luôn bị chặn và tiến về một lân cận gốc  $\mathcal{O}$  đủ nhỏ xác định bởi công thức (2.10). Tuy nhiên định lý đó lại chưa nói tới chất lượng của thành phần hệ con thứ hai trong đó là:

$$M_{21}(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}}_1 + M_{22}(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}}_2 + \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}, \underline{\theta}) = \underline{0} \quad (2.19)$$

Sau đây ta sẽ bổ sung phần còn thiếu này.

Trước tiên ta thấy do (2.19) luôn đúng với mọi  $\underline{\theta}$  nên nó cũng đúng với vector tham số hằng  $\underline{d}$  đã được chọn trước trong quá trình xây dựng bộ điều khiển ổn định ISS (2.6),(2.9) cho hệ con thứ nhất. Bởi vậy ta sẽ viết nó lại thành:

$$\ddot{\underline{q}}_2 = -M_{22}^{-1}(\underline{q}, \underline{d}) \left[ M_{21}(\underline{q}, \underline{d}) \ddot{\underline{q}}_1 + \underline{f}_2(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d}) \right]$$

và khi có  $\underline{q}_1 \rightarrow \underline{q}_r$  với  $\underline{q}_r$  là hằng số, nó sẽ là:

$$\ddot{\underline{q}}_2 = -M_{22}^{-1}(\underline{q}_2, \underline{q}_r, \underline{d}) \underline{f}_2(\underline{q}_2, \underline{q}_r, \dot{\underline{q}}_2, \underline{d}) \quad (2.20)$$

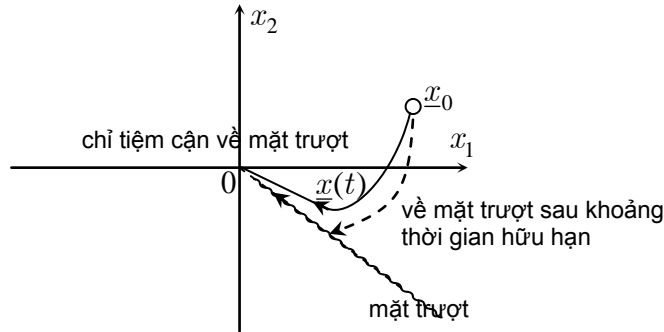
Để hệ con thứ hai (2.20) này có được  $\underline{q}_2 \rightarrow \underline{0}$ , thì đủ là làm cho nó thỏa mãn tính chất đã nêu trong tài liệu [36] và cũng đã được nhắc lại ở mục 1.1.2. Điều này là hoàn toàn có thể vì trong (2.20) ta có  $\underline{d}$  là tùy chọn. Do đó, ở các hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành có hệ con (2.20) không tự ổn định thì khi xem  $\underline{d}$  như tín hiệu đầu vào, ta hoàn toàn có thể xây dựng thêm bộ điều khiển phản hồi trạng thái  $\underline{d}(\underline{q}_r, \underline{q}_2)$  để nó ổn định. Trong trường hợp như vậy, ta sẽ vừa có được  $\underline{q}_1 \rightarrow \underline{q}_r$  nhờ bộ điều khiển nêu trong định lý 1 là (2.6), (2.9), vừa có  $\underline{q}_2 \rightarrow \underline{0}$  nhờ bộ điều khiển  $\underline{d}(\underline{q}_r, \underline{q}_2)$ , việc chọn  $\underline{d}$  như thế nào thì thích hợp còn phụ thuộc vào cấu trúc cụ thể của (2.20) và phụ thuộc vào đặc thù của từng hệ thống. Trong thực tế, nhiều hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành, chẳng hạn như hệ cầu treo mà có hệ con (2.20) tự ổn định với mọi  $\underline{d}$ , tức là đã thỏa mãn điều kiện ở mục 1.1.2 trích từ tài liệu [36] nên không cần tới bổ sung thêm điều kiện  $\underline{d}(\underline{q}_r, \underline{q}_2)$ .

## 2.2 Điều khiển trượt bậc cao

Điều khiển trượt bậc cao được biết đến như một giải pháp chống rung trong điều khiển trượt [49-52]. Tuy nhiên, như đã được phân tích ở phần đầu chương, mặc dù ở các tài liệu [25,54] điều khiển trượt bậc cao đã được áp dụng thử nghiệm vào điều khiển hệ thiếu cơ cấu chấp hành, song những giải pháp đưa ra ở đó là chưa được hoàn chỉnh. Tính chưa hoàn chỉnh này nằm ở chỗ:

- Chưa chỉ ra được là thời gian quỹ đạo của hệ tiến về mặt trượt là hữu hạn. Điều này rất cần thiết vì nếu chỉ có thể tiệm cận được về mặt trượt, hệ vẫn có thể mất ổn định theo nghĩa quỹ đạo trạng thái của hệ không bị chặn (tiến tới vô cùng rồi từ vô cùng mới về gốc tọa độ) như minh họa ở hình 2.1.

- Còn thiếu điều kiện chặt chẽ để hệ trượt trên mặt trượt về đến gốc tọa độ.



Hình 2.1 Hệ sẽ mất ổn định nếu quỹ đạo trạng thái chỉ tiệm cận về mặt trượt

Từ kết quả phân tích như vậy, sau đây, bên cạnh phương pháp điều khiển ISS với bộ điều khiển (2.6), (2.9) và trên cơ sở hoàn thiện bổ sung hai thiếu sót vừa nêu, luận án sẽ đề xuất thêm bộ điều khiển trượt bậc hai và bộ điều khiển trượt siêu xoắn phục vụ bài toán điều khiển thích nghi bền vững cho các hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành dạng tổng quát (1.1).

## 2.2.1 Khái niệm điều khiển trượt cơ bản và trượt bậc cao

### Điều khiển trượt cơ bản

Dựa trên nội dung đã nghiên cứu của các tác giả tại [4,83,85], sau đây ta sẽ hệ thống lại các nội dung chính của điều khiển trượt cơ bản.

Xét hệ không dừng bậc  $n$  có mô hình trạng thái:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}, t) + H(\underline{x}, t)\underline{u} \quad \text{với } \underline{x} \in \mathbb{R}^n, \underline{u} = (u_1, u_2, \dots, u_m) \in \mathbb{R}^m \quad (2.21)$$

và một đa tạp có số chiều  $(n - m)$ , thường được gọi là mặt trượt:

$$\underline{\sigma}(\underline{x}) = (\sigma_1(\underline{x}), \sigma_2(\underline{x}), \dots, \sigma_m(\underline{x}))^T = \underline{0} \quad (2.21)$$

chứa tất cả các quỹ đạo trạng thái mong muốn  $\underline{x}(t)$  của hệ (theo một chỉ tiêu chất lượng cho trước). Nhiệm vụ của điều khiển trượt là phải xác định tín hiệu điều khiển  $\underline{u}$  để đưa hệ (2.21) tiến về mặt trượt (2.21) và giữ nó lại trên đó.

Tín hiệu điều khiển cần tìm  $\underline{u} = \underline{u}_{eq} + \underline{u}_N$  sẽ gồm 2 thành phần, trong đó:

$\underline{u}_{eq}$  là thành phần tín hiệu giữ  $\underline{x}(t)$  ở lại trên mặt trượt, tức là nếu đã có:

$$\underline{\sigma}(\underline{x}_0) = \underline{0} \quad \text{với } \underline{x}_0 = \underline{x}(t_0)$$

thì cũng sẽ có

$$\dot{\underline{\sigma}}(\underline{x}) = \underline{0} \text{ khi } t \geq t_0 \quad (2.22)$$

$\underline{u}_N$  là thành phần tín hiệu làm cho  $\underline{x}(t)$  tiến về mặt trượt trong khoảng thời gian hữu hạn  $T$ . Như vậy khi sử dụng hàm xác định dương:

$$V(\underline{\sigma}) = \frac{1}{2} \underline{\sigma}^T \underline{\sigma}$$

thì đủ để  $\underline{x}(t)$  tiến về mặt trượt là  $\underline{u}_N$  phải tạo ra được:

$$\dot{V}(\underline{\sigma}) = \underline{\sigma}^T \dot{\underline{\sigma}} < 0 \text{ khi } \underline{\sigma}(\underline{x}) \neq \underline{0} \text{ và } \dot{V}(\underline{\sigma}) = 0 \text{ khi } t \geq T \quad (2.23)$$

Khi đó các thành phần  $\underline{u}_{eq}$ ,  $\underline{u}_N$  sẽ được xác định như sau:

1) Điều khiển giữ trên mặt trượt.

Từ điều kiện (2.22) có:

$$\underline{0} = \dot{\underline{\sigma}} = \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} \left[ \underline{f}(\underline{x}, t) + H(\underline{x}, t) \underline{u}_{eq} \right]$$

Vậy nếu ma trận

$$\frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} H(\underline{x}, t) \in \mathbf{R}^{m \times m}$$

không suy biến thì:

$$\underline{u}_{eq} = - \left( \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} H(\underline{x}, t) \right)^{-1} \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} \underline{f}(\underline{x}, t) \quad (2.24)$$

2) Điều khiển tiến về mặt trượt.

Từ điều kiện đủ (2.23) trên và với:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{\sigma}}(\underline{x}) &= \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} \dot{\underline{x}} = \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} \left[ \underline{f}(\underline{x}, t) + H(\underline{x}, t) (\underline{u}_{eq} + \underline{u}_N) \right] \\ &= \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} \left[ \underline{f}(\underline{x}, t) + H(\underline{x}, t) \underline{u}_{eq} \right] + \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} H(\underline{x}, t) \underline{u}_N = \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} H(\underline{x}, t) \underline{u}_N \end{aligned}$$

cũng như (2.24), người ta đã đi đến một số tín hiệu điều khiển  $\underline{u}$  cho hệ (2.21) nay được ký hiệu là  $\underline{u}_N = (u_{1N}, u_{2N}, \dots, u_{mN})^T$ , trong trường hợp mặt trượt lý tưởng:

$$\frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial \underline{x}} H(\underline{x}, t) = I \text{ (ma trận đơn vị)}$$

như sau:

– Bộ điều khiển relay:  $u_{kN} = -\alpha_k(\underline{x}) \text{sign}(\sigma_k(\underline{x}))$ ,  $k = 1, 2, \dots, m$

trong đó  $\alpha_k(\underline{x}) > 0$ ,  $\forall \underline{x}$  và

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{khí } x > 0 \\ -1 & \text{khí } x < 0 \\ 0 & \text{khí } x = 0 \end{cases}$$

- Bộ điều khiển phản hồi tuyến tính:  $\underline{u}_N = -L\underline{\sigma}(x)$  với  $L = L^T > 0$  tùy chọn.
- Bộ điều khiển vector đơn vị:  $\underline{u}_N = -k \frac{\underline{\sigma}(x)}{|\underline{\sigma}(x)|}$  với  $k > 0$  tùy chọn.

### Điều khiển trượt cho hệ bất định

Dựa trên nội dung đã nghiên cứu của các tác giả tại [49,50,4], hệ thống lại các nội dung chính của điều khiển trượt cho hệ bất định.

Xét hệ có chứa thêm thành phần bất định  $\underline{e}(x, \underline{u}, t)$  ở đầu vào:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}, t) + H(\underline{x}, t)[\underline{u} + \underline{e}(x, \underline{u}, t)] \quad \text{với } |\underline{e}(x, \underline{u}, t)| \leq \rho(\underline{x}, t), \quad \forall \underline{u} \quad (2.25)$$

Tương tự như ở hệ rõ, nhiệm vụ của điều khiển trượt ở đây là phải xác định được tín hiệu điều khiển  $\underline{u} = \underline{u}_{eq} + \underline{u}_N$  để đưa hệ về mặt trượt (2.21) và giữ nó lại trên đó, trong đó  $\underline{u}_{eq}$  là thành phần tín hiệu giữ  $\underline{x}(t)$  ở lại trên mặt trượt và  $\underline{u}_N$  là thành phần tín hiệu làm cho  $\underline{x}(t)$  tiến được về mặt trượt.

Thành phần  $\underline{u}_{eq}$  được xác định với giả thiết  $\underline{e}(x, \underline{u}, t) = \underline{0}$ . Như vậy ta cũng sẽ có được  $\underline{u}_{eq}$  theo công thức (2.24).

Để xác định  $\underline{u}_N$  ta làm như sau. Trước tiên chọn một hàm  $V(\underline{x}, t)$  thỏa mãn (định lý LaSalle-Yoshizawa [3,44]):

$$\begin{aligned} \gamma_1(|\underline{x}|) &\leq V(\underline{x}, t) \leq \gamma_2(|\underline{x}|) \\ \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \underline{x}} \underline{f}(\underline{x}, t) &\leq -\gamma_3(|\underline{x}|) \end{aligned} \quad (2.26)$$

với  $\gamma_i(r) \in \mathcal{K}_\infty$ ,  $i=1,2,3$ , tức là những hàm của biến thực không âm  $r \geq 0$ , đơn điệu tăng, thỏa mãn  $\gamma_i(0) = 0$  và  $\lim_{r \rightarrow \infty} \gamma_i(r) = \infty$ . Tiếp theo ta xác định  $\underline{u}_N$  để có:

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \underline{x}} \dot{\underline{x}} = \left[ \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \underline{x}} \underline{f}(\underline{x}, t) \right] + \frac{\partial V}{\partial \underline{x}} H(\underline{x}, t)[\underline{u}_N + \underline{e}] < 0 \quad (2.27)$$

khí  $t < T$  và  $\dot{V} = 0$  khi  $t \geq T$ .

Rõ ràng, cùng với (2.22), thì đủ để có bất đẳng thức trên nếu  $\underline{u}_N$  thỏa mãn:

$$\min_{\underline{u}_N} \max_{\underline{\epsilon}} \frac{\partial V}{\partial \underline{x}} H(\underline{x}, t) [\underline{u}_N + \underline{\epsilon}] \leq 0, \quad \forall \underline{x}, t \leq T \quad (2.28)$$

và đây cũng là công thức để xác định  $\underline{u}_N = (u_{1N}, u_{2N}, \dots, u_{mN})^T$ . Chẳng hạn như khi ký hiệu  $h_k(\underline{x}, t)$ ,  $k=1, 2, \dots, m$  là các vector cột của  $H(\underline{x}, t)$ :

$$H(\underline{x}, t) = (h_1(\underline{x}, t), h_2(\underline{x}, t), \dots, h_m(\underline{x}, t))$$

thì  $\underline{u}_N$  thỏa mãn (2.27) sẽ có các phần tử  $u_{kN}$ ,  $k=1, 2, \dots, m$  là:

$$u_{kN} = -\rho(\underline{x}, t) \operatorname{sign} \left( \frac{\partial V}{\partial \underline{x}} h_k(\underline{x}, t) \right)$$

### Điều khiển trượt bậc cao

Dựa trên nội dung đã nghiên cứu của các tác giả tại [4,49,50], sau đây ta sẽ hệ thống lại các nội dung chính của điều khiển trượt bậc cao.

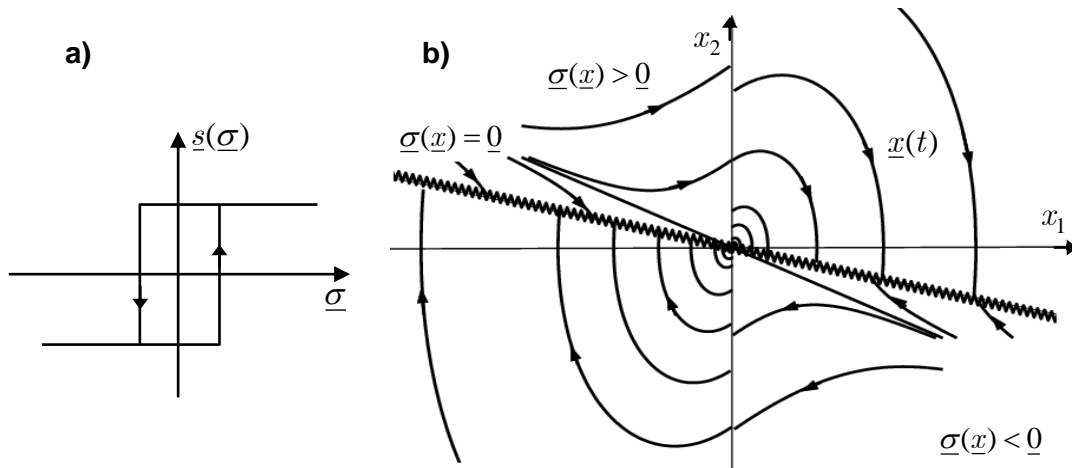
Trong thực tế, do không tồn tại thiết bị tạo ra được hàm  $\operatorname{sign}(\cdot)$ , thay vào đó là:

$$s(x) = \begin{cases} 1 & \text{khi } x > \epsilon \\ -1 & \text{khi } x < -\epsilon \\ \text{giữ nguyên giá trị cũ khi } |x| \leq \epsilon \end{cases}$$

nên cũng không có được thành phần  $\underline{u}_{eq}$  trong tín hiệu điều khiển, tức là chỉ có:

$$\underline{u} = \underline{u}_N$$

Điều này đã tạo ra hiện tượng rung (chattering) trong hệ, khi mà  $\underline{u}$  phải chuyển đổi giá trị với tần số vô cùng lớn để giữ được  $\underline{x}(t)$  trên mặt trượt  $\sigma(\underline{x}) = 0$ . Hình 2.2 minh họa nguyên nhân và hiệu ứng của hiện tượng rung này.



Hình 2.2. Hiện tượng rung (chattering). Nguyên nhân a) và hiệu ứng b).



Một kỹ thuật để làm giảm hiệu ứng rung là sử dụng mặt trượt bậc cao. Phương pháp điều khiển trượt với mặt trượt  $\sigma(\underline{x})$  được gọi là điều khiển trượt bậc cao, hay bậc  $r > 1$ , nếu ở đó còn có:

$$\sigma(\underline{x}) = \dot{\sigma}(\underline{x}) = \dots = \sigma^{(r-1)}(\underline{x}) = 0$$

Như vậy phương pháp điều khiển trượt vừa trình bày trước đây chính là điều khiển trượt bậc một.

Do ở điều khiển trượt bậc cao cần tới số lượng lớn thông tin, số chiều của mặt trượt giảm, nên để thuận lợi trong việc cài đặt, chủ yếu người ta chỉ sử dụng điều khiển trượt bậc 2 cho hệ (2.25) bất định có một tín hiệu vào ( $m=1$ ), tức là cho hệ:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}, t) + \underline{h}(\underline{x}, t)u \quad (2.29)$$

với  $\underline{f}(\underline{x}, t)$  và  $\underline{h}(\underline{x}, t)$  là hai vector hàm bất định. Tương ứng, mặt trượt trở thành mặt trượt đơn, có thể không dùng  $\sigma(\underline{x}, t)$ , với:

$$\sigma(\underline{x}, t) = \dot{\sigma}(\underline{x}, t) = 0 \quad (2.30)$$

Để cụ thể hóa nhiệm vụ điều khiển làm cho quỹ đạo trạng thái  $\underline{x}(t)$  của hệ bất định (2.29) tiến được về mặt trượt (2.30) và ở lại trên đó, trước tiên ta biến đổi điều kiện trượt bậc hai (2.30) thành:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(\underline{x}, t, u) &= \frac{\partial \sigma}{\partial t} + \frac{\partial \sigma}{\partial \underline{x}} [\underline{f}(\underline{x}, t) + \underline{h}(\underline{x}, t)u] \\ &= \frac{\partial \sigma}{\partial t} + L_f \sigma(\underline{x}, t) + L_h \sigma(\underline{x}, t)u \\ \ddot{\sigma}(\underline{x}, t, u, \dot{u}) &= \frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial t} + \frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial \underline{x}} [\underline{f}(\underline{x}, t) + \underline{h}(\underline{x}, t)u] + \frac{\partial \sigma}{\partial \underline{x}} \underline{h}(\underline{x}, t)\dot{u} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Sau đó đặt:

$$y_1(t) = \sigma(\underline{x}, t), \quad y_2(t) = \dot{\sigma}(\underline{x}, t) \quad \text{và} \quad v = \dot{u}$$

sẽ được:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \varphi(\underline{x}, t, u) + \gamma(\underline{x}, t)\dot{u} \end{cases} \quad (2.32)$$

trong đó

$$\begin{aligned} \varphi(\underline{x}, t, u) &= \frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial t} + \frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial \underline{x}} [\underline{f}(\underline{x}, t) + \underline{h}(\underline{x}, t)u] \\ \gamma(\underline{x}, t) &= \frac{\partial \sigma}{\partial \underline{x}} \underline{h}(\underline{x}, t) \end{aligned}$$

Như vậy bài toán điều khiển trượt bậc hai cho hệ (2.29) với điều kiện trượt (2.30) trở thành bài toán điều khiển ổn định cho hệ (2.32).

Nếu hệ (2.29) với mặt trượt bậc hai (2.30) còn thỏa mãn:

$$L_h \sigma(\underline{x}, t) = 0$$

thì người ta gọi nó là hệ có bậc tương đối bằng 2. Ngược lại hệ sẽ được gọi là có bậc tương đối bằng 1. Với hệ có bậc tương đối bằng 2 thì từ (2.31) ta còn có:

$$\dot{\sigma}(\underline{x}, t, u) = \frac{\partial \sigma}{\partial t} + L_f \sigma(\underline{x}, t)$$

Do đó hệ (2.32) trở thành

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \varphi(\underline{x}, t) + \gamma(\underline{x}, t)u \end{cases} \quad (2.33)$$

với các vector hàm bất định  $\varphi(\cdot)$ ,  $\gamma(\cdot)$  bây giờ được định nghĩa lại là:

$$\begin{aligned} \varphi(\underline{x}, t) &= \frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial t} + \frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial \underline{x}} f(\underline{x}, t) \\ \gamma(\underline{x}, t) &= \frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial \underline{x}} h(\underline{x}, t) \end{aligned}$$

Ta tạm chia các bộ điều khiển trượt bậc 2 hiện có, tức là các bộ điều khiển ổn định cho lớp hệ bất định (2.32) và (2.33), thành hai nhóm như sau:

- Bộ điều khiển xoắn (twisting controller) của Levantosky [52], Levant [50] và siêu xoắn (super twisting controller) của Levant [51].
- Bộ điều khiển trượt cận tối ưu (sub-optimal algorithm) của Bartolini [12].

#### 1) Điều khiển trượt xoắn:

Bộ điều khiển xoắn, đề xuất bởi Levantosky [52] và Levant [50], là bộ điều khiển áp dụng cho hệ (2.32), trong đó  $u$  được xem như tham số và:

$$\dot{u} = v$$

là tín hiệu vào. Hai thành phần bất định hàm  $\varphi(\cdot)$ ,  $\gamma(\cdot)$  trong hệ được giả thiết là bị chặn:

$$|\varphi(\cdot)| \leq \Phi \quad \text{và} \quad 0 < G_1 \leq \gamma(\cdot) \leq G_2 \quad (2.34)$$

Nói cách khác, bộ điều khiển xoắn được áp dụng cho hệ bất định:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \varphi(\cdot) + \gamma(\cdot)v \end{cases} \quad (2.35)$$

thỏa mãn các điều kiện bị chặn (2.34).

Bộ điều khiển xoắn có dạng như sau [4,50,52]:

$$v = \begin{cases} -V_m \text{sign}(y_1) & \text{khi } y_1 y_2 \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(y_1) & \text{khi } y_1 y_2 > 0 \end{cases} \quad (2.36)$$

trong đó hai hằng số  $V_m$ ,  $V_M$  được chọn thỏa mãn:

$$V_M > V_m \\ V_m > \max \left\{ 4 \frac{G_2}{\sigma(0)}, \frac{\Phi}{G_1} \right\} \text{ và } G_1 V_M - \Phi > G_2 V_m + \Phi$$

Bộ điều khiển xoắn (2.36) này sẽ đưa được hệ bất định (2.32) về tới mặt trượt bậc hai (2.30) sau một khoảng thời gian hữu hạn.

Để áp dụng được bộ điều khiển xoắn (2.36) trên tất nhiên cần có giả thiết  $y_1$  và  $y_2$  là đo được, hoặc ít nhất phải xác được dấu của nó.

Ngoài ra, đối với những hệ (2.29) có bậc tương đối bằng 2, tức với các hệ dạng (2.33), thì khi sử dụng ký hiệu:

$$u = v$$

nó lại trở về dạng (2.32). Do đó bộ điều khiển xoắn (2.36) cũng áp dụng được cho cả hệ có bậc tương đối bằng 2.

2) *Điều khiển trượt siêu xoắn:*

Với hệ bất định (2.33) thỏa mãn các điều kiện bị chặn (2.34), nhưng  $y_2$  lại không đo được, Levant [4,51] đưa ra bộ điều khiển siêu xoắn có dạng như sau:

$$\begin{cases} u = -\lambda |y_1|^\rho \text{sign}(y_1) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -\alpha \text{sign}(y_1) \end{cases} \quad (2.37)$$

trong đó

$$\alpha > \frac{\Phi}{G_1} \\ \lambda^2 \leq \frac{4\Phi G_2(\alpha + \Phi)}{G_1^2(\alpha - \Phi)} \text{ và } 0 < \rho \leq 0.5$$

Điều đặc biệt của bộ điều khiển siêu xoắn này là không cần thêm bất cứ một thông tin nào về  $y_2$ , tức là về đạo hàm của mặt trượt  $\sigma(\underline{x}, t)$ .

Bộ điều khiển siêu xoắn (2.37) phản hồi đầu ra trên sẽ đưa được hệ bất định (2.33) về tới mặt trượt bậc hai (2.30) sau một khoảng thời gian hữu hạn [51].

### 3) Điều khiển trượt cận tối ưu:

Đây là bộ điều khiển tối ưu tác động nhanh phản hồi đầu ra, được xây dựng bởi Bartolini và các cộng sự [12,4]. Ở bộ điều khiển này ta cần phải xác định được điểm cực trị của mặt trượt, tức là điểm mà tại đó có  $\sigma(x, t) = 0$ .

Xét hệ bất định (2.32) với các điều kiện bị chặn (2.34) của các thành phần bất định  $\varphi(\cdot)$ ,  $\gamma(\cdot)$ . Giả sử ta đo được các điểm thời gian  $t_k$ ,  $k=1, 2, \dots$  mà tại đó có  $y_2(t_k) = 0$ . Vậy thì bộ điều khiển [12,4]:

$$v(t) = -\alpha(t)V_M \text{sign}[y_1(t) - 0.5y_1(t_k)]$$

trong đó:

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{khí } y_1(t_k)[y_1(t) - 0.5y_1(t_k)] > 0 \\ 1 & \text{trong trường hợp ngược lại} \end{cases}$$

và hai hằng số  $V_M$ ,  $\alpha^*$  được chọn thỏa mãn:

$$V_M > \max \left\{ \frac{\Phi}{\alpha^* G_1}, \frac{4\Phi}{3G_1 - \alpha^* G_2} \right\}$$

$$\alpha^* \in (0, 1] \cap \left( 0, \frac{3G_1}{G_2} \right)$$

sẽ đưa được hệ bất định (2.32) về tới mặt trượt bậc hai sau một khoảng thời gian hữu hạn.

### 2.2.2 Thiết kế bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ EL bất định thiếu cơ cấu chấp hành

Tài liệu [54] đã giới thiệu một ứng dụng của điều khiển trượt bậc hai vào điều khiển bám ổn định hệ cầu treo. Song như đã phân tích ở ngay đầu chương, bộ điều khiển này là chưa hoàn chỉnh vì mới chỉ ra được rằng quỹ đạo của hệ cầu treo là tiệm cận về mặt trượt chứ chưa chứng minh được nó sẽ về mặt trượt sau một khoảng thời gian hữu hạn. Hơn nữa nó cũng chưa đưa ra được điều kiện để quỹ đạo của hệ sau đó sẽ trượt trên mặt trượt về gốc tọa độ.

Để khắc phục những khiếm khuyết trên, sau đây luận án sẽ mở rộng phương pháp giới thiệu trong [54], vốn được thiết kế riêng cho hệ cầu treo 3D, như sau:

- Mở rộng sang cho cả các hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành nhiều biến khớp độc lập (1.1) một cách tổng quát.

- Bổ sung phần chứng minh bộ điều khiển đó luôn đưa quỹ đạo của hệ về mặt trượt sau khoảng thời gian hữu hạn.

- Bổ sung điều kiện để hệ trượt được trên mặt trượt về tới gốc tọa độ.

### Thiết kế bộ điều khiển

Trước tiên ta sẽ tiến hành xây dựng bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ EL có nhiều biến khớp độc lập. Khái niệm vector các biến khớp độc lập  $\underline{q}_1$  và biến khớp phụ thuộc  $\underline{q}_2$  đã được luận án định nghĩa ở mục 1.1 thuộc chương 1.

Xét hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành (1.1) với  $2m > n$ , tức là hệ có mô hình không tường minh, bị nhiễu tác động ở đầu vào và có số các biến khớp độc lập  $\underline{q}_1$  nhiều hơn số biến khớp phụ thuộc  $\underline{q}_2$ , mô tả bởi:

$$M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta}) = \begin{pmatrix} \underline{u} + \underline{n}(t) \\ \underline{0} \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

Để mở rộng bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ cầu treo 3D đã được giới thiệu trong tài liệu [54], sang cả cho hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành, ở đây ta sẽ giả thiết là tồn tại một vector tham số hằng  $\underline{d}$  sao cho khi thay vector  $\underline{\theta}$  trong (2.38) bất định bởi tham số  $\underline{d}$  này, cấu trúc mô hình trên vẫn được giữ nguyên, tức là:

$$M(\underline{q}, \underline{d})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{d}) = \begin{pmatrix} \underline{u} + \underline{\varsigma}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}}, t) \\ \underline{0} \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

trong đó thành phần  $\underline{\varsigma}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}}, t)$  lúc này sẽ bao gồm cả nhiễu đầu vào  $\underline{n}(t)$  và sai lệch mô hình:

$$\Delta = [M(\underline{q}, \underline{\theta})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{\theta})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{\theta})] - [M(\underline{q}, \underline{d})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}, \underline{d})]$$

sinh ra do sự thay thế trên.

Do ở đây  $\underline{d}$  là đã biết nên ta có thể viết lại mô hình (2.39) trên như sau:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = \begin{pmatrix} \underline{u} + \underline{\varsigma} \\ \underline{0} \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

với các thành phần  $M(\underline{q}, \underline{d})$ ,  $C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \underline{d})$ ,  $\underline{g}(\underline{q}, \underline{d})$  bây giờ lần lượt được viết ngắn gọn thành  $M(\underline{q})$ ,  $C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})$ ,  $\underline{g}(\underline{q})$  và  $\underline{\varsigma} := \underline{\varsigma}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}, \ddot{\underline{q}}, t)$  là thành nhiễu mới ở đầu vào thay cho

$\underline{n}(t)$ , được giả thiết là bị chặn bởi:  $\|\underline{\varsigma}\| \leq \delta$ . (2.41)

Lại áp dụng phương pháp tách hệ đã được Spong sử dụng [77], và cũng giống như công thức đã cho (1.13) trước đây, ta sẽ có thành phần hệ con đủ cơ cấu chấp hành tương ứng của (2.40) như sau:

$$\underline{u} + \underline{\zeta} = D(\underline{q})\ddot{\underline{q}}_1 + \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \quad (2.42)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) &= C_{11}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_1 + C_{12}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_1(\underline{q}) - \\ &\quad - M_{12}(\underline{q})M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ C_{21}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_1 + C_{22}(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}_2 + \underline{g}_2(\underline{q}) \right] \\ M(\underline{q}) &= \begin{pmatrix} M_{11}(\underline{q}) & M_{12}(\underline{q}) \\ M_{21}(\underline{q}) & M_{22}(\underline{q}) \end{pmatrix}, \quad C(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) = \begin{pmatrix} C_{11}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) & C_{12}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \\ C_{21}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) & C_{22}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \end{pmatrix}, \quad \underline{g}(\underline{q}) = \begin{pmatrix} \underline{g}_1(\underline{q}) \\ \underline{g}_2(\underline{q}) \end{pmatrix} \\ D(\underline{q}) &= M_{11}(\underline{q}) - M_{12}(\underline{q})M_{22}(\underline{q})^{-1}M_{21}(\underline{q}) \end{aligned}$$

Hiển nhiên  $D(\underline{q})$  cũng là ma trận đối xứng xác định dương, vì  $M(\underline{q})$  là ma trận đối xứng xác định dương.

Từ đây, khi mở rộng mặt trượt  $\underline{s} = \dot{\underline{s}} = \underline{0}$  giới thiệu trong tài liệu [54] sang hệ  $m$  biến khớp (2.42) tương ứng với nhiệm vụ điều khiển bám vị trí  $\underline{q}_1 \rightarrow \underline{q}_r$ , trong đó  $\underline{q}_r$  là quỹ đạo mẫu dạng hằng số cho trước, tức là  $\dot{\underline{q}}_r = \underline{0}$ , ta sẽ có mặt trượt mở rộng như sau:

$$\underline{s}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}_1) = \dot{\underline{q}}_1 + \Lambda \underline{e} + \Gamma \underline{q}_2, \quad \underline{e} = \underline{q}_1 - \underline{q}_r \quad (2.43)$$

trong đó, hai ma trận  $\Lambda$ ,  $\Gamma$  lúc này là:

$$\Lambda = \text{diag}(\lambda_i) \in \mathbf{R}^{m \times m}, \quad \Gamma = \begin{pmatrix} \Gamma' \\ \Theta \end{pmatrix} \in \mathbf{R}^{m \times (n-m)}, \quad \Gamma' = \text{diag}(\alpha_i) \in \mathbf{R}^{(n-m) \times (n-m)}$$

và  $\Theta$  là ma trận kiểu  $(2m-n) \times (n-m)$  có tất cả các phần tử bằng 0. Tương ứng bộ điều khiển trượt cho trong tài liệu [54] khi được mở rộng cho hệ (2.42) cũng sẽ có dạng như sau:

$$\underline{u} = \underline{u}_{eq} - K \text{sgn}(\underline{s}), \quad K = \text{diag}(k_i) \in \mathbf{R}^{m \times m} \quad \text{và} \quad k_i > 0, \quad \forall i, \quad (2.44)$$

trong đó:

$$\underline{u}_{eq} = \underline{h}(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) - D(\underline{q}) \left[ 2\Lambda \dot{\underline{q}}_1 + \Lambda^2 \underline{e} + \Gamma \dot{\underline{q}}_2 + \Lambda \Gamma \underline{q}_2 \right]. \quad (2.45)$$

Tuy nhiên, do ở đây hệ nhiều biến khớp (2.42), khi được so sánh với mô hình hệ cầu treo 3D của tài liệu [54], còn có thêm thành phần nhiễu  $\underline{\zeta}$  đầu vào bị chặn

bởi giá trị chặn trên  $\delta$  định nghĩa theo (2.41), nên bộ điều khiển trượt bậc hai mở rộng cho trong hai công thức (2.44), (2.45) cần phải có thêm điều kiện bắt buộc là [3]:

$$k_i > \delta, \forall i. \quad (2.46)$$

### Khoảng thời gian tiến về mặt trượt là hữu hạn

Ta cần chứng minh luật điều khiển (2.44), (2.45) đưa hệ từ mọi điểm trạng thái đầu thuộc một tập compact trong không gian biến khớp  $(\underline{q}(0), \underline{\dot{q}}_1(0)) \in \mathcal{C}$  về đến mặt trượt  $\underline{s}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}_1) = \underline{0}$  sau đúng một khoảng thời gian hữu hạn.

**Định lý 2:** *Nếu tồn tại một vector hằng  $\underline{d}$  mà khi được thay cho vector tham số bất định  $\underline{\theta}$  trong hệ (2.38) không làm thay đổi vector biến khớp độc lập  $\underline{q}_1$  thì bộ điều khiển trượt bậc hai (2.44), (2.45) sẽ đưa được hệ (2.38) từ mọi điểm trạng thái đầu  $(\underline{q}(0), \underline{\dot{q}}_1(0)) \in \mathcal{C}$  thuộc một miền compact  $\mathcal{C}$  về tới mặt trượt  $\underline{s}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}_1) = \underline{0}$  có  $\underline{s}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}_1)$  cho bởi (2.43) và quỹ đạo đặt  $\underline{q}_r$  là hằng số, sau một khoảng thời gian hữu hạn  $T$ .*

*Chứng minh:*

Vì mặt trượt  $\underline{s}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}_1)$  cho bởi (2.43) là vector hàm liên tục trên miền compact  $\mathcal{C}$  nên trên tập compact này các phân tử  $s_i, i=1, 2, \dots, m$  của vector  $\underline{s}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}_1)$  luôn có một giá trị cực đại  $\rho_i$  và một giá trị cực tiểu  $\sigma_i$  (định lý Weierstrass [2,3]).

Ta ký hiệu  $\rho$  là hằng số dương thỏa mãn  $\rho = \max_i |\rho_i| > 0$ . Khi đó, từ hàm xác định dương:

$$V = \frac{1}{2\rho} \underline{s}^T K \underline{s} = \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^m k_i s_i^2$$

và đạo hàm hai vế của nó theo thời gian, ta sẽ có từ giả thiết  $\underline{q}_r$  là hằng số, tức là từ  $\underline{\dot{e}} = \underline{\dot{q}}_1$ , ta có bất đẳng thức sau:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sum_{i=1}^m k_i \dot{s}_i \frac{s_i}{\rho} \\ &\leq \sum_{i=1}^m k_i \dot{s}_i \operatorname{sgn}(s_i) = (K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T \dot{\underline{s}} = (K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T (\underline{\ddot{q}}_1 + \Lambda \underline{\dot{q}}_1 + \Gamma \underline{\dot{q}}_2) \\ &= -(K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T \Lambda \underline{s} - (K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T D(\underline{q})^{-1} K \operatorname{sgn}(\underline{s}) \end{aligned}$$

Tiếp theo, do  $D(\underline{q})$  là ma trận đối xứng xác định dương nên mọi giá trị riêng  $\lambda(\underline{q})$  của nó đều là các số thực dương. Trên miền compact  $\mathcal{C}$  ta ký hiệu:

$$\lambda_{\max} = \max_{(\underline{q}, \dot{\underline{q}}) \in \mathcal{C}} \lambda(\underline{q}) > 0$$

là giá trị riêng lớn nhất của  $D(\underline{q})$  trên  $\mathcal{C}$ . Khi đó, từ điều hiển nhiên:

$$K \operatorname{sgn}(\underline{s}) \neq \underline{0}, \quad \forall (\underline{q}, \dot{\underline{q}}_1) \in \mathcal{C}$$

ta được:

$$(K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T D(\underline{q})^{-1} K \operatorname{sgn}(\underline{s}) \geq \frac{\min_i k_i^2}{\lambda_{\max}} > \frac{\delta^2}{\lambda_{\max}}.$$

Suy ra:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -(K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T \Lambda \underline{s} - (K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T D(\underline{q})^{-1} K \operatorname{sgn}(\underline{s}) \\ &< -(K \operatorname{sgn}(\underline{s}))^T \Lambda \underline{s} - \frac{\delta^2}{\lambda_{\max}} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Bất đẳng thức (2.47), cùng với tính đối xứng xác định dương của  $K$ ,  $\Lambda$  và điều hiển nhiên rằng  $\operatorname{sgn}(\underline{s})$  và  $\underline{s}$  luôn cùng dấu, đã chỉ ra rằng  $V(t)$  là hàm đơn điệu giảm, có tốc độ giảm luôn nhỏ hơn  $-\delta^2/\lambda_{\max}$ . Vậy phải có:

$$V(t) < V(0) - \frac{\delta^2}{\lambda_{\max}} t. \quad (2.48)$$

Bất đẳng thức cuối cùng (2.48) này đã xác nhận sự tồn tại của một khoảng thời gian  $T$  hữu hạn để có  $V(T) = 0$ , tức là quỹ đạo biến khớp của hệ (2.42) sẽ về đến mặt trượt sau một khoảng thời gian hữu hạn (đ.p.c.m). ■

Định lý trên sử dụng giả thiết  $\underline{q}(0), \dot{\underline{q}}_1(0)$  thuộc miền compact  $\mathcal{C}$ . Giả thiết này hoàn toàn không hạn chế khả năng ứng dụng của nó vì trong không gian hữu hạn chiều miền compact  $\mathcal{C}$  sẽ là một tập đóng và bị chặn. Do trong thực tế các giá trị đầu  $\underline{q}(0), \dot{\underline{q}}_1(0)$  của hệ luôn là hữu hạn nên ta luôn chọn được miền này đủ lớn sao cho nó chứa đựng được tất cả các điểm trạng thái đầu có thể có của hệ.

Như vậy với định lý 2 này, nghiên cứu sinh cũng đã bổ sung phần thiếu sót còn thiếu của tài liệu [54] về điều khiển trượt bậc hai cho hệ cầu treo 3D. Cụ thể là



bộ điều khiển trượt bậc hai đó sẽ đưa được hệ về mặt trượt sau đúng một khoảng thời gian hữu hạn.

### Điều kiện để hệ trượt được trên mặt trượt về gốc tọa độ

Xét động học của hệ tại  $\underline{s}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}_1) = \underline{0}$ :

$$\underline{\dot{q}}_1 = -\Lambda \underline{e} - \Gamma \underline{q}_2$$

Đặt:

$$\underline{x} = \text{col}(\underline{x}_1, \underline{x}_2, \underline{x}_3) \text{ với } \underline{x}_1 = \underline{e}, \underline{x}_2 = \underline{q}_2, \underline{x}_3 = \underline{\dot{q}}_2$$

Khi đó, do:

$$\underline{e} = \underline{q}_1 - \underline{q}_r$$

và  $\underline{q}_r$  là vector hằng, nên ta có:

$$\underline{\dot{x}}_1 = \underline{\dot{q}}_1 = -\Lambda \underline{x}_1 - \Gamma \underline{q}_2 \text{ và } \underline{\dot{x}}_2 = \underline{x}_3. \quad (2.49)$$

Tiếp theo, từ việc tách hệ (2.40) thành hai hệ con nhờ phương pháp của Spong thì bên cạnh hệ con thứ nhất là (2.42) mà bây giờ, trên mặt trượt  $\underline{s}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}_1) = \underline{0}$  với  $\underline{\zeta} = \underline{0}$  được viết lại thành:

$$\underline{\ddot{q}}_1 = D(\underline{q})^{-1} [\underline{u} - \underline{h}(\underline{q}, \underline{\dot{q}})] = -\left(2\Lambda \underline{\dot{q}}_1 + \Lambda^2 \underline{e} + \Gamma \underline{\dot{q}}_2 + \Lambda \Gamma \underline{q}_2\right)$$

ta còn có hệ con thứ hai lấy từ (1.12) như sau:

$$\underline{\ddot{q}}_2 = -M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ M_{21}(\underline{q}) \underline{\ddot{q}}_1 + \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \right]$$

trong đó:

$$\underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) = C_{21}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \underline{\dot{q}}_1 + C_{22}(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \underline{\dot{q}}_2 + \underline{g}_2(\underline{q})$$

Suy ra:

$$\begin{aligned} \underline{\dot{x}}_3 = \underline{\ddot{q}}_2 &= -M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ M_{21}(\underline{q}) \underline{\ddot{q}}_1 + \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \right] \\ &= M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ M_{21}(\underline{q}) \left( 2\Lambda \underline{\dot{q}}_1 + \Lambda^2 \underline{e} + \Gamma \underline{\dot{q}}_2 + \Lambda \Gamma \underline{q}_2 \right) - \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \right] \\ &= M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ M_{21}(\underline{q}) \left( 2\Lambda (-\Lambda \underline{x}_1 - \Gamma \underline{x}_2) + \Lambda^2 \underline{x}_1 + \Gamma \underline{x}_3 + \Lambda \Gamma \underline{x}_2 \right) - \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \right] \end{aligned}$$

Ký hiệu tiếp:

$$\underline{h}(\underline{x}) = M_{22}(\underline{q})^{-1} \left[ M_{21}(\underline{q}) \left( 2\Lambda (-\Lambda \underline{x}_1 - \Gamma \underline{x}_2) + \Lambda^2 \underline{x}_1 + \Gamma \underline{x}_3 + \Lambda \Gamma \underline{x}_2 \right) - \underline{f}_2(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \right]$$

thì khi ghép (2.49) và

$$\dot{x}_3 = \underline{h}(\underline{x}) \quad (2.50)$$

chung lại với nhau, ta sẽ được mô hình của hệ trên mặt trượt:

$$\dot{\underline{x}} = \begin{pmatrix} -\Lambda \underline{x}_1 - \Gamma \underline{x}_2 \\ \underline{x}_3 \\ \underline{h}(\underline{x}) \end{pmatrix} = \underline{g}(\underline{x}) \quad \text{với} \quad \underline{g}(\underline{x}) = \begin{pmatrix} -\Lambda \underline{x}_1 - \Gamma \underline{x}_2 \\ \underline{x}_3 \\ \underline{h}(\underline{x}) \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

Vậy ta đến được kết luận như sau: *Cần và đủ để hệ trượt được trên mặt trượt về gốc tọa độ là hệ (2.51) phải ổn định tiệm cận, tức là khi và chỉ khi tồn tại một hàm xác định dương  $V'(\underline{x})$  sao cho:*

$$\frac{\partial V'}{\partial \underline{x}} \underline{g}(\underline{x}) < 0, \quad \forall \underline{x} \neq \underline{0} \quad (2.52)$$

là hàm xác định âm (theo định lý đảo Lyapunov [3,44]).

Mặc dù điều kiện trên đã được phát biểu một cách tổng quát cho lớp hệ EL bất định (1.1) thiếu cơ cấu chấp hành và bị nhiễu tác động ở đầu vào, song ở từng hệ cụ thể, điều kiện này còn có thể được triển khai chi tiết hơn dưới dạng các điều kiện về hai ma trận  $\Lambda$ ,  $\Gamma$ , tức về các hệ số  $\lambda_i$  và  $\alpha_j$  của bộ điều khiển (2.44), (2.45). Ta sẽ minh họa kết luận này khi tiến hành xây dựng bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ cầu treo 3D ở chương 3 sau đây.

### 2.3 Kết luận chương 2

Trong chương 2 này, luận án đã đưa ra một số đề xuất về xây dựng bộ điều khiển thích nghi và bền vững cho hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành, có tham số hằng bất định  $\underline{\theta}$  trong mô hình và bị nhiễu tác động ở đầu vào  $\underline{u}$ , mô tả bởi mô hình tổng quát (1.1), mà cụ thể là:

- 1) Thứ nhất là đã xây dựng được bộ điều khiển thích nghi ISS (phát biểu trong định lý 1) cho hệ (1.1). Bộ điều khiển này áp dụng được cho hệ vừa chứa tham số hằng bất định, vừa bị nhiễu tác động ở đầu vào. Khác với bộ điều khiển trượt, bộ điều khiển thích nghi ISS này không tạo ra hiện tượng rung trong hệ, nên khả năng ứng dụng vào thực tế là cao hơn.

Ngoài ra, tuy rằng bộ điều khiển thích nghi ISS được đề xuất này có nhược điểm là không đưa được sai lệch bám của hệ về 0, mà chỉ đưa về được một lân cận gốc  $\mathcal{O}$  xác định bởi (2.10), song điều này không quá quan trọng, vì kích thước của

lân cận  $\mathcal{O}$  đó luôn có thể điều chỉnh nhỏ một cách tùy ý thông qua tham số  $a$  của bộ điều khiển.

- 2) Thứ hai là đã tổng quát hóa được bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ cầu treo 3D dạng tường minh, giới thiệu trong tài liệu [54], sang cho cả hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành (1.1), có tham số bất định trong mô hình và bị nhiễu tác động ở đầu vào. Ngoài ra, luận án còn chỉ ra được thời gian hệ về mặt trượt luôn là hữu hạn (định lý 2) cũng như bổ sung thêm điều kiện để hệ sai số trượt được trên mặt trượt về gốc tọa độ, điều còn thiếu ở tài liệu [54].

Cuối cùng, có một vấn đề đặt ra ở đây mà luận án chưa giải quyết được là đối với lớp hệ EL có hệ con (2.20) không tự ổn định thì cách thức xác định tham số  $\underline{d}$  thay cho tham số bất định  $\underline{\theta}$  trong hệ (1.1) ban đầu một cách tổng quát, sao cho với nó hệ con thứ hai của hệ là (2.20) sẽ ổn định tiệm cận. Luận án mới chỉ khẳng định được là hệ con (2.20) của các lớp hệ (1.1) thỏa mãn điều kiện nêu trong tài liệu [36] và đã được trình bày lại ở mục 1.1.2, luôn ổn định tiệm cận với mọi tham số  $\underline{d}$ . Một trong số các lớp hệ này là hệ cầu treo là hệ có hệ con (2.20) tự ổn định với mọi tham số  $\underline{d}$ . Đây cũng là hệ được luận án chọn làm đối tượng điều khiển để minh họa các kết quả của mình. Thực tế, tùy đặc thù của từng hệ thống sẽ lựa chọn được  $\underline{d}$  phù hợp chứ cũng không nhất thiết phải xác định trong trường hợp tổng quát.

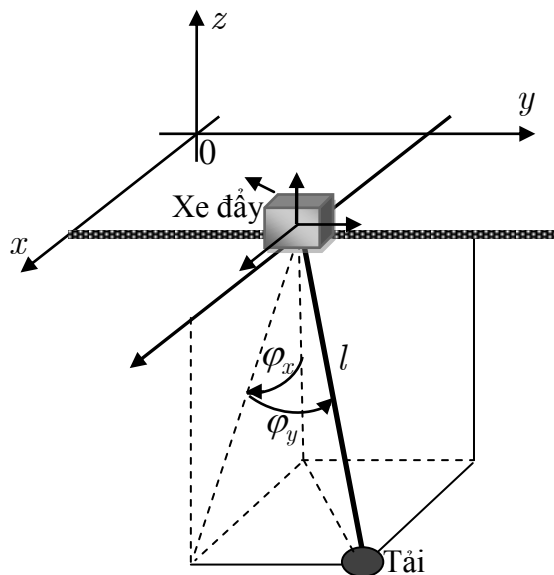
## CHƯƠNG 3 ỨNG DỤNG TRONG ĐIỀU KHIỂN HỆ CẦU TREO 3D

Cầu treo là một hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành thỏa mãn điều kiện cân bằng của thành phần hệ con trong chế độ không kích thích đã được nêu tại mục 1.1.2 (định lý 1 của Isidori [36]). Cũng chính vì những lý do trên mà luận án đã sử dụng cầu treo làm đối tượng minh họa cho việc áp dụng các phương pháp điều khiển được luận án đề xuất ở chương 2.

### 3.1 Mô hình hoá hệ cầu treo

#### 3.1.1 Cấu trúc vật lý hệ cầu treo

Xét hệ cầu treo 3D ở hình 3.1, gồm xe cầu (cart) với khối lượng  $m_c$  chạy trên một xà đỡ nằm ngang có khối lượng  $m_r$ . Trọng tải (payload) được nối với xe cầu ở đầu dây cáp có khối lượng  $m$ . Dưới xe đẩy có một tời quay tạo thành lực  $u_l$  chỉnh độ dài  $l$  của sợi dây cáp buộc tải trọng. Lực đẩy  $u_y, u_x$  lần lượt cho xe cầu chạy dọc trên xà đỡ và cho xà đỡ cùng xe cầu di chuyển theo trục  $ox$  được lấy từ động cơ như một cơ cấu chấp hành. Dưới tác động của lực quán tính trong quá trình chuyển động, trọng tải sẽ dao động. Dao động đó được biểu diễn bằng góc  $\varphi_y, \varphi_x$  lần lượt là góc giữa dây buộc trọng tải với mặt phẳng và  $xoz$  và góc giữa hình chiếu của dây buộc lên mặt phẳng  $xoz$  với mặt phẳng  $yozy$ .



Hình 3.1. Cấu trúc vật lý hệ cầu treo 3D

### 3.1.2 Mô hình EL hệ cầu treo 3D

Để tiến hành xây dựng mô hình toán học của hệ cầu treo 3D, dựa trên các tài liệu [5,6,16,18,22,37,38,74], ta cần đặt ra các giả thiết sau để đơn giản hóa mô hình:

- Khối lượng dây buộc hàng là bỏ qua được.
- Các khối lượng thành phần  $m_c$  của xe cầu,  $m_r$  của xà đỡ là đã biết.
- Khối lượng của trọng tải  $m$  tập trung tại tâm của hàng.

Theo hình 3.1, vector vị trí của xà đỡ, xe cầu và tải trọng được xác định bởi:

$$r_r = (x, 0, 0), \quad r_c = (x, y, 0), \quad r_p = (x_m, y_m, z_m) \quad (3.1)$$

Tọa độ của tải phụ thuộc vào 5 thành phần, như vậy hệ cầu treo có biến khớp gồm 5 thành phần sau:

$$\underline{q} = (x, y, l, \varphi_x, \varphi_y)^T$$

trong đó  $x$  và  $y$  là tọa độ của xe cầu theo trục  $ox$  và  $oy$  và

$$\begin{cases} x_m = x + l \sin \varphi_x \cos \varphi_y \\ y_m = y + l \sin \varphi_y \\ z_m = -l \cos \varphi_x \cos \varphi_y \end{cases}$$

Tọa độ của tải phụ thuộc vào 5 thành phần, như vậy động năng và thế năng hệ cầu treo ở trên được tính:

$$E = E_{rail} + E_{cart} + E_{payload}$$

$$V = V_{payload}$$

trong đó:

$$E_{rail} = \frac{1}{2} m_r \dot{r}_r^2, \quad E_{cart} = \frac{1}{2} m_c \dot{r}_c^2, \quad E_{payload} = \frac{1}{2} m \dot{r}_p^2$$

$$V_{payload} = -mgl \cos \varphi_x \cos \varphi_y$$

Từ đó, tổng động năng và thế năng của hệ thu được:

$$E = \frac{1}{2} (m_r + m_c) \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m_c \dot{y}^2 + \frac{1}{2} m (\dot{x}_m^2 + \dot{y}_m^2 + \dot{z}_m^2)$$

$$V = -mgl \cos \varphi_x \cos \varphi_y$$

Đặt  $M_x = m_r + m_c$  và  $M_y = m_c$  suy ra hệ có hàm Lagrange:

$$L = E - V$$

$$L = \frac{1}{2} M_x \dot{x}^2 + \frac{1}{2} M_y \dot{y}^2 + \frac{1}{2} m (\dot{x}_m^2 + \dot{y}_m^2 + \dot{z}_m^2) + mgl \cos \varphi_x \cos \varphi_y$$

Áp dụng công thức động lực học Euler-Lagrange:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L(\underline{q}, \dot{\underline{q}})}{\partial \dot{\underline{q}}} \right)^T - \left( \frac{\partial L(\underline{q}, \dot{\underline{q}})}{\partial \underline{q}} \right)^T = \underline{u} \quad (3.2)$$

trong đó  $\partial L/\partial \dot{\underline{q}}$ ,  $\partial L/\partial \underline{q}$  là đạo hàm Jacobi của hàm nhiều biến và  $\underline{u}$  là vector lực tổng quát. Từ đây ta thu được các phương trình:

$$\begin{aligned} & (M_x + m)\ddot{x} + D_x \dot{x} + ml \cos \varphi_x \cos \varphi_y \ddot{\varphi}_x - ml \sin \varphi_x \sin \varphi_y \ddot{\varphi}_y \\ & + ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y \ddot{l} + 2m \cos \varphi_x \cos \varphi_y \dot{l} \dot{\varphi}_x - 2m \sin \varphi_x \sin \varphi_y \dot{l} \dot{\varphi}_y \\ & - ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_x^2 - 2ml \cos \varphi_x \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x \dot{\varphi}_y - ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_y^2 = u_x \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} & (M_y + m)\ddot{y} + D_y \dot{y} + ml \cos \varphi_y \ddot{\varphi}_y + m \sin \varphi_y \ddot{l} + 2ml \cos \varphi_y \dot{l} \dot{\varphi}_y \\ & - m \sin \varphi_y \dot{\varphi}_y^2 = u_y \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} & m \sin \varphi_x \cos \varphi_y \ddot{x} + m \sin \varphi_y \ddot{y} + m \ddot{l} + D_l \dot{l} - ml \cos^2 \varphi_y \dot{\varphi}_x^2 - ml \dot{\varphi}_y^2 \\ & - mg \cos \varphi_x \cos \varphi_y = u_l \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} & l \cos^2 \varphi_y \ddot{\varphi}_x + \cos \varphi_x \cos \varphi_y \ddot{x} + g \sin \varphi_x \cos \varphi_y - 2l \sin \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_x \dot{\varphi}_y \\ & + 2 \cos^2 \varphi_y \dot{l} \dot{\varphi}_x = 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} & l \ddot{\varphi}_y + \cos \varphi_y \ddot{y} + g \cos \varphi_x \sin \varphi_y + 2 \dot{l} \dot{\varphi}_y + l \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x^2 \\ & - \sin \varphi_x \sin \varphi_y \ddot{x} = 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

với: -  $M_x$ (kg) là thành phần khối lượng của hệ di chuyển theo trục  $Ox$ .

-  $M_y$ (kg) là thành phần khối lượng của hệ di chuyển theo trục  $Oy$ .

-  $m$ (kg) là khối lượng của tải trọng.

-  $l$ (m) là chiều dài của dây kéo tải trọng.

-  $D_x, D_y, D_l$  là các hệ số ma sát nhớt.

-  $u_x, u_y, u_l$  là các lực điều khiển tác động lên hệ cầu treo.

Từ các phương trình (3.3)-(3.7) ta có được mô hình EL của hệ cầu treo 3D với cấu trúc chung như sau:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + B\dot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = G\underline{u} \quad (3.8)$$

trong đó:

-  $\underline{q} = (x, y, l, \varphi_x, \varphi_y)^T$  là vector các biến khớp.

-  $\underline{u} = (u_x, u_y, u_l)^T$  là vector lực tác động vào hệ (tín hiệu đầu vào).

$$- \quad M(\underline{q}) = \begin{pmatrix} m_{11} & 0 & m_{13} & m_{14} & m_{15} \\ 0 & m_{22} & m_{23} & 0 & m_{25} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} & 0 & 0 \\ m_{41} & 0 & 0 & m_{44} & 0 \\ m_{51} & m_{52} & 0 & 0 & m_{55} \end{pmatrix} \text{ là ma trận quán tính.}$$

$$- \quad B = \begin{pmatrix} D_x & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_y & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D_l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \text{ là ma trận hệ số ma sát nhớt.}$$

$$- \quad C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & c_{13} & c_{14} & c_{15} \\ 0 & 0 & c_{23} & 0 & c_{25} \\ 0 & 0 & 0 & c_{34} & c_{35} \\ 0 & 0 & c_{43} & c_{44} & c_{45} \\ 0 & 0 & c_{53} & c_{54} & c_{55} \end{pmatrix} \text{ là ma trận lực Coriolis và lực hướng tâm.}$$

$$- \quad \underline{g}(\underline{q}) = (0, 0, g_3, g_4, g_5)^T \text{ là vector trọng lực.}$$

$$- \quad G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} & m_{11} = M_x + m, \quad m_{13} = m_{31} = m \sin \varphi_x \cos \varphi_y \\ & m_{14} = m_{41} = ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y, \quad m_{15} = m_{51} = -ml \sin \varphi_x \sin \varphi_y \\ & m_{22} = M_y + m, \quad m_{33} = m, \quad m_{44} = ml^2 \cos^2 \varphi_y, \quad m_{55} = ml^2 \\ & m_{32} = m_{23} = m \sin \varphi_y, \quad m_{25} = m_{52} = ml \cos \varphi_y \\ & c_{13} = m \cos \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_x - m \sin \varphi_x \sin \varphi_y \dot{\varphi}_y \\ & c_{14} = m \cos \varphi_x \cos \varphi_y \dot{l} - ml \cos \varphi_x \sin \varphi_y \dot{\theta}_y - ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ & c_{15} = -ml \cos \varphi_x \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x - m \sin \varphi_x \sin \varphi_y \dot{l} - ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_y \\ & c_{23} = m \cos \varphi_y \dot{\varphi}_y, \quad c_{25} = m \cos \varphi_y \dot{l} - ml \sin \varphi_y \dot{\varphi}_y \\ & c_{34} = ml \cos^2 \varphi_y \dot{\varphi}_x, \quad c_{35} = -ml \dot{\varphi}_y, \quad c_{43} = ml \cos^2 \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ & c_{44} = ml \cos^2 \varphi_y \dot{l} - ml^2 \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_y, \quad c_{45} = -ml^2 \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ & c_{53} = ml \dot{\varphi}_y, \quad c_{54} = ml^2 \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x, \quad c_{55} = ml \dot{l} \\ & g_3 = mg \cos \varphi_x \cos \varphi_y, \quad g_4 = mgl \sin \varphi_x \cos \varphi_y, \quad g_5 = mgl \cos \varphi_x \sin \varphi_y \end{aligned} \quad (3.9)$$

Ta có thể thấy được là mô hình này thỏa mãn các tính chất đã nêu trên của hệ Euler-Lagrange, chẳng hạn như tính đối xứng xác định dương của  $M(\underline{q})$  và tính chất phản đối xứng (1.10).

Dựa vào mô hình thu được, ta thấy:

- 1) Hệ mang đặc điểm hệt cơ cấu chấp hành khi các góc lệch  $\varphi_x, \varphi_y$  không được điều khiển một cách trực tiếp mà phải điều khiển gián tiếp thông qua các thành phần lực  $u_x, u_y, u_l$ .
- 2) Hệ phương trình mô tả hệ cầu treo 3D là hệ phi tuyến có tính liên kết cao. Hai điều này đã tạo ra nhiều khó khăn trong việc thiết kế bộ điều khiển cho hệ cầu treo 3D đòi hỏi cần có những phương pháp phù hợp để giải quyết chúng.

Cũng từ mô hình tổng quát (3.8) này của cầu treo 3D mà ta có thể dễ dàng suy ra được mô hình tương tự cho cầu treo 2D.

### 3.1.3 Mô hình EL hệ cầu treo 3D hai đầu vào

Mô hình cầu treo 3D với hai đầu vào là mô hình được sử dụng nhiều trong quá trình khảo sát từng phần chất lượng động học đạt được của bộ điều khiển. Trong trường hợp hệ cầu treo có độ dài dây buộc hàng  $l$  là không đổi thì mô hình 3D 3 đầu vào sẽ trở thành mô hình 3D 2 đầu vào.

Như vậy, ở mô hình 3D hệ chỉ còn hai tín hiệu vào là  $u_1(t)$  và  $u_2(t)$ . Xe cầu với khối lượng  $m_c$  sẽ di chuyển theo cả hai chiều  $x$  và  $y$  trực giao nhau trong mặt phẳng nằm ngang. Sự di chuyển đó được tạo ra bởi lực đẩy  $u_1(t)$  theo phương  $x$  và  $u_2(t)$  theo phương  $y$  độc lập với nhau (hình 3.2). Hai lực đẩy này chính là hai tín hiệu đầu vào của hệ. Xe cầu di chuyển theo phương  $x$  trên một thành xà đỡ có khối lượng  $m_x$ . Như vậy, toàn bộ khối lượng được dịch chuyển dọc theo trục  $y$  sẽ bao gồm  $m_c$  của xe cầu,  $m_x$  của xà đỡ và  $m_h$  của hàng được vận chuyển. Với việc xem  $u_l(t) = 0$  tham số mô hình cầu treo 3D (3.8) được rút gọn lại thành:

- Vector tín hiệu vào  $\underline{u}$  chỉ còn 2 phần tử  $u_1, u_2$ .
- Vector biến khớp  $\underline{q}$  chỉ còn 4 phần tử  $x, y, \varphi_x, \varphi_y$ .
- Ma trận  $M(\underline{q})$  và  $C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})$  là  $4 \times 4$

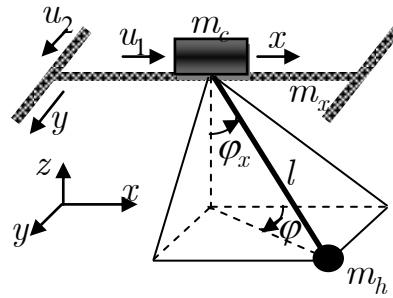


còn lại cấu trúc (3.8) của nó là hoàn toàn được giữ nguyên. Lúc này ta sẽ có hàm động năng  $E$  và thế năng  $V$  của hệ như sau:

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{2}(m_c + m_h)\dot{x}^2 + \frac{1}{2}(m_c + m_h + m_x)\dot{y}^2 + \frac{1}{2}(m_h l^2 + J)\dot{\varphi}_x^2 + \\
 &\quad + \frac{1}{2}(m_h l^2 \sin^2 \varphi_x + J)\dot{\varphi}^2 + m_h l \dot{x} \dot{\varphi}_x \cos \varphi_x \cos \varphi - m_h l \dot{x} \dot{\varphi} \sin \varphi_x \sin \varphi + \\
 &\quad + m_h l \dot{y} \dot{\varphi}_x \cos \varphi_x \sin \varphi + m_h l \dot{y} \dot{\varphi} \sin \varphi_x \cos \varphi \\
 V &= g m_h l_z = -g m_h l \cos \varphi_x
 \end{aligned}$$

tức là hệ có hàm Lagrange  $L = E - V$ :

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{1}{2}(m_c + m_h)\dot{x}^2 + \frac{1}{2}(m_c + m_h + m_x)\dot{y}^2 + \frac{1}{2}(m_h l^2 + J)\dot{\varphi}_x^2 \\
 &\quad + \frac{1}{2}(m_h l^2 \sin^2 \varphi_x + J)\dot{\varphi}^2 + m_h l \dot{x} \dot{\varphi}_x \cos \varphi_x \cos \varphi - \\
 &\quad - m_h l \dot{x} \dot{\varphi} \sin \varphi_x \sin \varphi + m_h l \dot{y} \dot{\varphi}_x \cos \varphi_x \sin \varphi + \\
 &\quad + m_h l \dot{y} \dot{\varphi} \sin \varphi_x \cos \varphi + g m_h l \cos \varphi_x
 \end{aligned}$$



Hình 3.2. Cấu trúc hệ cầu treo 3D 2 đầu vào

Thay hàm Lagrange trên vào phương trình (3.2) ta có mô hình EL của cầu treo 2D như sau:

$$M(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + \underline{g}(\underline{q}) = (u_1, u_2, 0, 0)^T \quad (3.10)$$

trong đó:

$$M(\underline{q}) = \begin{pmatrix} m_c + m_h & 0 & m_h l \cos \varphi_x \cos \varphi_y \\ 0 & m_c + m_h + m_x & m_h l \cos \varphi_x \sin \varphi_y \\ m_h l \cos \varphi_x \cos \varphi_y & m_h l \cos \varphi_x \sin \varphi_y & m_h l^2 + J \\ -m_h l \sin \varphi_x \sin \varphi_y & m_h l \sin \varphi_x \cos \varphi_y & 0 \\ & -m_h l \sin \varphi_x \sin \varphi_y & \\ & m_h l \sin \varphi_x \cos \varphi_y & \\ & 0 & \\ & m_h l^2 \sin^2 \varphi_x + J & \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

$$\underline{g}(\underline{q}) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ m_h g l \sin \varphi_x \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

$$C(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -m_h l \dot{\varphi}_x \sin \varphi_x \cos \varphi_y - m_h l \dot{\varphi}_y \cos \varphi_x \sin \varphi_y \\ 0 & 0 & -m_h l \dot{\varphi}_x \sin \varphi_x \sin \varphi_y + m_h l \dot{\varphi}_y \cos \varphi_x \cos \varphi_y \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_h l^2 \dot{\varphi}_y \sin \varphi_x \cos \varphi_x \\ & -m_h l \dot{\varphi}_x \cos \varphi_x \sin \varphi_y - m_h l \dot{\varphi}_y \sin \varphi_x \cos \varphi_y \\ & m_h l \dot{\varphi}_x \cos \varphi_x \cos \varphi_y - m_h l \dot{\varphi}_y \sin \varphi_x \sin \varphi_y \\ & -m_h l^2 \dot{\varphi}_y \sin \varphi_x \cos \varphi_x \\ & m_h l^2 \dot{\varphi}_x \sin \varphi_x \cos \varphi_x \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

## 3.2 Điều khiển thích nghi ISS

### 3.2.1 Bộ điều khiển thích nghi ISS cho hệ cầu treo

Như đã đề cập ở đầu chương, mặc dù đã xuất hiện từ khá lâu và được dùng rất nhiều trong công nghiệp [70], song vấn đề điều khiển cân cầu treo, cải tiến chất lượng vận chuyển, bốc dỡ hàng, định hướng nhanh, an toàn và chính xác, tiết kiệm năng lượng, vẫn là bài toán thời sự, kể cho tới cả ngày hôm nay. Ở [35] tác giả đã đề xuất một chiến lược điều khiển phản hồi trạng thái để nhấc, ổn định, và phân phối phụ tải. Hai bộ điều khiển độc lập được sử dụng: một bộ điều khiển (thực hiện thay đổi hệ số khuếch đại với sự thay đổi chiều dài cáp) để điều khiển vị trí xe tời và sự dao động phụ tải và bộ kia để điều khiển vị trí nâng phụ tải. Thuật toán được kiểm tra trên một mô hình thu nhỏ đã chứng minh sự bám tốt của vị trí cần trục và chiều dài cáp, không có các dao động dư, và làm giảm tốt các nhiễu bên ngoài đối với vị trí của xe tời và góc dao động phụ tải. Tuy nhiên vẫn còn tồn tại những dao

động tức thời với góc là  $12^\circ$ . Một bộ điều khiển trong [41,42] các tác giả đã sử dụng các mạng neural để nâng cao hiệu suất của một bộ điều khiển phản hồi trạng thái đồng thời hiệu chỉnh hiệu suất trực tuyến theo sự thay đổi của chiều dài cáp. Kỹ thuật mờ cũng được các tác giả sử dụng để thiết kế bộ điều khiển mờ điều khiển vị trí của xe tời và góc dao động để loại bỏ các dao động dư. Các thí nghiệm kiểm tra đã chỉ ra rằng bộ điều khiển mờ và neural làm cho xe tời di chuyển tới điểm mục tiêu một cách trơn tru không có dao động dư; tuy nhiên, có thể thấy rằng nó đạt tới điểm mục tiêu rất chậm.

Trong mục này, bộ điều khiển thích nghi bền vững ISS đã được luận án đề xuất ở chương trước sẽ được áp dụng để điều khiển cho hệ thống cầu treo 3D. Bằng cách sử dụng bộ điều khiển này không những đảm bảo được sự bám quỹ đạo cho các chuyển động của cầu treo mà còn đảm bảo góc lắc của dây cáp theo các phương tiến dần về không. Không những thế, bộ điều khiển ISS đề xuất trong phần này còn đảm bảo rằng hệ thống vẫn cho đáp ứng tốt khi có ảnh hưởng của nhiễu bên ngoài và cả khi có sự bất định trong tham số mô hình. Hiệu quả của bộ điều khiển được chứng minh thông qua các kết quả mô phỏng thực hiện trên Matlab/Simulink.

Hệ thống cầu treo 3D (3.10), so với mô hình chuẩn (2.1) để áp dụng phương pháp thích nghi ISS do luận án đề xuất ở định lý 1, mà cụ thể là với bộ điều khiển được giới thiệu tại các công thức (2.6), (2.9) có các tham số như sau:

$$G = \begin{pmatrix} I_3 \\ \Theta \end{pmatrix}, \quad \underline{q} = (x, y, z, \varphi_x, \varphi_y)^T, \quad \underline{u} = (u_x, u_y, u_l)^T$$

$$\underline{q} = \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \end{pmatrix}, \quad \underline{q}_1 = (x, y, l)^T \quad \text{và} \quad \underline{q}_2 = (\varphi_x, \varphi_y)^T$$

### 3.2.2 Kết quả mô phỏng

Do đặc trưng của đối tượng cầu treo gần như không thay đổi tốc độ di chuyển và trọng lượng phụ tải nên tác giả đã đưa ra kết quả mô phỏng trong 1 chu trình hoạt động. Chất lượng của bộ điều khiển thích nghi bền vững thiết kế trong mục 3.1.2 được kiểm chứng thông qua một hệ cầu treo với các thông số thực tế như sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= 5\mathbf{e0}; \\ \mathbf{b} &= \text{sqrt}((\mathbf{a}+1)*\mathbf{a}); \\ \mathbf{K1} &= [\mathbf{a} \ \mathbf{0}; \mathbf{0} \ \mathbf{a}]; \\ \mathbf{K2} &= [\mathbf{b} \ \mathbf{0}; \mathbf{0} \ \mathbf{b}]; \end{aligned}$$

**K = [K1 K2];**

**mx = 5;**

**mc = 5;**

**mh =100;**

**l=15**

**D = [1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 0 0;0 0 0 0];**

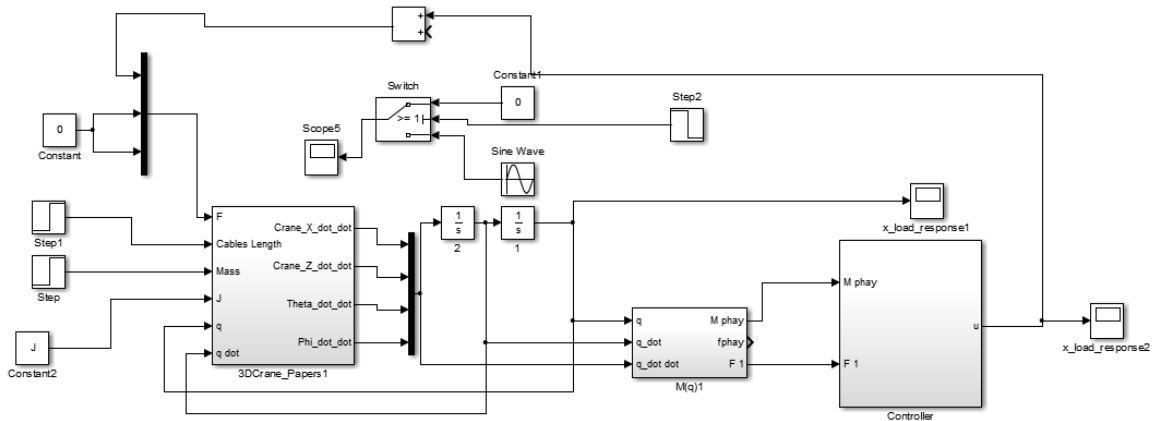
**g = 9.81;**

Bất định mô hình được mô tả khi tải thay đổi và dây kéo tải trọng giãn tại thời điểm 50 giây.

**mh =130;**

**l=16**

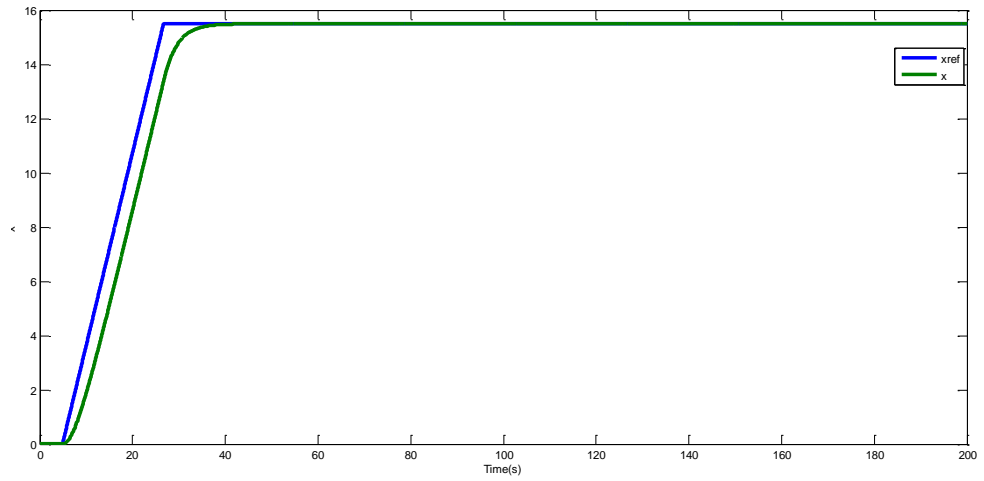
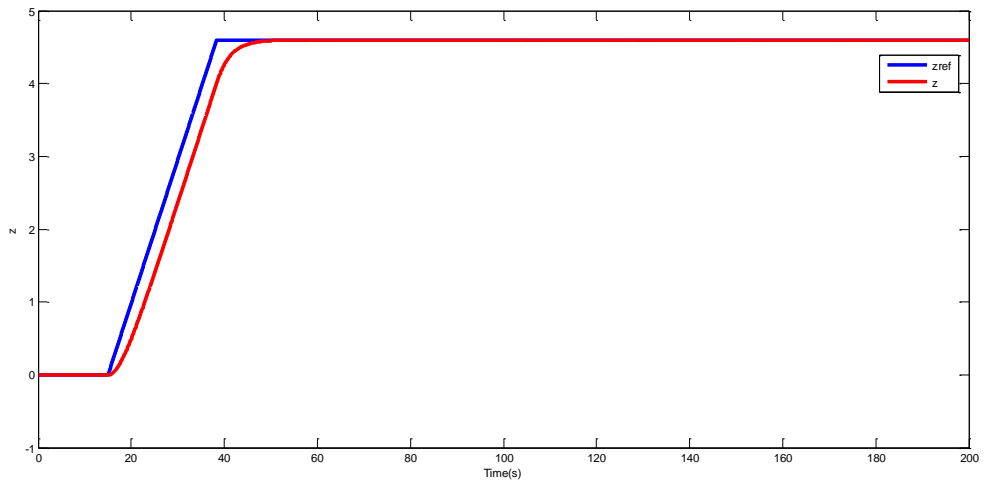
Sơ đồ mô phỏng như hình 3.3.

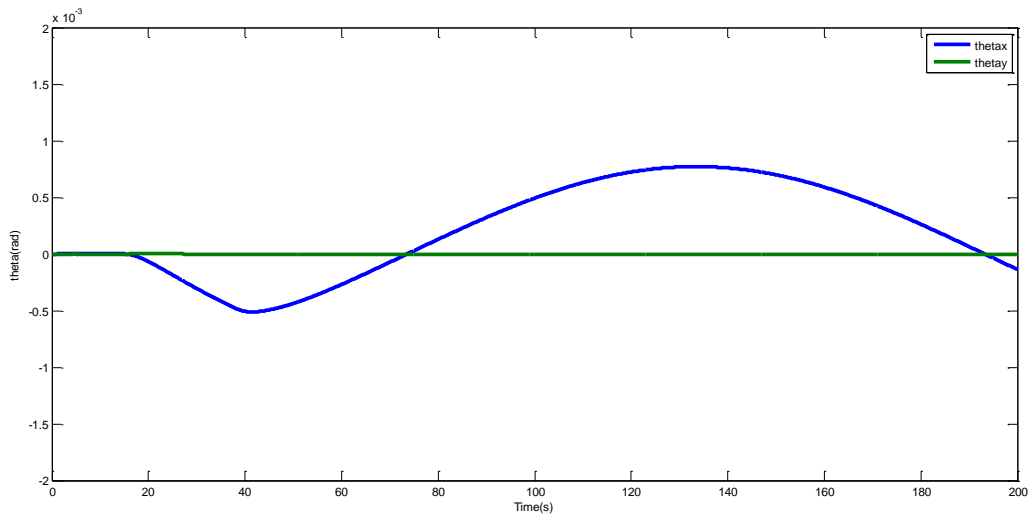


Hình 3.3. Sơ đồ cấu trúc mô phỏng bộ điều khiển thích nghi bền vững

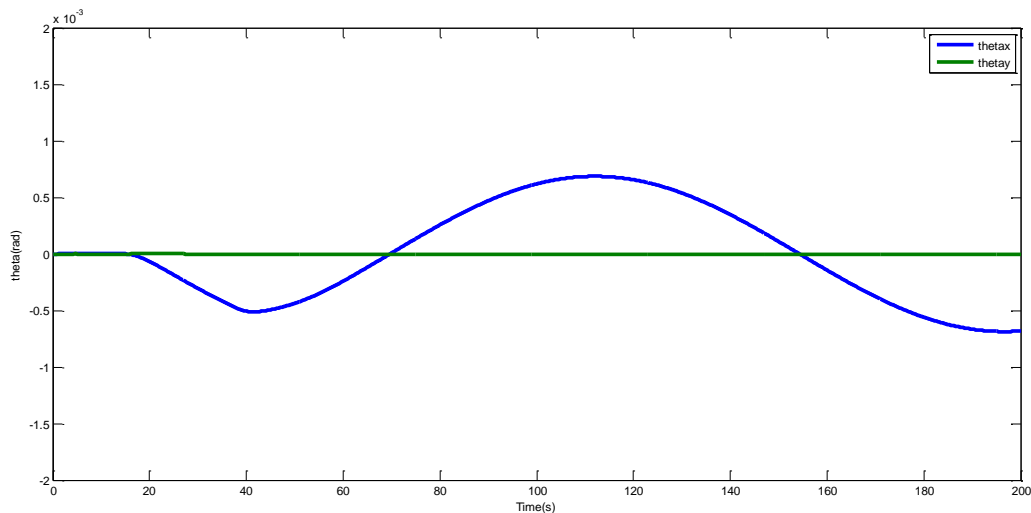
Kết quả mô phỏng được thực hiện trên MatLab và trình bày bằng đồ thị tại các hình từ hình 3.4 đến hình 3.6, trong đó hình 3.4 và 3.5 là quỹ đạo của cầu treo theo hai phương  $x$  và  $z$  và hình 3.6a và 3.6b là đáp ứng góc lắc của hàng trong quá trình di chuyển.

Với kết quả mô phỏng ta thấy sự di chuyển của xe hàng dọc theo trục  $x$  và  $y$  bám khá tốt theo quỹ đạo đặt. Tuy nhiên, đáp ứng quá độ của hệ thống còn chậm do quán tính của hệ lớn. Điều này cũng phù hợp với yêu cầu thực tế đảm bảo độ an toàn cơ khí khi cả hệ thống có khối lượng khá lớn. Ở hình 3.6 sự dao động theo phương trục  $y$  gần như không tồn tại. Theo trục  $x$ , dây treo hàng có dao động điều hòa biên độ nhỏ với góc dao động không đáng kể (khoảng 0.0008rad), kể cả khi có bất định mô hình.

Hình 3.4. Đáp ứng vị trí cầu treo theo trục  $x$ Hình 3.5. Đáp ứng vị trí cầu treo theo trục  $z$



Hình 3.6a. Đáp ứng góc lắc của dây cáp theo các phương  $x, y$  khi chưa có bất định mô hình



Hình 3.6b. Đáp ứng góc lắc của dây cáp theo các phương  $x, y$  khi đã có bất định mô hình (tại thời điểm 50 giây).

Phần nội dung trên đã khẳng định phương pháp điều khiển thích nghi ISS giới thiệu ở chương 2 của luận án là áp dụng được tốt cho hệ thống cầu treo. Bằng cách sử dụng bộ điều khiển này không những đảm bảo được sự bám quỹ đạo cho các chuyển động của cầu treo mà còn đảm bảo góc lắc của dây cáp theo các phương tiến dần về lân cận không. Không những thế, bộ điều khiển đề xuất trong phần này còn đảm bảo rằng hệ thống vẫn cho đáp ứng tốt khi có ảnh hưởng của nhiễu bên ngoài và có tham số bất định mô hình. Hiệu quả của bộ điều khiển đã được chứng minh thông qua các kết quả mô phỏng thực hiện trên Matlab/Simulink.

### 3.3 Điều khiển trượt bậc hai

#### 3.3.1 Bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ cầu treo

Bộ điều khiển trượt bậc hai cho hệ EL bất định, thiếu cơ cấu chấp hành cho bởi mô hình (2.38) đã có từ chương trước tại các công thức (2.44), (2.45), tất nhiên là cũng áp dụng được cho hệ cầu treo mô tả bởi (3.8).

Cũng ở chương 2, với định lý 2 ta đã khẳng định được rằng bộ điều khiển trượt bậc hai (2.44), (2.45) này luôn đưa được hệ về mặt trượt (2.43) sau đúng một khoảng thời gian hữu hạn.

Phần còn thiếu ở chương trước là chi tiết hóa điều kiện tổng quát bổ sung ở công thức (2.52) cho khả năng trượt trên mặt trượt về gốc của hệ sai số, bây giờ sẽ được luận án tiến hành cụ thể với đối tượng là hệ cầu treo 3D.

Ở hệ cầu treo 3D (3.8) thì từ (2.50) và chất lượng bám mong muốn  $\underline{q}_1 \rightarrow \underline{q}_d$  với  $\underline{q}_d = (x_d, y_d, l_d)^T$ , tức là với vector sai lệch bám:

$$\underline{e} = \underline{q} - \underline{q}_d = (e_x, e_y, e_l)^T, \quad e_x = x - x_d, \quad e_y = y - y_d, \quad e_l = l - l_d$$

ta sẽ có:

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 = \ddot{q}_2 &= M_{22}^{-1} \left[ M_{21} \left( 2\Lambda \dot{q}_1 + \Lambda^2 \underline{e} + \Gamma \dot{q}_2 + \Lambda \Gamma \underline{q}_2 \right) - C_{21} \dot{q}_1 - C_{22} \dot{q}_2 - \underline{g}_2 \right] \\ &= M_{22}^{-1} (M_{21} 2\Lambda - C_{21}) \left( -\Lambda \underline{e} - \alpha \underline{q}_2 \right) + M_{22}^{-1} M_{21} \Lambda^2 \underline{e} + \\ &\quad + M_{22}^{-1} (M_{21} \Gamma - C_{22}) \dot{q}_2 + M_{22}^{-1} M_{21} \Lambda \Gamma \underline{q}_2 - M_{22}^{-1} \underline{g}_2 \\ &= M_{22}^{-1} (C_{21} - M_{21} \Lambda) \Lambda \underline{e} + M_{22}^{-1} (C_{21} - M_{21} \Lambda) \Gamma \underline{q}_2 + \\ &\quad + M_{22}^{-1} (M_{21} \Gamma - C_{22}) \dot{q}_2 - M_{22}^{-1} \underline{g}_2 \\ &= \underline{h}(\underline{x}) = \begin{pmatrix} h_1(\underline{x}) \\ h_2(\underline{x}) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

với

$$M_{11} = \begin{pmatrix} M_x + m & 0 & m \sin \varphi_x \cos \varphi_y \\ 0 & M_y + m & m \sin \varphi_y \\ m \sin \varphi_x \cos \varphi_y & m \sin \varphi_y & m \end{pmatrix}$$

$$M_{12} = M_{21}^T = \begin{pmatrix} ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y & -ml \sin \varphi_x \sin \varphi_y \\ 0 & ml \cos \varphi_y \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$M_{22} = \begin{pmatrix} ml^2 \cos^2 \varphi_y & 0 \\ 0 & ml^2 \end{pmatrix}$$

$$C_{11} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & m \cos \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_x - m \sin \varphi_x \sin \varphi_y \dot{\varphi}_y \\ 0 & 0 & m \cos \varphi_y \dot{\varphi}_y \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$C_{12} = \begin{pmatrix} m \cos \varphi_x \cos \varphi_y \dot{l} - ml \cos \varphi_x \sin \varphi_y \dot{\theta}_y - ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ 0 \\ ml \cos^2 \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ -ml \cos \varphi_x \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x - m \sin \varphi_x \sin \varphi_y \dot{l} - ml \sin \varphi_x \cos \varphi_y \dot{\varphi}_y \\ m \cos \varphi_y \dot{l} - ml \sin \varphi_y \dot{\varphi}_y \\ -ml \dot{\varphi}_y \end{pmatrix}$$

$$C_{21} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & ml \cos^2 \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ 0 & 0 & ml \dot{\varphi}_y \end{pmatrix}$$

$$C_{22} = \begin{pmatrix} ml \cos^2 \varphi_y \dot{l} - ml^2 \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_y & -ml^2 \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ ml^2 \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x & mll \end{pmatrix}$$

$$\underline{g}_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \cos \varphi_x \cos \varphi_y \end{pmatrix}, \quad \underline{g}_2 = \begin{pmatrix} mgl \sin \varphi_x \cos \varphi_y \\ mgl \cos \varphi_x \sin \varphi_y \end{pmatrix}$$

Suy ra:

$$M_{22}^{-1}(C_{21} - M_{21}\Lambda) = \begin{pmatrix} -\frac{\cos \varphi_x}{l \cos \varphi_y} \lambda_1 & 0 & \frac{\dot{\varphi}_x}{l} \\ \frac{\sin \varphi_x \sin \varphi_y}{l} \lambda_1 & -\frac{\cos \varphi_y}{l} \lambda_2 & \frac{\dot{\varphi}_y}{l} \end{pmatrix}$$

$$M_{22}^{-1}(M_{21}\Gamma - C_{22}) = \begin{pmatrix} \frac{\cos \varphi_x}{l \cos \varphi_y} \alpha_1 - \frac{\dot{l}}{l} + \tan \varphi_y \dot{\varphi}_y & \tan \varphi_y \dot{\varphi}_x \\ -\frac{\sin \varphi_x \sin \varphi_y}{l} \alpha_1 - \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x & \frac{\cos \varphi_y \alpha_2 - \dot{l}}{l} \end{pmatrix}$$

$$M_{22}^{-1} \underline{g}_2 = \begin{pmatrix} \frac{g \sin \varphi_x}{l \cos \varphi_y} \\ \frac{g \cos \varphi_x \sin \varphi_y}{l} \end{pmatrix}$$

và từ đó là:



$$\begin{aligned} \underline{h}_1(x) = & -\frac{\cos \varphi_x}{l \cos \varphi_y} \lambda_1^2 e_y + \frac{\dot{\varphi}_x}{l} \lambda_3 e_l - \frac{\cos \varphi_x}{l \cos \varphi_y} \lambda_1 \alpha_1 \varphi_x + \\ & + \left( \frac{\cos \varphi_x}{l \cos \theta} \alpha_1 - \frac{\dot{l}}{l} + \tan \varphi_y \dot{\varphi}_y \right) \dot{\varphi}_x + \tan \varphi_y \dot{\varphi}_x \dot{\varphi}_y - \frac{g \sin \varphi_x}{l \cos \varphi_y} \end{aligned}$$

và

$$\begin{aligned} \underline{h}_2(x) = & \frac{\sin \varphi_x \sin \varphi_y}{l} \lambda_1^2 e_y - \frac{\cos \varphi_y}{l} \lambda_2^2 e_x + \frac{\dot{\theta}}{l} \lambda_3 e_l - \\ & - \frac{\cos \varphi_y}{l} \lambda_2 \alpha_2 \varphi_y \\ & - \frac{\sin \varphi_x \sin \varphi_y}{l} \alpha_1 \dot{\varphi} - \cos \varphi_y \sin \varphi_y \dot{\varphi}_x^2 + \frac{\cos \varphi_y \alpha_2 - \dot{l}}{l} \dot{\varphi}_y - \\ & - \frac{g \cos \varphi_x \sin \varphi_y}{l} \end{aligned}$$

Vậy vector hàm  $\underline{g}(x)$  trong (2.52) sẽ được xấp xỉ tuyến tính trong lân cận gốc là:

$$A = \left. \frac{\partial \underline{g}(x)}{\partial \underline{x}} \right|_{\underline{x}=\underline{0}} = \begin{pmatrix} -\Lambda & -\Gamma & \Theta_{3 \times 2} \\ \Theta_{2 \times 3} & \Theta_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} A_{31} = \left. \frac{\partial \underline{h}}{\partial \underline{x}_1} \right|_{\underline{x}=\underline{0}} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial e_x} & \frac{\partial h_1}{\partial e_y} & \frac{\partial h_1}{\partial e_l} \\ \frac{\partial h_2}{\partial e_x} & \frac{\partial h_2}{\partial e_y} & \frac{\partial h_2}{\partial e_l} \end{pmatrix}_{\underline{x}=\underline{0}} = \begin{pmatrix} -\frac{\lambda_1^2}{l_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\lambda_2^2}{l_d} & 0 \end{pmatrix} \\ A_{32} = \left. \frac{\partial \underline{h}}{\partial \underline{x}_2} \right|_{\underline{x}=\underline{0}} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial \varphi_x} & \frac{\partial h_1}{\partial \varphi_y} \\ \frac{\partial h_2}{\partial \varphi_x} & \frac{\partial h_2}{\partial \varphi_y} \end{pmatrix}_{\underline{x}=\underline{0}} = \begin{pmatrix} -\frac{\lambda_1 \alpha_1 + g}{l_d} & 0 \\ 0 & -\frac{\lambda_2 \alpha_2 + g}{l_d} \end{pmatrix} \\ A_{33} = \left. \frac{\partial \underline{h}}{\partial \underline{x}_3} \right|_{\underline{x}=\underline{0}} &= \begin{pmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial \dot{\varphi}_x} & \frac{\partial h_1}{\partial \dot{\varphi}_y} \\ \frac{\partial h_2}{\partial \dot{\varphi}_x} & \frac{\partial h_2}{\partial \dot{\varphi}_y} \end{pmatrix}_{\underline{x}=\underline{0}, \dot{\underline{x}}=\underline{0}} = \begin{pmatrix} \frac{\alpha_1}{l_d} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha_2}{l_d} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Như vậy, đủ để hệ trượt trên mặt trượt về gốc là ma trận  $A$  cho bởi (3.14) là một ma trận Hurwitz. Điều này tương đương với:

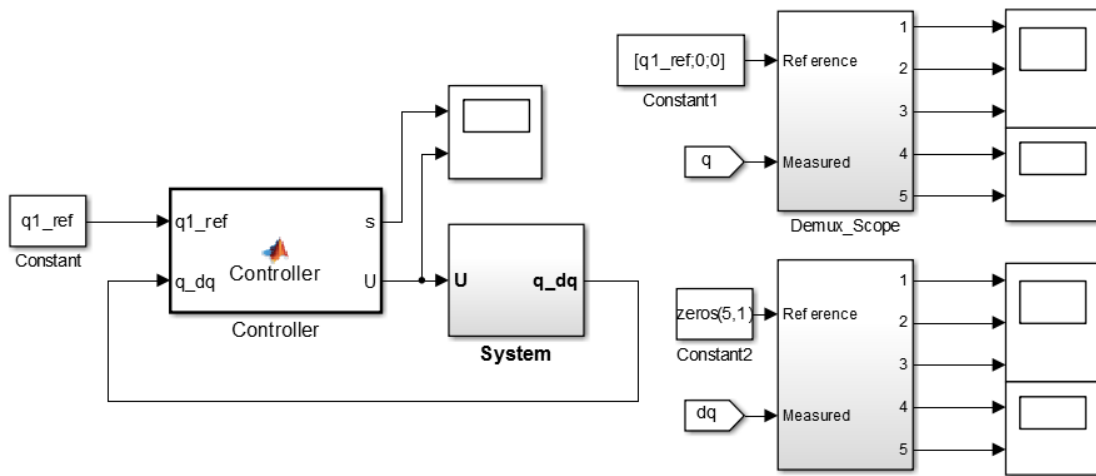


và đó chính là điều kiện đủ (2.52) của luận án đề xuất bổ sung đã được chi tiết hóa cho hệ cầu treo 3D.

### 3.3.2 Kết quả mô phỏng

Bây giờ ta sẽ mô phỏng chất lượng của bộ điều khiển trượt bậc hai do luận án đề xuất (2.44), (2.45) cho đối tượng 3D Crane và tổng hợp bộ điều khiển theo như các nội dung được trình bày ở trên.

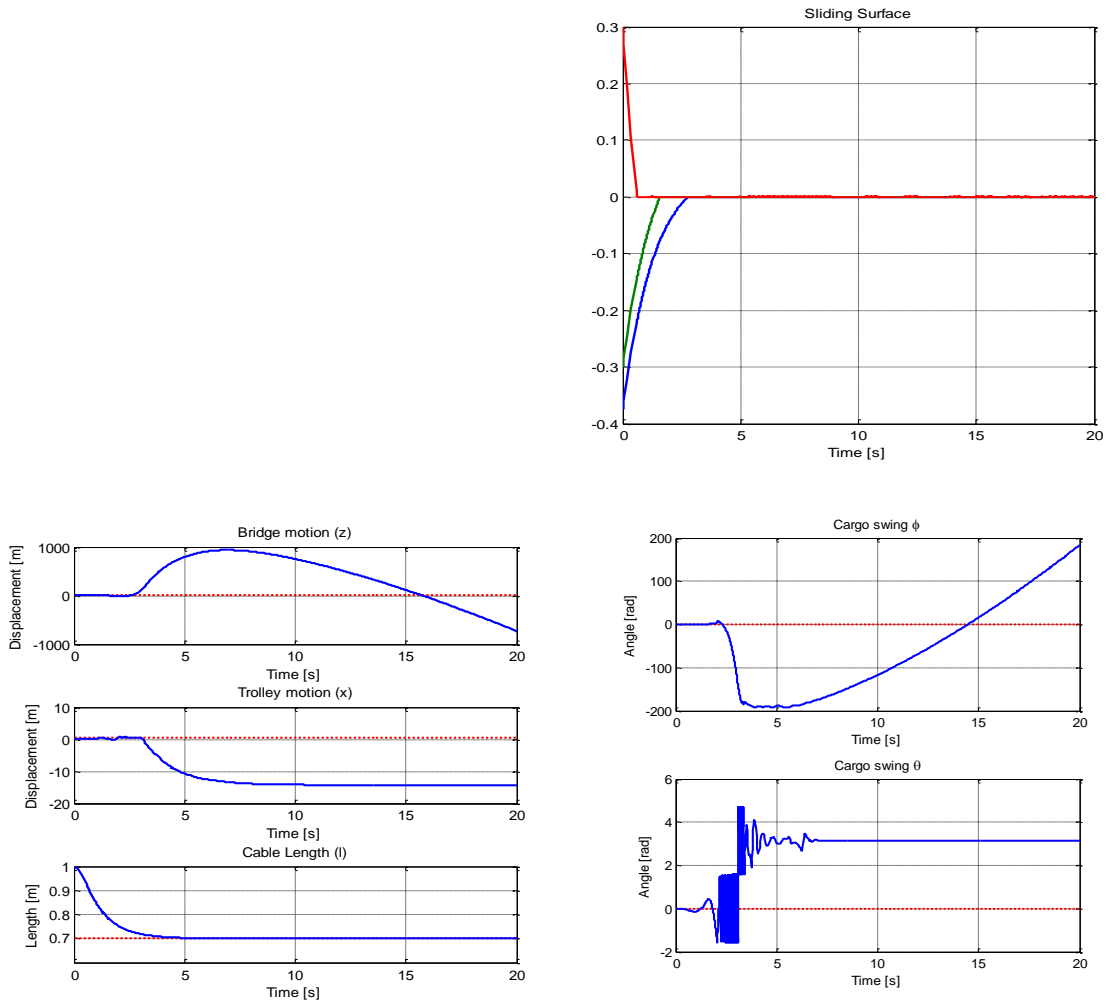
Hình 3.7 là sơ đồ hệ mô phỏng được xây dựng trên MatLab.



Hình 3.7. Sơ đồ mô phỏng trên nền Simulink hệ cầu treo 3D sử dụng điều khiển trượt bậc hai

Để kiểm nghiệm tính đúng đắn của điều kiện (3.15), ta thay đổi các tham số  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  của bộ điều khiển để khảo sát tính ổn định của hệ kín. Các kết quả ứng với 4 bộ số khác nhau được ghi lại từ hình 3.8 đến hình 3.11.

Có thể thấy trong tất cả các trường hợp thì quỹ đạo trạng thái đều tiến về mặt trượt sau một khoảng thời gian hữu hạn, tuy nhiên chỉ có các bộ số thỏa mãn điều kiện (3.15) là làm hệ ổn định. Hình 3.8 là kết quả ứng với bộ tham số điều khiển giống tài liệu [74], nhưng vì bộ tham số này không thỏa mãn (3.15) nên cũng không cho kết quả ổn định.

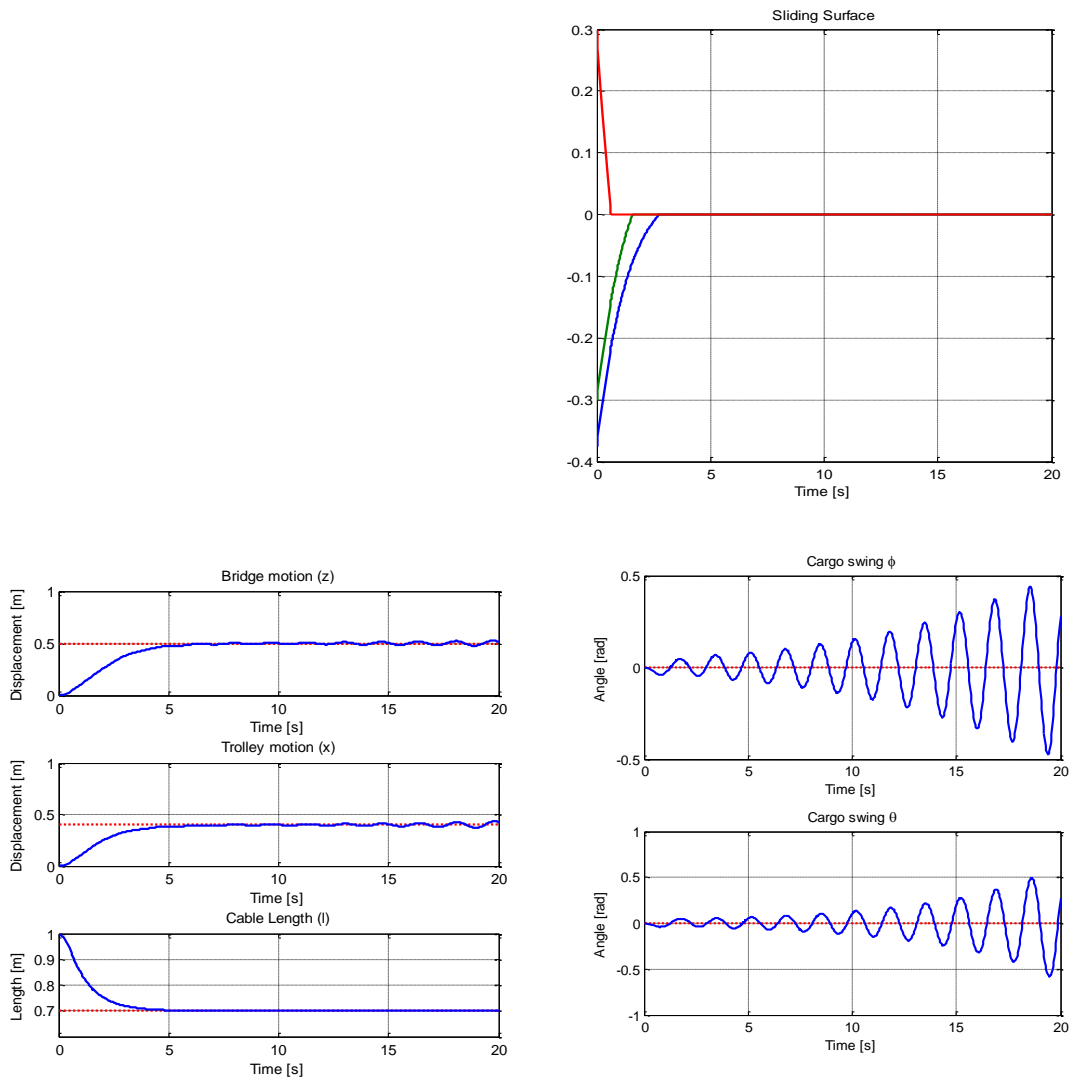


Hình 3.8. Kết quả mô phỏng với  $\alpha_1 = 4$  và  $\alpha_2 = 3.5$

Hình 3.8 là kết quả mô phỏng điều khiển trượt bậc cao hệ cầu treo 3D có 3 đầu vào với các tham số bộ điều khiển là:

$$\alpha_1 = 4 \text{ và } \alpha_2 = 3.5$$

Kết quả mô phỏng này cho thấy hệ không ổn định mặc dù quỹ đạo trạng thái của hệ đã đến được mặt trượt sau khoảng thời gian hữu hạn.

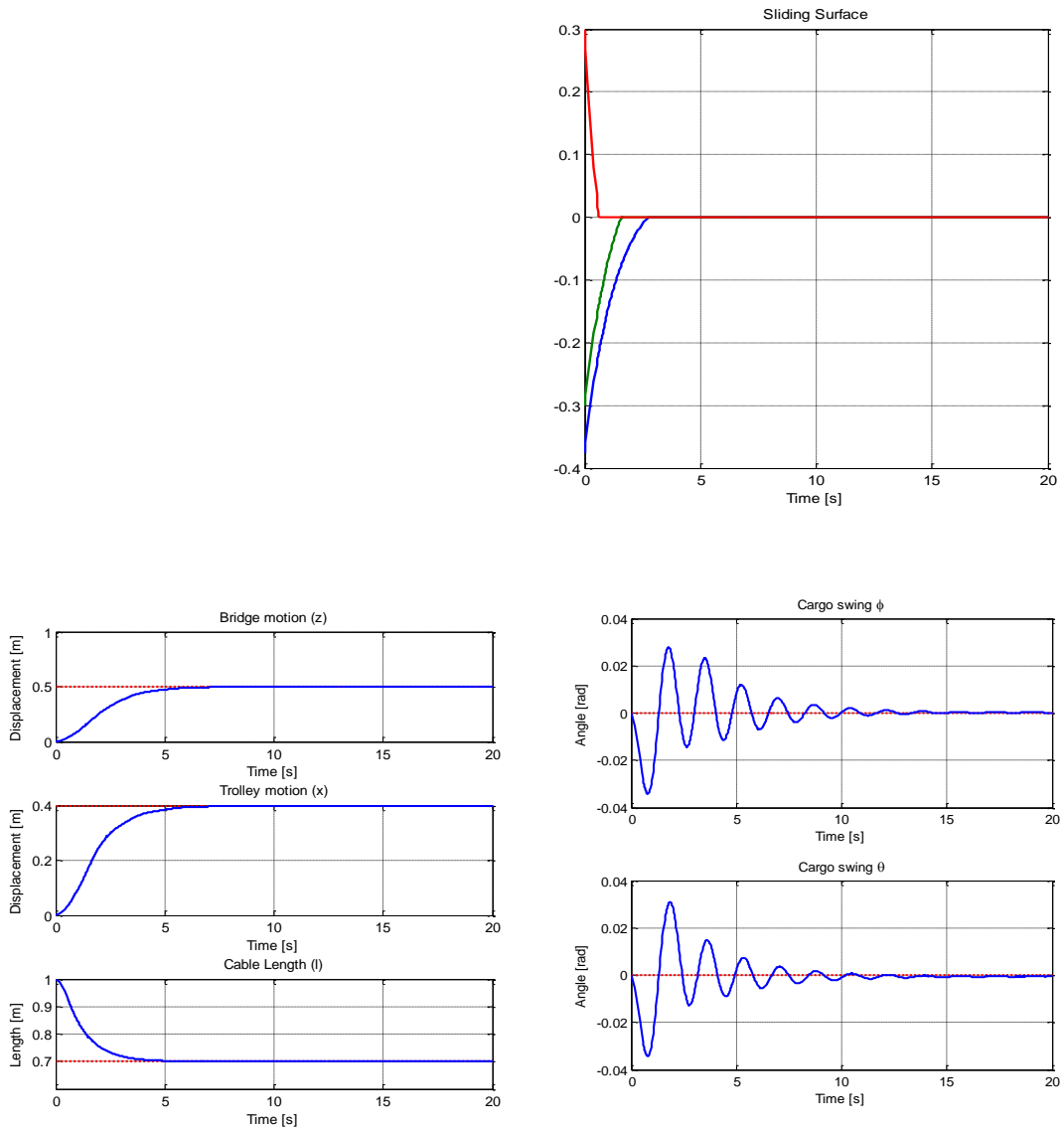


Hình 3.9. Kết quả mô phỏng với  $\alpha_1 = 0.2$  và  $\alpha_2 = 0.2$ .

Hình 3.9 là kết quả mô phỏng điều khiển trượt bậc cao hệ cầu treo 3D có 3 đầu vào với các tham số bộ điều khiển là:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0.2$$

Kết quả mô phỏng này cho thấy cũng giống như ở lần mô phỏng trước, hệ không ổn định mặc dù quỹ đạo trạng thái của hệ đã đến được mặt trượt sau khoảng thời gian hữu hạn.



Hình 3.10. Kết quả mô phỏng với  $\alpha_1 = \alpha_2 = -0.5$

Hình 3.10 là kết quả mô phỏng điều khiển trượt bậc cao hệ cầu treo 3D có 3 đầu vào với các tham số bộ điều khiển là:

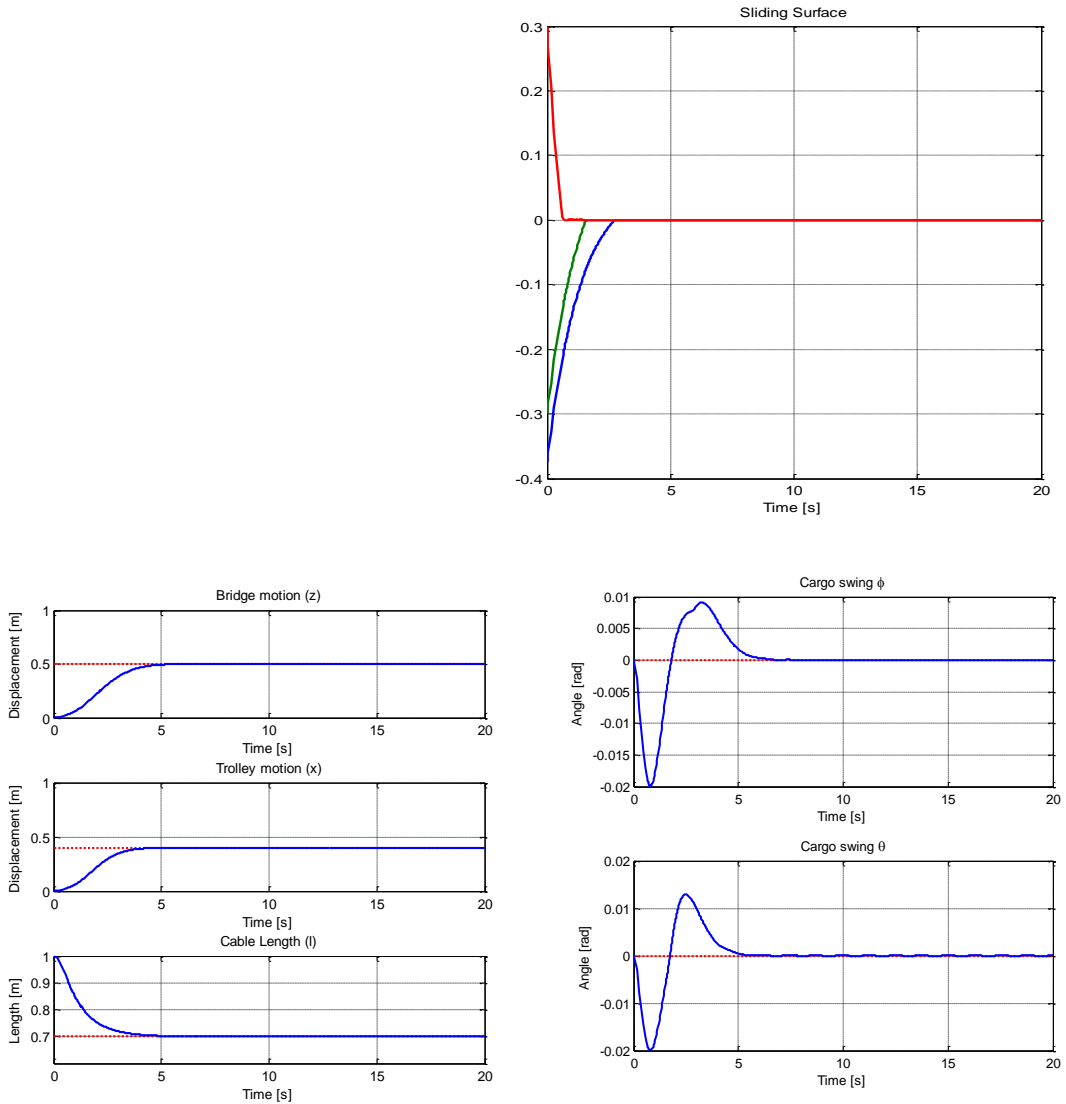
$$\alpha_1 = \alpha_2 = -0.5$$

Kết quả mô phỏng này cho thấy hệ là ổn định và quỹ đạo trạng thái của hệ đến được mặt trượt sau khoảng thời gian hữu hạn.

Hình 3.11 là kết quả mô phỏng điều khiển trượt bậc cao hệ cầu treo 3D có 3 đầu vào với các tham số bộ điều khiển là:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = -4$$

Kết quả mô phỏng này cho thấy hệ là ổn định, ít dao động hơn so với ví dụ trước và quỹ đạo trạng thái của hệ đến được mặt trượt sau khoảng thời gian hữu hạn. Chất lượng hệ thống có thể được đánh giá là khá tốt.



Hình 3.11. Kết quả mô phỏng với  $\alpha_1 = \alpha_2 = -4$

### 3.4 Điều khiển trượt siêu xoắn

#### 3.4.1 Thiết kế bộ điều khiển trượt siêu xoắn cho hệ cầu treo

Mặc dù đã có nhiều phương pháp để giải quyết bài toán điều khiển cho đối tượng cầu treo, tuy nhiên, để đưa vào ứng dụng rộng rãi trong thực tiễn, các bộ điều khiển cần được cải tiến để đơn giản hóa và tạo ra tín hiệu điều khiển phù hợp với cơ cấu chấp hành.

Trên cơ sở bộ điều khiển trượt bậc hai đã có từ tài liệu [54] cho hệ cầu treo và đã được luận án chỉnh sửa bổ sung để tổng quát hóa cho hệ EL bất định, có nhiễu tác động ở đầu vào, thiếu cơ cấu chấp hành cũng như đã được luận án và áp dụng cho hệ cầu treo 3D, sau đây luận án tiếp tục phát triển tiếp bộ điều khiển trượt siêu xoắn tổng quát (2.37) cho riêng hệ cầu treo 3D.

Bộ điều khiển trượt siêu xoắn (2.37) cũng là bộ điều khiển trượt bậc hai và đã được giới thiệu ở các tài liệu [49-52] cũng như ở mục 2.2.1 trước đây. Bộ điều khiển trượt siêu xoắn (2.37) khắc phục được nhược điểm phản hồi trạng thái của bộ điều khiển xoắn nhờ phản hồi trực tiếp đầu ra. Nói cách khác, tên gọi siêu xoắn ở đây không có nghĩa là độ xoắn sẽ nhiều hơn mà chỉ có ý nghĩa nói rằng đó là bộ điều khiển phản hồi đầu ra.

Tuy nhiên để vận dụng được nguyên lý điều khiển trượt bậc hai phản hồi đầu ra (trượt siêu xoắn), ta cần thêm giả thiết là hệ cầu treo 3D có góc lắc tương đối nhỏ.

### **Đơn giản hóa mô hình khi hệ có góc lắc nhỏ**

Mục đích điều khiển ở đây là di chuyển vật nặng trong khi vẫn đảm bảo góc lắc của tải  $\varphi_x, \varphi_y$  đủ nhỏ trong suốt quá trình di chuyển vật nặng. Do cấu trúc phi tuyến phân tán của hệ động học từ (3.3) đến (3.7), một bộ điều khiển chung sẽ rất khó thiết kế để đảm bảo chất lượng cho mọi dải tham số làm việc của hệ. Vậy nên, một bộ điều khiển cục bộ để ổn định góc lắc của tải sẽ được thiết kế. Với tính chất cục bộ, phương trình động lực học từ (3.3) đến (3.7) có thể đơn giản hóa bằng các giả thiết góc lắc của tải  $\varphi_x, \varphi_y$  là đủ nhỏ để có:

$$\sin \varphi_i \approx \varphi_i, \cos \varphi_i \approx 1 \text{ với } i \in \{x, y\}.$$

Ngoài ra ta giả thiết thêm:

$$\varphi_x^\alpha \dot{\varphi}_x^\beta \varphi_y^\gamma \dot{\varphi}_y^\delta \approx 0$$

trong đó  $\alpha \geq 0, \beta \geq 0, \gamma \geq 0, \delta \geq 0$  và  $\alpha + \beta + \gamma + \delta \geq 2$

Với các giả thiết như trên, mô hình (3.8) với các góc lắc mô tả trong các công thức từ (3.3) đến (3.7) của hệ cầu treo 3D sẽ được đơn giản hóa thành:

$$(M_x + m)\ddot{x} + D_x \dot{x} + m\ddot{\varphi}_x + m\dot{\varphi}_x + 2m\dot{\varphi}_x = u_x \quad (3.16)$$



$$l\ddot{\varphi}_x + \ddot{x} + g\varphi_x + 2l\dot{\varphi}_x = 0 \quad (3.17)$$

$$(M_y + m)\ddot{y} + D_y\dot{y} + ml\ddot{\varphi}_y + m\ddot{l}\varphi_y + 2ml\dot{\varphi}_y = u_y \quad (3.18)$$

$$l\ddot{\varphi}_y + \ddot{y} + g\varphi_y + 2l\dot{\varphi}_y = 0 \quad (3.19)$$

$$m\ddot{x}\varphi_x + m\ddot{y}\varphi_y + m\ddot{l} + D_l\dot{l} - mg = u_l \quad (3.20)$$

Biến đổi tiếp các công thức trên, ta có:

$$\begin{cases} \ddot{x} = \left( -\frac{D_x}{M_x}\dot{x} + \frac{D_l}{M_x}\dot{\varphi}_x - \frac{1}{M_x}\varphi_x u_l \right) + \frac{1}{M_x}u_x \\ \ddot{\varphi}_x = \left( -g\frac{\varphi_x}{l} - 2\frac{\dot{\varphi}_x}{l} + \frac{D_x}{M_x}\frac{\dot{x}}{l} - \frac{D_l}{M_x}\frac{\dot{\varphi}_x}{l} + \frac{1}{M_x}\frac{\varphi_x u_l}{l} \right) - \frac{1}{M_x}\frac{u_x}{l} \\ \ddot{y} = \left( -\frac{D_y}{M_y}\dot{y} + \frac{D_l}{M_y}\dot{\varphi}_y - \frac{1}{M_y}\varphi_y u_l \right) + \frac{1}{M_y}u_y \\ \ddot{\varphi}_y = \left( -g\frac{\varphi_y}{l} - 2\frac{\dot{\varphi}_y}{l} + \frac{D_y}{M_y}\frac{\dot{y}}{l} - \frac{2mg}{M_y}\frac{\varphi_y}{l} + \frac{D_l}{M_y}\frac{\dot{\varphi}_y}{l} - \frac{1}{M_y}\frac{\varphi_y u_l}{l} \right) - \frac{1}{M_y}\frac{u_y}{l} \\ \ddot{l} = \left( g + \frac{D_x}{M_x}\dot{x}\varphi_x + \frac{D_y}{M_y}\dot{y}\varphi_y - \frac{D_l}{m}\dot{l} - \frac{1}{M_x}\varphi_x u_x - \frac{1}{M_y}\varphi_y u_y \right) + \frac{1}{m}u_l \end{cases} \quad (3.21)$$

Mô hình được đơn giản hóa vẫn là phi tuyến nhưng chúng ta thấy rằng chuyển động trong mặt phẳng  $xoz$  và  $yozy$  có thể tách riêng ra. Điều này cho phép thiết kế bộ điều khiển cho chuyển động theo phương  $xoz$  và  $yozy$  độc lập nhau. Thêm vào đó, phương trình động học nâng hạ tải (3.21) là tuyến tính vì các lực  $u_x$ ,  $u_y$  sẽ được coi là nhiễu. Với những đánh giá trên, ta có thể tách cấu trúc bộ điều khiển 3D crane thành 2 bộ điều khiển 2D cho chuyển động xe cầu theo hai mặt phẳng  $xoz$  và  $yozy$ .

### Thiết kế bộ điều khiển

#### 1) Lựa chọn mặt trượt:

Quỹ đạo chuyển động mẫu của tải được thiết kế đi từ điểm đầu  $P_0 = (x_0, y_0, z_0)$  tới điểm cuối  $P_f = (x_f, y_f, z_f)$ . Ta có thể suy ra giá trị đặt cho tọa độ xe cầu và độ dài dây cáp và các góc lắc như sau:

$$x^r = x_f, \quad y^r = y_f, \quad l^r = -z_f$$

$$\varphi_x^r = \varphi_y^r = 0$$

Bây giờ ta xét mặt trượt ba chiều sau:

$$\underline{s} = \begin{pmatrix} s_x \\ s_y \\ s_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{x} - \dot{x}^r + c_x(x - x^r) - k_x \varphi_x \\ \dot{y} - \dot{y}^r + c_y(y - y^r) - k_y \varphi_y \\ \dot{l} - \dot{l}^r + c_l(l - l^r) \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

trong đó  $c_x, c_y, c_l, k_x, k_y$  là những hằng số dương. Đạo hàm của mặt trượt theo thời gian ta có:

$$\dot{\underline{s}} = \begin{pmatrix} \dot{s}_x \\ \dot{s}_y \\ \dot{s}_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \ddot{x} - \ddot{x}^r + c_x(\dot{x} - \dot{x}^r) - k_x \dot{\varphi}_x \\ \ddot{y} - \ddot{y}^r + c_y(\dot{y} - \dot{y}^r) - k_y \dot{\varphi}_y \\ \ddot{l} - \ddot{l}^r + c_l(\dot{l} - \dot{l}^r) \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Thay (3.21) vào (3.23) ta được:

$$\begin{cases} \dot{s}_x = \left[ \left( -\frac{D_x}{M_x} + c_x \right) \dot{x} + \frac{D_l}{M_x} \dot{l} \varphi_x - k_x \dot{\varphi}_x - \frac{1}{M_x} \varphi_x u_l - \ddot{x}^r - c_x \dot{x}^r \right] + \frac{1}{M_x} u_x \\ \dot{s}_y = \left[ \left( -\frac{D_y}{M_y} + c_y \right) \dot{y} + \frac{D_l}{M_y} \dot{l} \varphi_y - k_y \dot{\varphi}_y - \frac{1}{M_y} \varphi_y u_l - \ddot{y}^r - c_y \dot{y}^r \right] + \frac{1}{M_y} u_y \\ \dot{s}_l = \left[ g + \frac{D_x}{M_x} \dot{x} \varphi_x + \frac{D_y}{M_y} \dot{y} \varphi_y + \left( -\frac{D_l}{m} + c_l \right) \dot{l} - \frac{1}{M_x} \varphi_x u_x - \frac{1}{M_y} \varphi_y u_y - \ddot{l}^r - c_l \dot{l}^r \right] + \frac{1}{m} u_l \end{cases} \quad (3.24)$$

Mặt trượt được chọn trên luôn thỏa mãn tính chất là khi hệ sai số nằm trên mặt trượt  $\underline{s} = \underline{0}$ , nó sẽ trượt về gốc tọa độ. Thật vậy, trước tiên nếu ta ký hiệu các sai lệch đó lần lượt là:

$$e_x = x - x_r, \quad e_y = y - y_r, \quad e_l = l - l_r$$

và tách mặt trượt (3.22) tương ứng thành 3 phần theo các sai lệch đó:

$$s_x = \dot{e}_x + c_x e_x - k_x \varphi_x = 0 \quad (3.25)$$

$$s_y = \dot{e}_y + c_y e_y - k_y \varphi_y = 0 \quad (3.26)$$

$$s_l = \dot{e}_l + c_l e_l = 0 \quad (3.27)$$

thì sẽ thấy ngay từ (3.27):

$$s_l = \dot{e}_l + c_l e_l = 0 \Rightarrow e_l(t) = e^{-c_l t} e_l(0) \rightarrow 0 \quad (3.28)$$

vì  $c_l > 0$ .

Tiếp theo, từ (3.25) và (3.28), tức là từ:

$$s_x = \dot{e}_x + c_x e_x - k_x \varphi_x = 0 \quad \text{và } l \rightarrow l_r$$

thì với (3.17) ta có:

$$\begin{cases} l_r \ddot{\varphi}_x + \ddot{e}_x + g \varphi_x = 0 \\ \dot{e}_x + c_x e_x - k_x \varphi_x = 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

Chuyển (3.29) sang miền phức nhờ phép biến đổi Laplace, ta có với các giá trị đầu  $e_x(0) = \dot{e}_x(0) = \varphi_x(0) = \dot{\varphi}_x(0) = 0$  cũng như các ký hiệu:

$$\Phi_x = \mathcal{L}\{\varphi_x\}, \quad E_x = \mathcal{L}\{e_x\}$$

hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} l_r s^2 \Phi_x + s^2 E_x + x_r + g \Phi_x = 0 \\ s E_x + x_r + c_x E_x - k_x \Phi_x = 0 \end{cases} \Rightarrow E_x (s + c_x) + x_r = k_x \left( \frac{-s^2 E_x - x_r}{l_r s^2 + g} \right)$$

Suy ra:

$$E_x = \frac{-x_r (l_r s^2 + g + k_x)}{(s + c_x)(l_r s^2 + g) + k_x s^2} = \frac{-x_r (l_r s^2 + g + k_x)}{l_r s^3 + (k_x + c_x l_r) s^2 + g s + g c_x} = \frac{B(s)}{A(s)}$$

trong đó

$$A(s) = l_r s^3 + (k_x + c_x l_r) s^2 + g s + g c_x$$

Đa thức  $A(s)$  cho ở công thức trên là đa thức Hurwitz, vì bảng Routh của nó:

$g c_x$	$k_x + c_x l_r$
$g$	$l_r$
$\frac{g(k_x + c_x l_r) - g c_x l_r}{g} = k_x$	
$l_r$	

có các hệ số cột đầu cùng dấu và khác 0. Vậy phải có:

$$e_x = x - x_r \rightarrow 0.$$

Cuối cùng, từ (3.26) thì hoàn toàn tương tự như trên nhưng bắt đầu với thành phần (3.25) của mô hình ta cũng chỉ ra được:

$$e_y = y - y_r \rightarrow 0.$$

Như vậy ta cũng đã kết thúc việc chỉ ra rằng khi các biến trạng thái của hệ được duy trì trên mặt trượt 3 chiều được chọn theo (3.23) chứa đầy đủ cả 5 biến

trạng thái của cả hai thành phần đủ và hụt cơ cấu chấp hành, thì sai lệch bám  $\underline{e} = \underline{q}_1 - \underline{q}_r$  của hệ sẽ tiến về 0.

2) *Thiết kế bộ điều khiển trượt siêu xoắn:*

Trong trường hợp góc lắc nhỏ, các biến trượt  $s_i$ ,  $i \in \{x, y, l\}$  trong (3.22) chủ yếu phụ thuộc vào thành phần lực  $u_i$  (những thành phần lực khác nhân với hệ số là các góc lắc với giá trị nhỏ, tắt dần nên không gây ảnh hưởng lớn). Vậy nên, với những giả thiết về tính bị chặn của các thành phần, các biến điều khiển  $u_x$ ,  $u_y$ ,  $u_l$  được định nghĩa là đầu ra của bộ điều khiển super-twisting cho bởi (2.37):

$$\begin{cases} u_i = -\lambda_i \sqrt{|s_i|} \operatorname{sgn} s_i + \omega_i \\ \dot{\omega}_i = -\alpha_i \operatorname{sgn} s_i \end{cases} \text{ với } i \in \{x, y, l\} \quad (3.30)$$

trong đó,  $\alpha_i$  và  $\lambda_i$  là các hằng số đủ lớn để đảm bảo thời gian hội tụ về mặt trượt  $\underline{s} = \underline{0}$  là hữu hạn.

3) *Thời gian hệ tiến về mặt trượt là hữu hạn:*

Giống như đã trình bày ở mục 2.2.1 với bộ điều khiển (2.37), ta xét hệ sau:

$$\dot{x} = a(t) + b(t)u$$

với các hằng số dương  $C$ ,  $K_M$ ,  $K_m$ ,  $U_M$ ,  $q$  thỏa mãn:

$$|\dot{a}| + U_M |b| \leq C, \quad 0 \leq K_m \leq b(t, x) \leq K_M, \quad |a/b| < q U_M, \quad 0 < q < 1$$

Bộ điều khiển super-twisting có dạng:

$$u = -\lambda |x|^{1/2} \operatorname{sgn} x + u_1 \text{ với } \dot{u}_1 = \begin{cases} -u, & |u| \geq U_M \\ -\alpha \operatorname{sgn} x, & |u| \leq U_M \end{cases}$$

với  $K_m \alpha > C$  và  $\lambda$  đủ lớn thì bộ điều khiển sẽ đưa  $x, \dot{x}$  về gốc tọa độ trong thời gian hữu hạn. Biến điều khiển  $u$  sẽ có giá trị đi vào trong đoạn  $[-U_M, U_M]$  trong khoảng thời gian hữu hạn.

Mặc dù lời chứng minh cho điều khẳng định trên đã được đưa ra trong các tài liệu [49-52], song sau đây nghiên cứu sinh xin được đưa ra một lời chứng minh khác mà theo ý kiến của riêng cá nhân nghiên cứu sinh là dễ hiểu hơn.

Xét trường hợp thứ nhất là:

$$|u| \geq U_M$$

Khi đó sẽ có:

$$\dot{u} = \frac{1}{2} \lambda \dot{x} |x|^{-1/2} - u, \text{ do có } \frac{d}{dt} |x| = \dot{x} \operatorname{sgn}(x)$$

Tiến hành nhận xét về dấu của  $\dot{x}$  và  $u$ :

– Nếu  $u > U_M$  thì

$$u > U_M > qU_M > \left| \frac{a}{b} \right| = \frac{|a|}{b} \Leftrightarrow ub > |a|$$

Suy ra

$$ub - |a| > 0 \Rightarrow ub + a > 0 \Leftrightarrow \dot{x} > 0$$

Nghĩa là  $\dot{x}$  và  $u$  cùng dương.

– Nếu  $u < -U_M$  thì:

$$u < -U_M < -qU_M < -\left| \frac{a}{b} \right| = \frac{-|a|}{b} \Leftrightarrow ub < -|a| \Leftrightarrow ub + |a| < 0$$

Suy ra

$$ub + a < 0 \text{ hay } \dot{x} < 0$$

Vậy  $\dot{x}$  và  $u$  cũng cùng âm.

Như vậy,  $\dot{x}u > 0$  với  $|u| \geq U_M$ . Khi đó, ta có  $\dot{u}u < 0$  và  $|\dot{u}| > U_M$  với  $|u| > U_M$ , do:

$$\dot{u}u = -u^2 - \frac{1}{2} \lambda \dot{x}u |x|^{-1/2} < 0$$

nên  $|u| \leq U_M$  trong khoảng thời gian hữu hạn.

Hoàn toàn tương tự cho trường hợp  $|u| < U_M$  thì từ:

$$\ddot{x} = \dot{a} + \dot{b}u - b \frac{1}{2} \lambda \frac{\dot{x}}{|x|^{1/2}} - b\alpha \operatorname{sgn}x$$

Như vậy cũng phải có:

$$\ddot{x} \in [-C, C] - [K_m, K_M] \left( \frac{1}{2} \lambda \frac{\dot{x}}{|x|^{1/2}} + \alpha \operatorname{sgn}x \right)$$

Giả thiết rằng giá trị khởi tạo là  $x=0$ ,  $\dot{x} = \dot{x}_0 > 0$  tại thời điểm  $t=0$ , do đó, quỹ đạo sẽ đi vào nửa mặt phẳng  $x > 0$ . Chi tiết hơn nữa thì:

– Nếu  $x > 0$  và  $\dot{x} > 0$  thì  $\ddot{x} < C - K_m \alpha < 0$  nên  $\dot{x}$  giảm giá trị về 0 và  $x$  tăng giá trị. Quỹ đạo trạng thái sẽ nằm dưới parabol:

$$\dot{x} = \frac{1}{2} \frac{\dot{x}_0^2}{K_m \alpha - C} - \frac{1}{2} \frac{\dot{x}^2}{K_m \alpha - C}$$

parabol giao với trục:

$$\dot{x} = 0 \text{ tại } x_M = \frac{1}{2} \frac{\dot{x}_0^2}{K_m \alpha - C}$$

- Nếu  $x > 0$  và  $\dot{x} < 0$  thì giá trị của  $\dot{x}$  giảm và nhỏ hơn 0 khiến giá trị  $\ddot{x}$  tăng dần tới khi  $\ddot{x} \geq 0$  thì  $\dot{x}$  tăng lên, giá trị của  $x$  giảm về 0. Tại điểm  $\ddot{x} = 0$  là điểm  $\dot{x}$  đạt giá trị nhỏ nhất.

Thay

$$\ddot{x} = \dot{a} + \dot{b}u - b \frac{1}{2} \lambda \frac{\dot{x}}{|x|^{1/2}} - b \alpha \operatorname{sgn} x$$

vào phương trình trên ta được:

$$\dot{a} + \dot{b}u - b \alpha \operatorname{sgn} x = b \frac{1}{2} \lambda \frac{\dot{x}}{|x|^{1/2}}$$

Giải phương trình ta thu được nghiệm:

$$\dot{x} = \frac{2}{\lambda} \left( \frac{\dot{a} + \dot{b}u}{b} - \alpha \right) x^{1/2}$$

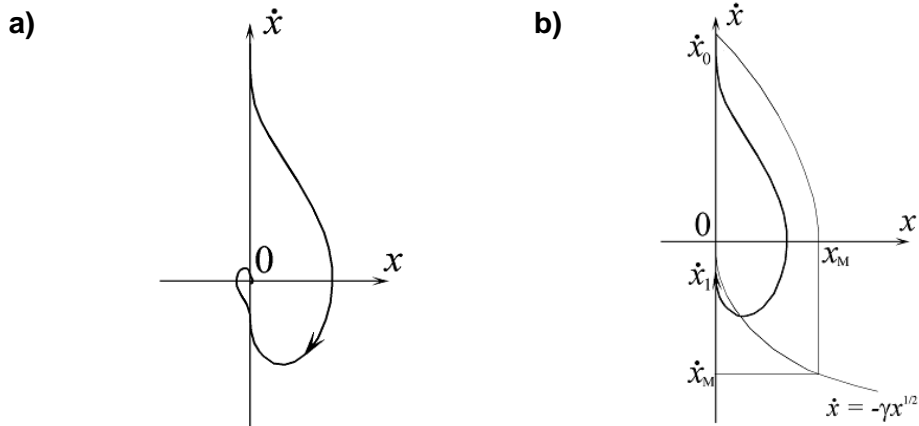
Suy ra:

$$\dot{x} \geq \frac{-2}{\lambda} \left( \frac{C}{K_m} + \alpha \right) x^{1/2}$$

Như vậy quỹ đạo trạng thái trong nửa mặt phẳng này sẽ nằm phía trên đồ thị có phương trình

$$\dot{x} = \frac{-2}{\lambda} \left( \frac{C}{K_m} + \alpha \right) x^{1/2}.$$

- Với các trường hợp còn lại  $x < 0$ ,  $\dot{x} < 0$  và  $x < 0$ ,  $\dot{x} > 0$  làm tương tự như trên để thấy rõ quỹ đạo trạng thái của hệ như ở hình 3.12.



Hình 3.12. Phân tích quỹ đạo trạng thái dưới tác động bộ điều khiển siêu xoắn

Thông thường, ta cho rằng điều kiện  $|\dot{x}_M / \dot{x}_0| < 1$  sẽ đảm bảo  $x, \dot{x}$  hội tụ về 0 khi  $|u| < U_M$  nhưng điều kiện đó chưa đủ do không có đạo hàm tại điểm  $U_M$ . Mặt khác, dựa vào các điều kiện đầu và  $|u| \leq U_M$  ta có:

$$|\dot{x}| = b|a/b + u| \leq K_M(1+q)U_M, \quad |\dot{x}| = b|a/b + u| \geq K_m(1-q)U_M$$

và điểm đầu thỏa mãn  $\dot{x}_0 \leq K_M(1+q)U_M$ , điều kiện:

$$\left| \frac{\dot{x}_M}{\dot{x}_0} \right| < \frac{K_m(1-q)U_M}{K_M(1+q)U_M} = \frac{K_m(1-q)}{K_M(1+q)} < 1$$

hay

$$\lambda > \sqrt{\frac{2}{(K_m\alpha - C)} \frac{(K_m\alpha + C)K_M(1+q)}{K_m^2(1+q)}}$$

là điều kiện đủ để tránh việc giữ  $u = \pm U_M$  trong quá trình trượt.

Để chứng minh thời gian hội tụ là hữu hạn, ta chỉ xem xét hệ khi điều kiện  $u < U_M$  đã được đảm bảo. Ta đặt biến bổ sung  $\xi = a + bu_1$ . Hiển nhiên rằng,  $\xi = \dot{x}$  tại thời điểm  $x = 0$  và  $u_1 \rightarrow -a/b$  khi  $t \rightarrow \infty$ . Do đó,  $\xi = b(a/b + u_1)$  tiến tới 0. Bắt đầu từ thời điểm  $u < U_M$  được duy trì, đạo hàm của biến bổ sung:

$$\dot{\xi} = \dot{a} + \dot{b}u_1 - b\alpha \operatorname{sgn}(x)$$

thỏa mãn bất phương trình sau:

$$0 < K_m \alpha - C \leq -\dot{\xi} \text{sign}(x) \leq K_M \alpha + C$$

Tổng giá trị tuyệt đối giá trị của  $\xi$  tại mỗi thời điểm  $x=0$  bằng  $\sum |\dot{x}_i|$ , mà chuỗi giảm dần theo cấp số nhân với công bội nhỏ hơn 1 nên nó hội tụ. Tổng thời gian hội tụ là hữu hạn cho bởi:

$$T \leq \sum \frac{|\dot{x}_i|}{K_m \alpha - C}. \quad (3.31)$$

### 3.4.2 Kết quả mô phỏng

Sau đây ta sẽ tiến hành mô phỏng cho trường hợp cầu treo đưa trọng tải từ vị trí đầu  $P_0 = (x_0, y_0, z_0)$  tới vị trí cuối  $P_f = (x_f, y_f, z_f)$  trong khoảng thời gian kiểm chứng là 30s. Tọa độ các điểm đầu và điểm cuối được lựa chọn ngẫu nhiên và được quy đổi sang giá trị đặt các biến trạng thái với các giá trị về góc lệch triệt tiêu:

$$\varphi_x = \varphi_y = 0$$

như sau:

- Điểm đầu của tải trọng trong mô phỏng:  $P_0 = (0, 0, -1)$ . Ứng với đó là giá trị của trạng thái  $\underline{q}_0 = (0, 0, 1, 0, 0)^T$ .

- Điểm cuối của tải trọng trong mô phỏng:  $P_f = (0.5, 0.4, -0.7)$ . Ứng với đó là giá trị của biến trạng thái  $\underline{q}_f = (0.5, 0.4, 0.7, 0, 0)^T$ .

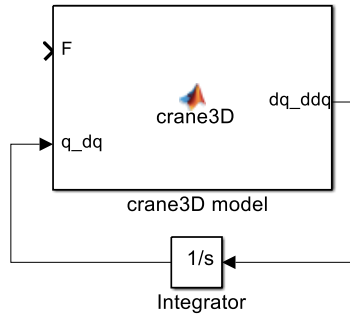
Mô hình toán học của đối tượng (3.8) được xây dựng trong phần đầu chương được sử dụng để xây dựng lên khối mô hình toán học của hệ cầu treo 3D trong hình 3.13 theo công thức:

$$\ddot{\underline{q}} = M(\underline{q})^{-1} [G\underline{u} - B\dot{\underline{q}} - C(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} - \underline{g}(\underline{q})]$$

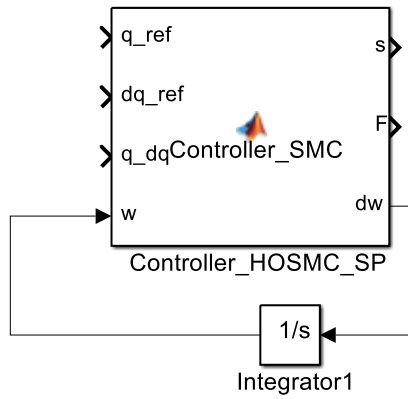
Code trong khối Crane3D trong hình 3.13 được trình bày tại phần phụ lục 1.

Code trong khối điều khiển trượt siêu xoắn hình 3.14 được trình bày tại phần phụ lục 2.

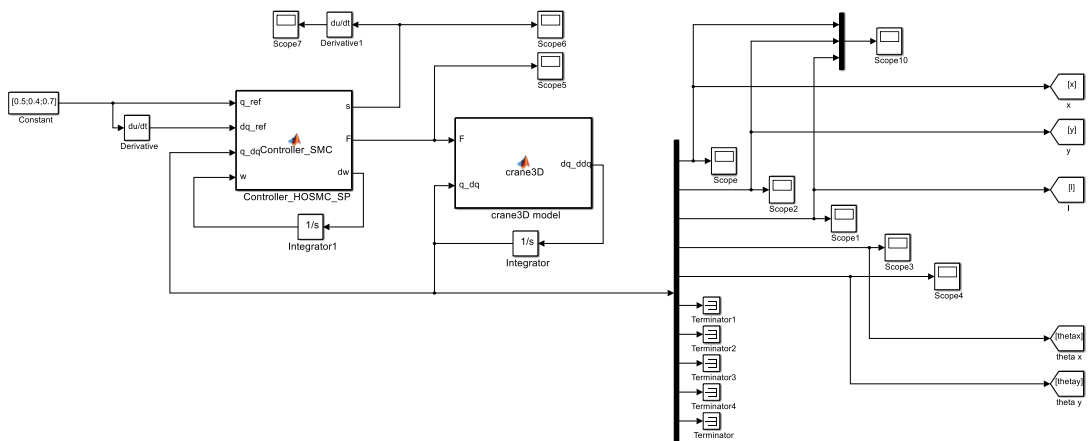




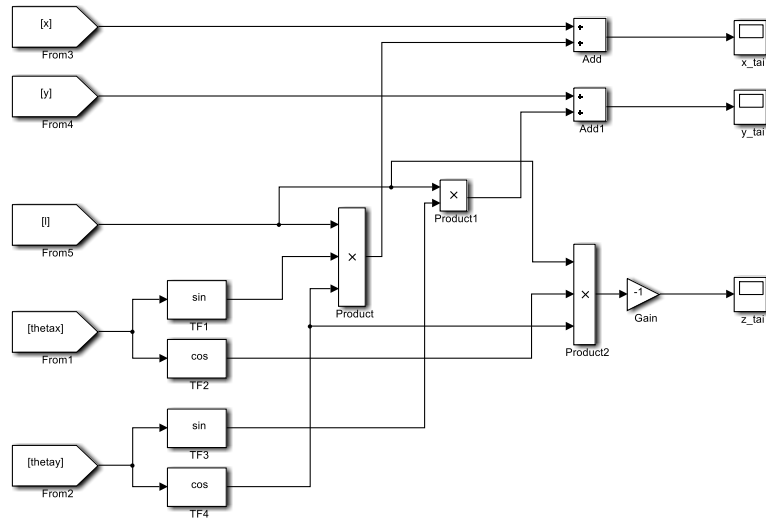
Hình 3.13. Mô hình mô phỏng hệ cầu treo 3D



Hình 3.14. Mô hình mô phỏng bộ điều khiển trượt siêu xoắn



Hình 3.15. Sơ đồ mô phỏng bộ điều khiển trượt bậc cao siêu xoắn theo mô hình đối tượng cầu treo 3D gốc



Hình 3.16. Sơ đồ xác định vị trí trọng tâm từ các biến trạng thái [ST2]

Bộ điều khiển được xây dựng từ công thức (3.30) được sử dụng để xây dựng lên khối điều khiển thể hiện trong hình 3.13 với code trong khối Controller\_SMC được trình bày tại phụ lục 1.

Tham số mô hình được trình bày trong bảng 3.1 và tham số bộ điều khiển trượt bậc cao siêu xoắn được trình bày trong bảng 3.2.

Bảng 3.1. Tham số hệ cầu treo được mô phỏng.

Tham số (đơn vị)	Giá trị
$g(m/s^2)$	9.8
$m_c(Kg)$	0.85
$m_t(Kg)$	5
$m_b(Kg)$	7
$m_l(Kg)$	2
$D_x(Nm/s)$	20
$D_y(Nm/s)$	30
$D_l(Nm/s)$	50
$l(m)$	1
$l_d(m)$	0.7

Bảng 3.2. Tham số bộ điều khiển trượt siêu xoắn.

Tham số (đơn vị)	Giá trị
$c = \begin{pmatrix} c_x & 0 & 0 \\ 0 & c_y & 0 \\ 0 & 0 & c_l \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0.7 & 0 & 0 \\ 0 & 0.7 & 0 \\ 0 & 0 & 8 \end{pmatrix}$
$k = \begin{pmatrix} k_x & 0 \\ 0 & k_y \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0.25 & 0 \\ 0 & 0.25 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$
$\lambda$	$diag(6, 6, 6)$
$\alpha$	$diag(2, 2, 2)$

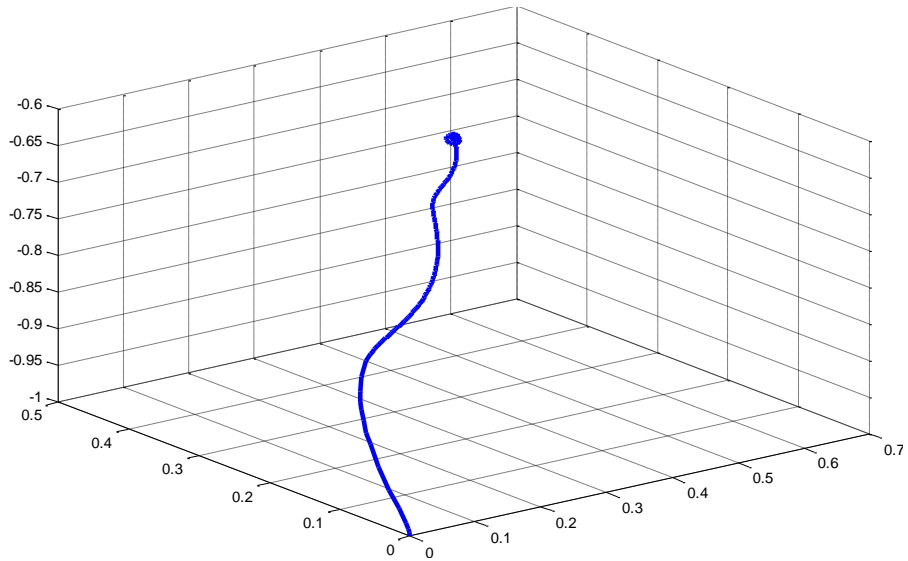
Kết quả mô phỏng được biểu diễn ở các hình từ hình 3.17 đến hình 3.24, trong đó:

- Hình 3.17 và hình 3.18 cho thấy tốc độ đạt tới giá trị đặt của các biến trạng thái  $x, y, l$  khá nhanh (xấp xỉ 8s) và không tồn tại độ quá điều chỉnh.

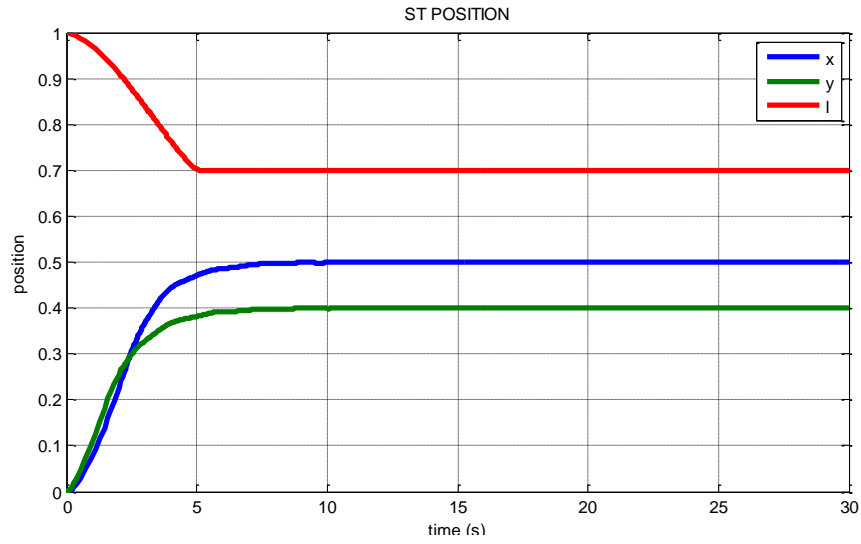
- Hình 3.19, hình 3.20 cho thấy các góc lệch được hạn chế trong phạm vi nhỏ ( $< 0.03$ ) và tắt dần theo thời gian. Như vậy, bộ điều khiển đã đáp ứng được yêu cầu điều khiển đặt ra cho đối tượng.

- Hình 3.21 thể hiện lực điều khiển cho đối tượng, tuy vẫn còn dao động nhưng tần số và biên độ đều nhỏ. Điều này cho thấy ưu điểm của bộ điều khiển trượt bậc cao so với điều khiển trượt cơ bản sử dụng khâu relay sẽ cho tín hiệu lực điều khiển dao động với tần số vô cùng lớn. Đây là cơ sở để áp dụng bộ điều khiển cho các cơ cấu chấp hành trong thực tế.

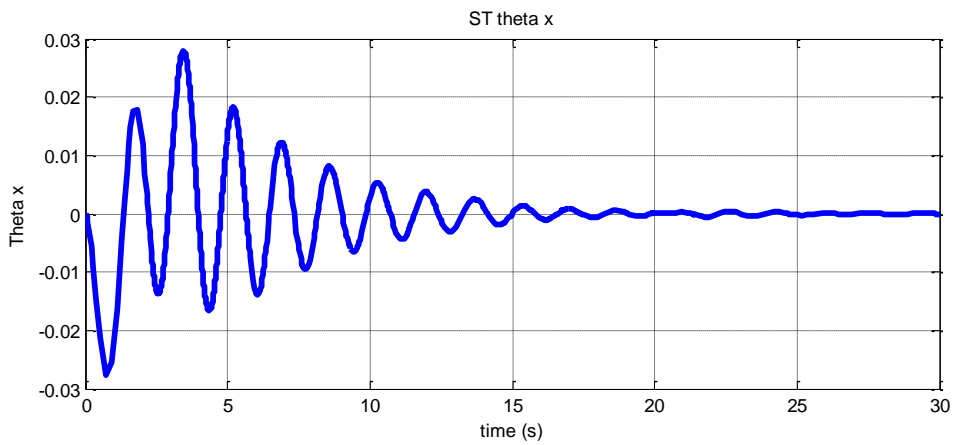
- Hình 3.22 cho thấy mặt trượt khi về giá trị 0 sẽ gần như nằm yên tại đó, gần như không có sự dao động xung quanh mặt trượt, điều này hoàn toàn phù hợp với lý thuyết điều khiển trượt bậc cao khi hình 3.23 cho thấy đạo hàm của mặt trượt tuy vẫn chưa hoàn toàn về 0 nhưng có biên độ và tần số dao động nhỏ.



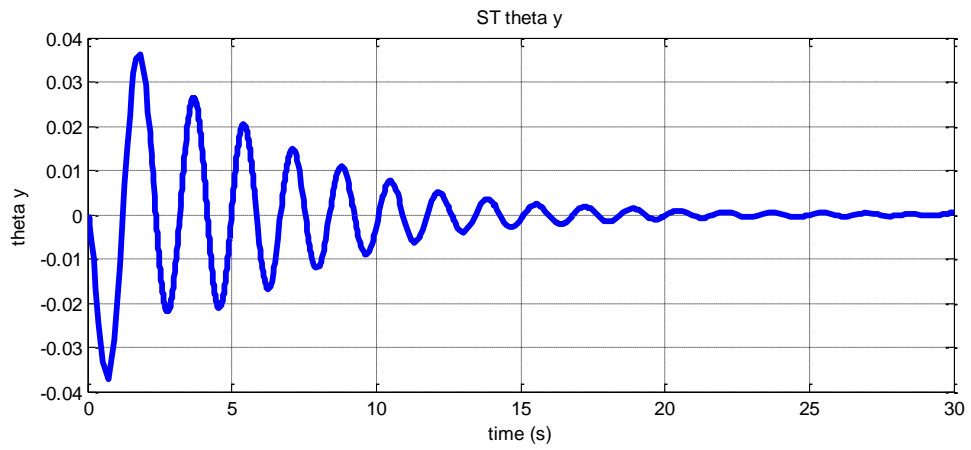
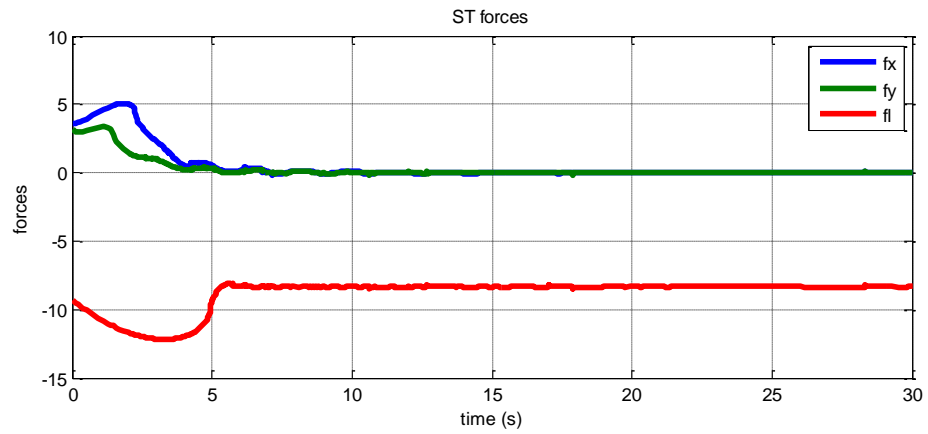
Hình 3.17. Quỹ đạo di chuyển của tải



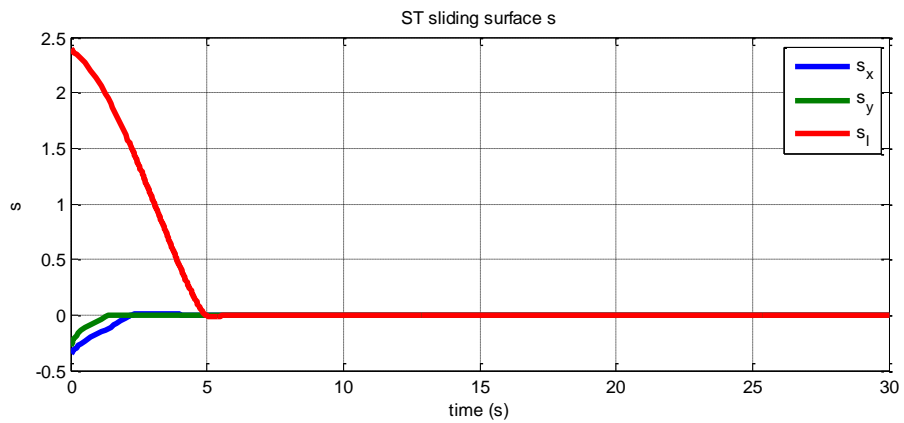
Hình 3.18. Đáp ứng của các biến trạng thái  $x, y, l$

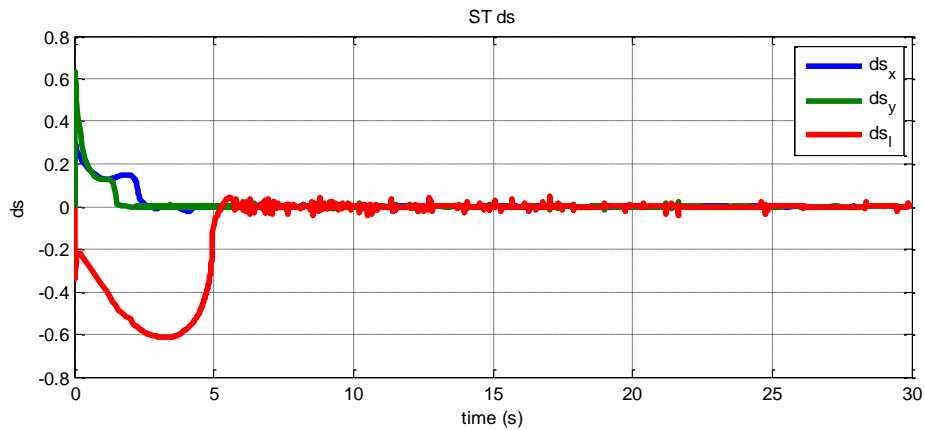


Hình 3.19. Đáp ứng góc  $\varphi_x$

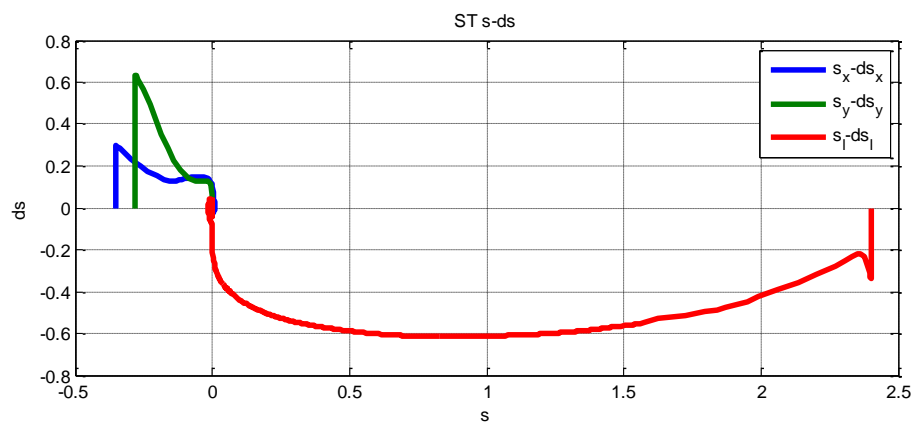
Hình 3.20. Đáp ứng góc  $\varphi_y$ 

Hình 3.21. Lực điều khiển

Hình 3.22. Mặt trượt  $\underline{s}$



Hình 3.23. Đạo hàm của mặt trượt  $\dot{s}$



Hình 3.24. Quỹ đạo  $s - \dot{s}$

Như vậy, bộ điều khiển được thiết kế đã đáp ứng được yêu cầu bài toán điều khiển đặt ra mà cụ thể là:

- 1) Đưa được trọng tải từ vị trí đầu tới vị trí cuối đặt trước trong khoảng thời gian ngắn.
- 2) Các góc lệch được giới hạn trong phạm vi nhỏ và bị triệt tiêu dần. Bộ điều khiển trượt bậc cao đã cải thiện được hiệu ứng rung theo nghĩa thu nhỏ khoảng trượt về trong một lân cận của gốc, điều này hoàn toàn phù hợp với lý thuyết. Với chất lượng điều khiển khá tốt, cùng với đó là lực điều khiển đã hạn chế hiện tượng phải liên tục thay đổi với tần số lớn là cơ sở để ứng dụng bộ điều khiển vào trong thực tiễn.

### 3.5 Xây dựng bàn thí nghiệm cầu treo 3D

#### 3.5.1 Vật tư thiết bị

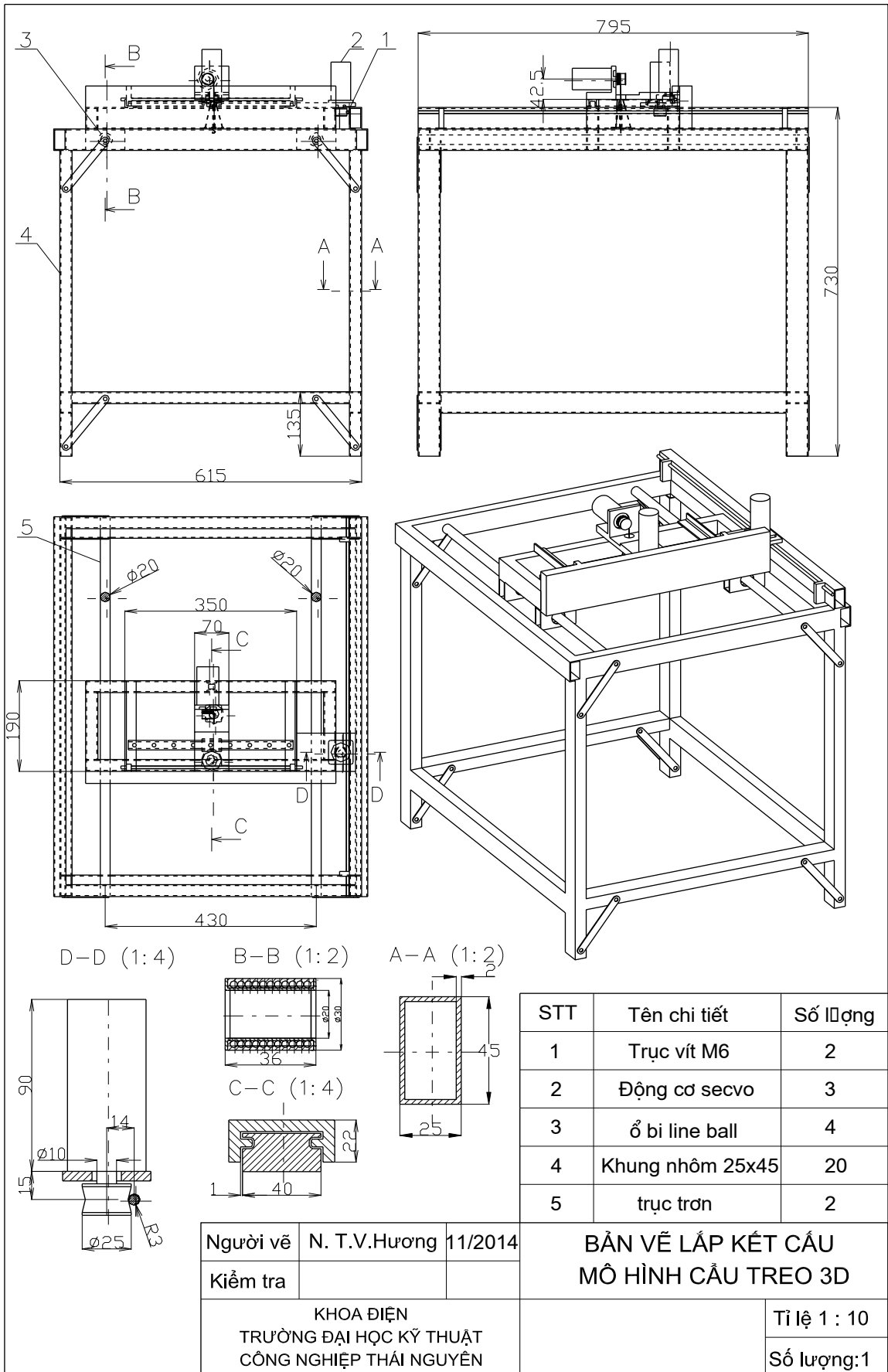
Các vật tư thiết bị cần thiết để xây dựng bàn thí nghiệm được cho trong bảng 3.3. Bàn thí nghiệm được xây dựng trên cơ sở hỗ trợ của các đề tài nghiên cứu khoa học cấp bộ do Bộ Công Thương đầu tư.

Bảng 3.3. Danh mục trang thiết bị đầu tư cho bàn thí nghiệm.

TT	Danh mục vật tư, thiết bị	Số lượng, đơn vị
1	Động cơ 52-68Series: 24VDV – M 3000rpm – 72WW – DC Motor và DC Servo Driver (T506-012; T511-012)	03 Bộ
2	Card điều khiển DSPIC TMS320 – F 28335	01 Bộ
3	Cảm biến đo cường độ dòng điện ACS712	03 Bộ
4	DSPIC30f4011 (module QEI xử lý tín hiệu từ encoder)	03 bộ
5	Bộ nguồn	02 Bộ
6	Cảm biến góc MPU-6050 (trong đó có 1 đơn vị tăng tốc phần cứng chuyên xử lý tín hiệu DSP)	01 Bộ
7	Một số vật tư khác (linh kiện điện tử, Aptomat 10A, dây hàn, dây điện, ốc, vít, băng phíp, công tắc hành trình ...)	
8	Vật tư, vật liệu cơ khí (Nhôm định hình 4 cây 25×40; thép các loại, 4 bánh xe, nhựa kỹ thuật ...)	

#### 3.5.2 Xây dựng bản vẽ cơ khí về mô hình thí nghiệm thực

Bàn thí nghiệm được xây dựng trên cơ sở thiết kế cơ cấu cơ khí được cho ở hình 3.25 trong khuôn khổ hai đề tài cấp bộ của Bộ Công Thương đã được nghiệm thu. Hệ thống điều khiển được triển khai theo sơ đồ ở hình đã trình bày. Ba bộ điều khiển vòng trong có chức năng điều khiển mômen ba động cơ cấp cho hệ cầu treo. Bộ điều khiển vòng ngoài kết nối với cảm biến vị trí và cảm biến góc nghiêng, tính toán giá trị đặt cho các bộ điều khiển vòng trong. Thông tin được trao đổi bằng phương thức I2C.



Hình 3.25. Kết cấu cơ khí bàn thí nghiệm cầu treo 3D



### 3.5.3 Thiết kế mạch vòng trong

Mạch vòng trong có nhiệm vụ nhận giá trị mômen đặt từ master để điều khiển động cơ cấp giá trị mômen thực cho hệ cân cầu treo theo ba phương bởi ba bộ thiết bị Driver – Động cơ.

Thông số của đối tượng động cơ một chiều T506-012 (kéo xà đỡ nằm ngang và xe cầu) của SANYO DENKI:

- Điện trở, điện cảm phản ứng:  $R_a = 12.1\Omega$ ,  $L_a = 5.7mH$ .
- Hằng số mômen:  $k_m = 0.183 N/A$ .
- Mômen quán tính:  $J = 0.022 \times 10^{-3} kg.m^2$ .
- Hệ số ma sát nhớt:  $F_d = 0.009 \times 10^{-3} Nm/min^{-1}$ .
- Điện trở của MOSFET công suất IRF540 ở chế độ dẫn:  $R_{DS} = 44m\Omega$ .

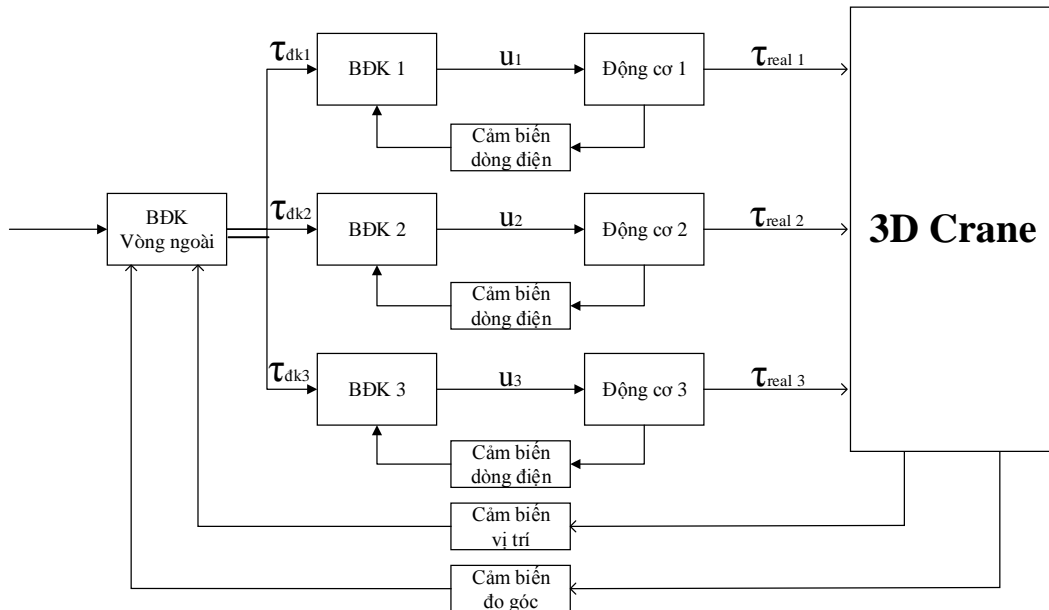
Thông số của đối tượng động cơ một chiều T511-012 (kéo tải được nối qua dây cáp):

- Điện trở, điện cảm phản ứng:  $R_a = 5.1\Omega$ ,  $L_a = 3.2mH$ .
- Hằng số mômen:  $k_m = 0.21 N/A$ .
- Mômen quán tính:  $J = 0.037 \times 10^{-3} kg.m^2$ .
- Hệ số ma sát nhớt:  $F_d = 0.013 \times 10^{-3} Nm/min^{-1}$ .
- Điện trở của MOSFET công suất IRF540 ở chế độ dẫn:  $R_{DS} = 44m\Omega$ .

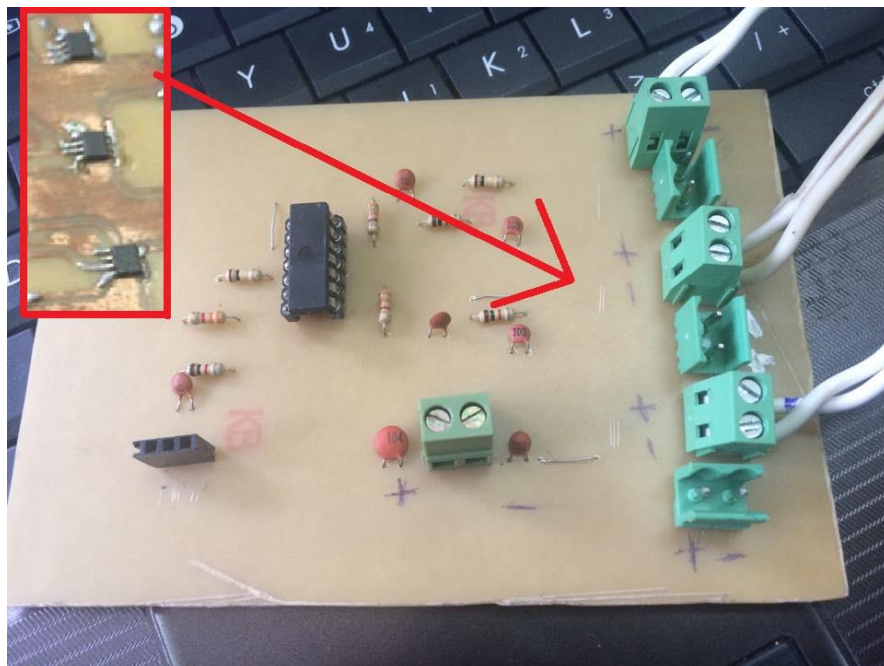
Ở động cơ một chiều có chổi than, giá trị mômen đầu ra của động cơ tỷ lệ với cường độ dòng điện phản ứng, cảm biến đo cường độ dòng điện ACS712 được sử dụng thay cho cảm biến đo trực tiếp mômen trên trục động cơ. Driver điều khiển động cơ DCS 3T-25 không tích hợp sẵn cảm biến đo dòng nên phải bổ sung một mạch đo dòng bên ngoài chung cho cả ba động cơ. Độ phân giải của mạch đo dòng là 610mV/A, giá trị offset 2,5V (được tính lại ở đầu quá trình làm việc tránh hiện tượng trôi offset) và được xử lý bởi ADC 10bit của Driver DCS 3T-25.

Giá trị mômen đặt được bộ điều khiển vòng ngoài (Master) truyền xuống theo phương thức I2C, được phân biệt với các lệnh khác bởi định dạng của khung dữ liệu truyền.

Tín hiệu điều khiển là điện áp băm xung cấp cho động cơ, thay đổi bởi độ rộng xung PWM. Do hạn chế của thiết bị điều khiển mạch bán cầu IR2184, chu kỳ xung PWM được chọn bằng 20kHz. Phương pháp điều khiển mạch cầu là không đối xứng để tránh khi có hiện tượng hãm tái sinh sẽ làm méo và giảm chất lượng điện áp. Bộ điều khiển số có tần số trích mẫu phải đủ lớn (nhanh hơn đáng kể so với động học của dòng điện nhưng không cần lớn hơn tần số băm xung). Chu kỳ trích mẫu được chọn là  $0.1ms$ .

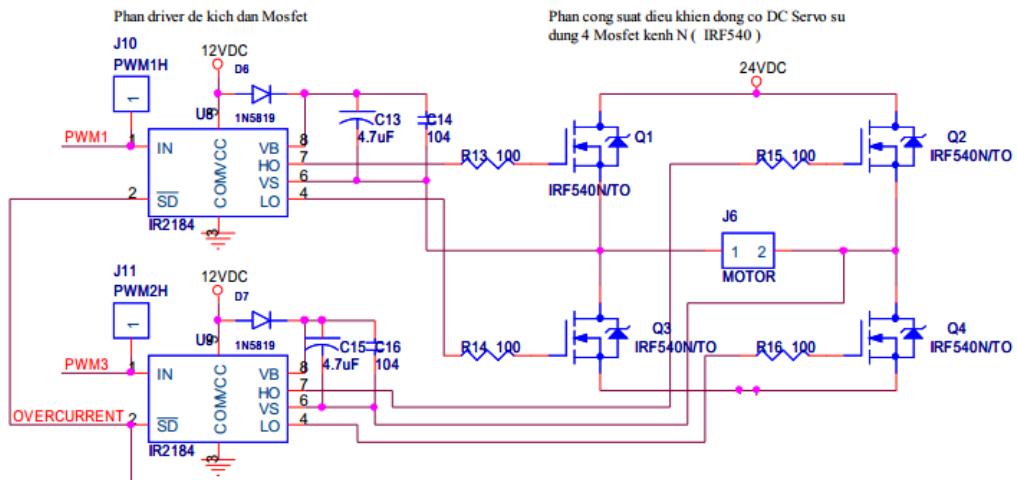


Hình 3.26. Hệ thống điều khiển



Hình 3.27. Cảm biến đo dòng điện

Khi bộ điều khiển vòng trong được thiết kế tốt, có thể đơn giản mô hình của hệ thống do có thể bỏ qua ảnh hưởng của động cơ khi thiết kế vòng ngoài.



Hình 3.28. Sơ đồ mạch vòng trong

### 3.5.4 Cảm biến vị trí

Cảm biến vị trí có nhiệm vụ xác định vị trí của xe theo hai trục  $x, y$  và độ dài dây  $l$ . Bỏ qua sự trượt giữa trục động cơ với thanh răng và dây, có thể coi như các giá trị trên tỷ lệ với vị trí tuyệt đối của trục động cơ. Encoder tích hợp sẵn trong động cơ được sử dụng thuộc loại incremental encoder, có độ phân giải 500 xung/vòng, đường kính bánh răng tương ứng là  $200mm$ .

Tín hiệu từ encoder được xử lý bởi module QEI (Quadrature Encoder Interface) của dsPIC30f4011, có tích hợp sẵn bộ lọc nhiễu và xử lý lỗi tín hiệu. Do bộ điều khiển vòng ngoài không có đủ số lượng bộ đọc encoder (cần có 3 bộ) nên tín hiệu từ encoder động cơ được xử lý luôn bởi ba bộ điều khiển vòng trong và được gửi tới bộ điều khiển vòng ngoài qua phương thức truyền thông.

### 3.5.5 Cảm biến góc

#### Giới thiệu

MPU-6050 ở hình 3.29 là một trong những giải pháp cảm biến chuyển động đầu tiên trên thế giới được thiết kế cho công suất, chi phí thấp phù hợp với các yêu cầu hiệu suất cao. MPU-6050 có tới 6 (mở rộng tới 9) trục cảm biến tích hợp trong 1 chip duy nhất biến bao gồm:

- 3 trục con quay hồi chuyển tính vận tốc góc.
- 3 trục cảm biến gia tốc.

Ngoài ra, MPU-6050 còn có 1 đơn vị tăng tốc phần cứng chuyên xử lý tín hiệu (Digital Motion Processor - DSP) do cảm biến thu thập và thực hiện các tính toán cần thiết. Điều này giúp giảm bớt đáng kể phần xử lý tính toán của vi điều khiển, cải thiện tốc độ xử lý và cho ra tín hiệu phản hồi nhanh hơn. Đây chính là 1 điểm khác biệt đáng kể của MPU-6050 so với các cảm biến gia tốc và gyro khác.



Hình 3.29. Cảm biến góc

### Thông số kỹ thuật

Cảm biến góc MPU-6050 dùng cho bàn thí nghiệm có các thông số kỹ thuật sau:

- Tích hợp 2 cảm biến: vận tốc góc và gia tốc.
- Dải điện áp hoạt động : 2,375V – 3,46V.
- Nhiệt độ hoạt động tốt nhất 25°C.
- Dải nhiệt hoạt động: -40 đến +85°C.
- Giao thức truyền thông I2C: hỗ trợ đến 400kHz.
- Độ phân giải góc :  $\pm 250$   $500$   $1000$   $2000$  °/s
- Độ phân giải gia tốc :  $\pm 2$   $\pm 4$   $\pm 8$   $\pm 16$ g

### Vị trí lắp đặt

MPU6050 được dùng để đo góc nghiêng của dây cáp buộc hàng. Cảm biến MPU6050 được gắn lên dây cáp theo chiều: trục  $y$  của cảm biến theo phương thẳng đứng, trục  $x$  và  $z$  nằm ngang.

### Tính giá trị từ góc cảm biến

Có thể tính giá trị góc từ giá trị vận tốc góc, hoặc gia tốc hoặc kết hợp vận tốc góc và gia tốc. Ký hiệu giá trị vận tốc góc và gia tốc đọc được từ cảm biến là:

$$gyro_x, gyro_y, gyro_z, acc_x, acc_y, acc_z \text{ với } i \in \{x, y, z\} \quad (3.32)$$

và phương pháp tính giá trị góc nghiêng bằng phép tích phân vận tốc góc từng trục được thực hiện như sau:

$$angle_x - gyro+ = (gyro_x - offset_x) \frac{dt}{K}$$

$$angle_y - gyro+ = (gyro_y - offset_y) \frac{dt}{K}$$

$$angle_z - gyro+ = (gyro_z - offset_z) \frac{dt}{K}$$

trong đó:

$$angle_x - gyro, angle_y - gyro, angle_z - gyro$$

lần lượt là các giá trị góc nghiêng theo trục  $x, y, z$  tính theo vận tốc góc trục  $x, y, z$ ,

$$offset_x, offset_y, offset_z$$

là các giá trị calib từ cảm biến cho trục  $x, y, z$ ,  $d/dt$  là thời gian lấy mẫu của một lần đọc giá trị cảm biến,  $K$  là độ nhạy của cảm biến (theo datasheet).

Do khi để yên MPU6050, giá trị của vận tốc góc đo từ cảm biến khác không và luôn dao động quanh giá trị cố định nên tồn tại giá trị  $offset$ . Để xác định giá trị  $offset$  ta đặt MPU nằm yên rồi đọc và lấy trung bình giá trị vận tốc góc theo từng trục. Tuy nhiên do cách tính tích phân nên giá trị góc thường bị trôi sau khoảng thời gian đủ lớn khi mà MPU vẫn nằm yên. Bởi vậy người ta sử dụng phương pháp tính giá trị góc nghiêng theo gia tốc như sau:

$$angle_x - acc = \frac{180}{\pi} \arctan \frac{acc_x}{\sqrt{acc_y^2 + acc_z^2}}$$

$$angle_y - acc = \frac{180}{\pi} \arctan \frac{acc_y}{\sqrt{acc_x^2 + acc_z^2}}$$

$$angle_z - acc = \frac{180}{\pi} \arctan \frac{\sqrt{acc_x^2 + acc_y^2}}{acc_z}$$

trong đó:

$$angle_x\_acc, angle_y\_acc, angle_z\_acc$$

là các giá trị góc nghiêng theo trục  $x, y, z$  tính theo gia tốc.

Do giá trị góc được tính trực tiếp từ gia tốc nên hoàn toàn không bị trôi, tuy nhiên khi MPU6050 rung lắc mạnh thì giá trị góc tính được sẽ có độ quá điều chỉnh lớn.

Từ đó kết hợp hai phương pháp để tính góc nghiêng để khắc phục được nhược điểm và có được giá trị góc chính xác bằng cách hiệu chỉnh lại công thức tính tích phân vận tốc và sử dụng thêm bộ lọc để tính giá trị góc nghiêng.

$$angle_x\_gyro = (gyro_x - offset_x) \frac{dt}{K} + angle_x$$

$$angle_y\_gyro = (gyro_y - offset_y) \frac{dt}{K} + angle_y$$

$$angle_z\_gyro = (gyro_z - offset_z) \frac{dt}{K} + angle_z$$

$$angle_x\_acc = \frac{180}{\pi} \arctan \frac{acc_x}{\sqrt{acc_y^2 + acc_z^2}}$$

$$angle_y\_acc = \frac{180}{\pi} \arctan \frac{acc_y}{\sqrt{acc_x^2 + acc_z^2}}$$

$$angle_z\_acc = \frac{180}{\pi} \arctan \frac{\sqrt{acc_x^2 + acc_y^2}}{acc_z}$$

Công thức sử dụng bộ lọc để tính góc nghiêng sẽ là:

$$angle_x = filter\_gain * angle_x\_gyro + (1 - filter\_gain) * angle_x\_acc$$

$$angle_y = filter\_gain * angle_y\_gyro + (1 - filter\_gain) * angle_y\_acc$$

$$angle_z = filter\_gain * angle_z\_gyro + (1 - filter\_gain) * angle_z\_acc$$

và hệ số lọc  $filter\_gain$  được lựa chọn từ thực nghiệm để có giá trị góc nghiêng chính xác nhất.

### 3.5.6 Truyền thông

#### Nhiệm vụ IC2

Sử dụng phương thức truyền thông I2C để truyền, nhận dữ liệu giữa bộ điều khiển vòng ngoài, bộ điều khiển vòng trong và cảm biến MPU6050 với các thiết bị gồm:

- 1) Master: BDK vòng ngoài
- 2) Slave: 3 BDK vòng trong, cảm biến MPU6050

3) Tốc độ hoạt động I2C: 400 kbit/s

4) Địa chỉ các slave:

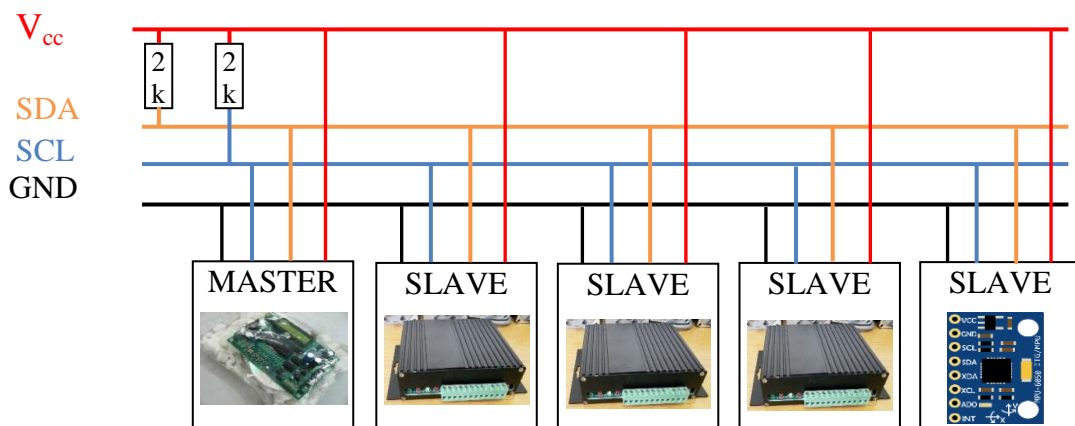
- BDK 1: 0x61
- BDK 2: 0x62
- BDK 3: 0x63
- MPU6050: 0x68

5) Địa chỉ các slave:

- Điều khiển bus I2C
- Truyền và nhận dữ liệu từ vòng trong và cảm biến

Vai trò của BDK vòng trong và MPU6050: Hồi đáp yêu cầu của BDK vòng ngoài khi nhận đúng địa chỉ.

### Sơ đồ mạch giao tiếp



Hình 3.30. Sơ đồ mạng truyền thông trong hệ thống

### 3.5.7 Thiết kế mạch vòng ngoài

Bộ điều khiển vòng ngoài có nhiệm vụ đọc giá trị góc và vị trí so sánh với giá trị đặt và tính toán ra mômen đặt cho mạch vòng trong.

Chu kỳ điều khiển của mạch vòng ngoài là 10ms. Trong một chu kỳ điều khiển, bộ điều khiển vòng ngoài sẽ thực hiện các nhiệm vụ:

- Đọc và xử lý giá trị đo góc từ cảm biến MPU6050.
- Đọc giá trị vị trí từ ba driver điều khiển vòng trong.

- Tính toán giá trị mômen đặt cho mạch vòng trong theo thuật toán của điều khiển trượt.

- Truyền các giá trị mômen tính được tới ba bộ điều khiển vòng trong.

- Lưu lại các giá trị đã tính phục vụ cho vòng lặp tiếp theo.

Giá trị đặt vị trí được truyền từ máy tính tới bộ điều khiển vòng ngoài qua phương thức UART. Vi điều khiển DSPIC30f4011 hỗ trợ hai giao thức UART2 và I2C hoạt động độc lập nên có thể sử dụng để giao tiếp với máy tính và giao tiếp với các thiết bị trong hệ thống điều khiển một cách độc lập.

### 3.5.8 Lập trình

#### Lập trình cho mạch điều khiển vòng trong

Chu kỳ điều khiển của bộ điều khiển mômen là 0.1ms được thực hiện trong ngắt của tín hiệu xung PWM (do tần số xung PWM là 20 kHz nên chu kỳ trích mẫu sẽ là  $1\text{ngắt}/2\text{xung PWM}$ ). Do giới hạn của thiết bị điều khiển số, nên thời gian giải thuật toán điều khiển dòng điện phải vô cùng nhỏ để có thể bỏ qua ảnh hưởng của trễ điều khiển:

- Sử dụng các thuật toán đơn giản để giảm thời gian tính toán, bộ điều khiển vòng trong là PI, thành phần D được lược bỏ để giảm ảnh hưởng của nhiễu đo.

- Chỉ sử dụng các phép toán với các số nguyên và số thực dấu phẩy tĩnh. DSPIC30f4011 có công cụ tối ưu tốc độ tính toán các phép toán này.

- Hạn chế sử dụng các biến trung gian để giảm bớt khối lượng tính toán, và sai số khi làm tròn. Các giá trị đo và điều khiển sẽ không được quy đổi về thứ nguyên thực (A, V, rpm...) mà vẫn giữ là các giá trị số đọc từ ADC và encoder, các hệ số trong bộ điều khiển ( $K_p, K_i, \dots$ ) sẽ cần được quy đổi tương ứng.

- Đặt mức ưu tiên cao nhất cho chương trình điều khiển, các lệnh liên quan đến truyền thông ở mức thấp hơn.

Trong ngắt truyền thông I2C, khi nhận được ký tự kết thúc khung dữ liệu, vi xử lý sẽ giải mã lệnh:

- Nếu yêu cầu là đọc vị trí trục động cơ, bộ điều khiển vòng trong sẽ gửi giá trị này lên bộ điều khiển vòng ngoài.

- Nếu khung dữ liệu là giá trị mômen đặt, bộ điều khiển sẽ thay đổi giá trị đặt trong chu kỳ điều khiển.



Ngoài ra, bộ điều khiển vòng trong cũng được lập trình để giao tiếp với máy tính phục vụ các chức năng: thay đổi tham số bộ điều khiển, thay đổi giá trị đặt bằng tay, truyền giá trị mômen trục động cơ lên máy tính.

### **Lập trình cho mạch điều khiển vòng ngoài**

Chu kỳ điều khiển của bộ điều khiển vòng ngoài là 10ms, lớn hơn đáng kể so với chu kỳ trích mẫu của bộ điều khiển vòng trong, được thực hiện trong ngắt của bộ định thời. Thuật toán xây dựng trên cơ sở lý thuyết là trên miền liên tục, được chuyển sang dạng rời rạc (bộ điều khiển số).

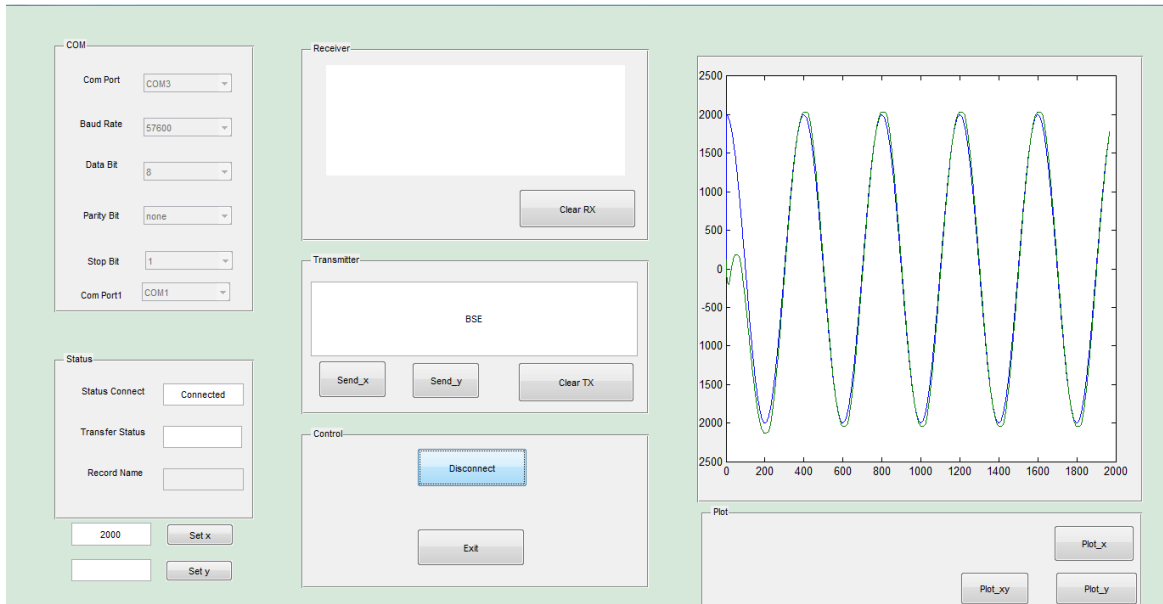
Bộ điều khiển vòng ngoài được cấu hình là Master trong mạng truyền thông I2C, đọc thông tin từ các cảm biến và gửi giá trị mômen đặt cho bộ điều khiển vòng trong.

Bộ điều khiển giao tiếp với máy tính qua cổng UART2, nhận các yêu cầu từ máy tính: Start, Stop, thay đổi giá trị đặt vị trí  $(x, y, l)$ , thay đổi tham số điều khiển, và đồng thời gửi giá trị các biến quá trình lên máy tính. Do ưu tiên cho việc điều khiển nên việc truyền thông tin lên máy tính được thực hiện ngoài ngắt, việc nhận và xử lý thông tin từ máy tính được thực hiện trong ngắt truyền thông nhưng có mức ưu tiên thấp hơn so với ngắt Timer.

### **Lập trình giao diện**

Giao diện trên máy tính có nhiệm vụ thu thập số liệu và gửi các thông số điều khiển tới các bộ điều khiển thông qua giao thức UART.

Giao diện được xây dựng trên nền Matlab GUI, các hàm sẽ được gọi khi có các ngắt từ nút nhấn, và cờ báo nhận được ký tự xuống dòng báo kết thúc một khung dữ liệu. Khi nhận được một khung dữ liệu từ vi điều khiển, chương trình Matlab sẽ xử lý tách biến, và lưu giá trị biến vào trong mảng dữ liệu để vẽ đồ thị đặc tính theo thời gian.

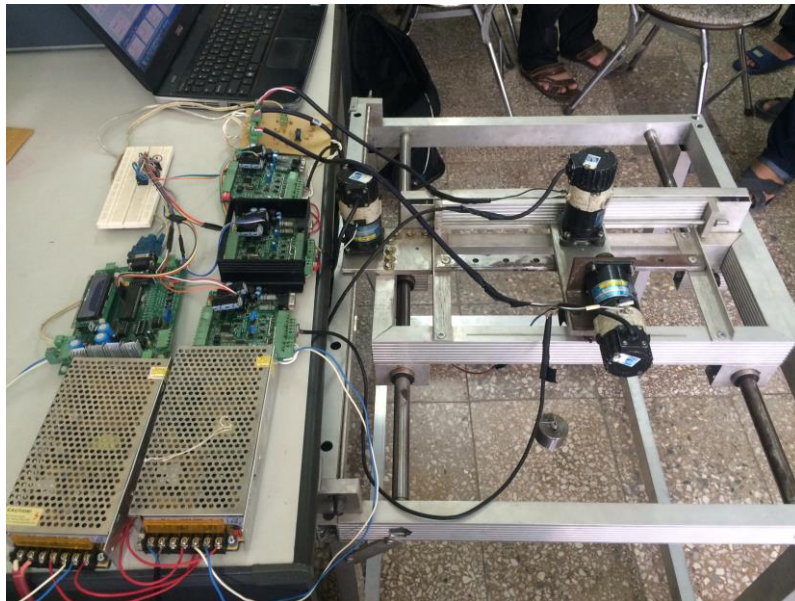


Hình 3.31. Giao diện GUI điều khiển và thu thập số liệu

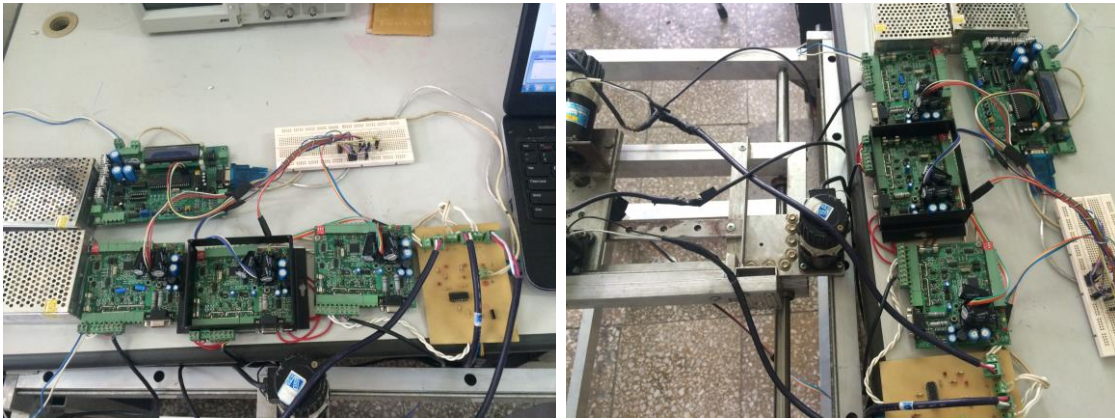
### 3.5.9 Quy trình vận hành bàn thí nghiệm và kết quả

#### Quy trình vận hành

Kết nối ba động cơ với ba bộ driver điều khiển và mạch đo dòng sao cho dòng điện qua động cơ cùng chiều với dòng điện qua mạch đo, đầu ra mạch đo được nối với chân ADC của driver tương ứng. Nguồn 5V cấp cho mạch đo dòng được lấy từ driver điều khiển động cơ.



Hình 3.32. Hình ảnh hệ thực nghiệm 1



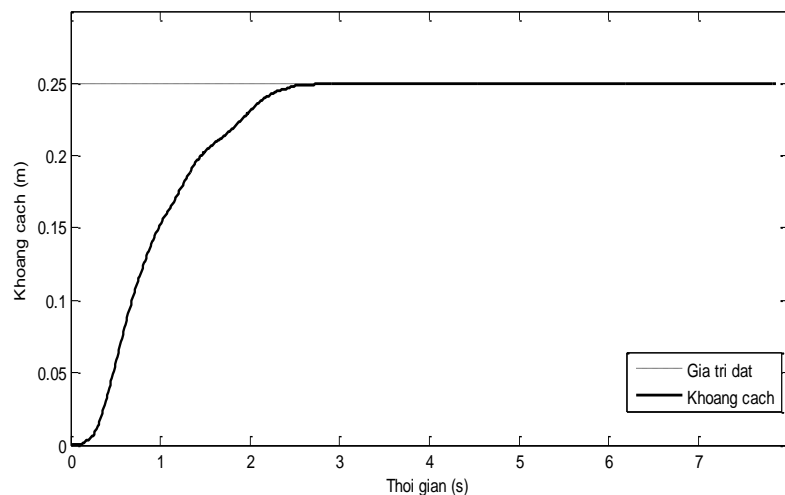
Hình 3.33. Hình ảnh hệ thực nghiệm 2

Ba bộ driver, cảm biến đo góc và bộ điều khiển vòng ngoài được nối chung vào đường bus I2C để trao đổi thông tin giữa các thiết bị. Bộ điều khiển vòng ngoài được nối với máy tính qua chuẩn truyền thông UART để thu thập số liệu.

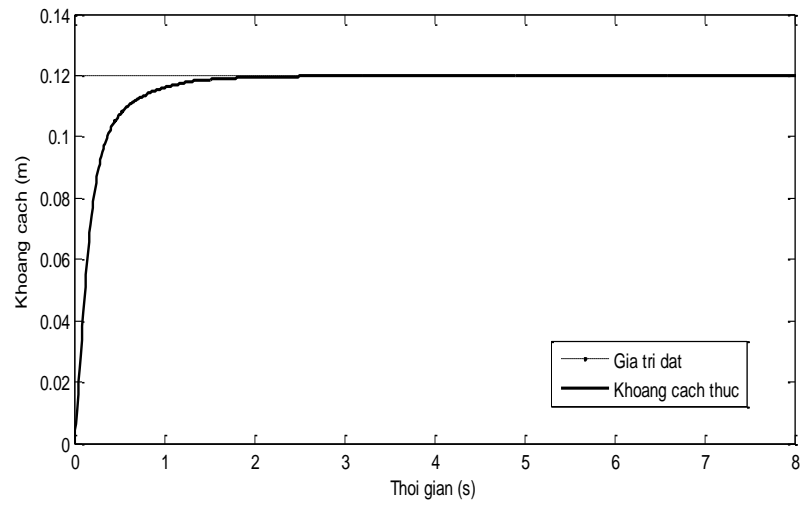
Trên giao diện Matlab, kết nối máy tính với bộ điều khiển vòng ngoài, truyền tín hiệu khởi động hệ thống. Có thể thay đổi trực tiếp giá trị đặt và vẽ đồ thị đặc tính theo thời gian.

### Kết quả thí nghiệm

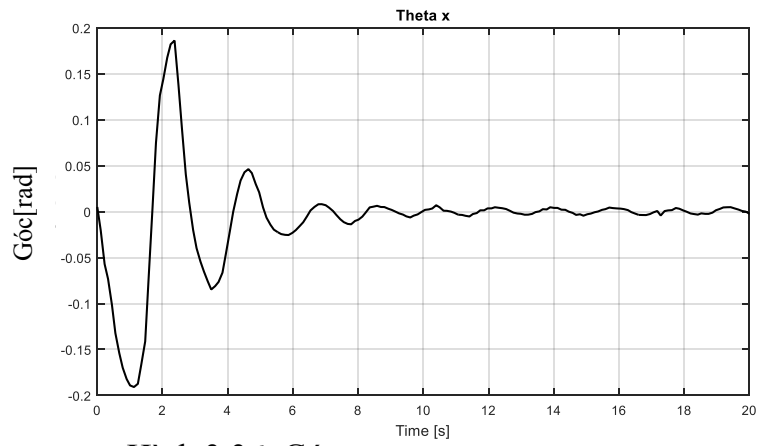
Hệ cần cầu treo được điều khiển để đưa tải nặng tới một vị trí xác định. Điểm góc tọa độ là chính giữa của mặt phẳng chuyển động. Khoảng cách từ vị trí đích tới điểm xuất phát theo trục  $x$  là 0.25m, theo trục  $y$  là 2s. Kết quả cho đầu ra bám theo giá trị đặt, sai lệch rất nhỏ không đáng kể. Thời gian xác lập của quỹ đạo theo trục  $x$  nhỏ hơn 2.5s, theo trục  $y$  nhỏ hơn 2s, gần như không tồn tại độ quá điều chỉnh.



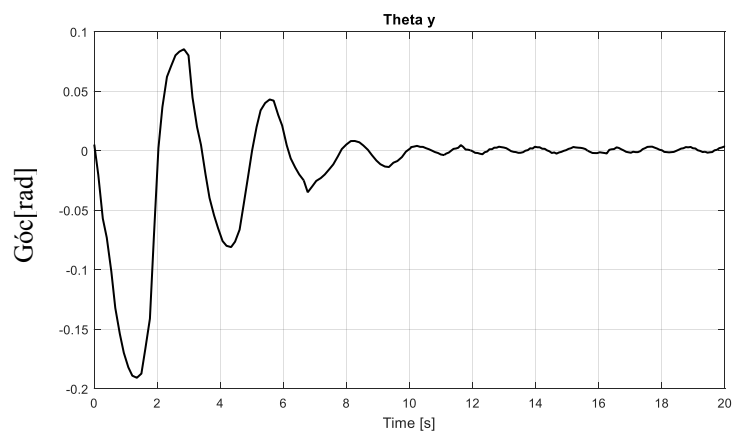
Hình 3.34. Tọa độ xà đỡ nằm ngang



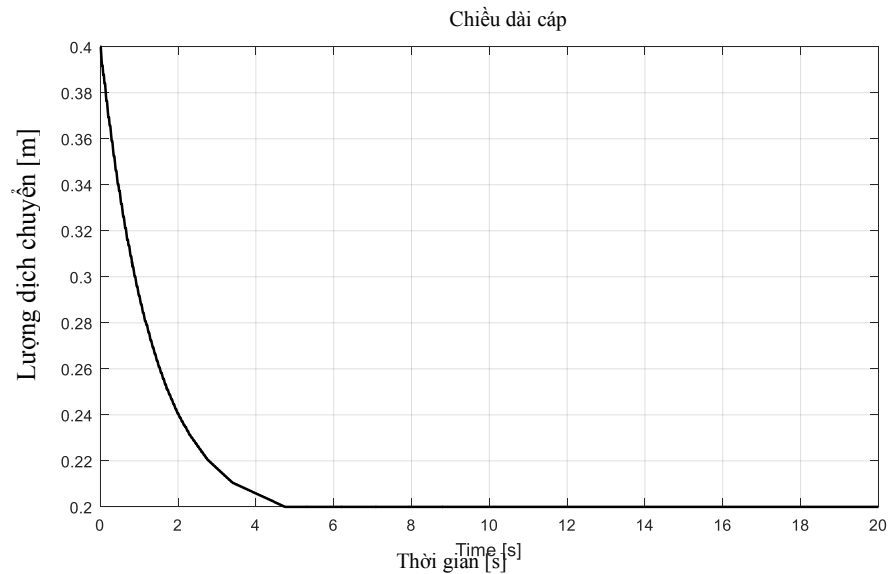
Hình 3.35. Tọa độ của xe cầu trên xà đỡ nằm ngang



Hình 3.36. Góc  $\varphi_x$



Hình 3.37. Góc  $\varphi_y$



Hình 3.38. Chiều dài cáp

### Nhận xét

*Hệ điều khiển đáp ứng được yêu cầu bài toán điều khiển vị trí, đưa được tải trọng từ vị trí đầu tới vị trí cuối trong thời gian ngắn, độ quá điều chỉnh nhỏ. Hạn chế ở đây là khó khăn trong khâu lắp ráp cảm biến góc nghiêng và kết cấu cơ khí chưa thực sự chính xác khi ăn khớp giữa bánh răng nhựa và thanh truyền lực.*

### 3.6 Kết luận chương 3

Với sự hỗ trợ của Bộ Công Thương thông qua các đề tài nghiên cứu khoa học [8,9,10], Nghiên cứu sinh đã xây dựng được bản thí nghiệm cầu treo 3D nhằm kiểm chứng bằng thực nghiệm các kết quả lý thuyết của luận án. Bản thí nghiệm cũng đã được ghép nối với máy tính. Chương trình điều khiển cài đặt trên máy tính đối với bộ điều khiển trượt siêu xoắn, trong đó đã điều khiển được hệ cầu treo 3D bám theo được giá trị mong muốn như yêu cầu đặt ra.

Như vậy, luận án đã xây dựng được mô hình thí nghiệm thực để kiểm chứng lý thuyết tại chương 2, ứng dụng trong ngành Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa nhằm đáp ứng được yêu cầu bài toán điều khiển đặt ra với chất lượng điều khiển khá tốt, cùng với đó là lực điều khiển phải hạn chế hiện tượng liên tục thay đổi với tần số lớn và là cơ sở để ứng dụng bộ điều khiển vào trong thực tiễn.

Kết quả thí nghiệm có sai lệch nhỏ so với kết quả mô phỏng lý thuyết, nguyên nhân chính là do kết cấu cơ khí của mô hình có sai lệch trong quá trình chế tạo, lắp

ráp. Tuy nhiên, nó đã thể hiện được đúng tính chất của bộ điều khiển trượt phản hồi đầu ra (bộ điều khiển trượt siêu xoắn) và đảm bảo theo các thông số của bộ điều khiển trượt.

Riêng các bộ điều khiển phản hồi trạng thái, gồm bộ điều khiển thích nghi ISS và bộ điều khiển trượt bậc hai chưa thực hiện được với bàn thí nghiệm cầu treo 3D do còn thiếu các cảm biến phản hồi giá trị hành trình của quỹ đạo biến khớp về máy tính (bộ điều khiển).

# KẾT LUẬN, KIẾN NGHỊ VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO

## 4.1 Kết luận chung

Luận án đã đạt được những kết quả sau đây:

1. Bổ sung thêm được tính thích nghi và bền vững cho bộ điều khiển tuyến tính hóa từng phần đã có. Tính thích nghi bổ sung thêm cho bộ điều khiển này được xây dựng theo nguyên lý giả định rõ (*certainty equivalence*). Tính bền vững được bổ sung nhờ nguyên lý điều khiển ISS (*input to state stable*). Kết quả đã được luận án phát biểu dưới dạng định lý 1 ở chương 2.

Bộ điều khiển ISS này có ưu điểm là đồng thời xử lý được cả tín hiệu nhiễu  $\underline{n}(q, t)$  có lẫn trong tín hiệu điều khiển ở đầu vào, vừa xử lý được sai lệch mô hình dưới dạng các thành phần tham số hằng bất định. Nhược điểm của nó là do đây là bộ điều khiển phản hồi trạng thái  $\underline{q}$ ,  $\dot{\underline{q}}$ , do đó nó cần phải có các cảm biến đo vị trí và vận tốc của tất cả các biến khớp trong hệ, nên hệ nào thỏa mãn điều kiện trên sẽ sử dụng được bộ điều khiển này.

2. Hoàn thiện được phương pháp điều khiển trượt bậc hai với bộ điều khiển (2.44), (2.45) và (2.46) cho hệ thiếu cơ cấu chấp nối chung. Đồng thời luận án cũng đã:
  - Bổ sung định lý 2 ở chương 2 để khẳng định rằng bộ điều khiển đó đã đưa được hệ về mặt trượt sau một khoảng thời gian hữu hạn.
  - Bổ sung thêm được điều kiện (2.52) để hệ sai lệch trượt được trên mặt trượt về 0. Điều kiện này cũng đã được luận án triển khai một cách chi tiết thành điều kiện (3.15) về các tham số bộ điều khiển khi áp dụng cho hệ cầu treo 3D.

Bên cạnh hiện tượng rung, bộ điều khiển trượt bậc cao tuy rằng chỉ xử lý được nhiễu  $\underline{n}(q, t)$  đầu vào, song về cơ bản sẽ không ảnh hưởng nhiều khả năng ứng dụng của nó, vì đối với tất cả các hệ có sai lệch mô hình chỉ nằm ở thành phần hệ con đủ cơ cấu chấp hành, thành phần sai lệch mô hình này luôn chuyển được về dạng sai lệch của tín hiệu đầu vào, tức là khi đó nó lại được xem như thành nhiễu có lẫn trong tín hiệu điều khiển, nên hệ nào thỏa mãn điều kiện trên sẽ sử dụng được bộ điều khiển này.

3. Riêng với đối tượng EL thiếu cơ cấu chấp hành cụ thể là hệ cầu treo 3D, luận án cũng đã xây dựng được bộ điều khiển trượt siêu xoắn (3.30) ở chương 3 làm việc theo nguyên tắc phản hồi đầu ra. Đồng thời cũng đã chỉ ra được ở công thức (3.31) rằng với bộ điều khiển trượt siêu xoắn này sẽ đưa hệ về mặt trượt sau một khoảng thời gian hữu hạn.
4. Luận án cũng đã xây dựng được bàn thí nghiệm về hệ cầu treo 3D, ghép nối bàn thí nghiệm với máy tính và thử nghiệm được chất lượng của bộ điều khiển trượt siêu xoắn này trong môi trường thực tế.

#### 4.2 Kiến nghị và hướng nghiên cứu tiếp theo

Một số vấn đề phát sinh trong quá trình thực hiện đề tài mà luận án chưa hoàn thiện được, sẽ được Nghiên cứu sinh xem như là các bài toán cần nghiên cứu tiếp theo của mình trong tương lai. Đó là:

1. Đối với các hệ EL thiếu cơ cấu chấp hành có hệ con (2.20) không tự ổn định cần xây dựng điều kiện đủ cho việc lựa chọn vector tham số  $\underline{d}$  của bộ điều khiển thích nghi ISS mà ứng với nó hệ con tự do (2.20) tương ứng sẽ ổn định tiệm cận khi mà hệ con này, với dạng tương đương (1.22), không thỏa mãn điều kiện đã được trình bày ở mục 1.1.2, trích từ tài liệu [36].
2. Trong quá trình xây dựng bàn thí nghiệm cầu treo 3D, mặc dù đã có cảm biến đo góc đủ chính xác, tuy nhiên để mô hình gọn hơn mà vẫn đảm bảo đủ chính xác, nghiên cứu sinh đã đặt ra nhiệm vụ xây dựng bộ thuật toán quan sát góc lắc  $\varphi_x, \varphi_y$  từ giá trị đo được của quỹ đạo biến khớp  $\underline{q}$  và tốc độ của nó  $\underline{\dot{q}}$  thay cho các cảm biến góc, song chưa làm được.



## Tài liệu tham khảo

### Tiếng Việt

1. Nguyễn Doãn Phước (2002), *Lý thuyết điều khiển tuyến tính*, Nxb Khoa học & Kỹ thuật.
2. Nguyễn Doãn Phước (2009), *Lý thuyết điều khiển nâng cao*, Nxb Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.
3. Nguyễn Doãn Phước (2012), *Phân tích và điều khiển hệ phi tuyến*, Nxb Bách Khoa, Hà Nội.
4. Nguyễn Doãn Phước (2013), *Báo cáo seminar chuyên môn về Điều khiển trượt cơ bản và trượt bậc cao*, Bộ môn Điều khiển tự động, Viện Điện, trường Đại học Bách Khoa Hà Nội, tháng 3 năm 2014.

### Tiếng Anh

5. Abdel-Rahman; Nayfeh; Masoud (2003), “Dynamics and Control of Cranes”, *A Review*, *Journal of Vibration and Control*, pp. 863-908.
6. Ahmad M. A.; Ismail R. M. T.R. and Ramli M. S. (2009), “Input shaping techniques for anti-sway control of 3D gantry crane system”, *Proceedings of IEEE Int. Conference on Mechatronics and Automation*, China, Aug. 2009, pp.2876-2881.
7. Ahmad M. A.; Ismail R. M. T. R.; Ramli M. S.; Ghani N. M. A.; Hambali N. (2009), “Investigation of feedforward techniques for anti-sway control of 3D gantry crane system”, *Proceedings of IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, Malaysia, Oct. 2009, pp.265-270.
8. Almutairi N. B. and Zribi M. (2009), “Sliding Mode Control of a Three-Dimensional Overhead Crane”, *Journal of Vibration and Control*, Vol. 15, No. 11, pp. 1679–1730.
9. Aneke E. (2003), *Control of under actuated mechanical systems*, Ph.D Thesis. TU Eindhoven, Netherland.

10. Araki N; Konishi Y. and Ishigaki H. (2010), “Unknown Parameter Identification Method using Unscented Kalman Filter for Container Crane System”, *Proceedings of the 2010 International Conference on Modelling, Identification and Control*, Okayama, Japan, July 2010, pp.254 – 258.
11. Arash Khatamianfar, Andrey V. Savkin (2014), “A New Tracking Control Approach for 3D Overhead Crane Systems Using Model Predictive Control”, *European Control Conference (ECC)*.
12. Bartolini G.; Ferrara A.; Pissan A. and Usai E. (1997), “Application of a sub-optimal discontinuous control algorithm for uncertain second order systems”, *Int. Journal of robust and nonlinear control*, Vol.7, pp. 299-319.
13. Bergsten P.; Palm R. and Driankov D. (2002), “Observers for Takagi-Sugeno fuzzy systems”, *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, Vol. 32, pp. 114–121.
14. Cao L.; Lee C.; Miao W. and Chen H. (2008), “Sliding mode variable structure control of crane lifter”, *IEEE*.
15. Chang J. L. (2006), “Applying discrete-time proportional integral observers for state and disturbance estimations”, *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 51, no. 5, pp. 814–818.
16. Chen H.; Gao B. and Zhang X. (2005), “Dynamical modelling and nonlinear control of a 3D crane”, *Proceedings of ICCA2005*, Hungary, June 2005, pp.1085-1090.
17. Chen W.; Saif M. (2008), “Output feedback controller design for a class of MIMO nonlinear systems using high order sliding mode differentiators with application to a laboratory 3D crane”, *IEEE trans. on Industrial Electronics*, Vol.55, no.11, Nov. 2008, pp.3985-3997.
18. Cho S. K. and Lee H. H. (2000), “An anti swing control of a 3D dimensional overhead crane”, *Proceedings of the American Control Conference*, Chicago, June 2000, pp.1037-1041.
19. Choi H. H. and Ro K.-S. (2009), “LMI-based sliding-mode observer design method”, *Proc. Inst. Elect. Eng. Contr. Theory Appl.*, Vol. 152, pp. 113–115,

- “initial swing angle and variation of payload weight”, *IEEE trans. on Control and Systems Technology*, Vol. 17, No. 4, July 2009, pp. 876-883.
20. Ching-Chih Tsai; Hsiao Lang Wu; Kun-Hsien Chuang (2012), “Backstepping Aggregated Sliding-Mode Motion Control for Automatic 3D Overhead Cranes”, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*.
  21. Clegg J.(1958), “A nonlinear integrator for servomechanisms”, *Trans. A.I.E.E.*, Vol. 77, no. Part-II, pp. 41–42.
  22. Chwa D. (2009), “Nonlinear tracking control of 3D overhead cranes against the initial swing angle and variation of payload weight”, *IEEE trans. on Control and Systems Technology*, Vol. 17, No. 4, July 2009, pp. 876-883.
  23. Dai Shijie; Lv Zhi ; Liu Zhidong and Guan Xiaotian (2010), “Study of precise positioning and antiswing for the Varying rope length in 3D crane systems base on the combination of partial decoupling and fuzzy control”, Tianjin, China.
  24. Dale S.; Gabor G.; Gyrodi C. and Zmaranda D. (2010), “Interpolative control algorithm applied on a 3D mechatronic system”, *4th Int. Workshop on Soft Computing Applications SOFA*, July 15-17, Arad Romania, pp.229-232.
  25. Davila J.; Fridman L. and Levant A. (2005), “Second order sliding mode observer for mechanical systems”, *IEEE trans. on AC*, Vol.50, pp.1785-1789.
  26. Dhahri S.; Hmida F. B.; Sellami A. and Gossa M. (2009), “Actuator fault reconstruction for linear uncertain systems using sliding mode observer”, *International Conference on Signals, Circuits and Systems*.
  27. Diantong Liu; Jianqiang Yi; Dongbin Zhao; Wei Wang (2005), *Adaptive sliding mode fuzzy control for a two-dimensional overhead crane*, Mechatronics.
  28. Dongkyoung Chwa (2009), “Nonlinear Tracking Control of 3-D Overhead Cranes Against the Initial Swing Angle and the Variation of Payload Weight”, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, 17(4).
  29. Engel S. and Kreisselmeier G. (2002), “A continuous-time observer which converges in finite time”, *IEEE Trans. Aut. Control*, Vol.47, pp.1202–1204.

30. Giorgio Bartolini; Alessandro Pisano; Elio Usai (2002), “Second-order sliding-mode control of container cranes”, *Automatica*, Vol.38, pp.1783 – 1790.
31. G. Bartolini; A. Ferrara and E. Usai (1997), “Applications of a Sub-optimal Discontinuous Control Algorithm for Uncertain Second Order System”, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 7, no. 4, pp. 299-319.
32. Hahn Park; Dongkyoung Chwa; and Keum-Shik Hong (2007), “A Feedback Linearization Control of Container Cranes: Varying Rope Length”, *International Journal of Control, Automation and Systems*, 5(4), pp.379-387.
33. Horowitz. I. and Rosenbaum P. (1975), “Nonlinear design for cost of feedback reduction in systems with large parameter uncertainty”, *Int. J. Control*, Vol. 21, no. 6, pp. 977–1001.
34. Horn Roger A.; Johnson Charles R. (1990), *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, ISBN 978-0-521-38632-6.
35. H. T. Nguyen (2004), “State-variable feedback controller for an overhead crane”, *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, Australia, 14(2), pp. 75-84.
36. Isidori A. (1999), *Nonlinear Control Systems*, Springer Verlag.
37. Ismail R. M. T. R.; Ahmad M. A.; Ramli M. S. and Rashidi F. R. M. (2011), “Nonlinear dynamic modelling and analysis of a 3D overhead gantry crane system with system parameters variation”, *Proceedings of Int. Conference on IJSSST*, Vol. 11, No. 2, pp.9-16.
38. Ismail R. M. T. R.; That N. D. and Ha Q. P. (2012), “Observer based trajectory tracking for a class of underactuated Lagrangian systems using high order sliding modes”, *Proceedings of IEEE 8th Int. Conference on Automation Science and Engineering*, Korea, Aug. 2012, pp.1204-1209.
39. Jung J.; Hwang J. and K. Huh. (2007), “Optimal proportional-integral adaptive observer design for a class of uncertain nonlinear systems”, in *Proc. IEEE Amer. Control Conf.*, pp. 1931–1936.

40. Jorge Davila; Leonid Fridman; and Ari Levant (2005), "Second - Order Sliding- Mode Observer for Mechanical Systems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol.50, no.11, Nov. 2005, pp.1785-1789.
41. J. A. Mendez; L. Acosta; L. Moreno; A. Hamilton and G. N. Marichal (1998), "Design of a neural network based self-tuning controller for an overhead crane", in *Proceeding of the IEEE International Conference on Control Application*, Trieste, Italy, pp. 168-171.
42. J. A. Mendez; L. Acosta; S. Torres; L. Moreno; G. N. Marichal and M. Sigut (1999), "A set of control experiments on an overhead crane prototype", *International Journal of Electrical Engineering Education*, 36, pp. 204-221.
43. Jung Hua Yang; Shih Hung Shen (2011), "Novel Approach for Adaptive Tracking Control of a 3-D Overhead Crane System", *Journal Intell Robot Syst*.
44. Krstic M.; Kanellakopoulos I.; Kokotovic P. (1997), *Nonlinear and Adaptive Control Design*, John Wiley & Sohn Inc.
45. Korba P.; Babuska R.; Verbruggen H. B. and Frank P. M. (2003), "Fuzzy gain scheduling", *Controller and observer design based on Lyapunov method and convex optimization, IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol. 11, pp. 285–298.
46. K. A. F. Moustafa and A. M. Ebeid (1998), "Nonlinear Modeling and Control of Overhead Crane Load Sway", *ASME Trans. on Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 110, pp. 266-271.
47. Lageman C.; Trumpf J. and Mahony R. (2010), "Gradient-like observers for invariant dynamics on a lie group", *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 55, no. 2, pp. 367–377.
48. Lee (2005), "Motion planning for three-dimensional overhead cranes with high-speed load hoisting", *International Journal of Control*, 78(12).
49. Levant A. (1993), "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control", *Int. Journal of Control*, Vol.58, No.6, pp. 1247-1263.
50. Levant A. (2003), "High-order sliding mode, differentiation and output-feedback control", *Int. Journal of Control*, Vol.76, No.9, pp. 924-941.

51. Levant A. (2003), *Introduction to high-order sliding modes*, School of Mathematical Sciences, Tel-aviv University, Israrel.
52. Levantosky L. V. (1985), “Second order sliding algorithms and their realization”, *Dynamics of heterogenous systems*, pp. 32-43.
53. Lewis F. L.; Dawson D. M. and Abdallah C. T. (2006), *Robot Manipulator Control, Theory and Practice*, Marcel Dekker, Inc.
54. Le Anh Tuan; Jae-Jun Kim; Soon-Geul Lee; Tae-Gyoon Lim; Luong Cong Nho (2014), “Second-order sliding mode control of a 3D overhead crane with uncertain system parameters”, *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, May 2014, Volume 15, Issue 5, pp. 811-819.
55. Luders G. and Narendra K. S. (1974), “A new canonical form for an adaptive observer”, *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. AC-19, no. 2, pp. 117–119.
56. Lun-Hui Lee; Chung-Hao Huang; Sung-Chih Ku; Zhi-Heng Yang; Cheng-Yuan Chang (2011), “Efficient Visual Feedback Method to Control a Three-Dimensional Overhead Crane”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8).
57. Maczynski A. and Szczotka M. (2002), “Comparison of models for dynamic analysis of a mobile telescopic crane”, *Journal of theoretical and applied mechanics* 40, 4, Warsaw, pp. 1051-1074.
58. Ma X. J.; Sun Z. Q. and He Y. Y. (1998), “Analysis and design of fuzzy controller and fuzzy observer”, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol. 6, pp. 41–51.
59. Marino R. and Tomei P. (1995), “Adaptive observers with arbitrary exponential rate of convergence for nonlinear systems”, *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 40, no. 7, pp. 1300–1304.
60. Martindale M. C.; Dawson D. M.; Zhu J. and Rahn C. D. (1996), “Approximate nonlinear control for a two degree of freedom overhead crane”, *Theory and experimentations, Proceedings of the American Control Conference*, Seattle, WA, pp. 301-305.
61. Menold P. H.; Findeisen R. and Allgower F. (2003), “Finite time convergent observers for nonlinear systems”, *Proceedings the 42nd IEEE Conference on*

- Decision and Control (CD C ' 03)*, Hyatt Regency Maui, Hawaii, USA, December 2003, Vol. 6, pp. 5673–5678.
62. Messineo S. and Serrani A. (2008), “Offshore crane control based on adaptive external models”, *American Control Conference*, June 11-13.
  63. Morin D. (2007), *Introduction to classical mechanics*, Cambridge University Press.
  64. Mun-Soo Park; Dongkyoung Chwa; Suk-Kyo Hong (2008), “Antisway Tracking Control of Overhead Cranes With System Uncertainty and Actuator Nonlinearity Using an Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(11).
  65. Nicosia S. and Tornambe A. (1989), “High-gain observers in the state and parameter estimation of overhead cranes having elastic joints”, *System & Control Letter*, Vol. 13, pp. 331-337.
  66. Ortega R; Loria A.; Nicklasson P.J. and Ramirez H.S. (1998), *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*, Springer Verlag.
  67. Pauluk M.; Korytowski A.; Turnau A. and Szymkat M. (2001), “Time optimal control of 3D crane”, *Proceedings of IFAC Conference on CACD*.
  68. Park H.; Chwa D. and Hong K. (2007), “A feedback linearization control of container crane varying rope length”, *Int. Journal of Control, Automation and Systems*, Vol.5, no.4, pp. 379-384.
  69. Park M. S.; Chwa D. and Hong S. K. (2008), “Antisway tracking control of overhead cranes with system uncertainty and actuator nonlinearity using an adaptive fuzzy sliding-mode control”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 55, no. 11, Nov. 2008.
  70. Rahman E. A.; Nayfed A. H. and Masoud Z. (2003), “Dynamics and Control of Cranes”, *A Review, Journal of Vibration and Control* 9, pp. 863-908.
  71. Saber R. O. (2001), *Nonlinear control of underactuated mechanical systems with application to robotics and aerospace vehicles*. Ph.D. Thesis MIT.
  72. Sano H.; Ohishi K.; Kaneko T. and Mine H. (2010), “Anti-sway crane control based on dual state observer with sensor-delay correction”, *IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, Nagaoka, Japan.

73. Sauvage F.; Guay M. and Dochain D. (2007), "Design of nonlinear finite-time converging observer for a class of nonlinear system", *Journal of Control Science and Engineering*.
74. Shijie D.; Zhi L.; Zhidong L. and Xiaotian G. (2010), "Study of precise positioning and antiswing for the varying rope length in 3D crane systems base on the combination of partial decoupling and fuzzy control", *Proceedings of the 2010 IEEE Int. Conference on Robotics and Biomimetics*, December 14-18 2010, Tianjin China, pp. 656-661.
75. Shingh T. and Singhose W. (2002), "Tutorial on input shaping. Time delay control of maneuvering flexible structure", *Proceedings of American Control Conference*, Vol.3, 8-10 May, 2002, Alaska, pp.1717-1731.
76. Slotine J. J. and Li E. W. (1991), *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall International.
77. Spong M. (1994), "Partial feedback linearization of underactuated mechanical systems", *Proceedings of Int. IEEE Conference on Intelligente Robots and Systems*, Vol.1. Sep. 12-14, 1994, Munich, Germany, pp. 314-321.
78. Stanislaw and Zak (2003), *Systems and control*, Oxford University Press.
79. Tanaka K.; Ikeda T. and Wang H. O. (1998), "Fuzzy regulators and fuzzy observers", *Relaxed stability conditions and LMI-based designs, IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol. 6, pp. 250-265.
80. Thuan N. Q. and Vesely (2011), "Robust decentralized controller design for 3D crane", *Proceedings of 18th Int. Conference on Process Control*, Slovakia, June 2011, pp. 485-490.
81. Tuan L. A.; Kim G. H. and Lee S. G. (2012), "Partial feedback linearization control of the three dimensional overhead crane", *The 8th IEEE Int. Conference on Automation Science and Engineerin*, August 20-24, 2012 Seoul, Korea, pp. 1198-1203.
82. Toxqui R.; Yu W. and Li X. (2006), "PD control of overhead crane with velocity estimation and uncertainties compensation", *Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*, June 21-23, Dalian, China.



83. Utkin V. I. (1977), "Variable structure systems with sliding modes", *IEEE trans.on AC*, Vol.22, No.2, pp. 212-222.
84. Vahedforough E. and Shafai B. (2008), "Design of proportional integral adaptive observers", in *Proc. IEEE Amer. Control Conf.*, pp. 3683–3688.
85. Vecchio C. (2010), "Sliding mode control", *Theoretical developments and application to uncertain mechanical systems*, Diss.thesis. Universita Degli Studi di Pavia.
86. Walcott B. L. and Zak S. H. (1987), "State observation of nonlinear uncertain dynamical systems", *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. AC-32, pp. 166–170.
87. Walcott B. L. and Zak S. H. (1988), "Combined observer-controller synthesis for uncertain dynamical systems with applications", *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, Vol. 18, pp. 88–104.
88. Yang J. H. and Yang K. S. (2006), "Adaptive control for 3D overhead crane systems", *Proceedings of the 2006 American Control Conference*, Minneapolis, Minnesota, USA, June 14-16. 2006, pp.1832-1837.
89. Yang Jung Hua; Yang Kuang Shine (2007), *Adaptive coupling control for overhead crane systems*, Mechatronics, 17.
90. Zhang Q. (2002), "Adaptive observer for multiple-input multiple-output (MIMO) linear time-varying systems", *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 47, no. 3, pp. 525–529.

# DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CÓ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

## **Bài báo khoa học**

1. Hoàng Đức Quỳnh, Nguyễn Thị Việt Hương, Nguyễn Doãn Phước (2013), “Nhận dạng trạng thái hệ cầu treo 2 chiều bằng bộ quan sát KALMAN rời rạc”, *Tạp chí Khoa học & Công nghệ Đại học Thái Nguyên*, Tập 106, số 06, tr. 15-21.
2. Nguyễn Thị Việt Hương, Đào Phương Nam, Nguyễn Doãn Phước (2013), “Mô hình hóa và mô phỏng có sử dụng bộ quan sát trạng thái trong hệ cần cầu treo”, *Tạp chí Khoa học & Công nghệ Đại học Thái Nguyên*, Tập 110, số 10, tr. 27-36.
3. Nguyễn Thị Việt Hương, Nguyễn Doãn Phước, Vũ Thị Thúy Nga, Đỗ Trung Hải (2014), “Điều khiển cầu treo 3D chất lượng cao sử dụng bộ điều khiển thích nghi bền vững”, *Tạp chí Khoa học & Công nghệ Đại học Thái Nguyên*, Tập 128, số 14, tr. 35-41.
4. Nguyễn Thị Việt Hương, Đào Phương Nam, Nguyễn Quang Hùng (2014), “Nghiên cứu xây dựng bộ quan sát trạng thái trong hệ cần cầu treo”, *Tạp chí nghiên cứu khoa học & công nghệ Quân sự*, Số đặc san TĐH’14, 04 – 2014, tr. 25-32.
5. Nguyễn Thị Việt Hương, Trần Vũ Trung, Đào Phương Nam (2015), “High-order Sliding Approach for Robust control of a 3-D Overhead Crane System”, *Tạp chí Khoa học và Công nghệ các trường đại học kỹ thuật*, ISSN 2354-1083, số 108, tr. 007-011.

## **Báo cáo hội nghị khoa học**

6. Vũ Thị Thúy Nga, Nguyễn Thị Việt Hương (2013), “Điều khiển không cảm biến chất lượng cao cho động cơ đồng bộ trong toàn dải tốc độ”, *Hội nghị toàn quốc lần thứ 2 về điều khiển và tự động hóa VCCA-2013*, Bài số 145, Tóm tắt tại trang 9.

7. Nguyễn Thị Việt Hương, Đào Phương Nam, Nguyễn Doãn Phước (2013), “Mô hình hóa và mô phỏng cần cầu treo”, *Hội nghị toàn quốc lần thứ 2 về điều khiển và tự động hóa VCCA-2013*, Bài số 31, Tóm tắt tại trang 33.

**Đề tài nghiên cứu khoa học đã nghiệm thu**

8. Thành viên tham gia đề tài (2013), “Nghiên cứu các biện pháp làm giảm ảnh hưởng của méo phi tuyến trong hệ thống đa sóng mang sử dụng điều chế M - QAM”, *Đề tài cấp Đại học Thái Nguyên (cấp Bộ) và có Biên bản đánh giá nghiệm thu*, Mã số B2010 – TN01-12, Xếp loại: Tốt.
9. Chủ nhiệm đề tài (2013), “Nghiên cứu xác định trạng thái hệ thống không đo trực tiếp có tính tới sự ảnh hưởng của yếu tố ngẫu nhiên của cần cầu treo”, *Đề tài nghiên cứu khoa học cấp Bộ (Bộ Công thương)*, đã được nghiệm thu vào 13/11/2013, Mã số 095.13 RD, Xếp loại: Xuất sắc.
10. Thành viên tham gia đề tài (2015), “Nghiên cứu, thiết kế và chế tạo mô hình robot tự cân bằng ứng dụng trong kỹ thuật”, *Đề tài nghiên cứu khoa học cấp Bộ (Bộ Công thương)*, đã được nghiệm thu vào 09/01/2015, Mã số 037.14RD/HĐ-KHCN, Xếp loại: Khá.
11. Chủ nhiệm đề tài (2015), “Nghiên cứu xây dựng mô hình điều khiển và quan sát trạng thái hệ cần cầu treo”, *Đề tài nghiên cứu khoa học cấp Bộ (Bộ Công thương)*, đã được nghiệm thu vào 25/11/2015, Mã số ĐTNCKH.201/15, Xếp loại: Xuất sắc.

## PHỤ LỤC

### Phụ lục 1: Mô hình đối tượng cầu treo

```

function dq_ddq = crane3D(F,q_dq,mb,ml,mt,mc,br,bt,bb,g)
%%Definition

%mb: mass of bridge
%ml: mass hoist mechanism
%mt: mass of trolley
%mc: mass of cargo
%br,bt,bb: friction of cargo hoisting, trolley, and bridge

%dq_ddq init:
dq_ddq=zeros(10,1);
%U: vector of input (size 5x1)
U=[F;0;0];
%q: vector of state space
z=q_dq(1);
x=q_dq(2);
l=q_dq(3);
phi=q_dq(4);
theta=q_dq(5);
q=[z;x;l;phi;theta];
%dq: derivation of q
dz=q_dq(6);
dx=q_dq(7);
dl=q_dq(8);
dphi=q_dq(9);
dtheta=q_dq(10);
dq=[dz;dx;dl;dphi;dtheta];
%M: mass matrix
m11=mt+mb+mc;
m13=mc*sin(phi)*cos(theta);
m14=mc*l*cos(phi)*cos(theta);
m15=-mc*l*sin(phi)*sin(theta);
m22=mt+mc;
m23=mc*sin(theta);
m25=mc*l*cos(theta);
m31=m13;

```

```

m32=mc*sin(theta);
m33=m1+mc;
m41=m14;
m44=mc*l*l*cos(theta)*cos(theta);
m51=m15;
m52=m25;
m55=mc*l*l;
M=[m11,0,m13,m14,m15;
    0,m22,m23,0,m25;
    m31,m32,m33,0,0;
    m41,0,0,m44,0;
    m51,m52,0,0,m55];
%C: Criolis and centrifugal matrix
c13=mc*cos(phi)*cos(theta)*dphi-mc*sin(phi)*sin(theta)*dtheta;
c14=mc*cos(phi)*cos(theta)*dl-mc*l*cos(phi)*sin(theta)*dtheta-
mc*l*sin(phi)*cos(theta)*dphi;
c15=-mc*l*cos(phi)*sin(theta)*dphi-mc*sin(phi)*sin(theta)*dl-
mc*l*sin(phi)*cos(theta)*dtheta;
c23=mc*cos(theta)*dtheta;
c25=mc*cos(theta)*dl-mc*l*sin(theta)*dtheta;
c34=-mc*l*cos(theta)*cos(theta)*dphi;
c35=-mc*l*dtheta;
c43=mc*l*cos(theta)*cos(theta)*dphi;
c44=mc*l*cos(theta)*cos(theta)*dl-mc*l*l*cos(theta)*sin(theta)*dtheta;
c45=-mc*l*l*cos(theta)*sin(theta)*dphi;
c53=mc*l*dtheta;
c54=mc*l*l*cos(theta)*sin(theta)*dphi;
c55=mc*l*dl;
C=[0,0,c13,c14,c15;
    0,0,c23,0,c25;
    0,0,0,c34,c35;
    0,0,c43,c44,c45;
    0,0,c53,c54,c55];
%B: damping coefficient matrix
B=[bb,0,0,0,0;
    0,bt,0,0,0;
    0,0,br,0,0;
    0,0,0,0,0;
    0,0,0,0,0];
%G: gravity matrix
g3=-mc*g*cos(phi)*cos(theta);

```

```

g4=mc*g*l*sin(phi)*cos(theta);
g5=mc*g*l*cos(phi)*sin(theta);
G=[0;0;g3;g4;g5];
%ddq: derivation of dq
ddq=inv(M)*(U-B*dq-C*dq-G);
dq_ddq=[dq;ddq];
end

```

## Phụ lục 2: Bộ điều khiển trượt siêu xoắn

```

function [s,F,dw] =
Controller_SMC(q_ref,dq_ref,q_dq,mb,ml,mt,mc,br,bt,bb,g,lamda,alpha,k,w
,c)
%%Definition
%mb: mass of bridge
%ml: mass hoist mechanism
%mt: mass of trolley
%mc: mass of cargo
%br,bt,bb: friction of cargo hoisting, trolley, and bridge
%w: part of F
%F: vector of control forces (size 3x1)
F=zeros(3,1);
%q_ref: trajectory
q1_ref=q_ref;
dq1_ref=dq_ref;
%q: vector of state space
z=q_dq(1);
x=q_dq(2);
l=q_dq(3);
phi=q_dq(4);
theta=q_dq(5);
%q=[z;x;l;phi;theta];
q1=[z;x;l];
q2=[phi;theta];
%dq: derivation of q
dz=q_dq(6);
dx=q_dq(7);
dl=q_dq(8);
dphi=q_dq(9);
dtheta=q_dq(10);
%dq=[dz;dx;dl;dphi;dtheta];

```

```

dq1=[dz;dx;dl];
dq2=[dphi;dtheta];
%M: mass matrix
m11 = mt + mb + mc;
m13 = mc*sin(phi)*cos(theta);
m14 = mc*l*cos(phi)*cos(theta);
m15 = -mc*l*sin(phi)*sin(theta);
m22 = mt + mc;
m23 = mc*sin(theta);
m25 = mc*l*cos(theta);
m33 = ml + mc;
m44 = mc*(l*cos(theta))^2;
m55 = mc*l*l;
% M = [ m11 , 0 , m13 , m14 , m15 ;
%       0 , m22 , m23 , 0 , m25 ;
%       m13 , m23 , m33 , 0 , 0 ;
%       m14 , 0 , 0 , m44 , 0 ;
%       m15 , m25 , 0 , 0 , m55 ; ];
M11 = [ m11 , 0 , m13 ;
        0 , m22 , m23 ;
        m13 , m23 , m33 ];
M12 = [ m14 , m15 ;
        0 , m25 ;
        0 , 0 ];
M21 = M12';
M22 = [ m44 , 0 ;
        0 , m55 ];
% Damping coefficient matrix B [5x5]
% B = [ bb , 0 , 0 , 0 , 0 ;
%       0 , bt , 0 , 0 , 0 ;
%       0 , 0 , br , 0 , 0 ;
%       0 , 0 , 0 , 0 , 0 ;
%       0 , 0 , 0 , 0 , 0 ; ];
B11 = diag([bb,bt,br]);
% Coriolis and centrifugal matrix C(q,dq) [5x5]
c13 = mc*cos(phi)*cos(theta)*dphi-mc*sin(phi)*sin(theta)*dtheta;
c14 = mc*cos(phi)*cos(theta)*dl-mc*l*cos(phi)*sin(theta)*dtheta-
mc*l*sin(phi)*cos(theta)*dphi;
c15 = -mc*l*cos(phi)*sin(theta)*dphi-mc*sin(phi)*sin(theta)*dl-

```

```

mc*l*sin(phi)*cos(theta)*dtheta;
c23 = mc*cos(theta)*dtheta;
c25 = mc*cos(theta)*dl-mc*l*sin(theta)*dtheta;
c34 = -mc*l*cos(theta)*cos(theta)*dphi;
c35 = -mc*l*dtheta;
c43 = mc*l*cos(theta)*cos(theta)*dphi;
c44 = mc*l*cos(theta)*cos(theta)*dl-
mc*l*l*cos(theta)*sin(theta)*dtheta;
c45 = -mc*l*l*cos(theta)*sin(theta)*dphi;
c53 = mc*l*dtheta;
c54 = mc*l*l*cos(theta)*sin(theta)*dphi;
c55 = mc*l*dl;
%      0 , 0 , c23 , 0 , c25 ;
%      0 , 0 , 0 , c34 , c35 ;
%      0 , 0 , c43 , c44 , c45 ;
%      0 , 0 , c53 , c54 , c55 ; ];
C11 = [ 0 , 0 , c13 ;
        0 , 0 , c23 ;
        0 , 0 , 0 ];
C12 = [ c14 , c15 ;
        0 , c25 ;
        c34 , c35 ];
C21 = [ 0 , 0 , c43 ;
        0 , 0 , c53 ];
C22 = [ c44 , c45 ;
        c54 , c55 ];
% G: gravity matrix
g3 = -mc*g*cos(phi)*cos(theta);
g4 = mc*g*l*sin(phi)*cos(theta);
g5 = mc*g*l*cos(phi)*sin(theta);

G1 = [0;0;g3];
G2 = [g4;g5];
%Ma tran thay the
M=M11-M12*inv(M22)*M21;
C1=B11+C11-M12*inv(M22)*C21;
C2=C12-M12*inv(M22)*C22;
G=G1-M12*inv(M22)*G2;
%Sliding surface
s = (dq1-dq1_ref) + c*(q1-q1_ref) - k*q2;

```



```

% Control signal
if(norm(s)<0.001) daus=zeros(3,1);
else daus=sign(s);
end
Usw=-lamda*sqrt(abs(s)).*daus+w;
dw=-anpha*daus;
if(abs(Usw(1))>20)Usw(1)=10;end
if(abs(Usw(2))>20)Usw(2)=10;end
if(abs(Usw(3))>20)Usw(3)=10;end
F=Usw;
%F=-[6,0,0;0,6,0;0,0,6]*sign(s);
%dw=[0;0;0];
end

```

### Phụ lục 3: Giao diện máy tính và bộ điều khiển vòng ngoài

```

function varargout = tut4chuto(varargin)
% TUT4CHUTO MATLAB code for tut4chuto.fig
%     TUT4CHUTO, by itself, creates a new TUT4CHUTO or raises the
existing
%     singleton*.
%
%     H = TUT4CHUTO returns the handle to a new TUT4CHUTO or the
handle to
%     the existing singleton*.
%
%     TUT4CHUTO('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the
local
%     function named CALLBACK in TUT4CHUTO.M with the given input
arguments.
%
%     TUT4CHUTO('Property','Value',...) creates a new TUT4CHUTO or
raises the
%     existing singleton*. Starting from the left, property value
pairs are
%     applied to the GUI before tut4chuto_OpeningFcn gets called. An
%     unrecognized property name or invalid value makes property
application
%     stop. All inputs are passed to tut4chuto_OpeningFcn via
varargin.
%

```

```

%      *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only
one
%      instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Edit the above text to modify the response to help tut4chuto

% Last Modified by GUIDE v2.5 23-Sep-2015 22:30:20

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @tut4chuto_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @tut4chuto_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [] , ...
                  'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before tut4chuto is made visible.
function tut4chuto_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to tut4chuto (see VARARGIN)

% Choose default command line output for tut4chuto

```

```

handles.output = hObject;

IsConnect = 0; % 1 = Connect, 0 = Disconnect
%Declare global variable
handles.status_com = IsConnect;
handles.adc=0;
% Update handles structure
global adc adc1;
global i il;
global p_u err_p0 err_p1;
global x_ref y_ref
adc=zeros(1,7);
p_u=0;
err_p0=0;
err_p1=0;
i=1;
il=1;
x_ref=0;
y_ref=0;
global nhans;
global nhans1;
nhans=0;
nhans1=0;
global time;
time=0;
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes tut4chuto wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = tut4chuto_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject handle to figure
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

```

```

% --- Executes on selection change in pComPort.
function pComPort_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pComPort (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = cellstr(get(hObject,'String')) returns pComPort
contents as cell array
%         contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from
pComPort

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pComPort_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pComPort (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns
called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in pBaudRate.
function pBaudRate_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pBaudRate (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = cellstr(get(hObject,'String')) returns pBaudRate
contents as cell array
%         contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from

```

```

pBaudRate

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pBaudRate_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pBaudRate (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns
called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in pDataBit.
function pDataBit_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pDataBit (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = cellstr(get(hObject,'String')) returns pDataBit
contents as cell array
%       contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from
pDataBit

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pDataBit_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pDataBit (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns
called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in pParityBit.
function pParityBit_Callback(hObject, eventdata, handles)

function pParityBit_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in pStopBit.
function pStopBit_Callback(hObject, eventdata, handles)

function pStopBit_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function eReceiver_Callback(hObject, eventdata, handles)

function eReceiver_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```
% --- Executes on button press in bClearRX.
function bClearRX_Callback(hObject, eventdata, handles)
set(handles.eReceiver, 'String', '');
% --- Executes on button press in bClearTX.
function bClearTX_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to bClearTX (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
set(handles.eTransmitter, 'String', '');

function eStatusConnect_Callback(hObject, eventdata, handles)

function eStatusConnect_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'),
get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end

function eTranferStatus_Callback(hObject, eventdata, handles)

function eTranferStatus_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'),
get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end

function eRecordName_Callback(hObject, eventdata, handles)

function eRecordName_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function eTransmitter_Callback(hObject, eventdata, handles)

function eTransmitter_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in bConnect.
function bConnect_Callback(hObject, eventdata, handles)
global i;
global adc adcl;
global s;
global sl;
IsConnect = handles.status_com;
if (IsConnect == 0),
    IsConnect = 1;
    s = serial(get_stringPopup(handles.pComPort));
    s.BaudRate = get_doublePopup(handles.pBaudRate);
    s.DataBits = get_doublePopup(handles.pDataBit);
    s.Parity = get_stringPopup(handles.pParityBit);
    s.StopBit = get_doublePopup(handles.pStopBit);
    s.BytesAvailableFcnCount = 4;
    s.BytesAvailableFcnMode = 'terminator';
    s.BytesAvailableFcn = @BytesAvailable_Callback;
    s.OutputEmptyFcn = @OutputEmpty_Callback;
    s.BreakInterruptFcn = @BreakInterrupt_Callback;
    s.ErrorFcn = @Error_Callback;
    s.PinStatusFcn = @PinStatus_Callback;

```



```

s.BreakInterruptFcn = @BreakInterrupt_Callback;
%s.TimerPeriod = 1;
s.TimerFcn = @Timer_Callback;
fopen(s);

s1 = serial(get_stringPopup(handles.pComPort1));
s1.BaudRate = get_doublePopup(handles.pBaudRate);
s1.DataBits = get_doublePopup(handles.pDataBit);
s1.Parity = get_stringPopup(handles.pParityBit);
s1.StopBit = get_doublePopup(handles.pStopBit);
s1.BytesAvailableFcnCount = 4;
s1.BytesAvailableFcnMode = 'terminator';
s1.BytesAvailableFcn = @BytesAvailable1_Callback;
s1.OutputEmptyFcn = @OutputEmpty1_Callback;
s1.BreakInterruptFcn = @BreakInterrupt1_Callback;
s1.ErrorFcn = @Error1_Callback;
s1.PinStatusFcn = @PinStatus1_Callback;
s1.BreakInterruptFcn=@BreakInterrupt1_Callback;
%s1.TimerPeriod = 0.1;
s1.TimerFcn = @Timer1_Callback;
fopen(s1);

temp = s.status;
temp1= s1.status;
if ((temp == 'open') & (temp1=='open')),
    set(handles.bConnect, 'String', 'Disconnect');
    set(handles.eStatusConnect, 'String', 'Connected');
    set(handles.pComPort, 'Enable', 'off');
    set(handles.pComPort1, 'Enable', 'off');
    set(handles.pBaudRate, 'Enable', 'off');
    set(handles.pDataBit, 'Enable', 'off');
    set(handles.pStopBit, 'Enable', 'off');
    set(handles.pParityBit, 'Enable', 'off');
    set(handles.eRecordName, 'Enable', 'off');
else
    set(handles.eStatusConnect, 'String', 'A Problem occur..');
end;

```

```

else
    %s=handles.com;
    set(handles.bConnect, 'String', 'Connect');
    set(handles.eTransferStatus, 'String', '');
    IsConnect = 0;
    set(handles.eStatusConnect, 'String', 'Disconnected');
    record(s, 'off');
    record(s1, 'off');
    %s=handles.com;
    save('data.mat', 'adc');
    save('data1.mat', 'adc1');
    fclose(s);
    fclose(s1);
    delete(s);
    delete(s1);

    set(handles.pComPort, 'Enable', 'on');
    set(handles.pComPort1, 'Enable', 'on');
    set(handles.pBaudRate, 'Enable', 'on');
    set(handles.pDataBit, 'Enable', 'on');
    set(handles.pStopBit, 'Enable', 'on');
    set(handles.pParityBit, 'Enable', 'on');
    set(handles.eRecordName, 'Enable', 'on');
    %%%clearvars global adc ;
end
global hand;
hand = handles;

handles.file=get(handles.eRecordName, 'String');
handles.com = s;
handles.status_com = IsConnect;
guidata(hObject,handles);

function BytesAvailable_Callback(obj,event)
    global hand;
    global adc;
    global i;
    ind = fscanf(obj);
    dau=1;
    a(1)='0';

```

```

k=1;
z=1;
m=1;
for k=1:length(ind)
    if ((ind(k)>='0') && (ind(k)<='9'))
        a(z)=ind(k);
        z=z+1;
    end;
    switch ind(k)
        case '+'
            dau=1;
        case '-'
            dau=-1;
    end;
    if(ind(k)==' ')
        z=1;
        adc(i,m)=dau*str2num(a);
        dau=1;
        m=m+1;
        clear a;
        a(1)='1';
    end;
    if (k==length(ind))
        adc(i,m)=dau*str2num(a);
    end;
end;
% evalin('base', ['plot(adc(:,2),adc(:,1),adc(:,2),adc(:,3))']);
% plot(adc(:,2),adc(:,1),adc(:,2),adc(:,3))
set(hand.eReceiver, 'String', ind);
i=i+1;
%{
    global nhans
    nhans=1;
    if (nhans1)
        controlvongtron();
    end;
%}

function BytesAvailable1_Callback(obj,event)

```

```

global adc1;
global hand;
global i1;
ind = fscanf(obj);
dau=1;
a(1)='0';
k=1;
z=1;
m=1;
for k=1:length(ind)
    if ((ind(k)>='0') && (ind(k)<='9'))
        a(z)=ind(k);
        z=z+1;
    end;
    switch ind(k)
        case '+'
            dau=1;
        case '-'
            dau=-1;
    end;
    if(ind(k)==' ')
        z=1;
        adc1(i1,m)=dau*str2num(a);
        dau=1;
        m=m+1;
        clear a;
        a(1)='0';
    end;
    if (k==length(ind))
        adc1(i1,m)=dau*str2num(a);
    end;
end;
% evalin('base', ['plot(adc(:,2),adc(:,1),adc(:,2),adc(:,3))']);
% plot(adc(:,2),adc(:,1),adc(:,2),adc(:,3))
%set(hand.eReceiver,'String',ind);
    % if (mod(i1,100)==0)
    % plot(adc(:,1),adc(:,3));
    % end;
        i1=i1+1;
%         control();
% global nhans1 nhans

```

```

% nhans1=1;
% control();
% if (nhans) controlvongtron();
%end

% if (adc(:,1)>20) fprintf(handles.com,)

%Specify the M-file callback function to execute when the output buffer
is empty
function OutputEmpty_Callback(obj,event)
    global hand;
    function OutputEmpty1_Callback(obj,event)
        global hand;

%Specify the M-file callback function to execute when an error event
occurs
function Error_Callback(obj,event)
    global hand;
    set(hand.eTransferStatus,'Send Fail');
    function Error1_Callback(obj,event)
        global hand;
        set(hand.eTransferStatus,'Send Fail');

%Specify the M-file callback function to execute when the CD, CTS, DSR,
or
%RI pins change state
function PinStatus_Callback(obj,event)
    global hand;
    function PinStatus1_Callback(obj,event)
        global hand;

%Specify the M-file callback function to execute
%when a predefined period of time passes
function Timer_Callback(obj,event)
    %{
    global s;
        fprintf(s,num2str('BZE'));

```

```

    %}

    function Timer1_Callback(obj,event)
    %{
        global s1;
        fprintf(s1,'BZE');
    %}
% --- Executes on button press in bExit.
function bExit_Callback(hObject, eventdata, handles)
    global s
    global adc adc1
    IsConnect = handles.status_com;
    user_response = modaldlg('Title','Exit tut4');
    switch lower(user_response)
    case 'no'
        % do nothing
    case 'yes'
        if (IsConnect == 1)
            %s = handles.com;
            save('data.mat','adc');
            save('data1.mat','adc1');
            fclose(s);
            clear s;
        end;
        close(tut4chuto);
        clear all;
    end

function bSend_Callback(hObject, eventdata, handles)
    global s;
    IsConnect = handles.status_com;
    %s = handles.com;
    if (IsConnect == 1)
        set(handles.eTransferStatus,'String','Sending... ');
        strTX = get(handles.eTransmitter,'String');
        fprintf(s,strTX);
        set(handles.eTransferStatus,'String','Success ');
    end
    %handles.com = s;

```

```

guidata(hObject,handles);

function stringPopup = get_stringPopup(hObject,handles)
    val = get(hObject,'Value');
    str = get(hObject, 'String');
    stringPopup = str{val}; % convert from cell array
                           % to string

% Function to
function doublePopup = get_doublePopup(hObject,handles)
    val = get(hObject,'Value');
    str = get(hObject, 'String');
    string = str{val};
    doublePopup = str2double(string);

% --- Executes on button press in button_ClearTX.

% --- Executes during object deletion, before destroying properties.
function figure1_DeleteFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to figure1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
    global adc adc1
    IsConnect = handles.status_com;
    if (IsConnect == 1),
        %s = handles.com;
        record(s,'off')
        save('data.mat','adc');
        save('data1.mat','adc1');
        fclose(s);
        delete(s);
        clear s;
    end
    delete(hObject);

% --- Executes when user attempts to close figure1.
function figure1_CloseRequestFcn(hObject, eventdata, handles)

```

```

% hObject    handle to figure1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
global adc adc1;
IsConnect = handles.status_com;

if (IsConnect == 1),
    %s = handles.com;
    save('data.mat','adc');
    save('data1.mat','adc1');
    fclose(s);
    delete(s);
    clear s;
end
% Hint: delete(hObject) closes the figure
delete(hObject);

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
%empty - handles not created until after all CreateFcns called

% --- Executes on selection change in pComPort1.
function pComPort1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pComPort1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = cellstr(get(hObject,'String')) returns pComPort1
contents as cell array
%         contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from
pComPort1

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pComPort1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pComPort1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns

```



```

called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on key press with focus on pcomport1 and none of its
controls.
function pComPort1_KeyPressFcn(~, eventdata, handles)
% hObject    handle to pcomport1 (see GCBO)
% eventdata  structure with the following fields (see
MATLAB.UI.CONTROL.UICONTROL)
%   Key: name of the key that was pressed, in lower case
%   Character: character interpretation of the key(s) that was pressed
%   Modifier: name(s) of the modifier key(s) (i.e., control, shift)
pressed
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

function text_x_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to text_x (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of text_x as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of text_x
as a double
function text_y_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to text_x (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of text_x as text

```

```

%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of text_x
as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function text_x_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to text_x (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns
called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

function text_y_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to text_y (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns
called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in bx.
function bx_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to bx (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
%s = handles.com;

```

```

global hand
global s
x_ref = get(handles.text_x, 'String');
if (x_ref(1)~='-')
    x_gui=strcat('B1+',x_ref,'E');
else
x_gui = strcat('B1',x_ref,'E');
end
fprintf(s,x_gui);
set(hand.eTransmitter, 'String',x_gui);
%handles.com = s;

% --- Executes on button press in bxy.
function by_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to by (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
    global hand
    global s
    y_ref =get(handles.text_y, 'String');
    if (y_ref(1)~='-')
        y_gui = strcat('B2+',y_ref,'E');
    else
        y_gui = strcat('B2',y_ref,'E');
    end
    fprintf(s,y_gui);
    set(hand.eTransmitter, 'String',y_gui);

function control()
    global s1 s
    global x_ref
    global p_u err_p0 err_p1
    global adc i adc1 i1
    global hand
    err_p0=err_p1;
    err_p1=x_ref-adc1(i1-1,1);
    p_u=(p_u+err_p1*0.3754-err_p0*0.3700);
    if (p_u>2800) p_u=2800;
end

```

```

if (p_u<-2800)p_u=-2800;
end
if (p_u<0)
dienap_gui=strcat('Bu',num2str(p_u),'E');
else
    dienap_gui=strcat('Bu+',num2str(p_u),'E');
end
tic;
fprintf(s1,'%d',1234567);
toc
% set(hand.eTransmitter,'String',dienap_gui);

%function controlvongtron()
% --- Executes on button press in bPloty.
function bPloty_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to bPloty (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
global adc;
plot(adc(:,1),adc(:,5),adc(:,1),adc(:,6));

% --- Executes on button press in bPlotx.
function bPlotx_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to bPlotx (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
global adc;
plot(adc(:,1),adc(:,2),adc(:,1),adc(:,3));

% --- Executes on button press in bsendy.
function bsendy_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to bsendy (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
global s;
IsConnect = handles.status_com;
global s1
%s = handles.com;

```

```
if (IsConnect == 1)
    set(handles.eTransferStatus,'String','Sending... ');
    strTX = get(handles.eTransmitter,'String');
    fprintf(s1,strTX);
    set(handles.eTransferStatus,'String','Success ');
end
%handles.com = s;
guidata(hObject,handles);

% --- Executes on button press in bplotxy.
function bplotxy_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to bplotxy (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
global adc
plot(adc(:,2),adc(:,5),adc(:,3),adc(:,6));
```