

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT  
THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH

VÕ LÂM CHƯƠNG

NGHIÊN CỨU VỀ MÔ HÌNH HÓA VÀ ĐIỀU KHIỂN  
PHÂN SỐ CHO CÁC QUÁ TRÌNH ĐA BIẾN

LUẬN ÁN TIẾN SĨ  
NGÀNH: KỸ THUẬT CƠ KHÍ

TP. Hồ Chí Minh, tháng 06/2024

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT  
THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH

NGHIÊN CỨU VỀ MÔ HÌNH HÓA VÀ ĐIỀU KHIỂN  
PHÂN SỐ CHO CÁC QUÁ TRÌNH ĐA BIẾN  
NGÀNH: KỸ THUẬT CƠ KHÍ - 9520103

Người hướng dẫn khoa học 1: PGS.TS. Trương Nguyễn Luân Vũ

Người hướng dẫn khoa học 2: GS.TS. Moonyong Lee

Phản biện 1:

Phản biện 2:

Phản biện 3:

TP. Hồ Chí Minh, tháng 06/2024

## QUYẾT ĐỊNH

V.v giao đề tài luận án và người hướng dẫn nghiên cứu sinh khóa 2016-2019

### HIỆU TRƯỞNG TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP. HỒ CHÍ MINH

Căn cứ Quyết định số 118/2000/QĐ-TTg ngày 10 tháng 10 năm 2000 của Thủ tướng Chính phủ về việc thay đổi tổ chức của Đại học Quốc gia TP. Hồ Chí Minh, tách Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. Hồ Chí Minh trực thuộc Bộ Giáo dục và Đào tạo;

Căn cứ Quyết định số 70/2014/QĐ-TTg ngày 10/12/2014 của Thủ tướng Chính phủ về ban hành Điều lệ trường Đại học;

Căn cứ Thông tư số 10/2009/TT-BGDĐT ngày 07/5/2009 của Bộ Giáo dục và Đào tạo về việc Ban hành Quy chế đào tạo trình độ tiến sĩ;

Căn cứ Thông tư số 05/2012/TT-BGDĐT ngày 15/02/2012 của Bộ Giáo dục và Đào tạo về việc sửa đổi, bổ sung một số điều của Quy chế đào tạo trình độ tiến sĩ ban hành kèm theo Thông tư số 10/2009/TT-BGDĐT ngày 07/5/2009 của Bộ trưởng Bộ Giáo dục và Đào tạo;

Xét nhu cầu công tác và khả năng cán bộ;

Xét đề nghị của Trường phòng Đào tạo,

### QUYẾT ĐỊNH:

**Điều 1.** Giao đề tài luận án tiến sĩ và người hướng dẫn cho:

Nghiên cứu sinh : *Võ Lâm Chương*

Ngành : *Kỹ thuật cơ khí* Khoa: 2016 – 2019

Tên luận án : *Nghiên cứu về mô hình hóa và điều khiển phân số cho các quá trình đa biến*

Người HD thứ nhất (HD chính) : *PGS.TS Trương Nguyễn Luân Vũ*

Người HD thứ hai : *GS.TS Moonyong Lee*

Thời gian thực hiện : *03/10/2016 đến 03/10/2019*

**Điều 2.** Giao cho Phòng Đào tạo quản lý, thực hiện theo đúng Quy chế đào tạo trình độ tiến sĩ của Bộ Giáo dục & Đào tạo đã ban hành.

**Điều 3.** Trùng các đơn vị, phòng Đào tạo, các Khoa quản ngành tiến sĩ và các Ông (Bà) có tên tại Điều 1 chịu trách nhiệm thi hành quyết định này.

Quyết định có hiệu lực kể từ ngày ký. *v*

*Nơi nhận :*

- BGH (để biết);

- Như điều 2, 3;

- Lưu: VT, SDH (4b).



# LÝ LỊCH CÁ NHÂN

## I. THÔNG TIN CÁ NHÂN

Họ và tên: VÕ LÂM CHƯƠNG

Phái: Nam

Ngày/tháng/năm sinh: 19/11/1979

Nơi sinh: Khánh Hòa

## II. QUÁ TRÌNH ĐÀO TẠO

1997 – 2002: Học đại học tại Đại học Bách Khoa, TP. Hồ Chí Minh, Khoa: Điện - Điện Tử.

2002 – 2005: Học cao học tại Đại học Bách Khoa, TP. Hồ Chí Minh, chuyên ngành: Điều khiển học kỹ thuật

2016 – nay: Nghiên cứu sinh tại Đại học Sư phạm kỹ thuật, TP. Hồ Chí Minh, chuyên ngành: Kỹ thuật cơ khí

## III. QUÁ TRÌNH CÔNG TÁC

2005 – nay: Giảng viên bộ môn Cơ điện tử, Khoa Cơ khí chế tạo máy, Đại học Sư phạm kỹ thuật, TP. Hồ Chí Minh

*TP. HCM, ngày tháng năm 2024*

Võ Lâm Chương

## LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi dưới sự hướng dẫn của tập thể các nhà khoa học và các tài liệu tham khảo đã trích dẫn. Các kết quả nghiên cứu được trình bày trong luận án là trung thực, khách quan và chưa từng công bố trên bất cứ một công trình nào khác.

*Tp.HCM, ngày tháng năm 2024*

Tác giả luận án

Võ Lâm Chương

## LỜI CẢM ƠN

Trước tiên tôi xin gửi lời cảm ơn sâu sắc nhất đến PGS.TS. Trương Nguyễn Luân Vũ vì những chỉ dẫn và góp ý quý báu trong suốt quá trình làm luận án. Đồng thời tôi cũng xin gửi lời cảm ơn đến nhóm Giáo sư của trường đại học Yeungnam, Hàn Quốc, GS. Lee, GS. Nguyen, GS. Jae Hak Jung, đã giúp đỡ trong việc công bố bài báo quốc tế.

Tôi xin đặc biệt gửi lời cảm ơn đến Khoa Cơ khí Chế tạo máy cùng các Phòng, Ban, Khoa cùng với nhiều bạn bè và đồng nghiệp của Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. HCM đã giúp đỡ và tạo điều kiện thuận lợi cho tôi trong suốt quá trình học tập và nghiên cứu.

Xin dành lời cảm ơn chân thành đến quý thầy cô trong hội đồng các cấp đã dành thời gian quý báu của mình và cho những lời khuyên rất có giá trị trong quá trình thực hiện luận án.

Cuối cùng tôi xin cảm ơn gia đình, đặc biệt là vợ tôi, đã ủng hộ, giúp đỡ và chia sẻ những khó khăn về vật chất cũng như tinh thần. Gia đình luôn là chỗ dựa vững chắc của tôi trong suốt quá trình thực hiện luận án.

## ABSTRACT

Fractional calculus and its applications are interesting problems that attract researchers from many different fields. In the control field, fractional orders of integral and derivative terms are applied in the classical PID controller and extended to a general PID controller, with the order of the derivative and integral terms being real numbers. Many studies have proposed this fractional-order controller, mainly for single-input, single-output systems. Meanwhile, industrial processes are mostly complicated multivariable systems because of the mutual effects of the process variables. As a result of that, controlling these systems is a challenge because it is difficult to manipulate each control loop independently. Various control structures and methods have been proposed, but this is still an open problem that needs to be researched intensively. In this thesis, the author proposes different solutions to solve the problem of multivariable systems using fractional-order controllers. The contributions of the thesis are summarized as follows:

- Propose a new control structure for multivariable processes that combines the simplified decoupling technique and the Smith predictor to deal with delay times in real systems. Although the controller structure is relatively complicated, the system's performance is superior to other methods.
- The simplified decoupling technique of previous research is adopted in this thesis. However, the burden of calculation when deriving each transfer function is still a problem that needs to be solved, especially in the case of a higher order of multivariable processes. Therefore, the author proposed to use particle swarm optimization (PSO) to reduce and simplify the transfer functions of decoupling and decoupled matrices. Using the heuristic method will simplify calculations as well as increase accuracy in the case of higher-order multivariable processes.

- Research fractional calculus and its application in process control, especially the fractional-order PID controller (FOPID). Propose fractional-order controllers and their tuning rules for multivariable controllers. In general, the author proposes two methods: for a  $2 \times 2$  process using internal model control, and for  $3 \times 3$  and  $4 \times 4$  processes using multiple objective particle swarm optimization (MOPSO) with an objective function that meets the criteria of system performance and robustness simultaneously. The proposed methods are justified through simulation studies and also compared with other well-known methods using benchmark models in process control.
- Robust stability is an important criterion to prove whether the designed system can be applied in practice. In the thesis, the author uses the  $\mathbf{M}-\Delta$  structure and multiplicative output uncertainty to analyze and evaluate the robustness of the proposed controllers. The simulation results prove the robust stability of the proposed methods in comparison with other methods.
- In addition, the applicability of the proposed controller and fractional-order controllers is clarified by experiments using the quadruple tank. The least squares method for identification of single-input, single-output systems is extended to multivariate systems to derive the mathematical model of the tank system, from which the proposed methods are applied to tune the control parameters of the proposed controller. The obtained controllers are adopted to control the system using the Real-Time Window Target of Matlab. The experimental results show that fractional-order controllers can be deployed in practical applications.



# TÓM TẮT

Tính toán phân số (fractional calculus) và các ứng dụng của nó là vấn đề mới thu hút nhiều nhà nghiên cứu từ nhiều lĩnh vực khác nhau. Trong lĩnh vực điều khiển, tích phân và đạo hàm bậc phân số được ứng dụng trong bộ điều khiển PID cổ điển và mở rộng nó thành bộ điều khiển PID tổng quát với bậc của đạo hàm và tích phân là số thực. Nhiều công trình nghiên cứu đã đề xuất bộ điều khiển bậc phân số này nhưng chủ yếu cho hệ đơn biến. Trong khi đó, các quá trình công nghiệp hầu hết là hệ đa biến phức tạp vì sự ảnh hưởng lẫn nhau giữa các biến có trong hệ thống. Do đó, điều khiển những hệ thống này là bài toán phức tạp vì khó có thể hiệu chỉnh từng vòng điều khiển độc lập. Nhiều cấu trúc cũng như các phương pháp điều khiển khác nhau đã được đề xuất, nhưng đây vẫn là bài toán mở cần tập trung nghiên cứu. Trong luận án này tác giả đề xuất các giải pháp khác nhau để giải quyết bài toán hệ đa biến sử dụng bộ điều khiển bậc phân số. Các đóng góp của luận án được tóm tắt như sau:

- Đề xuất cấu trúc điều khiển mới cho hệ đa biến trong đó kết hợp cả kỹ thuật phân ly đơn giản hóa cho hệ đa biến và bộ dự báo Smith nhằm đối phó với các khâu trễ hiện hữu trong các hệ thống thật. Mặc dù cấu trúc bộ điều khiển tương đối phức tạp, nhưng hiệu quả mang lại tốt hơn hẳn khi so sánh với các phương pháp khác.
- Kỹ thuật phân ly đơn giản hóa của các nghiên cứu trước được sử dụng trong luận án. Tuy nhiên, việc tính toán và rút gọn các hàm truyền thành phần vẫn là vấn đề cần giải quyết, đặc biệt khi bậc của hệ đa biến tăng cao. Do đó, tác giả đề xuất sử dụng giải thuật tối ưu hóa bầy đàn (PSO) trong việc rút gọn và đơn giản hóa các hàm truyền thành phần của ma trận phân ly cũng như ma trận tương đương của hệ sau khi phân ly. Sử dụng thuật toán tiến hóa sẽ đơn giản hóa việc tính toán và tăng độ chính xác khi bậc của hệ đa biến tăng cao.

- Nghiên cứu tính toán phân số (fractional calculus) và ứng dụng trong lĩnh vực điều khiển, đặc biệt là bộ điều khiển PID bậc phân số. Đề xuất bộ điều khiển phân số và các phương pháp hiệu chỉnh thông số cho các bộ điều khiển đa biến. Cụ thể, tác giả đề xuất 2 phương pháp hiệu chỉnh: cho hệ bậc thấp ( $2 \times 2$ ) sử dụng cấu trúc mô hình nội và cho hệ bậc cao ( $3 \times 3$ , và  $4 \times 4$ ) sử dụng tối ưu hóa bầy đàn đa mục tiêu (MOPSO) với hàm mục tiêu đảm bảo tiêu chí đáp ứng đồng thời bộ điều khiển phải có sự ổn định bền vững. Các phương pháp điều khiển đề xuất được nghiên cứu mô phỏng sử dụng các mô hình chuẩn trong lĩnh vực điều khiển quá trình và đồng thời so sánh với các phương pháp khác đã được công bố.
- Sự ổn định bền vững là một tiêu chí quan trọng minh chứng cho việc hệ thống thiết kế có thể ứng dụng trong thực tế hay không. Trong luận án, tác giả sử dụng cấu trúc  $M-\Delta$  và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty) để phân tích, đánh giá ổn định bền vững cho các bộ điều khiển đề xuất. Kết quả mô phỏng đều minh chứng được sự ổn định bền vững khi so sánh với kết quả của các nghiên cứu khác.
- Bên cạnh đó, khả năng ứng dụng thực tế của bộ điều khiển đề xuất cũng như điều khiển bậc phân số cũng được làm rõ bằng thực nghiệm sử dụng hệ bốn bồn nước liên kết (quadruple tank). Phương pháp bình phương tối thiểu trong nhận dạng hệ đơn biến được mở rộng sang nhận dạng hệ đa biến và ứng dụng để nhận dạng và mô hình hóa hệ bốn bồn nước, từ đó áp dụng các phương pháp đề xuất để tìm thông số bộ điều khiển tương ứng. Bộ điều khiển tìm được được áp dụng điều khiển trực tiếp hệ thống thật ở chế độ thời gian thực của Matlab (Real Time Window Target). Kết quả thực nghiệm chứng tỏ phương pháp điều khiển bậc phân số có thể áp dụng vào điều khiển vào các ứng dụng trong thực tế.

# MỤC LỤC

<b>Quyết định</b>	i
<b>Lý lịch cá nhân</b>	ii
<b>Lời cam đoan</b>	iii
<b>Lời cảm tạ</b>	iv
<b>Abstract</b>	v
<b>Tóm tắt</b>	vii
<b>Ký hiệu và chữ viết tắt</b>	xiii
<b>Danh sách hình ảnh</b>	xviii
<b>Danh sách bảng</b>	xxii
<b>PHẦN MỞ ĐẦU</b>	<b>1</b>
<b>1. Đặt vấn đề</b>	<b>1</b>
<b>2. Mục tiêu và nhiệm vụ nghiên cứu</b>	<b>3</b>
<b>3. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu</b>	<b>4</b>
<b>4. Hướng tiếp cận và phương pháp nghiên cứu</b>	<b>4</b>
<b>5. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài nghiên cứu</b>	<b>5</b>
<b>6. Cấu trúc của luận án</b>	<b>7</b>
<b>Chương 1. TỔNG QUAN</b>	<b>9</b>
<b>1.1 Giới thiệu hướng nghiên cứu</b>	<b>9</b>
<b>1.2 Tổng quan tình hình nghiên cứu</b>	<b>9</b>
1.2.1. Tổng quan về tính toán phân số và ứng dụng trong điều khiển	9
1.2.2. Tổng quan về điều khiển phân số cho hệ đa biến	12
<b>Chương 2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT</b>	<b>23</b>
<b>2.1 Tính toán phân số trong điều khiển</b>	<b>23</b>

2.1.1 Cơ sở toán học của tính toán phân số	23
2.1.2 Vai trò của bậc phân số trong mô tả động lực học hệ thống	24
<b>2.1.3 Ứng dụng của tính toán phân số trong điều khiển</b>	<b>27</b>
2.1.3.1 Giới thiệu bậc phân số trong hệ thống điều khiển	28
2.1.3.2 Mô tả toán học hệ thống sử dụng bậc phân số	29
2.1.3.3 Phân tích các tác động điều khiển bậc phân số tổng quát	31
<b>2.1.4 Bộ điều khiển PID bậc phân số</b>	<b>34</b>
<b>2.2 Kỹ thuật phân ly đơn giản hóa</b>	<b>35</b>
2.2.1 Giới thiệu	35
2.2.2 Phương pháp phân ly đơn giản hóa	35
<b>2.3 Bộ dự báo Smith</b>	<b>37</b>
2.3.1 Dự báo Smith cho hệ đơn biến	37
2.3.2 Cấu trúc bộ dự báo Smith cho hệ đa biến	38
<b>2.4 Giới thiệu nhận dạng hệ thống</b>	<b>40</b>
2.4.1 Tổng quan một số nghiên cứu về nhận dạng hệ thống	41
2.4.2 Nhận dạng hệ tuyến tính đơn biến bằng phương pháp LS	43
2.4.3 Nhận dạng hệ tuyến tính đa biến	44
<b>2.5 Tóm tắt chương 2</b>	<b>46</b>
<b>Chương 3. ĐÁNH GIÁ HỆ THỐNG VÀ ỔN ĐỊNH BỀN VỮNG</b>	<b>48</b>
<b>3.1 Các tiêu chí chất lượng đánh giá hệ thống điều khiển</b>	<b>48</b>
3.1.1. Chỉ số IAE (Integral Absolute Error)	48
3.1.2 Chỉ số ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error)	48
3.1.3 Chỉ số TV (Total Variation)	49
3.1.4 Hàm độ nhạy cực đại	49
<b>3.2 Phân tích ổn định bền vững sử dụng cấu trúc M-<math>\Delta</math></b>	<b>50</b>
3.2.1 Giới thiệu	50

3.2.2 Ổn định nội	52
3.2.3 Định lý độ lợi nhỏ (small gain theorem)	54
<b>3.2.4 Ổn định bền vững cho hệ đa biến</b>	<b>54</b>
3.2.4.1 Cấu trúc phân tích ổn định bền vững	54
3.2.4.2 Giá trị suy biến có cấu trúc (structured singular value)	56
3.2.4.3 Điều kiện ổn định bền vững đối với hệ đa biến có sai số nhân ngõ ra	57
<b>3.3. Tóm tắt chương 3</b>	<b>58</b>
<b>Chương 4. CÁC PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐỀ XUẤT</b>	<b>59</b>
<b>4.1 Kết hợp phân ly đơn giản hóa với bộ dự báo Smith</b>	<b>59</b>
<b>4.2 Đề xuất sử dụng thuật toán tối ưu hóa bầy đàn (PSO) để rút gọn mô hình</b>	<b>62</b>
4.2.1 Giới thiệu thuật toán tối ưu hóa bầy đàn	62
4.2.2 Đề xuất sử dụng thuật toán PSO để rút gọn mô hình	63
<b>4.3 Các đề xuất thiết kế bộ điều khiển PI/PID bậc phân số (FOPI/FOPID)</b>	<b>67</b>
<b>4.3.1 Đề xuất phương pháp thiết kế dựa trên cấu trúc mô hình nội (IMC)</b>	<b>67</b>
4.3.1.1 Quy luật hiệu chỉnh cho các quá trình đa điển hình	69
4.3.1.2 Phân tích ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất	71
<b>4.3.2 Thiết kế bộ điều khiển PI/PID bậc tổng quát cho hệ đa biến bậc cao sử dụng giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu</b>	<b>72</b>
4.3.2.1 Giải thuật tối ưu hóa bầy đa mục tiêu (MOPSO)	72
4.3.2.2 Giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu sử dụng PSO (MOPSO) thiết kế bộ điều khiển	76
4.3.2.3 Phân tích ổn định bền vững của hệ thống thiết kế	78
<b>4.4. Tóm tắt chương 4</b>	<b>80</b>
<b>Chương 5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM</b>	<b>81</b>
<b>5.1 Các bài toán mô phỏng cho các giải pháp đề xuất</b>	<b>81</b>

<b>5.1.1 Phương pháp đề xuất áp dụng cho hệ TITO</b>	<b>81</b>
5.1.1.1 Mô hình tháp Vinante và Luyben (VL)	81
5.1.1.2 Bộ tách dầu nặng (Heavy oil fractionator)	88
<b>5.1.2 Phương pháp đề xuất cho hệ đa biến bậc cao</b>	<b>95</b>
5.1.2.1 Tháp chưng cất Ogunnaike và Ray (OR)	96
5.1.2.2 Hệ thống điều khiển nhiệt độ HVAC	105
<b>5.2 Thực nghiệm điều khiển phân số cho hệ đa biến</b>	<b>112</b>
<b>5.2.1 Giới thiệu mô hình thực nghiệm</b>	<b>112</b>
<b>5.2.2 Nhận dạng hệ bốn nước sử dụng phương pháp LS</b>	<b>117</b>
5.2.2.1 Thu thập dữ liệu	117
5.2.2.2 Áp dụng phương pháp LS cho hệ đa biến (TITO)	118
5.2.2.3 Đánh giá mô hình nhận dạng	119
<b>5.2.3 Thiết kế bộ điều khiển</b>	<b>123</b>
<b>5.3. Tóm tắt chương 5</b>	<b>131</b>
<b>Chương 6. KẾT LUẬN</b>	<b>132</b>
<b>6.1 Các kết quả đạt được</b>	<b>132</b>
<b>6.2 Hạn chế và hướng phát triển</b>	<b>134</b>
<b>CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ</b>	<b>135</b>
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO</b>	<b>136</b>
<b>PHỤ LỤC A</b>	<b>153</b>
<b>PHỤ LỤC B</b>	<b>156</b>

# KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮC

## ▪ Qui ước định dạng

Chữ thường: các hàm số; VD: min, max, lim, sgn...

*Chữ thường và HOA in nghiêng*: các ký hiệu, toán tử toán học; VD:  $y, \alpha, L, F...$

**Chữ thường in đậm**: đại lượng vec-tơ; VD: **g, d, c,...**

**CHỮ HOA IN ĐẬM**: ma trận; VD: **A, B, C, G**

## ▪ Ký hiệu

$D^{-1}f(t)$  Nguyên hàm của hàm số  $f(t)$

${}_0D_t^{-\alpha}f(t)$  Nguyên hàm bậc phân số, bậc  $\alpha$ , của hàm số  $f(t)$

${}_0D_t^{\alpha}f(t)$  Đạo hàm bậc phân số, bậc  $\alpha$ , của hàm số  $f(t)$

$\Gamma(x)$  Hàm số Gamma

$E_{\alpha}(x), E_{\alpha,\beta}(x)$  Hàm số Mittag-Leffler (M-L)

$L[.]$  Toán tử biến đổi Laplace

$F[.]$  Toán tử biến đổi Fourier

$\mathbf{G}_c(s)$  Ma trận hàm truyền bộ điều khiển vòng kín

$\mathbf{G}(s)$  Ma trận hàm truyền của quá trình đa biến

$\hat{\mathbf{G}}(s)$  Mô hình ma trận hàm truyền của hệ thống

$\hat{\mathbf{G}}_0(s)$  Mô hình ma trận hàm truyền bỏ đi thời gian trễ của hệ thống

$\mathbf{D}(s)$  Ma trận phân ly

$\mathbf{Q}(s)$  Ma trận hàm truyền của quá trình sau khi phân ly

$\mathbf{Q}_o(s)$  Là ma trận **Q** sau khi loại bỏ các khâu trễ

$\bar{G}(s)$	Là hàm truyền xấp xỉ của $G(s)$
$q_{ii}$	Các thành phần đường chéo của ma trận $\mathbf{Q}$
$\bar{q}_{ii}$	Là xấp xỉ của $q_{ii}$
$q_o$	Là các hàm truyền $q_{ii}$ sau khi loại bỏ khâu trễ
$d_{ij}$	Là các thành phần của ma trận phân ly $\mathbf{D}$ ( $i \neq j$ )
$g_{ii}$	Các thành phần đường chéo của ma trận $\mathbf{G}$
$\theta$	Thời gian trễ của hệ thống
$\mu(\mathbf{M})$	Hàm tổng hợp $\mu$ ( $\mu$ -synthesis) mô tả giá trị suy biến có cấu trúc của ma trận $\mathbf{M}$
$K_c$	Hệ số tỉ lệ của bộ điều khiển PI/PID
$\tau_I$	Thời gian tích phân của bộ điều khiển PI/PID
$K_I$	Hệ số tích phân của bộ điều khiển PI/PID
$\tau_D$	Thời gian đạo hàm của bộ điều khiển PID
$K_D$	Hệ số đạo hàm của bộ điều khiển PID
$\lambda$	Bậc phân số của khâu tích phân
$\mu$	Bậc phân số của khâu đạo hàm
$\tau_F$	Thời hằng của bộ lọc bậc một

▪ **Từ viết tắt**

AI	Artificial Intelligence <i>Trí thông minh nhân tạo</i>
ARX	Auto Regressive eXternal input <i>Mô hình tự hồi quy với ngõ vào ngoài</i>
ARMAX	Auto Regressive Moving-Average with eXogenous variable <i>Mô hình tự hồi quy trung bình với tín hiệu vào ngoài</i>



BJ	Box Jenkins Mô hình Box Jenkins
CM	Coefficient Matching <i>Đồng nhất hệ số</i>
DRGA	Dynamic Relative Gain Array <i>Dãy độ lợi liên động</i>
DTC	Dead Time Compensator <i>Bộ bù thời gian chết</i>
EA	Evolutionary Algorithm <i>Giải thuật tiến hóa</i>
FO	Fractional Order <i>Bậc phân số</i>
FODE	Fractional Ordinary Differential Equation <i>Phương trình vi phân bậc phân số</i>
FOPDT	First Order Plus Delay Time <i>Hệ bậc một có trễ</i>
FOPI/FOPID	Fractional Order Proportional-Integral/Proportional-Integral-Derivative <i>Điều khiển tỉ lệ-tích phân/tỉ lệ-tích phân-đạo hàm bậc phân số</i>
FOTF	Fractional Order Transfer Function <i>Hàm truyền bậc phân số</i>
FSP	Filter Smith Predictor <i>Bộ dự báo Smith có lọc</i>
GA	Genetic Algorithm <i>Giải thuật di truyền</i>
HVAC	Heating, Ventilating and Air Conditioning <i>Hệ thống sưởi ấm, thông gió và điều hòa không khí</i>

IMC	Internal Model Control <i>Điều khiển mô hình nội</i>
IO	Integer Order – <i>Bậc nguyên</i>
IRID	Impulse Response Invariant Discretization <i>Rời rạc đáp ứng xung hệ bất biến</i>
LS	Least Squared Method <i>Phương pháp bình phương cực tiểu</i>
MFD	Matrix Fraction Description <i>Phương pháp phân ly ma trận</i>
MIMO	Multi Input Multi Output <i>Nhiều ngõ vào, nhiều ngõ ra</i>
MISO	Multi Input Single Output <i>Nhiều ngõ vào, một ngõ ra</i>
MOO	Multi-Objective Optimization <i>Tối ưu hóa đa mục tiêu</i>
MOPSO	Multi-Objective Particle Swarm Optimization <i>Tối ưu hóa bầy đàn đa mục tiêu</i>
MPC	Model Predictive Control <i>Điều khiển dự báo</i>
ODE	Ordinary Differential Equation <i>Phương trình vi phân thường</i>
OE	Output Error <i>Mô hình sai số ngõ ra</i>
PEM	Predicted Error Method <i>Phương pháp sai số dự báo</i>
PF	Pareto Front <i>Tập tối ưu Pareto</i>

PRBS	Pseudo Random Binary Signal <i>Tín hiệu nhị phân giả ngẫu nhiên</i>
PSO	Particle Swarm Optimization <i>Tối ưu hóa bầy đàn</i>
RGA	Relative Gain Array <i>Dãy độ lợi liên quan</i>
SDSP	Simplified Decoupling Smith Predictor <i>Bộ dự báo Smith kết hợp phân ly đơn giản hóa</i>
SP	Smith Predictor <i>Bộ dự báo Smith</i>
SISO	Single Input Single Output <i>Một ngõ vào, một ngõ ra</i>
SOPDT	Second Order Plus Delay Time <i>Hệ bậc hai có trễ</i>
SSV	Structured Singular Value <i>Giá trị suy biến có cấu trúc</i>
TITO	Two Input Two Output <i>Hai ngõ vào, hai ngõ ra</i>

# DANH SÁCH HÌNH ẢNH

<b>Hình 1.1</b>	Cấu trúc điều khiển không tập trung cho hệ đa biến	13
<b>Hình 1.2</b>	Cấu trúc bộ phân ly nghịch tổng quát (Garrido)	16
<b>Hình 1.3</b>	Cấu trúc điều khiển phân ly đơn giản hóa	16
<b>Hình 2.1</b>	Mặt phẳng pha của phương trình VdP khi $\mu = 1$ với các bậc đạo hàm khác nhau	27
<b>Hình 2.2</b>	Biểu đồ Bode của phương pháp xấp xỉ Oustaloup	31
<b>Hình 2.3</b>	Sơ đồ khối của hệ điều khiển vòng kín	31
<b>Hình 2.4</b>	Ảnh hưởng của khâu tích phân bậc phân số cho tín hiệu bậc thang	32
<b>Hình 2.5</b>	Ảnh hưởng của khâu đạo hàm bậc phân số cho tín hiệu bậc thang	33
<b>Hình 2.6</b>	Hệ thống điều khiển phân ly	36
<b>Hình 2.7</b>	Cấu trúc điều khiển dự báo Smith đơn biến	37
<b>Hình 2.8</b>	Cấu trúc điều khiển dự báo Smith đa biến	39
<b>Hình 2.9</b>	Sơ đồ khối hệ tuyến tính rời rạc	43
<b>Hình 3.1</b>	Vòng điều khiển hồi tiếp cơ bản	48
<b>Hình 3.2</b>	Mô tả hình học của hàm độ nhạy	50
<b>Hình 3.3</b>	Đặc tính các dạng mô hình trong miền tần số	51
<b>Hình 3.4</b>	Cấu trúc hệ hồi tiếp âm chuẩn dùng phân tích ổn định bền vững	52
<b>Hình 3.5</b>	Cấu trúc phân tích ổn định nội	53
<b>Hình 3.6</b>	Cấu trúc bất định sai số nhân ngõ ra	55
<b>Hình 3.7</b>	Cấu trúc $M-\Delta$ để phân tích ổn định bền vững hệ đa biến	56
<b>Hình 3.8</b>	Phân tích ổn định bền vững với sai số nhân đầu ra	57
<b>Hình 4.1</b>	Cấu trúc điều khiển phân ly kết hợp với dự báo Smith đa biến	60
<b>Hình 4.2</b>	Cấu trúc tổng quát của giải thuật xấp xỉ	64
<b>Hình 4.3</b>	Lưu đồ giải thuật của giải thuật tối ưu hóa bày đàn dùng để rút gọn mô hình	66

<b>Hình 4.4 (a)</b> Bộ điều khiển hồi tiếp cổ điển	68
(b) Bộ điều khiển theo cấu trúc mô hình nội	68
<b>Hình 4.5</b> Cấu trúc $M-\Delta$ của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất	71
<b>Hình 4.6</b> Minh họa khái niệm vượt trội của các hàm mục tiêu khả thi	73
<b>Hình 4.7</b> Minh họa đường Pareto trong không gian 2D	74
<b>Hình 4.8</b> Lưu đồ giải thuật của thuật toán MOPSO	75
<b>Hình 4.9</b> Cấu trúc một vòng điều khiển của hệ đa biến sau khi phân ly	76
<b>Hình 4.10</b> Lưu đồ của phương pháp chỉnh định đề xuất	78
<b>Hình 4.11</b> Cấu trúc $M-\Delta$ đánh giá ổn định bền vững của hệ thống điều khiển	79
<b>Hình 5.1</b> Đáp ứng của $q_{11}$ theo phương trình 5.5	83
<b>Hình 5.2</b> Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{11}$ (tháp VL)	84
<b>Hình 5.3</b> Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{22}$ (tháp VL)	84
<b>Hình 5.4a</b> Các đáp ứng bậc thang đơn vị vòng kín của vòng 1 (tháp VL)	86
<b>Hình 5.4b</b> Các đáp ứng bậc thang đơn vị vòng kín của vòng 2 (tháp VL)	86
<b>Hình 5.5a</b> Tín hiệu điều khiển của vòng 1 (tháp VL)	87
<b>Hình 5.5b</b> Tín hiệu điều khiển của vòng 2 (tháp VL)	87
<b>Hình 5.6</b> Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững (tháp VL)	88
<b>Hình 5.7</b> Đáp ứng của $q_{11}$ theo phương trình 5.15	90
<b>Hình 5.8</b> Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{11}$ (heavy oil)	91
<b>Hình 5.9</b> Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{22}$ (heavy oil)	91
<b>Hình 5.10a</b> Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 1 (heavy oil)	93
<b>Hình 5.10b</b> Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 2 (heavy oil)	93
<b>Hình 5.11a</b> Tín hiệu điều khiển của vòng 1 (heavy oil)	94
<b>Hình 5.11b</b> Tín hiệu điều khiển của vòng 2 (heavy oil)	94
<b>Hình 5.12</b> Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững (heavy oil)	95
<b>Hình 5.13 a, b, c</b> Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ $q_{11}$ , $q_{22}$ , và $q_{33}$ (tháp OR)	97-98

<b>Hình 5.14 a, b, c</b> Các đường tối ưu Pareto theo hai hàm mục tiêu $J_r$ và $J_d$	99
<b>Hình 5.15a.</b> Đáp ứng điều khiển khi giá trị đặt thay đổi của vòng 1 (tháp OR)	102
<b>Hình 5.15b.</b> Đáp ứng điều khiển khi giá trị đặt thay đổi của vòng 2 (tháp OR)	102
<b>Hình 5.15c.</b> Đáp ứng điều khiển khi giá trị đặt thay đổi của vòng 3 (tháp OR)	103
<b>Hình 5.16 a, b, và c.</b> Các tín hiệu điều khiển của 3 vòng điều khiển (tháp OR)	103, 104
<b>Hình 5.17.</b> Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững (tháp OR)	105
<b>Hình 5.18.</b> Sơ đồ phân cứng hệ thống HVAC 4 phòng [64]	106
<b>Hình 5.19 a, b, c, và d.</b> Các đường tối ưu Pareto theo hai hàm mục tiêu $J_r$ và $J_d$	108
<b>Hình 5.20 a, b, c, và d.</b> Đáp ứng điều khiển khi giá trị đặt thay đổi của 4 vòng điều khiển	110
<b>Hình 5.21 a, b, c, và d.</b> Các tín hiệu điều khiển của 4 vòng điều khiển (hệ HVAC)	111
<b>Hình 5.22.</b> Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững (hệ HVAC)	112
<b>Hình 5.23.</b> Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết	113
<b>Hình 5.24</b> (a) Mô hình thật của hệ bồn nước sau khi thi công	116
(b) Sơ đồ bộ điều khiển	116
<b>Hình 5.25</b> Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 1 ( $h_1$ )	117
<b>Hình 5.26</b> Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 2 ( $h_2$ )	117
<b>Hình 5.27</b> Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 1	119
<b>Hình 5.28</b> Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 2	120
<b>Hình 5.29</b> Đáp ứng của hàm truyền $G_{11}(s)$ và hàm xấp xỉ	121
<b>Hình 5.30</b> Đáp ứng của hàm truyền $G_{12}(s)$ và hàm xấp xỉ	121
<b>Hình 5.31</b> Đáp ứng của hàm truyền $G_{21}(s)$ và hàm xấp xỉ	122
<b>Hình 5.32</b> Đáp ứng của hàm truyền $G_{22}(s)$ và hàm xấp xỉ	122
<b>Hình 5.33</b> Đáp ứng của hàm truyền $q_{11}(s)$ và hàm xấp xỉ bậc phân số	123
<b>Hình 5.34</b> Đặc tính hội tụ của giải thuật PSO khi xấp xỉ $q_{11}(s)$	124
<b>Hình 5.35</b> Đáp ứng của hàm truyền $q_{22}(s)$ và hàm xấp xỉ bậc phân số	124
<b>Hình 5.36</b> Đặc tính hội tụ của giải thuật PSO khi xấp xỉ $q_{22}(s)$	124

<b>Hình 5.37</b>	Đáp ứng điều khiển của ngõ ra thứ 1	125
<b>Hình 5.38</b>	Đáp ứng điều khiển của ngõ ra thứ 2	126
<b>Hình 5.39</b>	Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ bồn nước	127
<b>Hình 5.40</b>	Sơ đồ Simulink chạy chế độ thời gian thực điều khiển hệ bồn liên kết	127
<b>Hình 5.41</b>	Sơ đồ bộ phân ly đơn giản hóa cho hệ bồn liên kết	128
<b>Hình 5.42 a, b</b>	Các bộ điều khiển FOPID điều khiển hệ bồn liên kết	129
<b>Hình 5.43</b>	Sơ đồ khối của khối QuadTank	129
<b>Hình 5.44 a, b</b>	Đáp ứng mức chất lỏng trong cả hai bồn	130
<b>Hình 5.45 a, b</b>	Điện áp điều khiển của hệ bồn nước	131

## DANH SÁCH BẢNG

<b>Bảng 4.1</b> Các thành phần của bộ phân ly đơn giản hóa cho hệ $2 \times 2$ và $3 \times 3$	61
<b>Bảng 4.2</b> Các thành phần đường chéo của các ma trận được phân ly $2 \times 2$ và $3 \times 3$	61
<b>Bảng 4.3</b> Quy luật tính thông số bộ điều khiển cho các trường hợp khác nhau	70
<b>Bảng 5.1</b> Các phương pháp khác nhau dùng điều khiển tháp VL	85
<b>Bảng 5.2</b> Các chỉ số chất lượng của tháp VL bởi các phương pháp khác nhau	88
<b>Bảng 5.3</b> Các phương pháp khác nhau dùng điều khiển bộ tách dầu nặng	92
<b>Bảng 5.4</b> Các chỉ số chất lượng của bộ tách dầu nặng bởi các phương pháp khác nhau	95
<b>Bảng 5.5</b> Các phương pháp khác nhau dùng điều khiển tháp OR	100
<b>Bảng 5.6</b> Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho tháp OR	101
<b>Bảng 5.7</b> Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho hệ HVAC	109
<b>Bảng 5.8</b> Các chỉ số chất lượng của hệ bồn nước bởi các phương pháp khác nhau	126



# PHẦN MỞ ĐẦU

## 1. Đặt vấn đề

Ngày nay, khoa học kỹ thuật không ngừng phát triển, các công nghệ mới gần như cập nhật hàng ngày đã đưa nền sản xuất gần như tự động hóa hoàn toàn với mục tiêu nâng cao năng suất và chất lượng của sản phẩm. Cùng với sự phát triển của công nghệ IoT cũng như trí tuệ nhân tạo (AI), việc vận hành và quản lý dây chuyền sản xuất trở nên dễ dàng và đạt hiệu quả cao. Tuy nhiên, để nền sản xuất trong nước phát triển bền vững và có khả năng tự chủ cao, các nhà khoa học cũng cần phải tập trung nghiên cứu cơ bản để từng bước chủ động làm chủ công nghệ. Với thực tế, gần như toàn bộ thiết bị, bộ điều khiển và thậm chí các chương trình điều khiển đang sử dụng trong các dây chuyền hiện đại đều là ngoại nhập. Do đó, việc làm chủ và có thể tự chế tạo các thiết bị này đóng vai trò quan trọng trong sự phát triển nền công nghiệp hiện đại. Đây là bài toán thực tiễn đặt ra cho các nhà khoa học, nhà nghiên cứu trong nước.

Hầu hết các quá trình sản xuất trong công nghiệp ngày nay là các hệ thống đa biến phức tạp với sự kết nối và tác động lẫn nhau giữa các tín hiệu có trong hệ thống. Một hệ thống phức tạp thường bao gồm nhiều vòng điều khiển khác nhau, mỗi vòng đảm nhận điều khiển một biến có trong hệ. Tuy nhiên, do các biến có mối liên hệ lẫn nhau bởi tính chất vật lý, hóa học, ... nên dẫn đến các vòng điều khiển này lại có sự ảnh hưởng lẫn nhau, có nghĩa là thay đổi thông số đầu vào của một vòng sẽ ảnh hưởng đến đáp ứng của vòng điều khiển khác. Ví dụ như thay đổi nhiệt độ đặt của một vòng điều khiển sẽ ảnh hưởng đến áp suất ngõ ra của vòng điều khiển khác, hoặc thậm chí có thể gây mất ổn định cho hệ thống. Để giải quyết bài toán này, hiện nay, có hai hướng tiếp cận là điều khiển tập trung (centralized) hoặc điều khiển phân cấp (decentralized).

Phương pháp điều khiển tập trung và sử dụng bộ điều khiển PI/PID đa vòng lặp (multi-loop) thường được sử dụng cho các hệ đa biến với sự tương tác thấp (tác động lẫn nhau giữa các biến quá trình không đáng kể), vì cấu trúc đơn giản, tính hiệu quả và tiết kiệm năng lượng. Tuy nhiên, phương pháp điều khiển này trở nên không phù hợp

khi sự tác động tăng lên đáng kể. Trong trường hợp đó, một số giải thuật điều khiển nâng cao được sử dụng như điều khiển dùng mờ, mạng nơ-ron, và đặc biệt là điều khiển dự báo (MPC), tuy nhiên các phương pháp này lại gặp nhiều khó khăn khi thực thi thời gian thực.

Do đó hiện nay, điều khiển phân cấp với kỹ thuật phân ly (decoupling techniques) đang được nhiều nhà nghiên cứu ưa thích. Các kỹ thuật phân ly được sử dụng để tách các biến điều khiển trong hệ thống và từ đó có thể thiết kế các vòng điều khiển độc lập đơn giản. Có nghĩa là, từ một hệ đa biến nhiều ngõ vào-ra, ta có thể chuyển thành nhiều hệ đơn biến. Bên cạnh đó, thời gian trễ cũng là một đặc tính hiện hữu trong các hệ điều khiển quá trình. Thời gian trễ sẽ gây khó khăn trong việc khảo sát đặc tính, thiết kế bộ điều khiển cho hệ, đặc biệt là hệ đa biến với các thời gian trễ khác nhau, cũng như ảnh hưởng xấu đến đáp ứng trong hầu hết các trường hợp.

Nhu cầu về việc thiết kế hệ thống điều khiển giải quyết tất cả các vấn đề trên rất thật sự cần thiết trong các ứng dụng công nghiệp, đặc biệt là các quá trình đem lại lợi ích kinh tế to lớn như phân tách và chưng cất. Các nhà nghiên cứu trong cũng như ngoài nước nỗ lực nghiên cứu phát triển trong thời gian dài nhằm duy trì và cải thiện đáp ứng đồng thời giảm tổn hao cũng như nâng cao tính ổn định bền vững trong các điều kiện hoạt động khác nhau. Theo thống kê ở tài liệu [21], bộ điều khiển PID vẫn đang chiếm đa số (khoảng 90%) trong các bộ điều khiển công nghiệp. Mặc dù đã phát triển trong thời gian dài, và cũng có nhiều phương pháp điều khiển khác được nghiên cứu và phát triển nhưng vẫn chưa có bộ điều khiển nào có thể thay thế hoàn toàn PID trong ứng dụng. Tuy nhiên, luận án này cũng sẽ đặt một hướng tiếp cận tương đối mới khi thiết kế bộ điều khiển PID, đó là **điều khiển bậc phân số** (fractional-order control) dựa trên nền tảng toán học tính toán phân số (fractional calculus).

Một khía cạnh quan trọng khác khi thiết kế bộ điều khiển trong ứng dụng là **mô hình hóa và nhận dạng hệ thống**. Trong hầu hết các hệ thống thực tế ta không thể thiết kế, thử nghiệm giải thuật điều khiển trực tiếp trên đối tượng thật. Tất cả phải tính

toán mô phỏng sử dụng các công cụ phần mềm có sẵn, khi đạt được yêu cầu về chất lượng điều khiển ta mới áp dụng và tinh chỉnh trên hệ thống thật. Do đó, nhu cầu về việc xây dựng các mô hình toán tương đương với hệ thật là thật sự cần thiết. Lý thuyết nhận dạng hệ thống đã được phát triển trong một thời gian dài và cũng có rất nhiều nghiên cứu về lĩnh vực này từ hệ tuyến tính cho đến hệ phi tuyến. Công cụ nhận dạng hệ thống của Matlab (Ident Toolbox) cũng được phát triển khá đầy đủ, đặc biệt dành cho hệ tuyến tính và phi tuyến một ngõ vào, một ngõ ra (SISO). *Đề tài này cũng sẽ mở rộng các kỹ thuật nhận dạng cho hệ đơn biến để sử dụng cho hệ đa biến nhiều ngõ vào, nhiều ngõ ra (MIMO).*

## **2. Mục tiêu và nhiệm vụ nghiên cứu**

Dựa trên các vấn đề đã đề cập trên, trong luận án này tác giả sẽ tập trung nghiên cứu một số nội dung sau:

- Tìm hiểu kỹ thuật phân ly cho hệ đa biến. Đề xuất giải pháp cải tiến phương pháp tính toán để thuận tiện hơn trong việc tính toán thiết kế hệ phân ly.
- Đề xuất cấu trúc điều khiển mới cho hệ đa biến nhằm cải thiện đáp ứng của hệ không những khi giá trị đặt thay đổi mà còn khi bị ảnh hưởng bởi nhiễu quá trình. Bên cạnh đó còn có khả năng loại bỏ ảnh hưởng của đặc tính trễ trong quá trình thiết kế. Đánh giá ổn định bền vững của cấu trúc điều khiển đề xuất.
- Nghiên cứu bộ điều khiển PID phân số dựa trên nền tảng toán học tính toán phân số. Đề xuất các quy luật hiệu chỉnh thông số mới để thiết kế bộ điều khiển PID bậc phân số cho hệ đa biến.
- Xây dựng mô hình thực nghiệm để kiểm chứng phương pháp đề xuất trên lý thuyết. Đề xuất phương pháp nhận dạng hệ đa biến để có mô hình toán phục vụ việc thiết kế các bộ điều khiển. Kiểm chứng kết quả trên mô hình thực nghiệm.

### **3. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu**

Đối tượng nghiên cứu chính trong luận án là hệ đa biến và bộ điều khiển bậc phân số. Hệ đa biến là hệ thống có nhiều ngõ vào, nhiều ngõ ra và rất phổ biến trong lĩnh vực điều khiển quá trình. Rõ ràng, hệ không vuông là trường hợp tổng quát của hệ đa biến nhưng sẽ gặp khó khăn trong việc tính toán các ma trận không vuông. Tuy nhiên trong điều khiển quá trình đa biến, ta hoàn toàn có thể lựa chọn số biến điều khiển bằng và phù hợp nhất để điều khiển số ngõ ra mong muốn, các biến còn lại được xem là nhiễu quá trình. Do đó, để đơn giản hóa trong việc thiết kế bộ điều khiển, hệ vuông thường được sử dụng hơn và rất nhiều công trình nghiên cứu về hệ đa biến đều liên quan đến hệ vuông. Trong luận án này, NCS cũng giới hạn chỉ nghiên cứu hệ đa biến vuông, và do đó ma trận hàm truyền sẽ là ma trận vuông, tổng quát sẽ có dạng  $n \times n$ .

Về nghiên cứu lý thuyết của hệ đa biến tác giả sẽ tổng quát cho hệ bậc  $n$ . Tuy nhiên, theo khảo sát ở các nghiên cứu mô phỏng được công bố trên thế giới, hầu như chỉ giới hạn cho hệ  $4 \times 4$ . Việc thiết kế bộ điều khiển tổng quát cho tất cả hệ đa biến có bậc khác nhau là vấn đề rất khó. Do đó trong luận án này, tác giả cũng chỉ đề xuất các phương án thiết kế khác nhau cho hệ bậc thấp ( $2 \times 2$ ) và các hệ bậc cao hơn ( $3 \times 3$  và  $4 \times 4$ ) trong phần nghiên cứu mô phỏng. Để thuận tiện việc mô phỏng và so sánh với các phương pháp đã công bố khác, tác giả sẽ sử dụng các mô hình chuẩn trong các tài liệu đã công bố cho các hệ đa biến trên.

Trong phần thực nghiệm, do điều kiện hạn chế về kinh phí cũng như thiết bị, nên tác giả cũng chỉ kiểm chứng cho hệ  $2 \times 2$ .

### **4. Hướng tiếp cận và phương pháp nghiên cứu**

Mục tiêu chính của luận án là thiết kế bộ điều khiển bậc phân số cho hệ đa biến. Do đó, để đảm bảo tính mới của nội dung nghiên cứu, tác giả sẽ khảo sát các công trình nghiên cứu liên quan gần đây từ các tạp chí quốc tế uy tín trong lĩnh vực nghiên cứu.

Sau quá trình phân tích đánh giá các nghiên cứu trước, tác giả đưa ra hướng nghiên cứu cụ thể và những vấn đề cần phải giải quyết trong luận án.

Dựa trên nền tảng lý thuyết điều khiển cũng như điều khiển bậc phân số, tác giả đề xuất các giải pháp khác nhau để điều khiển cho các hệ đa biến khác nhau. Các phương pháp đề xuất được mô phỏng đánh giá đồng thời cũng so sánh với các phương pháp nổi bật khác từ các nghiên cứu đã công bố trên các tạp chí có uy tín. Bên cạnh đó, mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết (quadrature tank) cũng sẽ được xây dựng nhằm minh chứng cho khả năng ứng dụng thực tiễn của các phương pháp đề xuất.

## **5. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài nghiên cứu**

Các kết quả nghiên cứu đã đạt được được tóm tắt thành các nội dung chính như sau:

- ***Ý nghĩa khoa học:***

- *Phân tích sự cần thiết của bậc phân số trong việc mô tả đặc tính động học của một số phương trình nổi tiếng. Từ đó lý giải sự cần thiết của tính toán phân số trong lĩnh vực điều khiển. Nghiên cứu ảnh hưởng của đạo hàm và tích phân bậc phân số lên tín hiệu điều khiển trong cấu trúc bộ điều khiển hồi tiếp phổ biến. Các kết quả mô phỏng đều cho thấy bộ điều khiển bậc phân số làm cho tín hiệu điều khiển linh động, ít bị ảnh hưởng bởi nhiễu và cũng làm cho toàn bộ hệ thống điều khiển bền vững hơn.*

- *Sử dụng kỹ thuật phân ly đơn giản hóa được đề xuất bởi Vu và Lee, tác giả đã thành công đề xuất sử dụng giải thuật PSO trong việc rút gọn và đơn giản hóa các hàm truyền thành phần của ma trận phân ly cũng như ma trận sau khi phân ly. Việc này nhằm đơn giản hóa việc tính toán khi bậc của hệ tăng cao. Các kết quả mô phỏng đạt được minh chứng phương pháp đề xuất cho kết quả xấp xỉ tốt hơn hẳn các phương pháp của các công bố trước.*

- Đề xuất cấu trúc điều khiển mới cho hệ đa biến trong đó kết hợp kỹ thuật phân ly đơn giản hóa và bộ dự báo Smith. Mặc dù cấu trúc bộ điều khiển tương đối phức tạp, nhưng hiệu quả mang lại tốt hơn khi so sánh với các phương pháp khác.

- Nghiên cứu tính toán phân số (fractional calculus) và ứng dụng trong lĩnh vực điều khiển, đặc biệt là bộ điều khiển PID phân số (FOPID). Đề xuất bộ điều khiển phân số và các phương pháp hiệu chỉnh thông số cho các bộ điều khiển đa biến. Tác giả đề xuất 2 phương pháp cụ thể:

✓ Với hệ đa biến bậc thấp ( $2 \times 2$ ), sử dụng cấu trúc mô hình nội (IMC) với cấu trúc bộ điều khiển phân số đề xuất. Để tìm các thông số của bộ điều khiển tác giả tinh chỉnh thời hằng đáp ứng mong muốn để thỏa hiệp giữa đáp ứng giá trị đặt thay đổi (servomechanism problem) và đáp ứng của nhiều quá trình tác động vào hệ thống (regulator problem).

✓ Với hệ đa biến bậc cao ( $3 \times 3$  và  $4 \times 4$ ), sử dụng tối ưu hóa bầy đàn đa mục tiêu (MOPSO) để tìm thông số điều khiển với hàm mục tiêu cực tiểu sai số cả khi giá trị đặt thay đổi và nhiễu thay đổi. Các nghiệm khả dĩ của bài toán tối ưu sẽ hội tụ trên đường Pareto, và từ đó sẽ chọn nghiệm (thông số điều khiển) phù hợp thông qua giá trị của hàm độ nhạy cực đại  $M_s$  nhằm đảm bảo ổn định bền vững của các vòng điều khiển.

- Các phương pháp đề xuất được kiểm chứng thông qua việc so sánh với các phương pháp khác đã được công bố sử dụng các mô hình chuẩn thường được nghiên cứu trong lĩnh vực điều khiển quá trình.

• **Ý nghĩa thực tiễn:**

- Các phương pháp thiết kế đề xuất trong luận án đều thuộc nhóm phương pháp thiết kế dựa vào mô hình (model-based methods), nên việc cần tìm mô hình toán của đối tượng là thiết yếu. Tuy nhiên, trong thực tế, tìm được mô hình chính xác của đối tượng là không thể, sự sai lệch giữa mô hình tìm được và mô hình thật của đối tượng

dẫn đến trường hợp phương pháp thiết kế không ứng dụng được trong thực tế. Do đó, sự ổn định bền vững là một tiêu chí quan trọng minh chứng cho khả năng ứng dụng của hệ thống điều khiển. Trong luận án, tác giả sử dụng cấu trúc  $M-\Delta$  và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty) để phân tích và đánh giá ổn định bền vững cho các phương pháp điều khiển đề xuất. Kết quả mô phỏng chứng tỏ sự ổn định bền vững của cấu trúc đề xuất, nghĩa là phương pháp đề xuất có khả năng ứng dụng cao.

- Nghiên cứu phương pháp nhận dạng cho hệ đa biến bằng cách sử dụng kỹ thuật phân ly ma trận (MFD) để chuyển đổi hệ MIMO thành hệ nhiều ngõ vào, một ngõ ra (MISO). Từ đó có thể áp dụng kỹ thuật nhận dạng phổ biến của hệ đơn biến là bình phương cực tiểu (least squares method) để nhận dạng hệ đa biến. Ứng dụng phương pháp đề xuất nhận dạng mô hình bốn bồn nước liên kết (quadruple tank).

- Phương pháp thiết kế cho bộ điều khiển bậc phân số được kiểm chứng thực nghiệm cho hệ bốn bồn nước với ma trận hàm truyền  $2 \times 2$ . Kết quả điều khiển minh chứng rõ ràng khả năng ứng dụng thực tế của điều khiển bậc phân số cũng như phương pháp thiết kế đề xuất. Trên thế giới, lĩnh vực điều khiển hệ đa biến ứng dụng nhiều trong các hệ thống chưng cất, các quá trình sản xuất đều mang lại lợi ích kinh tế rất lớn. Phương pháp đề xuất cũng đã chứng tỏ khả năng ứng dụng cao nên nếu được triển khai vào thực tế sẽ mang ý nghĩa thực tiễn to lớn.

## 6. Cấu trúc của luận án

Luận án được trình bày trong 6 chương, bao gồm 98 hình, 11 bảng biểu và phụ lục. Bố cục của luận án được chia ra như sau:

**Chương 1: Tổng quan.** Nội dung chương này giới thiệu chung tình hình nghiên cứu các lĩnh vực liên quan đến đề tài. Từ các phân tích những tồn tại đang có, từ đó đề ra mục tiêu nghiên cứu trọng tâm của đề tài.

**Chương 2: Cơ sở lý thuyết.** Chương này trình bày các cơ sở lý thuyết về điều khiển phân số. Phân tích ảnh hưởng của tích phân và đạo hàm bậc phân số lên đáp ứng của

bộ điều khiển vòng kín, là cơ sở cho việc lựa chọn bộ điều khiển phân số trong nghiên cứu. Các nghiên cứu trước mà tác giả sẽ kể thừa trong luận án này như kỹ thuật phân ly đơn giản hóa cho hệ đa biến và bộ dự báo Smith cũng sẽ được giới thiệu. Để phục vụ phần thực nghiệm, lý thuyết mô hình hóa và nhận dạng cho hệ đơn biến dùng phương pháp bình phương tối thiểu (least squares method) cũng được giới thiệu, và từ đó được mở rộng sang nhận dạng cho hệ đa biến.

**Chương 3:** *Đánh giá hệ thống và sự ổn định bền vững.* Các chỉ tiêu chất lượng sử dụng trong luận án dùng trong nghiên cứu mô phỏng và thực nghiệm được giới thiệu trong chương này. Tiêu chí ổn định bền vững sử dụng hàm độ nhạy cực đại và cấu trúc đánh giá ổn định bền vững của hệ thống điều khiển đề xuất cũng được giới thiệu.

**Chương 4:** *Các phương pháp thiết kế đề xuất.* Giới thiệu cấu trúc điều khiển kết hợp giữa phân ly đơn giản hóa và bộ dự báo Smith cho hệ đa biến. Giải thuật PSO dùng để rút gọn các hàm truyền khi tính toán bộ phân ly cũng được trình bày trong chương này. Bên cạnh đó, phương pháp hiệu chỉnh đề xuất sử dụng cấu trúc mô hình nội dành cho hệ đa biến bậc thấp ( $2 \times 2$ ) và giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu (MOPSO) tìm thông số điều khiển cho hệ bậc cao ( $3 \times 3$  và  $4 \times 4$ ) cũng được giới thiệu.

**Chương 5:** *Kết quả mô phỏng và thực nghiệm.* Các phương pháp đề xuất bao gồm cấu trúc bộ điều khiển và các quy luật tìm thông số điều khiển được kiểm chứng thông qua nghiên cứu mô phỏng. Các kết quả đạt được được so sánh với các phương pháp nổi tiếng khác nhằm minh chứng hiệu quả của phương pháp đề xuất. Sự ổn định bền vững của cấu trúc điều khiển đề xuất cũng được nghiên cứu thấu đáo thông qua lý thuyết ổn định bền vững ở chương 3. Hơn nữa, phương pháp đề xuất còn được minh chứng thông qua mô hình thực nghiệm là hệ bốn bồn nước liên kết.

**Chương 6:** *Kết luận.* Các kết quả đạt được của luận án được tổng kết trong chương này. Sau khi phân tích ưu và nhược của các phương pháp đề xuất, các hướng nghiên cứu tiếp theo cũng được tổng kết. Bên cạnh đó, các công bố liên quan đến luận án bao gồm hội nghị và tạp chí cũng được liệt kê trong chương này.



# Chương 1

## TỔNG QUAN

### 1.1. Giới thiệu hướng nghiên cứu

Toán tử sai phân  $d/dx$  quá quen thuộc với chúng ta, tuy nhiên có bao giờ ta tự hỏi tại sao bậc của sai phân phải là số nguyên mà không phải là số hữu tỉ, phân số, thậm chí là số phức. Ngay lúc bắt đầu có các phép tính đạo hàm và tích phân, 1695, trong lá thư gửi cho L'Hôpital, Leibniz đã hỏi: “*Ý nghĩa của đạo hàm với bậc nguyên có thể được tổng quát hóa thành đạo hàm với bậc không nguyên?*”. L'Hôpital rất tò mò về câu hỏi và đã trả lời bằng một câu hỏi khác: “*Nó như thế nào nếu bậc là 1/2?*”. Leibniz trong lá thư trả lời, 30/09/1695, “*Nó sẽ dẫn đến tranh cãi mà một ngày nào đó sẽ tạo ra các kết quả có ích*”. Câu hỏi được đưa ra bởi Leibniz về đạo hàm bậc không nguyên tiếp tục là chủ đề trong hơn 300 năm và ngày nay nó được biết đến là *tính toán phân số (fractional calculus)*, sự tổng quát hóa của tích phân và đạo hàm với bậc bất kì (không nguyên).

Tuy nhiên, ứng dụng của tính toán phân số trong điều khiển chỉ mới phát triển trong khoảng hai thập niên gần đây. Đặc biệt, khi Podlubny đề xuất bộ điều khiển PID phân số như là trường hợp tổng quát của bộ PID cổ điển. Trong đó, thông số của bộ điều khiển được bổ sung thêm hai hệ số là bậc của khâu đạo hàm và khâu tích phân (bậc phân số). Đây là một hướng nghiên cứu mới trong kỹ thuật điều khiển với nhiều bài toán mở, và đó cũng là hướng tiếp cận của đề tài, đó là *điều khiển bậc phân số (fractional-order control)* dựa trên nền tảng toán học tính toán phân số (fractional calculus).

### 1.2. Tổng quan tình hình nghiên cứu

#### 1.2.1 Tổng quan về tính toán phân số và ứng dụng trong điều khiển

Tính toán phân số đã được ứng dụng ở nhiều lĩnh vực kỹ thuật khác nhau, chẳng hạn như kỹ thuật điện-điện tử [1 – 3], kỹ thuật cơ khí [4, 5], kỹ thuật môi trường [6], và kỹ thuật sinh học-y tế [7, 8]. Một số sách chuyên khảo điển hình về điều khiển phân số có thể tra cứu ở các tài liệu [9 – 13].

Cho đến hiện nay, giới thiệu tính toán phân số vào lý thuyết điều khiển không còn là một chủ đề mới. Bode và Tustin cùng các cộng sự được xem như là những người tiên phong (1945) [14], với phương pháp thiết kế dựa trên đường đặc tính có bậc tổng quát ở miền tần số mà hiện nay vẫn được sử dụng nhiều trong các bài toán thiết kế bộ điều khiển ở miền tần số. Bắt đầu từ thập niên 90 cho đến vài năm gần đây, điều khiển phân số bắt đầu thu hút ngày càng nhiều chú ý từ các nhóm nghiên cứu khác nhau bởi nhiều lợi ích mà nó mang lại. Trong số những người tiên phong, các đóng góp của Podlubny và các cộng sự được sử dụng một cách rộng rãi. Bài báo [15], Podlubny trình bày các lợi ích của mô hình các hệ thống động với bậc là số thực ngẫu nhiên và đề xuất ý tưởng của bộ điều khiển PID phân số ( $PI^\lambda D^\mu$ ). Dựa trên ý tưởng của bài báo này, điều khiển bậc phân số phát triển mạnh mẽ không những trong tính toán mô phỏng mà còn nghiên cứu khả năng hiện thực hóa hệ thống động có bậc phân số và bộ điều khiển phân số được nghiên cứu [16–20].

Trong lĩnh vực điều khiển phân số, hai nhóm nghiên cứu nổi tiếng với nhiều công trình đã công bố về mô phỏng điều khiển phân số cũng như khả năng thực thi trong các ứng dụng. *Nhóm nghiên cứu của Chen* là một trong những nhóm đóng góp hàng đầu trong lĩnh vực này. Tài liệu [10, 21] là nguồn tài liệu rất tốt cho việc tìm hiểu và nghiên cứu điều khiển phân số, các tài liệu cung cấp các kiến thức nền tảng cũng như từng bước phát triển bộ điều khiển PID bậc phân số. Các phép toán xấp xỉ số học và ứng dụng thực tế cũng được phát triển bởi nhóm của Chen. Nhóm của ông cũng đã đề xuất phương pháp hiệu chỉnh thực tế cho bộ điều khiển tỉ lệ-tích phân phân số (FOPI) dành cho hệ bậc một có trễ (FOPTD) dưới dạng công cụ tích hợp vào Matlab, F-MIGO [22 –

24]. Phương pháp này được nhóm tác giả khẳng định có thể mở rộng cho hệ bậc cao hơn.

Bộ điều khiển phân số thậm chí còn được áp dụng vào việc điều khiển bay của phương tiện bay không người lái (UAV) [25], việc điều khiển của hệ truyền động servo của ổ cứng [26, 27]. Ngoài ra nhóm của ông còn nghiên cứu về sự ổn định của hệ thống bậc phân số và bộ điều khiển phân số [28 – 30], nhận dạng hệ phi tuyến có bậc phân số [31]. Một số giải thuật điều khiển khác cũng được xem xét như Yin và các cộng sự sử dụng điều khiển trượt thích nghi của hệ hỗn loạn (chaotic systems) bậc phân số [32]; Malek và các cộng sự tối ưu hóa năng lượng mặt trời nhận được sử dụng kỹ thuật điều khiển phân số trong điều khiển bám quỹ đạo [33].

Nhóm tiêu biểu thứ hai được thành lập bởi Oustaloup, Trigeassou và Malti là những thành viên của nhóm CRONE nổi tiếng. CRONE Toolbox được phát triển bởi nhóm là một trong những công cụ Matlab/Simulink sớm nhất chuyên về điều khiển phân số, dựa trên những nghiên cứu của nhóm về sự ổn định và bền vững của các bộ điều khiển bậc phân số [34 – 36]. Họ cũng đồng thời nghiên cứu các phương pháp nhận dạng sử dụng mô hình sai phân phân số [36 – 39]; nhận dạng hệ phi tuyến sử dụng mô hình Hammerstein phân số [40]; sử dụng chuỗi Volterra phân số [41].

Bên cạnh những công việc được công bố từ hai nhóm tiêu biểu trên, nhiều tác giả nổi tiếng khác và những thành tựu đáng được ghi nhận liên quan đến lĩnh vực này cũng đáng để đề cập đến. *Phân tích sự ổn định* luôn luôn là chủ đề cơ bản và quan trọng trong hệ thống điều khiển. Điều này vẫn đúng cho hệ phân số, [42, 43] là các nghiên cứu đầu tiên liên quan đến chủ đề này thực hiện bởi Matignon và các cộng sự. Bài báo [44] thảo luận điều kiện cần và đủ cho việc ổn định của hệ tuyến tính phân số. [45] đề xuất giải thuật cho việc ổn định hệ phân số có trễ sử dụng bộ PID phân số. [46] phân tích sự ổn định của mô hình trạng thái phân số rời rạc. Giải thuật tính toán số cho việc kiểm tra sự ổn định của hệ phân số có trễ được phát triển ở [47].

Theo những nghiên cứu đã trình bày trên ta thấy kỹ thuật điều khiển phân số đã được nghiên cứu thấu đáo cho hệ đơn biến tuyến tính. Các công cụ thường dùng cho việc khảo sát, thiết kế bộ điều khiển hệ đơn biến dần dần được mở rộng sang tính toán phân số. *Tuy nhiên áp dụng điều khiển phân số vào các quá trình đa biến vẫn là bài toán mở và cần được tập trung nghiên cứu vì hầu hết các ứng dụng trong thực tế là hệ đa biến.*

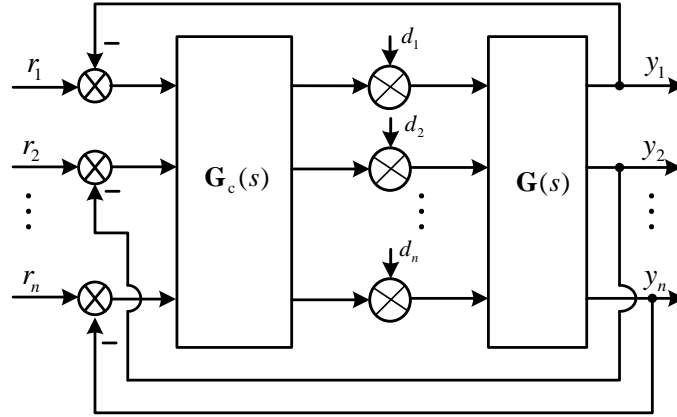
### **1.2.2 Tổng quan về điều khiển phân số cho hệ đa biến**

Hệ đa biến là hệ thống có nhiều ngõ vào, nhiều ngõ ra và rất phổ biến trong lĩnh vực điều khiển quá trình. Hệ đa biến được chia làm hai loại: hệ đa biến vuông với số tín hiệu vào-ra bằng nhau và sẽ được đại diện bởi ma trận hàm truyền vuông, và hệ đa biến không vuông với số tín hiệu vào-ra khác nhau. Rõ ràng hệ không vuông là trường hợp tổng quát của hệ đa biến nhưng sẽ gặp khó khăn trong việc tính toán các ma trận không vuông. Để khắc phục khó khăn này, hiện nay cũng đã có nhiều phương pháp và công cụ hỗ trợ việc tính toán ma trận không vuông. Tuy nhiên trong điều khiển quá trình đa biến, ta hoàn toàn có thể lựa chọn số biến điều khiển bằng và phù hợp nhất để điều khiển số ngõ ra mong muốn, các biến còn lại được xem là nhiễu quá trình. Do đó, để đơn giản hóa trong việc thiết kế bộ điều khiển, hệ vuông thường được sử dụng hơn và rất nhiều công trình nghiên cứu về hệ đa biến đều liên quan đến hệ vuông. Trong luận án này, NCS cũng chỉ nghiên cứu hệ đa biến vuông, và do đó trong luận án này, nếu không có ghi chú khác thì hệ đa biến được hiểu là hệ đa biến vuông.

Khó khăn lớn nhất khi điều khiển hệ đa biến là sự tương tác giữa các tín hiệu vào-ra và các biến quá trình có trong hệ thống. Thông thường, có hai cấu trúc điều khiển chính cho hệ đa biến:

- *Điều khiển không tập trung (decentralized control) [48–51] hay còn gọi là bộ điều khiển đa vòng lặp (multi-loop). Một đặc trưng rất quan trọng của hệ đa*

biến là sự tương tác qua lại giữa các biến và dẫn đến sự tương tác giữa các vòng điều khiển với nhau.



**Hình 1.1.** Cấu trúc điều khiển không tập trung cho hệ đa biến

*Dãy độ lợi tương quan* (RGA) và chỉ số Niederlinski (NI) là công cụ hữu hiệu để đo sự tương tác của quá trình đa biến bởi thông tin độ lợi ở trạng thái xác lập [52]. Tuy nhiên, hai thông số trên đảm bảo điều kiện cần và đủ để cho hệ  $2 \times 2$  ổn định, và chỉ là điều kiện cần cho hệ bậc cao hơn. Do đó, phiên bản động của RGA (DRGA) được đề xuất với sự phụ thuộc vào tần số và thay thế các độ lợi tĩnh bằng các hàm truyền tương ứng [53]. Tuy nhiên, DRGA khó tính toán và không phù hợp với ứng dụng. *Dãy tương quan độ lợi chuẩn hóa* (RNGA) được đề xuất ở [54] kết hợp cả thông tin độ lợi ở trạng thái xác lập (RGA) và cả thông tin của quá trình quá độ mà không cần cả hàm truyền của mô hình. Từ đó, phương pháp này thuận lợi hơn trong việc tìm cặp biến vào-ra phù hợp nhất và quyết định cấu trúc của bộ điều khiển cho hệ đa biến. Việc tiếp theo chỉ là thiết kế các bộ điều khiển đơn biến cho từng cặp vào-ra phù hợp nhất. Một số phương pháp hiệu chỉnh bộ điều khiển điển hình của cấu trúc này là phương pháp hiệu chỉnh hệ số (detuning factor method), phương pháp đóng mạch vòng tuần tự (sequential loop closing method). Phương pháp hiệu chỉnh độc lập

(independent design method) của Vu và Lee đề xuất (2010) [55] đơn giản hóa quá trình thiết kế khi không cần dùng các chỉ số đo sự tương tác mà sử dụng các tìm hàm truyền vòng hở tương đương (EOTF) để tách hệ đa biến thành các vòng độc lập, phương pháp đã được tổng quát cho hệ bậc  $n \times n$ . Tuy nhiên, nhìn chung các phương pháp này chỉ thích hợp với hệ có sự tương quan giữa các biến quá trình thấp.

Ưu điểm của điều khiển không tập trung là việc thiết kế bộ điều khiển trở nên đơn giản, và có thể sử dụng các kỹ thuật thiết kế cho hệ đơn biến. Dù vậy, phương pháp này chỉ phù hợp cho hệ có sự tương tác không đáng kể giữa các biến, nếu sự tương tác tăng lên việc hiệu chỉnh để triệt tiêu sự ảnh hưởng trở nên khó khăn và ảnh hưởng trực tiếp đến đáp ứng của hệ, và trong trường hợp xấu có thể làm hệ mất ổn định. Do đó, điều khiển tập trung vẫn thu hút được nhiều nhà nghiên cứu hơn với nhiều phương án tiếp cận khác nhau.

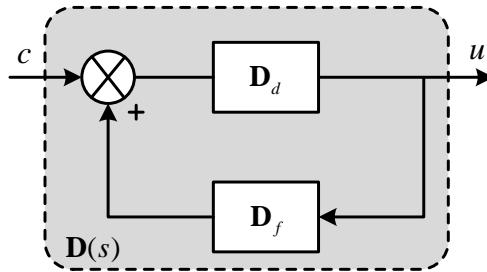
- *Điều khiển tập trung (centralized control)* [56]: Trong phương pháp này, có hai giải pháp chính: thứ nhất là *điều khiển tập trung thuần nhất* (purely centralized control) với ma trận điều khiển đầy đủ bậc được các nhà nghiên cứu khuyến khích sử dụng cho hệ đa biến với sự tương tác mạnh. Trong thời gian gần đây, kỹ thuật điều khiển dự báo (MPC) đã trở thành giải pháp chuẩn và đã đạt được nhiều thành công trong nghiên cứu hàn lâm cũng như ứng dụng [57, 58]. Tuy nhiên, trong hệ thống điều khiển nhiều tầng trong thực tế, MPC chỉ là giải pháp cho các tầng điều khiển cấp cao (vòng ngoài) do đặc tính cần thời gian dự báo dài và hạn chế về băng thông. Các tầng điều khiển cấp thấp (vòng trong) vẫn cần giải pháp cho các bộ điều khiển PID đa biến kinh điển. Hơn nữa, cấu trúc điều khiển tập trung thuần nhất cần số lượng bộ điều khiển rất lớn ( $n \times n$  bộ điều khiển cho hệ bậc  $n$ ) sẽ dẫn đến tốn thời gian hiệu chỉnh và gia tăng chi phí khi ứng dụng trong thực tế.

Hướng tiếp cận thứ hai của điều khiển tập trung là áp dụng các *kỹ thuật phân ly* (decoupling techniques) cùng với bộ điều khiển ma trận đường chéo. Nghĩa là số bộ điều khiển cần cho hệ đa biến bậc  $n$  sẽ là  $n$  bộ điều khiển. Do sự đơn giản và hiệu quả của phương pháp này nên đã thu hút sự quan tâm đáng kể của các nhà nghiên cứu. Nhiều công bố về sự phát triển và ứng dụng của kỹ thuật điều khiển phân ly đã được công bố [59–70], dù vậy hầu hết chỉ tập trung vào hệ hai ngõ vào, hai ngõ ra (TITO). Trong thời gian gần đây, các nhà nghiên cứu đã dần phát triển lên cho hệ đa biến bất kỳ, Vu và Lee (2013) với phân ly đơn giản hóa [67] hay Garrido cùng các cộng sự với phân ly nghịch (2014) [68–70].

Trong kỹ thuật phân ly có ba phương pháp chính đó là *phân ly lý tưởng*, *phân ly đơn giản hóa* và *phân ly nghịch* với sự lựa chọn phương pháp cụ thể phụ thuộc chủ yếu vào ưu điểm và giới hạn của từng phương pháp trong ứng dụng [60]. *Phân ly lý tưởng* đơn giản hóa việc thiết kế bộ điều khiển bởi vì ma trận hàm truyền của hệ sau khi phân ly có dạng ma trận đường chéo với các thành phần đường chéo chính bằng các thành phần đường chéo chính của ma trận hàm truyền hệ thống ban đầu. Việc này làm phương pháp này khó có thể áp dụng vào thực tế do các thành phần của ma trận phân ly phức tạp, gặp vấn đề về tính khả thi (realizability) và nhạy với sai số của mô hình. Hai kỹ thuật phân ly còn lại được các nhà nghiên cứu quan tâm nhiều hơn và công bố nhiều công trình quan trọng liên quan.

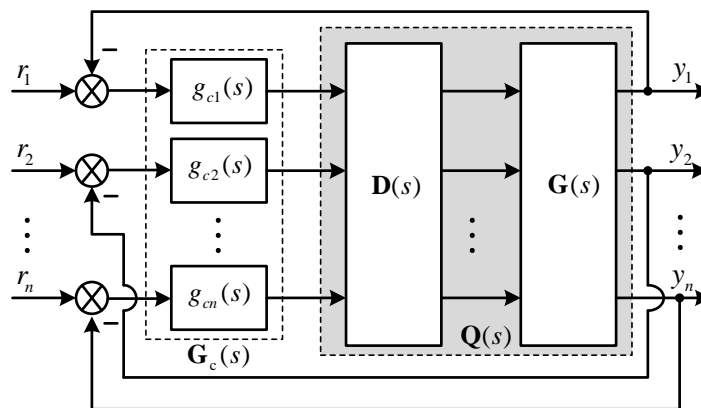
Garrido và các cộng sự đã công bố nhiều công trình quan trọng về *phân ly nghịch*. Trong trường hợp tổng quát, bộ phân ly gồm 2 thành phần  $D_d$  và  $D_f$  như hình 1.2. Mặc dù nhóm tác giả đã phát triển phương pháp phân ly nghịch cho trường hợp tổng quát, hệ đa biến  $n \times n$  [69], nhưng việc lựa chọn cấu trúc của các ma trận phân ly cũng như việc tính toán trở nên phức tạp khi bậc của hệ đa biến tăng cao. Phương pháp này thường chỉ phù hợp với hệ bậc  $2 \times 2$ , khi

bậc tăng lên không có phương pháp cụ thể để chọn cấu trúc của các ma trận phân ly. Các tác giả cũng đã đề xuất phương pháp thiết kế bộ điều khiển dựa trên cấu trúc mô hình nội (IMC) cho hệ phân ly nghịch [70].



**Hình 1.2:** Cấu trúc bộ phân ly nghịch tổng quát (Garrido) [69]

*Phân ly đơn giản hóa* là hệ thống phân ly mà trong đó các thành phần đường chéo của ma trận phân ly bằng đơn vị và đã được chứng minh sự ổn định bền vững với các hệ đa biến khác nhau. Tuy nhiên, ma trận hàm truyền sau khi phân ly còn phức tạp gây khó khăn cho việc thiết kế thông số bộ điều khiển. Vu và Lee [67] đã mở rộng kỹ thuật phân ly đơn giản hóa cho hệ đa biến bậc  $n$ , trong công bố của mình, các tác giả đã minh chứng phương pháp thiết kế thành công cho các hệ đa biến khác nhau.



**Hình 1.3.** Cấu trúc điều khiển phân ly đơn giản hóa [67]



Việc tính toán các ma trận phân ly ( $\mathbf{D}(s)$ ) và sau khi phân ly ( $\mathbf{Q}(s)$ ) của cả hai cấu trúc trên (phân ly nghịch và đơn giản hóa) thường dẫn đến các hàm truyền thành phần rất phức tạp, không phù hợp để phân tích, thiết kế và triển khai các bộ phân ly cũng như các bộ điều khiển tương ứng trong thực tế. Do đó, các phương pháp tìm hàm truyền tương đương (ETF) cũng là một phần nghiên cứu của việc thiết kế bộ điều khiển. Hiện nay có nhiều phương pháp xấp xỉ khác nhau để rút gọn các hàm truyền phức tạp về dạng đơn giản và phổ biến (đối với lĩnh vực điều khiển quá trình, thường là hệ bậc 1 hoặc bậc 2 có trễ) như phương pháp sai số dự báo (PEM), phương pháp sai số bình phương tối thiểu ở miền tần số, hay đồng nhất hệ số (CM). Tuy nhiên, tất cả các phương pháp trên chỉ mới sử dụng cho hàm truyền bậc nguyên và gánh nặng tính toán sẽ tăng lên khi bậc của hệ thống tăng cao. Bài toán xấp xỉ hàm truyền tương đương với bài toán mô hình hóa và nhận dạng hệ thống trong trường hợp nhận dạng mô hình có tham số với dạng hàm truyền được biết trước. Để giảm bớt gánh nặng tính toán đặc biệt khi bậc của hệ đa biến tăng cao hoặc trong trường hợp tổng quát khi bậc của các hàm truyền thành phần là số thực, *trong luận án này, NCS đề xuất sử dụng thuật toán tiến hóa, cụ thể là giải thuật tối ưu hóa bầy đàn, để tìm giá trị phù hợp của các tham số mô hình.*

Một đặc trưng khác của các hệ thống điều khiển quá trình là thời gian trễ luôn hiện hữu. Một phần do đặc tính vật lý của các biến trong hệ thống ví dụ như nhiệt độ có tính trễ rất lớn, phần lại do quy mô của hệ thống sản xuất rất lớn dẫn đến một sự thay đổi của tín hiệu điều khiển đều tốn thời gian đáng kể để có tác động đến ngõ ra, ví dụ như thời gian chất lỏng được dẫn từ bồn chứa đến nơi xử lý. Do đó, cho dù có sử dụng kỹ thuật phân ly thì thời gian trễ vẫn tồn tại trong các thành phần đường chéo của ma trận hàm truyền của hệ sau phân ly. Thời gian trễ này gây khó khăn cho các quá trình phân tích, thiết kế bộ điều khiển; nếu thời gian trễ đủ lớn sẽ làm hệ có tính chất tương tự như hệ có pha không cực tiểu (non-minimum phase systems) sẽ làm đáp ứng ngõ ra không

tốt ở quá trình quá độ. Bộ dự báo Smith (SP) hay còn gọi là bộ bù thời gian chết (DTC) là giải pháp hữu hiệu trong trường hợp này vì nó loại bỏ thời gian trễ ra khỏi hàm truyền vòng kín của hệ [71]. Cấu trúc đề xuất ban đầu của SP chỉ áp dụng cho hệ SISO với bộ điều khiển được hiệu chỉnh dựa trên cân bằng lợi ích giữa đáp ứng của hệ và sự bền vững. Để khắc phục khó khăn này, nhiều biến thể khác nhau của SP đã được đề xuất, và cấu trúc được sử dụng nhiều nhất là bộ lọc trễ pha bậc 1 (FOLF) trên vòng hồi tiếp của cấu trúc SP và được gọi là bộ dự báo Smith có lọc (FSP) [72–75]. Dựa trên thành công của ứng dụng cho hệ SISO, nhiều nhà nghiên cứu đã mở rộng cấu trúc FSP sang ứng dụng cho hệ MIMO [76 – 80]. Để có thể áp dụng cho hệ MIMO, có 2 phương pháp thường được sử dụng. *Thứ nhất*, áp dụng trực tiếp cấu trúc FSP cho hệ MIMO [77–79]. *Thứ hai*, sử dụng đồng thời với kỹ thuật phân ly nhằm tận dụng ưu điểm của kỹ thuật phân ly là đơn giản hóa ma trận hàm truyền của hệ về dạng ma trận đường chéo và khi đó áp dụng cấu trúc SP cho từng thành phần của ma trận đường chéo như hệ SISO. Bài báo [80] sử dụng cấu trúc này với kỹ thuật phân ly nghịch với ưu điểm về sự đơn giản và hiệu quả của thành phần cấu trúc bộ điều khiển. Tuy nhiên như đã trình bày ở trên, phân ly nghịch sẽ gặp khó khăn khi bậc của hệ đa biến tăng lên. Hơn nữa, theo khảo sát của NCS trong quá trình làm luận án, việc kết hợp giữa phân ly đơn giản hóa và bộ dự báo Smith cho hệ đa biến chưa được công bố ở bất kỳ công trình khoa học nào. *Do đó, trong luận án NCS đề xuất sử dụng cấu trúc này nhằm kết hợp ưu điểm của phân ly đơn giản hóa và tác dụng của bộ dự báo Smith.*

Cho dù dùng cấu trúc bộ điều khiển nào, việc thiết kế từng bộ điều khiển cho các vòng điều khiển đóng vai trò chủ chốt trong hệ thống điều khiển đa biến. Hiện nay, tất cả các bộ điều khiển cho hệ phân ly đa biến dù sử dụng bất cứ phương pháp nào đều đưa về dạng bộ điều khiển hồi tiếp nổi tiếng PI/PID. Trong những năm gần đây, bộ điều khiển PID phân số (FOPID), được đề xuất đầu tiên bởi Podlubny [15], đã thu hút nhiều sự chú ý của các nhà nghiên cứu trong lĩnh vực điều khiển. Bộ điều khiển FOPID có năm thông số hiệu chỉnh bao gồm hệ số tỉ lệ, tích phân, đạo hàm và hai bậc phân số

của khâu đạo hàm và khâu tích phân tương ứng. Trong trường hợp đặc biệt, khi các bậc phân số này bằng một, bộ điều khiển trở thành bộ PID truyền thống. Do đó, bộ FOPID có thể được xem như là trường hợp tổng quát của bộ PID và do có nhiều thông số hiệu chỉnh (năm so với ba của bộ PID) nên sẽ linh động hơn trong việc thiết kế bộ điều khiển nhằm thỏa mãn yêu cầu về khả năng đáp ứng khi giá trị đặt thay đổi hay có nhiễu quá trình tác động; bên cạnh đó, còn đảm bảo sự ổn định bền vững của hệ thống thiết kế. Tuy nhiên, vì có nhiều thông số hiệu chỉnh nên sẽ gặp khó khăn khi muốn thiết kế quy luật hiệu chỉnh tường minh cho hệ thống (analytical rules).

Trong hai thập kỷ qua, nhiều phương pháp thiết kế khác nhau cho bộ điều khiển FOPI/FOPID trong lĩnh vực điều khiển quá trình đã được đề xuất. Trong những phương pháp đó, tác giả tổng hợp lại ba hướng chính như sau:

- Thứ nhất, sử dụng cấu trúc mô hình nội (IMC) để thiết kế bộ điều khiển. Cấu trúc IMC sẽ giúp tìm được phương trình (hàm truyền) của bộ điều khiển dưới dạng tổng quát nhằm thỏa mãn đáp ứng mong muốn thông qua một thông số hiệu chỉnh. Thông số này còn gọi là thời gian đáp ứng mong muốn, thời gian càng nhỏ thì tốc độ đáp ứng càng nhanh nhưng dễ xảy ra vọt lố và làm hệ dễ mất ổn định và ngược lại. Từ hàm truyền này, các nhà nghiên cứu sẽ đề xuất các phương pháp biến đổi khác nhau để đưa về dạng bộ điều khiển PID bậc phân số, thông thường trong nhiều trường hợp đều kèm theo các bộ lọc thông thấp bậc 1 hoặc 2 nối tiếp với bộ điều khiển. Đây là phương pháp khá phổ biến khi thiết kế bộ điều khiển PID bậc nguyên cũng như bậc phân số. Ưu điểm của phương pháp này là giảm số lượng thông số hiệu chỉnh chỉ còn lại hệ số thời gian đáp ứng mong muốn để thỏa hiệp giữa các tiêu chí đáp ứng và sự ổn định bền vững. Thông thường, đáp ứng bền vững sẽ được đánh giá thông qua các tiêu chí như đỉnh cộng hưởng cực đại ( $M_p$ ) hay độ nhảy cực đại ( $M_s$ ) [81–87]. Tuy nhiên, *nhược điểm của phương pháp này là thiếu sự tổng quát, nghĩa là*

*trong một số trường hợp không thể đưa hàm truyền bộ điều khiển về dạng PID hoặc PID bậc phân số.*

- Hướng thứ hai, thiết kế ở miền tần số dựa trên hàm truyền lý tưởng của Bode. Ba điều kiện ràng buộc được dùng để thiết kế bao gồm độ dự trữ pha (phase margin), tần số cắt biên (gain crossover frequency) và đặc tính pha phẳng quanh tần số cắt biên, các điều kiện này để đảm bảo sự ổn định bền vững của hệ thống điều khiển [88–94]. Nhược điểm của phương pháp này là tại một thời điểm, hệ thống điều khiển chỉ xem xét giá trị đặt thay đổi hoặc nhiễu quá trình thay đổi. Bên cạnh đó, với ba điều kiện đưa ra chỉ đủ để giải tường minh ba thông số của bộ điều khiển. Nghĩa là phương pháp này chỉ thích hợp cho bộ điều khiển FOPI hoặc FOPD hoặc bộ điều khiển PID truyền thống.
- Cuối cùng là các phương pháp sử dụng các giải thuật tiến hóa (EA) như giải thuật di truyền (GA), giải thuật tối ưu hóa bầy đàn (PSO) [95 – 99]. Trong bài báo [96], tác giả sử dụng cấu trúc điều khiển tập trung với các bộ điều khiển PID bậc phân số (FOPID). Giải thuật GA được sử dụng để tìm thông số các bộ điều khiển của hệ. Do sử dụng điều khiển tập trung nên cấu trúc bộ điều khiển phức tạp, cần  $n^2$  bộ điều khiển cho hệ  $n \times n$ , do đó tác giả chỉ mô phỏng cho hệ  $2 \times 2$  và kết quả cũng không nổi bật so với các phương pháp khác. Hơn nữa, thời gian chạy giải thuật sẽ tăng lên đáng kể nếu bậc của hệ đa biến tăng lên. Trong bài báo [97], tác giả sử dụng tối ưu hóa đa mục tiêu (MOO) để thiết kế bộ điều khiển FOPID cho quá trình bậc 1 có trễ. Bên cạnh tiêu chuẩn đánh giá sai số thông thường, tác giả đã bổ sung tiêu chí ổn định bền vững cho hệ thống điều khiển. Để tìm được thông số điều khiển tốt nhất từ tập nghiệm của bài toán tối ưu, tác giả sử dụng thêm phương pháp tìm nghiệm Nash của lý thuyết trò chơi (game theory), phương pháp này không phổ biến đối với các kỹ sư điều khiển, và do đó khiến cho phương pháp này khó được ứng dụng trong thực tế.

Theo khảo sát của tác giả, cho đến thời điểm hiện tại, các công trình nghiên cứu về bộ điều khiển PI/PID phân số (FOPI/FOPID) cho hệ đa biến rất hạn chế và nếu có đa phần chỉ dừng lại hệ  $2 \times 2$ . Các công trình điển hình liên quan là các bài báo sau:

- Công trình [85] sử dụng phân ly nghịch kết hợp với bộ điều khiển FOPID được thiết kế theo cấu trúc IMC tương tự hệ bậc nguyên. Để hiệu chỉnh thông số bộ điều khiển nhằm đảm bảo độ ổn định bền vững, hàm cực đại độ nhạy ( $M_s$ ) được sử dụng. Lý thuyết ổn định bền vững Lyapunov cũng được sử dụng để kiểm chứng lại sự ổn định bền vững của hệ thống điều khiển. Kết quả mới chỉ được kiểm chứng trên một số quá trình do nhóm tác giả đề xuất và thiếu sự so sánh khách quan với các phương pháp khác.
- Bài báo [100] ứng dụng bộ điều khiển FOPI cho hệ bồn nước liên kết (TITO). Tác giả sử dụng cấu trúc điều khiển kết hợp giữa hồi tiếp (feedback) với feedforward, *nên phương pháp tiếp cận không phù hợp cho hệ đa biến bậc cao*. Trong kết quả của bài báo, tác giả giữ cố định một ngõ ra (mức chất lỏng ở một bồn) và chỉ điều khiển bám quỹ đạo của mức chất lỏng trong bồn còn lại. Đóng góp đáng kể của bài báo là nhóm tác giả đã chứng minh được khả năng điều khiển bám quỹ đạo cũng như kháng nhiễu rất tốt của bộ điều khiển FOPI kết hợp với feedforward so với các cấu trúc điều khiển tương tự nhưng dùng bộ điều khiển PI hoặc PID bậc nguyên.
- Bài báo [98] sử dụng điều khiển tập trung kết hợp với kỹ thuật phân ly đơn giản hóa cho hệ  $2 \times 2$ . Về bộ điều khiển, nhóm tác giả sử dụng phương pháp giải thuật tiến hóa, cụ thể là giải thuật bầy dơi động (dynamic bat algorithm) để thiết kế bộ điều khiển FOPID. Kết quả được mô phỏng và so sánh với các giải thuật tiến hóa khác như GA hoặc PSO. Đối với hệ  $2 \times 2$  đã có nhiều phương pháp truyền thống giải quyết được, đặc biệt là phương pháp dựa vào cấu trúc IMC như đã đề cập trên. Giải thuật tiến hóa chỉ nên sử dụng cho các bài toán mà

phương pháp truyền thông gặp khó khăn khi giải quyết, trong trường hợp này là hệ đa biến bậc cao.

Tóm lại, trong luận án này, tác giả đề xuất các phương pháp thiết kế bộ điều khiển phân số để có thể áp dụng cho hệ đa biến. Cấu trúc bộ điều khiển sử dụng kỹ thuật phân ly đơn giản hóa kết hợp với bộ dự báo Smith. Vấn đề hiện thực hóa bộ phân ly là bài toán thực tế quan trọng vì yêu cầu ổn định và hợp thức của tất cả các hàm truyền thành phần. Hơn nữa, công thức tính toán các thành phần của ma trận phân ly rất phức tạp đặc biệt khi bậc của hệ tăng cao. Do đó, tác giả cũng đề xuất sử dụng giải thuật tối ưu hóa bầy đàn (PSO) xấp xỉ và rút gọn các hàm truyền phức tạp về dạng đơn giản, chính tắc có bậc tổng quát (nguyên và không nguyên). Cấu trúc bộ điều khiển sử dụng chung trong cả luận án được gọi là *kỹ thuật phân ly đơn giản hóa kết hợp bộ dự báo Smith sử dụng bộ điều khiển bậc phân số (F-SDSP)*.

Quy luật hiệu chỉnh thông số của bộ điều khiển đề xuất sử dụng cả cấu trúc mô hình nội (IMC) cho hệ đa biến bậc thấp ( $2 \times 2$ ) và sử dụng giải thuật tiến hóa cho hệ bậc cao hơn ( $3 \times 3$  và  $4 \times 4$ ), cụ thể là giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu sử dụng tối ưu hóa bầy đàn (MOPSO). Để đánh giá sự ổn định bền vững của toàn bộ hệ thống thiết kế, cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  thường được sử dụng cho hệ có bậc nguyên cũng được mở rộng để sử dụng cho hệ có bậc phân số. Khi đó, giá trị suy biến có cấu trúc (SSV), hay thông số  $\mu$ , sẽ được dùng để biểu diễn sự ổn định bền vững của bộ điều khiển phân số cho hệ đa biến sử dụng sự bất định của sai số nhân ở ngõ ra của hệ thống.

### **1.3 Tóm tắt chương 1**

Qua quá trình phân tích các phương pháp điều khiển cho các quá trình đa biến, tác giả đề xuất giải pháp kết hợp giữa phân ly đơn giản hóa và bộ dự báo Smith để giải quyết bài toán điều khiển hệ đa biến có các thời gian trễ khác nhau. Bên cạnh đó, các giải pháp khác nhau để thiết kế bộ điều khiển PID bậc phân số cũng được xác định và sẽ trình bày cụ thể ở chương 4.

## Chương 2

# CƠ SỞ LÝ THUYẾT

### 2.1 Tính toán phân số trong điều khiển

#### 2.1.1. Cơ sở toán học của tính toán phân số

Cho đến nay, có rất nhiều định nghĩa khác nhau về tích phân và đạo hàm bậc phân số. Tuy nhiên định nghĩa được sử dụng phổ biến nhất là của Riemann-Liouville, về chi tiết ta có thể tham khảo tài liệu [9–13].

❖ **Định nghĩa 2.1:** *Định nghĩa Riemann-Liouville (R-L) về tích phân phân số.*

Công thức R-L nổi tiếng được viết lại dưới dạng sau:

$${}_0D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}} d\tau \quad (2.1)$$

Trong đó,  $0 < \alpha < 1$  và  $\Gamma(x)$  là hàm Gamma, với  $\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-u} u^{x-1} du$  (2.2)

❖ **Định nghĩa 2.2:** *Định nghĩa Riemann-Liouville (R-L) về đạo hàm phân số.*

Định nghĩa R-L về đạo hàm bậc phân số dựa trên tích phân phân số và đạo hàm cơ bản:

$${}_0D_t^{\alpha} f(t) = \frac{d}{dt} \left[ {}_0D_t^{-(1-\alpha)} f(t) \right] \quad (2.3)$$

❖ **Biến đổi Laplace**

Biến đổi Laplace là công cụ cơ bản và quan trọng của kỹ thuật điều khiển. Do đó, ta có những phương trình của các phép biến đổi này bởi các toán tử bậc phân số. Chi tiết của các phép biến đổi này có thể tham khảo tài liệu [10]

▪ **Biến đổi Laplace của tích phân**

$$L \left[ {}_0D_t^{-\alpha} f(t) \right] = s^{-\alpha} F(s) \quad (2.4)$$

▪ **Biến đổi Laplace của đạo hàm, theo công thức R-L**

$$L\left[{}_0D_t^\alpha f(t)\right] = s^\alpha F(s) - \left[{}_0D_t^{-(1-\alpha)} f(t)\right]_{t=0} \quad (2.5)$$

Với các điều kiện đầu bằng 0, biến đổi Laplace của đạo hàm được viết lại:

$$L\left[{}_0D_t^\alpha f(t)\right] = s^\alpha F(s) \quad (2.6)$$

### ❖ Phương trình sai phân tuyến tính bậc phân số

Phương trình sai phân bậc phân số (FODE) là cơ sở để mô tả động học của hệ thống có bậc phân số. Và từ phương trình này ta cũng dễ dàng chuyển sang miền biến phức, miền tần số bằng các công cụ toán học tương tự như hệ tuyến tính. Phương trình sai phân phân số được mô tả bởi phương trình (2.7):

$$a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) = b_m D^{\beta_m} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \quad (2.7)$$

Trong đó:  $a_0 \dots a_n; b_0 \dots b_m$  là các hằng số

$\alpha_0 < \dots < \alpha_{n-1} < \alpha_n; \beta_0 < \dots < \beta_m$  là các số thực dương bất kỳ.

Nếu  $\alpha_i$  và  $\beta_j$  là bội số nguyên của một hệ số chung thì phương trình trên được gọi là có bậc tỉ lệ (commensurate order) và nếu không tồn tại hệ số chung thì được gọi là không có bậc tỉ lệ (non-commensurate order).

#### 2.1.2 Vai trò của bậc phân số trong mô tả động lực học hệ thống

Ứng dụng đầu tiên của tính toán phân số được thực hiện bởi Abel năm 1823. Ông khám phá ra rằng nghiệm của phương trình tích phân cho bài toán *tautochrone* có thể giải được thông qua tích phân của đạo hàm bậc  $\frac{1}{2}$ . Sau đó ở thế kỷ 19, các phương pháp ký hiệu dùng để giải phương trình sai phân tuyến tính hệ số hằng được phát triển bởi Boole tạo động lực quan trọng trong việc sử dụng tính toán phân số; hoặc là các phương pháp tính toán của Heaveside được phát triển để giải các bài toán trong lý thuyết điện từ. Ở thế kỷ 20, các đóng góp vào lĩnh vực này được thực hiện trong cả lý thuyết và ứng dụng bởi các nhà khoa học nổi tiếng như Weyl và Hardy (tính chất của



đạo hàm-tích phân), Erdély (phương trình tích phân), Riesz (các hàm đa biến), Scott Blair (cơ học lưu chất).

Để làm rõ hơn ứng dụng của tính toán phân số, ta khảo sát một số phương trình nổi tiếng trong các lĩnh vực khác nhau.

### ❖ Phương trình Langevin phân số

Phương trình Langevin mô tả chuyển động Brownian của một chất điểm trong dòng chảy, có dạng như sau

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{\lambda}{m_e} \frac{dx}{dt} + \frac{1}{m_e} \eta(t) \quad (2.8)$$

Trong đó,  $m_e$  và  $x$  là khối lượng và vị trí của chất điểm. Thành phần nhiễu  $\eta(t)$  đại diện cho lực tác động của giữa chất điểm chuyển động và các phân tử của dòng chảy (và có hàm phân bố xác suất Gaussian)

Tuy nhiên, phương trình chuyển động trên không hoàn toàn mô tả được thủy động học vì nó bỏ qua ảnh hưởng của khối lượng thay đổi và lực ma sát nhớt do gia tốc của chuyển động. Vì thế, *phương trình Langevin bậc phân số* được đề xuất để bổ sung các thành phần động học còn thiếu này [101]

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{1}{\sigma_e} \left[ 1 + \sqrt{\tau_0} D_0^{1/2} \right] x(t) + \frac{1}{m_e} \eta(t) \quad (2.9)$$

Trong đó:  $\tau_0 = \frac{a^2}{\nu}$  với  $a$  là bán kính của chất điểm (giả sử hình cầu);  $\nu$  là độ nhớt động học;  $1/\sigma_e$  là hệ số ma sát theo một đơn vị khối lượng.

### ❖ Phương trình Van der Pol bậc phân số

Phương trình Van der Pol (VdP) được đề xuất bởi Van der Pol vào năm 1926 trên tạp chí *Nature* để mô tả hiện tượng tự duy trì dao động trong mạch điện sử dụng ống chân không [102]. Phương trình VdP có dạng như sau:

$$\ddot{x} + \mu(x^2 - 1)\dot{x} + x = 0 \quad (2.10)$$

Phương trình VdP được xem như là mô hình cơ bản của các quá trình dao động trong vật lý, điện tử, sinh học, thần kinh học, xã hội học và kinh tế. Trong lĩnh vực vật lý và điện tử, hệ khối lượng-lò xo-giảm chấn với hệ số giảm chấn phụ thuộc phi tuyến vào vị trí, hoặc mạch điện RLC với điện trở phi tuyến âm là các mô hình nổi tiếng của phương trình này.

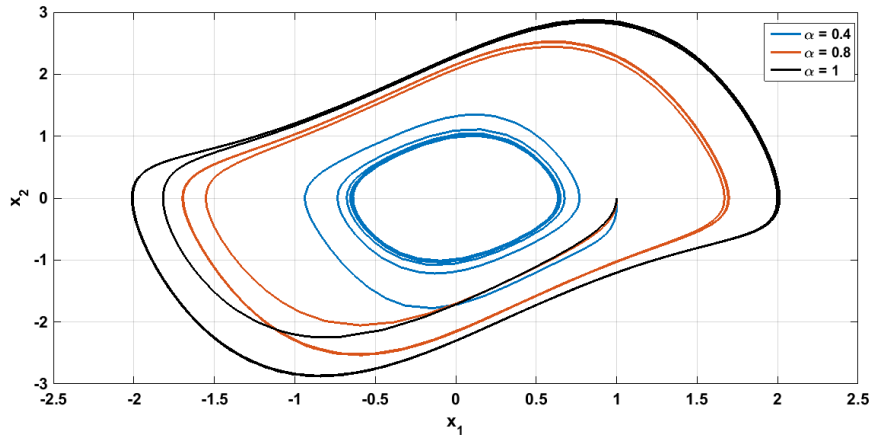
Năm 2004, Barbosa và các cộng sự đề xuất phiên bản phương trình VdP với đạo hàm bậc phân số bằng cách thay thế tụ điện bằng “fractance” (*chuỗi mạch RC nhằm tạo ra đạo hàm bậc phân số*) trong mô hình mạch RLC [103]. Phương trình VdP bậc phân số có dạng như sau:

$$D^\alpha x + \mu(x^2 - 1)\dot{x} + x = 0 \quad (1 < \alpha < 2) \quad (2.11)$$

Tiếp theo nghiên cứu trên, Barbosa đã giới thiệu phương trình VdP với cả hai đạo hàm bậc phân số [104]

$$D^{1+\alpha} x + \mu(x^2 - 1)D^\alpha x + x = 0 \quad (0 < \alpha < 1) \quad (2.12)$$

Hình (2.1) biểu diễn đặc tính pha của phương trình VdP với các điều kiện đầu  $x_1(0) = 0; x_2(0) = 1$  (trong đó,  $x_2 = \dot{x}_1$ ) trong các trường hợp khác nhau. Trong cả 3 trường hợp ta đều có  $\mu = 1; \alpha = 1$  tương ứng với phương trình VdP bậc nguyên (2.10), hai trường hợp còn lại ta có  $\alpha$  lần lượt bằng 0.4 và 0.8 tương ứng với bậc không nguyên của phương trình (2.12). Dựa trên hình vẽ ta thấy bậc không nguyên vẫn đảm bảo đặc tính tự dao động của phương trình VdP, tuy nhiên tương ứng với bậc đạo hàm khác nhau (hệ số  $\alpha$ ) phương trình FO-VdP có thể biểu diễn nhiều dạng đặc tính khác nhau. Đó chính là sự linh động (flexibility) và đa dạng (variation) của tính toán phân số trong mô tả động học của hệ thống.



**Hình 2.1** Mặt phẳng pha của phương trình VdP khi  $\mu = 1$  với các bậc đạo hàm khác nhau [104]

### ❖ Phương trình Bernoulli phân số

Phương trình sai phân Bernoulli gốc có dạng như sau:

$$\frac{dy}{dx} + f(x)y = g(x)y^n \quad (2.13)$$

Khi  $n = 0$  hoặc 1, phương trình (2.13) trở thành phương trình ODE tuyến tính. Trong tài liệu [105], Hristov đề xuất phương trình Bernoulli phân số cho bài toán quá trình truyền nhiệt với nhiệt thông có biên phi tuyến (non-linear boundary heat flux), phương trình Bernoulli phân số có dạng sau:

$${}_0D_t^{0.5}\theta_s = A + B\theta_s + C\theta_s^4 \quad (2.14)$$

Trong đó,  $\theta_s = T_s/T_a$  chỉ tỉ lệ của nhiệt độ bề mặt và nhiệt độ môi trường xung quanh;  $A$ ,  $B$ , và  $C$  là các hằng số phụ thuộc vào các thông số của quá trình truyền nhiệt. Khi đó, phương trình Bernoulli phân số tổng quát được mô tả như sau:

$$\frac{d^\alpha y}{dx^\alpha} + f(x)y = g(x)y^n \quad (0 < \alpha < 2) \quad (2.15)$$

### 2.1.3. Ứng dụng của tính toán phân số trong điều khiển

Trong vài thập kỷ gần đây, đã có sự phát triển mạnh mẽ về ứng dụng của tính toán phân số trong lĩnh vực điều khiển, đặc biệt là sau khi Podlubny giới thiệu bộ điều khiển PID phân số [15]. Bài báo [106] đã tổng kết lại một số bộ điều khiển PID phân số và một số công cụ (toolbox) phổ biến được dùng trong điều khiển phân số. Để hiểu rõ hơn tại sao phải mở rộng bộ điều khiển PID cổ điển sang dạng có bậc phân số, trong phần này sự ảnh hưởng của các bậc phân số của các khâu đạo hàm và tích phân lên tín hiệu điều khiển sẽ được phân tích chi tiết.

### 2.1.3.1. Giới thiệu bậc phân số trong hệ thống điều khiển

Trong tất cả các tài liệu cơ bản về bộ điều khiển hồi tiếp, các tác động điều khiển cơ bản và ảnh hưởng của nó lên đáp ứng của hệ thống ở miền thời gian cũng như tần số đều được giới thiệu. Chúng ta biết các tác động này là các khâu tỉ lệ, vi phân và tích phân và các ảnh hưởng chính của chúng lên đáp ứng của hệ thống là:

- Tăng tốc độ đáp ứng, giảm sai số xác lập (khâu tỉ lệ)
- Tăng tính ổn định nhưng nhạy với nhiễu (khâu đạo hàm)
- Loại bỏ sai số xác lập nhưng làm giảm tính ổn định (khâu tích phân)

Mỗi khâu đều có tác động tích cực và tiêu cực, thậm chí giữa các khâu đều có tác động qua lại với nhau. Qua trình thiết kế chính là sự thỏa hiệp giữa các thông số điều khiển để đạt được kết quả mong muốn. Do đó, một cách tự nhiên, ta có thể kết luận rằng bằng cách giới thiệu khâu điều khiển tổng quát hơn có dạng  $s^\alpha$  và  $1/s^\alpha$  ( $\alpha \in R^+$ ), chúng ta có thể dễ dàng hơn trong việc đạt được sự thỏa hiệp giữa các tác động đó. Từ đó ta có thể phát triển các phương pháp thiết kế linh động và hiệu quả để thỏa mãn yêu cầu ngày càng cao của hệ thống điều khiển.

Bên cạnh đó, việc mô hình hóa hệ thống cần điều khiển là một bước rất quan trọng trong việc thiết kế bộ điều khiển. Khi đó các đặc tính động của hệ thống thật sẽ được mô tả bởi các phương trình toán sẽ giúp ích rất nhiều trong quá trình phân tích và thiết kế bộ điều khiển mà không cần can thiệp trực tiếp vào hệ thống thật. Các nghiên cứu

về mô hình có bậc phân số đều có kết luận rằng bậc phân số tăng sự linh động (flexibility) và đa dạng (variation) hơn khi muốn mô tả đặc tính động của hệ thống thật.

Như đề cập trong tài liệu [10], có bốn tình huống trong hệ thống điều khiển vòng kín:

- Đối tượng có bậc nguyên (IO) cùng với bộ điều khiển IO
- Đối tượng IO cùng với bộ điều khiển phân số (FO)
- Đối tượng FO cùng với bộ điều khiển IO
- Đối tượng FO cùng với bộ điều khiển FO

Theo quan điểm của kỹ thuật điều khiển, mối quan tâm chính là cải thiện đáp ứng ngày càng tốt hơn. Những công trình đã nghiên cứu cũng đã chứng tỏ rằng bộ điều khiển FO cho đáp ứng tốt hơn bộ điều khiển IO trên cùng một đối tượng.

### 2.1.3.2 Mô tả toán học hệ thống sử dụng bậc phân số

#### ❖ Hàm truyền bậc phân số

Từ (2.7) và sử dụng công thức biến đổi Laplace (các điều kiện đầu bằng 0), ta có hàm truyền liên tục bậc phân số:

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (2.16)$$

#### ❖ Phương trình trạng thái

Hệ tuyến tính bất biến bậc phân số cũng có thể biểu diễn dưới dạng mô hình không gian trạng thái như sau:

$$\begin{cases} {}_0D_t^\alpha x(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \\ y(t) = \mathbf{C}x(t) \end{cases} \quad (2.17)$$

Trong đó:  $x \in R^n$ ,  $u \in R^r$ ,  $y \in R^p$  là các vec-tơ trạng thái, ngõ vào và ngõ ra của hệ thống;  $\mathbf{A} \in R^{n \times n}$ ,  $\mathbf{B} \in R^{n \times r}$ ,  $\mathbf{C} \in R^{p \times n}$  là các ma trận trạng thái;  $\alpha$  là bậc phân số.

### ❖ Xấp xỉ bậc phân số trong miền tần số

Để có thể mô phỏng và thực thi trong ứng dụng bộ điều khiển phân số với các hàm truyền có bậc không nguyên của toán tử Laplace  $s$ , thành phần này phải được xấp xỉ đưa về hàm truyền bậc nguyên với số lượng giới hạn các cực và ze-rô. Trong trường hợp này phương pháp xấp xỉ bậc nguyên liên tục của Oustaloup được sử dụng [37]. Phương pháp này dựa trên kỹ thuật phân bố đệ quy của các nghiệm cực và ze-rô và được hầu hết các nhà nghiên cứu về điều khiển phân số sử dụng. Công thức xấp xỉ được mô tả bởi phương trình sau:

$$s^\alpha \cong s_{[\omega_l, \omega_h]}^\alpha \approx K \sum_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (2.18)$$

Trong đó,  $\alpha$  là bậc không nguyên ( $\alpha \in R^+$ );  $[\omega_l, \omega_h]$  là dải tần số xấp xỉ;  $K$  là thông số hiệu chỉnh sao cho cả hai vế của phương trình trên có độ lợi bằng 1 tại tần số cắt biên, dễ thấy là  $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ ;  $N$  là số nghiệm cực/ze-rô (thường  $N$  được chọn từ 3 đến 8). Thông thường  $\omega_l, \omega_h$  được chọn lần lượt là  $0.001\omega_c$  và  $1000\omega_c$ . Các thông số độ lợi, ze-rô và cực được tính bởi các công thức sau:

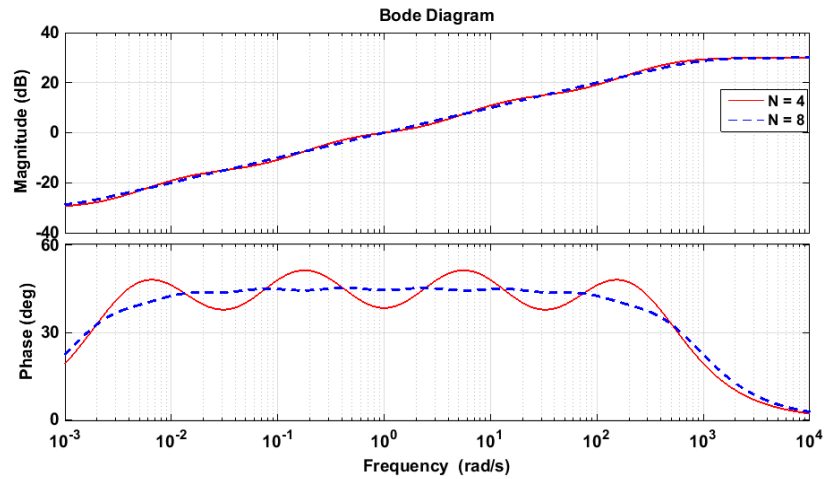
$$K = \omega_h^\alpha \quad (2.19)$$

$$\omega'_k = \omega_l \left( \frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{(k+N+0.5-0.5\alpha)}{(2N+1)}} \quad (2.20)$$

$$\omega_k = \omega_l \left( \frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{(k+N+0.5+0.5\alpha)}{(2N+1)}} \quad (2.21)$$

Hình 2.2 mô tả biểu đồ Bode của  $s^{0.5}$  trong dải tần số  $[10^{-3}, 10^4]$  (rad/s) sử dụng phương pháp xấp xỉ của Oustaloup như trên, phương trình (2.18 – 2.21). Số nghiệm cực/ze-rô được chọn trong hai trường hợp  $N = 4$  và  $N = 8$ . Trong hai trường hợp ta thấy Bode biên độ gần như tương đồng ở cả dải tần số, trong khi đó khi  $N$  càng tăng thì biểu đồ góc pha sẽ phẳng hơn.

Đề đơn giản và giảm thời gian xử lý, trong luận án này  $N$  được chọn bằng 5.

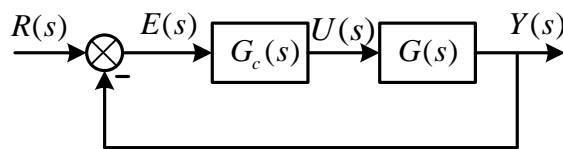


**Hình 2.2** Biểu đồ Bode của phương pháp xấp xỉ Oustaloup [37].

### 2.1.3.3. Phân tích các tác động điều khiển bậc phân số tổng quát

Theo một khảo sát của hiệp hội đo lường và điều khiển của Nhật (1989), hơn 90% các vòng điều khiển trong hệ thống điều khiển quá trình là PID. Trong đó tài liệu [24] chỉ ra rằng một nhà máy giấy điển hình của Canada có hơn 2000 vòng điều khiển và trong đó 97% sử dụng bộ điều khiển PI. Bộ điều khiển PI/PID dù đã có từ lâu nhưng vẫn tiếp tục được các nhà nghiên cứu và các kỹ sư ứng dụng nghiên cứu và phát triển. Các quy luật hiệu chỉnh thông số và đặc biệt là các kỹ thuật tự chỉnh định (auto-tuning) góp phần đưa bộ điều khiển PID phổ biến hơn trong ứng dụng.

Một bộ điều khiển PID bao gồm ba khâu cơ bản: tỉ lệ (P), tích phân (I) và đạo hàm (D). Trong phần này, tác giả sẽ phân tích đặc tính từng khâu và tổng quát hóa lên bậc phân số. Sơ đồ khối bộ điều khiển hồi tiếp cơ bản như hình 2.3:



**Hình 2.3** Sơ đồ khối của hệ điều khiển vòng kín

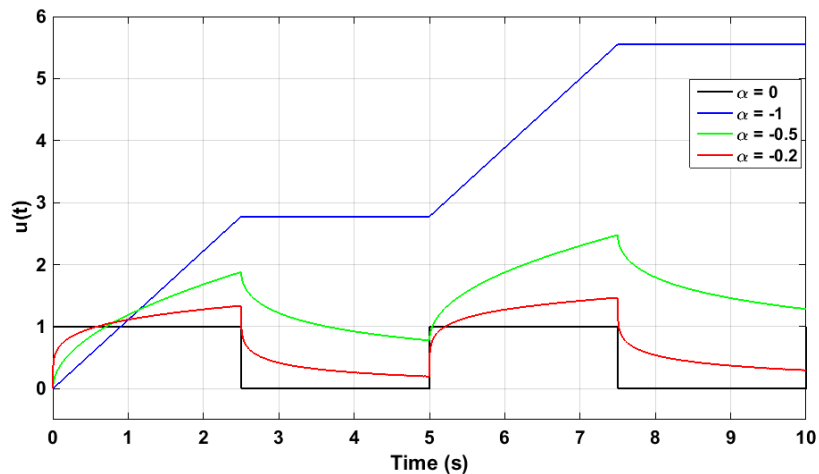
Trong đó,  $G_c(s) = Ks^\alpha$ ,  $\alpha \in [-1, 1]$ , với các trường hợp đặc biệt của  $\alpha$ , ta có:

- $\alpha = 0$ :  $G_c$  là khâu tỉ lệ
- $\alpha = -1$ :  $G_c$  là khâu tích phân
- $\alpha = 1$ :  $G_c$  là khâu đạo hàm

#### ❖ Tác động của khâu tích phân

Như ta đã biết, tác động chính của khâu tích phân là loại bỏ sai số xác lập nhưng sẽ giảm sự ổn định của hệ thống. Trong miền thời gian, tác động của khâu tích phân bao gồm giảm thời gian tăng trưởng và tăng thời gian xác lập và độ vọt lố. Trong miền biến phức, nó làm dịch chuyển quỹ đạo nghiệm về phía phải của mặt phẳng phức. Trong miền tần số, nó gia tăng  $-20$  dB/dec vào hệ số góc của biểu đồ Bode biên độ và giảm góc  $\pi/2$  vào biểu đồ Bode pha.

Do đó, trong trường hợp của bậc phân số,  $\alpha \in (-1, 0)$ , ta cần xem xét ảnh hưởng của giá trị  $\alpha$  lên các tính chất trên. Hình 2.4 minh họa đáp ứng điều khiển khi bậc  $\alpha$  thay đổi từ 0 (bộ điều khiển là khâu tỉ lệ) đến -1 (khâu tích phân bậc nguyên), các giá trị  $\alpha$  lần lượt là  $\alpha = 0, -0.2, -0.5, -1$ .



**Hình 2.4.** Ảnh hưởng khâu tích phân bậc phân số cho tín hiệu bậc thang [10]

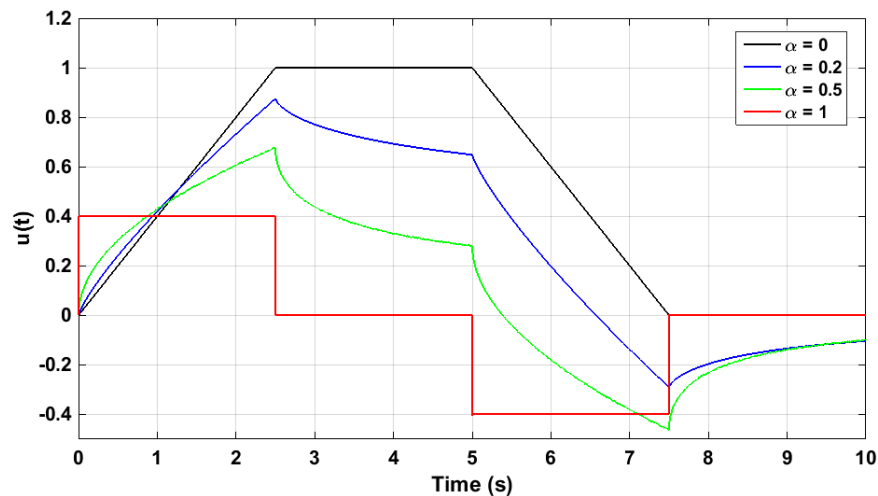


Với các giá trị  $\alpha$  giữa  $(-1, 0)$ , ta thấy tín hiệu điều khiển gia tăng một lượng nhất định khi sai số tăng (để loại bỏ sai số xác lập) và giảm khi sai số về ze-rô; trong khi với khâu tích phân bậc nguyên ( $\alpha = -1$ ), ta thấy tín hiệu điều khiển không giảm khi sai số về zero. Tóm lại, với khâu tích phân bậc không nguyên sẽ làm hệ thống ổn định hơn và không bị trường hợp tích lũy sai số.

### ❖ Tác động của khâu đạo hàm

Tác động chính của khâu đạo hàm là tăng sự ổn định của hệ thống tuy nhiên cũng dễ bị ảnh hưởng của nhiễu tần số cao. Trong miền thời gian, khâu đạo hàm làm giảm độ vọt lố và thời gian xác lập; trong miền tần số, nó gia tăng góc pha  $\pi/2$  (rad) (sớm pha) và tăng hệ số góc của biểu đồ Bode biên độ 20 dB/dec.

Hình 2.5 biểu diễn đáp ứng của  $u(t)$  với  $T = 2.5$  (s),  $K = 0.4$  và bậc  $\alpha$  thay đổi từ 0 đến 1.



**Hình 2.5.** Ảnh hưởng của khâu đạo hàm bậc phân số cho tín hiệu bậc thang [10]

Theo hình 2.5 ta nhận xét khi  $\alpha$  (bậc của khâu đạo hàm) có giá trị không nguyên, tín hiệu điều khiển sẽ khác không khi sai số không đổi (hằng số) và khi sai số thay đổi sự thay đổi của tín hiệu điều khiển sẽ không đột ngột như trường hợp đạo hàm bậc

nguyên. Do đó, khâu đạo hàm bậc không nguyên sẽ làm cho đáp ứng của hệ linh động (flexibility) hơn và ít bị ảnh hưởng hơn bởi nhiễu tần số cao.

#### 2.1.4 Bộ điều khiển PID bậc phân số

Dựa vào các phân tích tác động điều khiển của khâu đạo hàm và tích phân của bậc không nguyên như trên, ta nhận thấy bộ điều khiển bậc không nguyên sẽ có sự linh động hơn trong việc thay đổi đặc tính độ lợi và pha so với bộ điều khiển bậc nguyên. Điều này làm cho điều khiển phân số trở nên công cụ đáng quan tâm khi thiết kế các hệ thống điều khiển bền vững. Bộ điều khiển PID phân số, ký hiệu  $PI^\lambda D^\mu$ , do Podlubny đề xuất [15], có dạng tổng quát như sau:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s^\lambda} + K_D s^\mu \quad (\lambda, \mu \geq 0) \quad (2.22)$$

Trong đó:  $K_p$ ,  $K_I$ ,  $K_D$  lần lượt là ba thông số của các khâu tỉ lệ, tích phân, và đạo hàm;  $\lambda$ ,  $\mu$  lần lượt là bậc phân số của khâu tích phân và đạo hàm. Rõ ràng nếu  $\lambda = 1$ ,  $\mu = 1$  ta sẽ có bộ điều khiển PID cổ điển.

Từ phương trình (2.22) ta thấy bộ điều khiển FOPID bên cạnh ba hệ số tỉ lệ, tích phân và đạo hàm còn có hai thông số là bậc của tích phân và đạo hàm. Do đó bộ điều khiển FOPID có năm thông số hiệu chỉnh. Điều này tăng sự linh động của đáp ứng điều khiển đồng thời cũng gây khó khăn cho việc hiệu chỉnh thông số, đặc biệt là các bài toán hiệu chỉnh tường minh thông số (analytical tuning rules). Các nhà nghiên cứu đã sử dụng các phương pháp khác nhau để hiệu chỉnh thông số bộ điều khiển FOPID như đã đề cập trong phần tổng quan.

Từ các công trình nghiên cứu đã công bố, ta rút ra một số đặc tính quan trọng của bộ điều khiển FOPID như sau:

- Bộ điều khiển PID phân số dễ dàng đạt được tính chất *iso-damping* so với bộ điều khiển PID cổ điển.

- Đối với hệ bậc cao, đáp ứng của bộ PID cổ điển bị suy biến trong khi bậc phân số cho kết quả tốt hơn.
- Đối với hệ có thời gian trễ lớn, bộ điều khiển FOPID cho kết quả đáp ứng tốt hơn.
- Bộ điều khiển FOPID có tính chất ổn định và bền vững hơn so với bộ PID.
- Đối với hệ có không có pha cực tiểu (non-minimum phase), thường gặp trong các hệ thống điều khiển quá trình, bộ điều khiển FOPID cũng sẽ cho đáp ứng tốt hơn.
- Đối với hệ có đặc tính phi tuyến, bộ điều khiển PID không thích hợp sử dụng hoặc phải tuyến tính hóa hệ xung quanh điểm hoạt động; ngược lại bộ FOPID cho đáp ứng tốt hơn.

## **2.2. Kỹ thuật phân ly đơn giản hóa**

### **2.2.1. Giới thiệu**

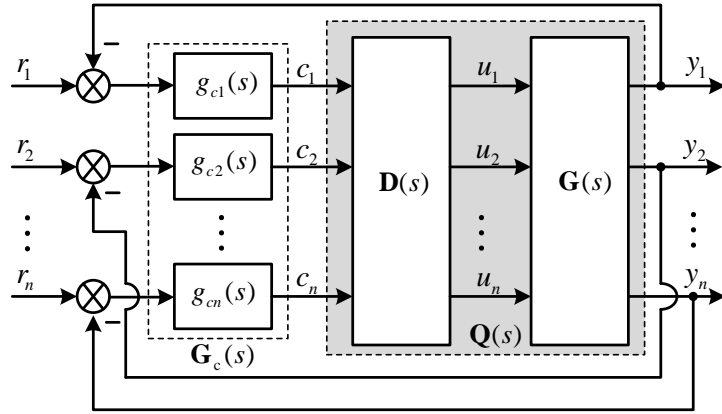
Nhiều phương pháp điều khiển phân ly đã được nghiên cứu và phát triển trong những thời kỳ đầu tiên của điều khiển quá trình đặc biệt là lĩnh vực chưng cất trong dầu khí (Luyben, năm 1970; Waller, năm 1974; Wade, năm 1997); Tuy nhiên, trong thời gian đầu này, các phương pháp chỉ tập trung vào hệ thống 2 biến (TITO). Trong những năm gần đây, một số nhà nghiên cứu khác đã phát triển lên bậc cao hơn (3×3, 4×4) như: Shen, 2010; Garrido, 2011; Vu, 2013.

Như đã phân tích ở chương Tổng quan, trong luận án này tác giả chỉ nghiên cứu và phát triển bộ phân ly đơn giản hóa. Dựa trên nghiên cứu của Vu và Lee, tác giả đề xuất các cải tiến để thuận tiện việc thiết kế bộ phân ly cũng như bộ điều khiển.

### **2.2.2. Phương pháp phân ly đơn giản hóa**

Xét hệ thống điều khiển phân ly được thể hiện ở hình 2.6, trong đó,  $\mathbf{G}_c$  là bộ điều khiển vòng kín,  $\mathbf{D}$  là bộ phân ly.  $\mathbf{G}$  và  $\mathbf{Q}$  lần lượt là quá trình đa biến và quá trình đa biến đã được phân ly. Mục tiêu của sự phân ly là xác định ma trận phân ly  $\mathbf{D}$ , thỏa mãn điều kiện

$\mathbf{G}(s)\mathbf{D}(s) = \mathbf{Q}(s)$ , trong đó  $\mathbf{Q}(s)$  là một ma trận đường chéo.



**Hình 2.6** Hệ thống điều khiển phân ly

Công thức trên được biểu diễn lại chi tiết như sau:

$$\begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1} & \cdots & g_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{11} & \cdots & d_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{n1} & \cdots & d_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{11} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & q_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Đối với phân ly đơn giản hóa, các thành phần đường chéo của ma trận phân ly là đơn vị, do đó:  $d_{ii} = 1$  ( $i = 1 \div n$ ). Các thành phần  $(i, j)$  của ma trận phân ly  $\mathbf{D}(s)$  có thể được xác định như sau:

$$d_{ji} = d_{ii} \frac{c_{ij}}{c_{ii}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n; \quad i \neq j \quad (2.24)$$

Từ đó, các thành phần đường chéo của ma trận sau phân ly tính được như sau:

$$q_{ii} = d_{ii} \frac{g_{ii}}{\Lambda_{ii}} \quad (2.25)$$

$$\text{Trong đó, } \mathbf{C} = (\text{adj}\mathbf{G})^T \text{ và } \Lambda_{ii} = \left[ \mathbf{G} \otimes (\mathbf{G}^{-1})^T \right]_{ii} = g_{ii} \frac{c_{ii}}{|\mathbf{G}|} \quad (2.26)$$

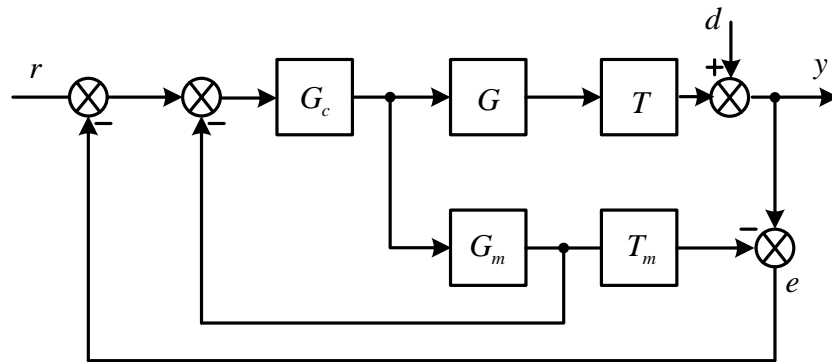
với  $\otimes$  nghĩa là phép nhân từng thành phần của 2 ma trận.

(Chi tiết của việc tính toán xin xem phần phụ lục A)

## 2.3 Bộ dự báo Smith

### 2.3.1 Dự báo Smith cho hệ đơn biến

Thời gian trễ gặp rất nhiều trong các quá trình thực tế, là kết quả của các hiện tượng khác nhau như thời gian vận chuyển khối lượng, thông tin hoặc năng lượng; sự tích lũy các thời gian trễ trong các quá trình liên kế nhau; hoặc thời gian xử lý của hệ thống. Thời gian trễ tác động xấu đến đáp ứng của các hệ thống điều khiển truyền thống vì nó ngăn chặn ảnh hưởng của độ lợi lớn được dùng để tránh sự mất ổn định của hệ thống, hoặc làm trì hoãn sự tác động của tín hiệu điều khiển khi giá trị đặt thay đổi. Bộ dự báo Smith (Smith predictor) là bộ bù đầu tiên được thiết kế đặc biệt cho hệ thống đơn biến (SISO) có trễ [71]. Nó cho phép loại bỏ thời gian trễ trong phương trình đặc trưng và dự báo được ngõ ra trong trường hợp giá trị đặt thay đổi. Cấu trúc của bộ dự báo Smith cho hệ SISO được mô tả như hình 2.7.



**Hình 2.7:** Cấu trúc điều khiển dự báo Smith đơn biến.

Trong đó:

$G_m$  là mô hình của quá trình.

$T_m$  là mô hình thời gian trễ của hệ thống, ta có:

$$T_m = e^{-\theta_m s} \text{ với } \theta_m \text{ là thời gian trễ.} \quad (2.27)$$

Khi đó, hàm truyền đạt vòng kín của hệ thống:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c G T}{1 + G_c G_m - G_c G_m T_m + G_c G T} \quad (2.28)$$

Nếu  $G_m = G$  và  $T_m = T$ , ta có:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c G T}{1 + G_c G_m} \quad (2.29)$$

Theo phương trình (2.29) ta thấy khâu trễ đã được đưa ra khỏi mẫu số của hàm truyền đạt. Đây là chiến lược điều khiển dự báo Smith đơn biến. Bộ điều khiển chính  $G_c$  được thiết kế dựa trên các bộ điều khiển hồi tiếp truyền thống PI/PID như cho hệ đơn biến không trễ.

### 2.3.2. Cấu trúc bộ dự báo Smith cho hệ đa biến

Trong vài năm gần đây, nhiều phương pháp khác nhau của bộ dự báo Smith được phát triển để vượt qua những nhược điểm ban đầu và cải thiện đáp ứng [72 – 75]. Hơn nữa, hầu hết các quá trình trong công nghiệp là quá trình đa biến với các thời gian trễ khác nhau cũng sẽ làm bài toán thiết kế bộ điều khiển trở nên khó khăn hơn. Do đó, bộ dự báo Smith đã được mở rộng cho hệ đa biến với các thời gian trễ khác nhau [76 – 80]

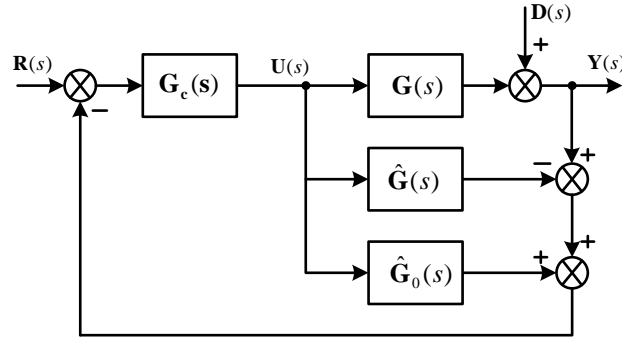
Xét một hệ thống đa biến bậc  $n$ , có ma trận hàm truyền đại diện như sau:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & \dots & g_{1n}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & \dots & g_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1}(s) & g_{n2}(s) & \dots & g_{nm}(s) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\text{Trong đó, } g_{ij}(s) = g_{ij0}(s)e^{-\theta_{ij}s}; \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad (2.31)$$

$g_{ij0}(s)$  là hàm truyền ổn định và hợp thức chặt không có thời gian trễ.  $\theta_{ij}$  là thời gian trễ tương ứng.

Cấu trúc của bộ dự báo Smith đa biến được trình bày ở hình 2.8, trong đó  $\hat{\mathbf{G}}(s)$  là mô hình tương ứng của quá trình,  $\hat{\mathbf{G}}_0(s)$  tương đương  $\hat{\mathbf{G}}(s)$  khi loại bỏ tất cả thời gian trễ.  $\mathbf{G}_c(s)$  là bộ điều khiển chính. Giả sử mô hình là lý tưởng, lúc đó  $\hat{\mathbf{G}}(s) = \mathbf{G}(s)$  và  $\hat{\mathbf{G}}_0(s) = \mathbf{G}_0(s)$ .



**Hình 2.8.** Cấu trúc điều khiển dự báo Smith đa biến

Khi đó, ma trận hàm truyền giữa ngõ ra  $\mathbf{Y}(s)$  và ngõ vào  $\mathbf{R}(s)$  được xác định như sau:

$$\mathbf{H}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{G}_c(s) \left[ \mathbf{I} + \left( \hat{\mathbf{G}}_0(s) - \hat{\mathbf{G}}(s) \right) \mathbf{G}_c(s) + \mathbf{G}(s)\mathbf{G}_c(s) \right]^{-1} \quad (2.32)$$

Trong trường hợp khi mô hình hoàn hảo, nghĩa là  $\hat{\mathbf{G}}(s) = \mathbf{G}(s)$ , và phương trình (2.32) được viết lại như sau:

$$\mathbf{H}(s) = \hat{\mathbf{G}}(s)\mathbf{G}_c(s) \left[ \mathbf{I} + \hat{\mathbf{G}}_0(s)\mathbf{G}_c(s) \right]^{-1} \quad (2.33)$$

Đễ dàng thấy thời gian trễ đã được loại bỏ hoàn toàn khỏi mẫu số của hàm truyền đạt của hệ. Một cách tương tự nếu xét hàm truyền giữa ngõ ra và nhiễu  $\mathbf{D}(s)$ . Vì thế bộ điều khiển chính có thể được thiết kế theo thành phần không chứa thời gian trễ  $\mathbf{G}_0(s)$ . Và tương tự như hệ đơn biến, đây chính là đặc trưng của dự báo Smith cho hệ đa biến.

Phương trình (2.33) được viết lại:

$$\mathbf{H}(s) = \hat{\mathbf{G}}(s)\hat{\mathbf{G}}_0^{-1}(s)\hat{\mathbf{G}}_0(s)\mathbf{G}_c(s) \left[ \mathbf{I} + \hat{\mathbf{G}}_0(s)\mathbf{G}_c(s) \right]^{-1} \quad (2.34)$$

$$\Rightarrow \mathbf{H}(s) = \hat{\mathbf{G}}(s)\hat{\mathbf{G}}_0^{-1}(s)\mathbf{H}_0(s) \quad (2.35)$$

Trong đó,  $\mathbf{H}_0(s) = \hat{\mathbf{G}}_0(s)\mathbf{G}_c(s) \left[ \mathbf{I} + \hat{\mathbf{G}}_0(s)\mathbf{G}_c(s) \right]^{-1}$  là hàm truyền vòng kín tương ứng với bộ điều khiển thiết kế cho hệ không có trễ  $\mathbf{G}_0(s)$ . Tuy nhiên, không hoàn toàn giống với trường hợp hệ đơn biến, mặc dù  $\mathbf{G}_c(s)$  được thiết kế để  $\mathbf{H}_0(s)$  đạt được đáp

ứng như mong muốn nhưng đáp ứng thật sự của hệ thống vẫn không được đảm bảo do thành phần  $\hat{\mathbf{G}}(s)\hat{\mathbf{G}}_0^{-1}(s)$  trong phương trình 2.35. Trong trường hợp đặc biệt, khi mà tất cả các thời gian trễ ở các hàng của ma trận hàm truyền là như nhau,  $\hat{\mathbf{G}}(s)$  có thể được viết lại dưới dạng  $\text{diag}\{e^{-\theta_i s}\}\hat{\mathbf{G}}_0(s)$ . Kết quả là  $\mathbf{H}(s) = \text{diag}\{e^{-\theta_i s}\}\mathbf{H}_0(s)$  và do đó đáp ứng ngõ ra của hệ cũng chính là đáp ứng của  $\mathbf{H}_0(s)$  bị trễ một thời gian tương ứng. Hay nói cách khác khả năng điều khiển và sự ổn định bền vững của hệ vẫn được đảm bảo. Tuy nhiên trong hầu hết các trường hợp thực tế, điều kiện này (thời gian trễ là như nhau ở các hàng) khó có thể được đảm bảo. Đây chính là vấn đề lớn của bộ dự báo Smith đã biến, và trong luận án này tác giả đã đề xuất phương án khắc phục nhược điểm trên.

#### 2.4. Giới thiệu nhận dạng hệ thống

Nhận dạng hệ thống là lĩnh vực mô hình hóa toán học của hệ thống từ các dữ liệu thực nghiệm. Theo định nghĩa của Zadeh (1962) thì việc nhận dạng nhằm xác định mô hình cụ thể của mối quan hệ vào-ra dựa trên một lớp các mô hình thích hợp xác định.

Cho hệ tuyến tính, liên tục và bất biến theo thời gian với ngõ vào  $u(t)$  và ngõ ra  $y(t)$  được mô tả bởi phương trình sau:

$$y(t) = G(q)u(t) + v(t) \quad (2.36)$$

Trong đó:  $G$  là hàm truyền,  $q$  là toán tử sai phân miền thời gian,  $v(t)$  đại diện cho sai số đo lường, nhiễu quá trình, sai số mô hình hoặc kết hợp tất cả các yếu tố trên.

Giả sử rằng tín hiệu  $\{u(t), t_1 < t < t_N\}$  tác động vào hệ thống được lấy mẫu tại các thời điểm  $t_k, k = 1, \dots, n$ . Khi đó ta thu thập được cặp dữ liệu vào ra của hệ  $\{u(t_k), y(t_k)\}$ .

*Bài toán nhận dạng được phát biểu như sau: tìm mô hình liên tục theo thời gian cho hệ liên tục ban đầu từ tập  $N$  mẫu dữ liệu thu thập được  $Z^N = \{u(t_k), y(t_k)\}_{k=1}^N$*

Có ba loại mô hình tham số:



- **Mô hình hộp trắng:** mô hình tường minh, được xây dựng hoàn toàn theo lý thuyết
- **Mô hình hộp xám:** mô hình liên tục đầu tiên được xây dựng dựa trên các nguyên lý vật lý, toán học, hóa học, sinh học cơ bản. Các thông số chưa biết của hệ có ý nghĩa nhất định và được tìm dựa vào tập dữ liệu vào-ra trên.
- **Mô hình hộp đen:** không có thông tin về mô hình, các thông số của hệ không nhất thiết có ý nghĩa vật lý nhất định mà chỉ là các hệ số mô tả tính chất của mối quan hệ giữa các tín hiệu vào-ra.

*Trong nội dung của luận án tác giả chỉ tập trung nhận dạng mô hình hộp đen. Các bước cơ bản của bài toán nhận dạng hệ thống như sau:*

- Tập dữ liệu vào-ra
- Lựa chọn cấu trúc mô hình
- Lựa chọn tiêu chuẩn đánh giá giữa dữ liệu và mô hình
- Đánh giá mô hình nhận dạng với hệ thống thật

Có hai phương pháp tiếp cận bài toán mô hình hộp đen của hệ liên tục từ mẫu dữ liệu:

- **Phương pháp gián tiếp:** bao gồm 2 bước. Đầu tiên, tìm mô hình rời rạc của hệ liên tục bằng cách áp dụng các phương pháp ước lượng dựa trên mẫu dữ liệu có sẵn; sau đó, mô hình rời rạc được chuyển hóa thành dạng liên tục. Phương pháp này có ưu điểm là nó có thể sử dụng các phương pháp nhận dạng mô hình rời rạc nổi tiếng, đã được nghiên cứu và phát triển khá đầy đủ.
- **Phương pháp trực tiếp:** mô hình liên tục đạt được bằng cách sử dụng các phương pháp nhận dạng trực tiếp hệ liên tục.

#### **2.4.1 Tổng quan một số nghiên cứu về nhận dạng hệ thống**

Là một phần của lý thuyết điều khiển hệ thống, *mô hình hóa và nhận dạng* là một bước chính trước khi thực hiện việc thiết kế giải thuật điều khiển, đặc biệt là các

phương pháp dựa trên mô hình (model-based methods). Các tài liệu [116, 117] đã đề cập hầu hết các lý thuyết cơ bản của nhận dạng hệ thống, cũng như các giải thuật khác nhau trong việc ước lượng tham số của mô hình, đặc biệt sử dụng cho hệ SISO. Tài liệu [118, 119] mở rộng việc nhận dạng cho hệ MIMO và ứng dụng trong lĩnh vực điều khiển quá trình.

Hầu hết các đối tượng trong lĩnh vực điều khiển quá trình đều có thể được mô tả bởi các hệ bậc thấp có trễ, chẳng hạn như hệ bậc 1 có trễ (FOPDT), hệ bậc 2 có trễ (SOPDT). Chú ý rằng, các hệ bậc thấp này đều có thể được sử dụng để mô tả đặc tính động của các quá trình tuyến tính bậc cao cho mục đích thiết kế các thông số bộ điều khiển. Trong lĩnh vực điều khiển quá trình, phương pháp dùng hàm bậc thang (step) kết hợp thêm cơ cấu hồi tiếp rờ-le (relay feedback) được sử dụng rộng rãi trong nhận dạng vì sự đơn giản và hiệu quả [120 – 124]. Có ba phương pháp chính khi nhận dạng quá trình dùng hàm bậc thang:

- Thứ nhất, sử dụng các điểm đại diện trong đáp ứng nấc, và ta có các phương pháp một điểm, hai điểm, ba điểm. Phương pháp này đơn giản nhưng chỉ hiệu quả cho hệ tuyến tính có bậc thấp.
- Thứ hai, sử dụng phương pháp tích phân thời gian
- Và cuối cùng là sử dụng ước lượng đáp ứng ở miền tần số.

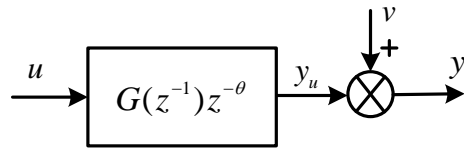
Hơn nữa, các phương pháp *nhận dạng bền vững* (robust identification) dựa trên đáp ứng bậc thang và hồi tiếp rờ-le cũng được nghiên cứu nhằm đối phó với sự ảnh hưởng của nhiễu tải, nhiễu đo lường hoặc các điều kiện đầu khác không (unsteady state) của quá trình [125]. Một số bài báo khác cũng đã mở rộng phương pháp này sang nhận dạng các quá trình đa biến hoặc phi tuyến [124, 126–130], đặc biệt là dành cho các quá trình đa biến với cấu trúc điều khiển phân cấp [124, 126], hoặc kết hợp với bộ dự báo Smith [131], hoặc cho các quá trình tích lũy với đặc tính vòng kín không ổn định [129]. Tài liệu [132] giới thiệu một cách đầy đủ công cụ nhận dạng của Matlab (Ident Toolbox) dành cho các quá trình công nghiệp.

Bên cạnh đó, với sự hấp dẫn của việc mô tả đặc tính động của hệ bằng phương trình sai phân bậc không nguyên (non-integer) như đã trình bày trong chương 2. Việc nhận dạng hệ thống cũng đã mở rộng sang hệ có bậc phân số, sử dụng các kỹ thuật đã phát triển cho bậc nguyên như phương pháp bình phương tối thiểu, nhận dạng hệ liên tục miền thời gian, hoặc nhận dạng miền tần số. Các tài liệu [133 – 138] giới thiệu các kỹ thuật mô hình hóa cho hệ phân số.

Trong luận án này, tác giả sử dụng các kỹ thuật nhận dạng phổ biến cho hệ đơn biến và mở rộng nó để ứng dụng cho hệ đa biến. Phương pháp được sử dụng trong luận án là phương pháp bình phương tối thiểu (LS).

#### 2.4.2. Nhận dạng hệ tuyến tính đơn biến bằng phương pháp LS

Sơ đồ khối của hệ tuyến tính đơn biến rời rạc được biểu diễn như hình 2.9, trong đó  $z$  là toán tử rời rạc;  $\theta$  là thời gian trễ



**Hình 2.9.** Sơ đồ khối hệ tuyến tính rời rạc

Phương trình sai phân tuyến tính của hệ rời rạc, tuyến tính và bất biến có thể biểu diễn dưới dạng sau (*mô hình ARX: Auto-Regressive eXternal input*):

$$y(t_k) + a_1 y(t_{k-1}) + \dots + a_{n_a} y(t_{k-n_a}) = b_1 u(t_{k-1}) + \dots + b_{n_b} u(t_{k-n_b}) + v(t_k) \quad (2.37)$$

Gọi  $q^{-1}$  là toán tử làm trễ một đơn vị thời gian (một chu kỳ lấy mẫu), từ (2.37) ta có:

$$A(q^{-1})y(t_k) = B(q^{-1})u(t_k) + v(t_k) \quad (2.38)$$

$$y(t_k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t_k) + \xi(t_k); \quad \xi(t_k) = \frac{1}{A(q^{-1})}v(t_k) \quad (2.39)$$

$$\text{Trong đó: } A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a}; B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \quad (2.40)$$

Phương trình (2.37) có thể được biểu diễn dưới dạng vec-tơ theo sự tuyến tính của các tham số của mô hình:

$$y(t_k) = \boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \boldsymbol{\theta} + v(t_k) \quad (2.41)$$

Trong đó:  $\boldsymbol{\varphi}^T(t_k) = [-y(t_{k-1}) \dots -y(t_{k-n_a}) \ u(t_{k-1}) \dots u(t_{k-n_b})]$ : **vec-tơ hồi quy**

$$\boldsymbol{\theta} = [a_1 \dots a_{n_a} \ b_1 \dots b_{n_b}]^T : \text{vec-tơ tham số của hệ thống}$$

Phương trình (2.41) cho thấy ta có thể tính được giá trị của tín hiệu ra tại thời điểm thứ  $k$  khi biết tham số của hệ thống, tín hiệu vào và ra trước đó, nhiễu tác động vào hệ thống. Tuy nhiên trong thực tế thường tín hiệu nhiễu  $v(t)$  không biết trước nên ta chỉ có thể **dự báo** tín hiệu ra của hệ thống:

$$\hat{y}(t_k, \boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \boldsymbol{\theta} \quad (2.42)$$

$$\text{Từ đó ta có sai số dự báo: } e(t_k, \boldsymbol{\theta}) = y(t_k) - \hat{y}(t_k, \boldsymbol{\theta}) \quad (2.43)$$

Phương pháp truyền thống để tìm vec-tơ tham số  $\boldsymbol{\theta}$  là cực tiểu hóa tổng bình phương của sai số dự báo  $e(t_k, \boldsymbol{\theta})$  bằng cách định nghĩa tiêu chuẩn tối ưu:

$$V_N(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y(t_k) - \hat{y}(t_k, \boldsymbol{\theta}))^2 \quad (2.44)$$

Đây là phương pháp bình phương tối thiểu (least squares method) nổi tiếng, với nghiệm của (2.44) như sau:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS} = \left[ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t_k) \boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \right]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t_k) y(t_k) \quad (2.45)$$

### 2.4.3. Nhận dạng hệ tuyến tính đa biến

Cho một quá trình rời rạc, bất biến và tuyến tính với  $m$  ngõ vào,  $n$  ngõ ra, ta có thể mô tả mối quan hệ vào-ra bằng đáp ứng xung như sau:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{G}_k u(t-k), \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (2.46)$$

Trong đó  $y(t)$  là vec-tơ ngõ ra ( $n \times 1$ ),  $u(t)$  là vec-tơ ngõ vào ( $m \times 1$ ) tại thời điểm lấy mẫu  $t$ ;  $\mathbf{G}_k$  là ma trận  $n \times m$  được hình thành từ các đáp ứng xung tương ứng.

Sử dụng toán tử làm trễ một đơn vị thời gian (một chu kỳ lấy mẫu):

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{G}_k q^{-k} u(t), \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (2.47)$$

$$y(t) = \mathbf{G}(q)u(t), \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (2.48)$$

Trong đó:  $\mathbf{G}(q) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{G}_k q^{-k}$  được gọi là ma trận hàm truyền của hệ MIMO. Nếu quá trình có chiều xác định, khi đó mỗi phần tử của ma trận hàm truyền chính là hàm truyền hữu tỉ tổng quát của hệ SISO.

Cho mục đích nhận dạng, mô tả khác của hệ MIMO thường được sử dụng:

$$y(t) + \mathbf{A}_1 y(t-1) + \dots + \mathbf{A}_n y(t-n) = \mathbf{B}_0 u(t) + \mathbf{B}_1 u(t-1) + \dots + \mathbf{B}_n u(t-n) \quad (2.49)$$

Trong đó:

$\mathbf{A}_1 (n \times n), \dots, \mathbf{A}_n (n \times n), \mathbf{B}_0 (m \times n), \mathbf{B}_1 (m \times n), \dots, \mathbf{B}_n (m \times n)$ : là các ma trận hằng

Sử dụng toán tử  $q^{-1}$ , ta viết lại phương trình (2.49)

$$\mathbf{A}(q)y(t) = \mathbf{B}(q)u(t) \quad (2.50)$$

$$\text{Trong đó: } \mathbf{A}(q) = \mathbf{I} + \mathbf{A}_1 q^{-1} + \dots + \mathbf{A}_n q^{-n}; \quad \mathbf{B}(q) = \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_1 q^{-1} + \dots + \mathbf{B}_n q^{-n} \quad (2.51)$$

So sánh hai phương trình (2.48) và (2.50), ta có:

$$\mathbf{G}(q) = \mathbf{A}(q)^{-1} \mathbf{B}(q) \quad (2.51)$$

Biểu diễn ma trận hàm truyền bởi hai ma trận đa thức được gọi là mô tả phân ly ma trận (MFD). Để đảm bảo tính duy nhất của mô hình nhận dạng được, dạng đơn giản nhất của MFD được sử dụng, đó là dạng đường chéo:



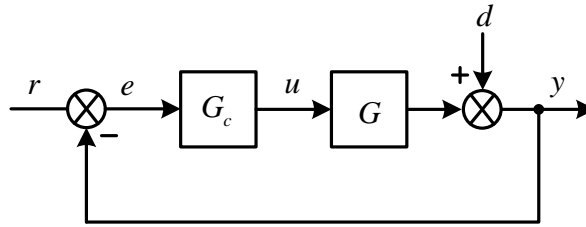


## Chương 3

# ĐÁNH GIÁ HỆ THỐNG VÀ ỔN ĐỊNH BỀN VỮNG

### 3.1 Các tiêu chí chất lượng đánh giá hệ thống điều khiển.

Xét vòng điều khiển hồi tiếp cơ bản như hình 3.1



**Hình 3.1.** Vòng điều khiển hồi tiếp cơ bản

Trong đó,  $r$  là giá trị đặt;  $e$  là sai số giữa ngõ ra ( $y$ ) và giá trị đặt (mong muốn);  $u$  là tín hiệu điều khiển;  $d$  là nhiễu (disturbance) tác động vào vòng điều khiển và ảnh hưởng đến đáp ứng của hệ.

Để đánh giá chất lượng của phương pháp điều khiển đề xuất, trong luận án này, các chỉ tiêu chất lượng sau sẽ được xem xét.

#### 3.1.1. Chỉ số IAE (Integral Absolute Error)

Để đánh giá chất lượng đáp ứng của bộ điều khiển vòng kín, tiêu chuẩn IAE được xem xét, công thức định nghĩa như sau:

$$\text{IAE} = \int_0^T |e(t)| dt \approx \sum_{k=1}^N |e_k| \quad (3.1)$$

Trong đó,  $T$  là thời gian xác định và được chọn bằng thời gian mô phỏng của hệ thống.

Từ chỉ số IAE, ta có các chỉ số chất lượng khác cũng được sử dụng trong luận án:

- $J_r$ : là chỉ số IAE khi giá trị đặt ( $r$ ) thay đổi.
- $J_d$ : là chỉ số IAE khi có nhiễu ( $d$ ) tác động vào vòng điều khiển.

#### 3.1.2. Chỉ số ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error)



Một chỉ số đánh giá khác cũng được sử dụng để đánh giá đáp ứng của hệ thống mà trong đó thời gian  $t$  được xem xét như là hệ số trọng số của giá trị sai số. Tiêu chí này được định nghĩa như sau:

$$\text{ITAE} = \int_0^T t |e(t)| dt \approx \sum_{k=1}^N t_k |e_k| \quad (3.2)$$

### 3.1.3. Chỉ số TV (Total Variation)

Để đánh giá biên độ cũng như mức độ thay đổi của tín hiệu điều khiển, tiêu chuẩn TV thường được sử dụng. Một bộ điều khiển tốt phải có chỉ số TV càng nhỏ càng tốt, công thức tính được trình bày trong phương trình sau:

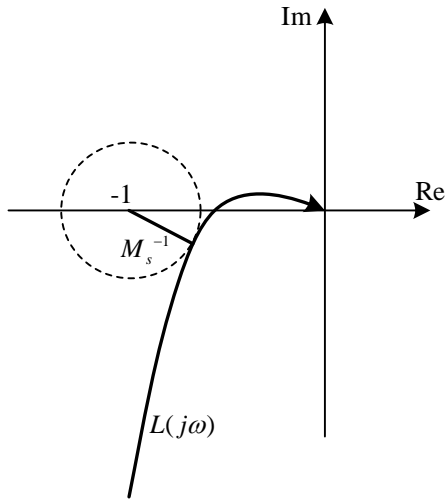
$$\text{TV} = \sum_{k=1}^N |u(k+1) - u(k)| \quad (3.3)$$

### 3.1.4. Hàm độ nhạy cực đại

Từ hình 3.1, ta có các hàm truyền vòng hở  $L = GG_c$ . Từ đáp ứng miền tần số của  $L$ ,  $L(j\omega)$ , ta có công thức tính hàm cực đại độ nhạy:

$$M_s = \max_{\omega \rightarrow \infty} |S(j\omega)|, \text{ trong đó } S(j\omega) = (1 + L(j\omega))^{-1} \quad (3.4)$$

Hơn nữa, từ hình 3.1 ta cũng tính được sai số  $e = (r - d)S$ , bộ điều khiển hồi tiếp cải thiện đáp ứng bằng cách giảm sai số  $e$  ở tất cả các tần số. Thông thường,  $|S|$  nhỏ ở tần số thấp (ví dụ như  $|S(0)| = 0$  khi hệ có khâu tích phân lý tưởng) và  $|S| \rightarrow 1$  ở tần số cao. Tuy nhiên, ở dải tần số trung gian, trong thực tế, không thể tránh khỏi đỉnh  $M_s$  lớn hơn 1, nghĩa là tác động xấu đến đáp ứng của hệ. Từ đó, thông số  $M_s$  còn được xem như là hệ số đo lường sự ổn định bền vững. Mô tả hình học của  $M_s$  được biểu diễn như hình 3.2. Từ hình vẽ ta thấy đại lượng  $M_s$  chính là nghịch đảo của khoảng cách ngắn nhất từ đường cong Nyquist của hàm truyền vòng hở  $L(j\omega)$  đến điểm  $(-1, j0)$  ở mặt phẳng phức. Để đảm bảo sự ổn định bền vững của hệ điều khiển vòng kín, giá trị điển hình của  $M_s$  từ  $1.2 \div 2$  [139]



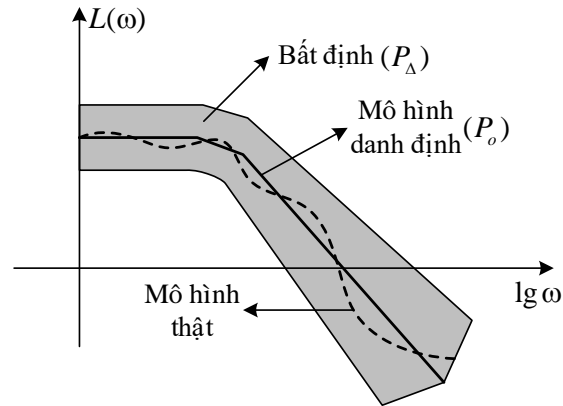
**Hình 3.2.** Mô tả hình học của hàm độ nhạy

Trong luận án này, thông số  $M_s$  sẽ được sử dụng trong bước thiết kế bộ điều khiển nhằm đảm bảo tính ổn định bền vững của hệ thống thiết kế. Tuy nhiên, ở bước đánh giá chất lượng hệ thống điều khiển, tác giả sẽ sử dụng cấu trúc **M- $\Delta$**  được trình bày tiếp theo để đánh giá sự ổn định bền vững bên cạnh các chỉ số chất lượng khác đã trình bày trong mục 3.1.

### 3.2. Phân tích ổn định bền vững sử dụng cấu trúc **M- $\Delta$**

#### 3.2.1 Giới thiệu

Hầu hết các phương pháp thiết kế bộ điều khiển đều dựa trên mô hình toán của đối tượng điều khiển. Việc mô tả một hệ thống thực bằng các phương trình toán là công việc phức tạp, khó khăn, và thông thường không thể mô tả chính xác được. Do đó, thuật ngữ *bất định (uncertainty)* dùng để mô tả sự sai lệch giữa mô hình và thực tế. Sự ổn định bền vững là tiêu chuẩn tối thiểu một hệ thống điều khiển phải thỏa mãn để có thể áp dụng trong thực tế nơi mà sự *bất định* của mô hình hệ thống là vấn đề quan trọng.



**Hình 3.3.** Đặc tính các dạng mô hình trong miền tần số

Hình 3.3 biểu diễn đặc tính miền tần số của các mô hình thật, mô hình danh định ( $P_o$ ) (nominal model), và tập mô hình bất định với sai số  $\pm\Delta$  ( $P_A$ ). Mô hình danh định sẽ được dùng để phân tích và thiết kế bộ điều khiển. Mục tiêu của bài toán ổn định bền vững là thiết kế bộ điều khiển sao cho hệ không chỉ ổn định với mô hình danh định mà còn ổn định với hầu hết các tập mô hình trong miền bất định  $\pm\Delta$  ( $P_A$ ).

Điều khiển bền vững không phải là nội dung nghiên cứu chính của luận án này. Tác giả chỉ phân tích ổn định bền vững để đảm bảo cấu trúc bộ điều khiển đề xuất có khả năng ứng dụng được. Do đó, khi phân tích ổn định bền vững, tác giả chỉ khảo sát *sự bất định tham số* (parametric uncertainty) nghĩa là bậc và cấu trúc mô hình hệ thống được biết nhưng vài hoặc tất cả các thông số của hệ thì không chắc chắn. Trong trường hợp này, có hai dạng thường dùng để biểu diễn  $P_A$ :

*Dạng 1 (additive form, sai số cộng):*

$$P_A(s) = P_o(s) + W_1(s)\Delta(s)W_2(s) \quad (3.5)$$

*Dạng 2 (multiplicative form, sai số nhân):*

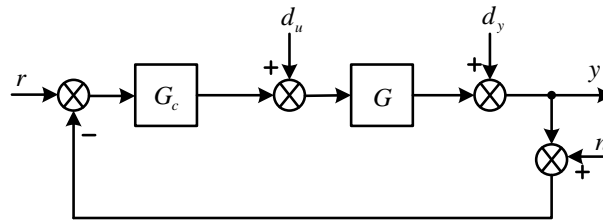
$$P_A(s) = [I + W_1(s)\Delta(s)W_2(s)]P_o(s) \quad (3.6)$$

Trong đó,  $W_1$ ,  $W_2$  là các ma trận ổn định nhằm giới hạn ma trận  $P_A$  nằm trong miền lân cận của mô hình danh định  $P_o$ ;  $\Delta$  là số thực thỏa điều kiện  $|\Delta| \leq 1$  đối với hệ đơn biến, đối với hệ đa biến  $\bar{\sigma}[\Delta(j\omega)] \leq 1, \forall \omega \geq 0$ .

Các dạng này giới hạn  $P_A$  trong một miền lân cận được chuẩn hóa của mô hình danh định  $P_o$ . Thuận lợi của dạng 2 so với dạng 1 là trong dạng 2 các ma trận trọng số không những áp dụng vào hàm truyền của quá trình mà còn có tác dụng với cả bộ điều khiển. Việc này giúp cho việc kiểm tra tính ổn định bền vững thuyết phục hơn. Trong nội dung luận án này dạng 2 sẽ được áp dụng để phân tích ổn định bền vững của hệ thống.

### 3.2.2. Ổn định nội

Cho hệ hồi tiếp âm có cấu trúc chuẩn như hình 3.4 (xét cả các tín hiệu nhiễu)

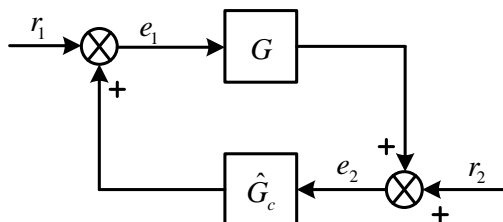


**Hình 3.4.** Cấu trúc hệ hồi tiếp âm chuẩn dùng phân tích ổn định bền vững

Trong đó,  $r$ ,  $y$  lần lượt là các tín hiệu vào ra;  $d_u$ ,  $d_y$  là các tín hiệu nhiễu điều khiển và nhiễu ngõ ra;  $n$  là nhiễu của tín hiệu đo;  $G$ ,  $G_c$  lần lượt là hàm truyền của quá trình và hàm truyền của bộ điều khiển.

Ta nhóm các tín hiệu vào thành các nhóm:  $r_1 = \begin{Bmatrix} r \\ d_u \end{Bmatrix}$ ,  $r_2 = \begin{Bmatrix} d_y \\ n \end{Bmatrix}$  và đặt  $e_1$ ,  $e_2$  lần

lượt là tín hiệu vào của quá trình và bộ điều khiển. Đặt  $\hat{G}_c = -G_c$ , từ đó cấu trúc hệ hồi tiếp hình 3.4 được vẽ lại như hình 3.5 và được dùng để phân tích ổn định nội của hệ.



### Hình 3.5. Cấu trúc phân tích ổn định nội

**Định lý 3.1:** Hệ hồi tiếp hình 3.4 được gọi là ổn định nội nếu tất cả các hàm truyền đạt từ  $r_1, r_2$  đến  $e_1, e_2$  đều ổn định.

Thông thường, nếu ta xét ổn định của hệ dựa vào hàm truyền vào-ra, sẽ có trường hợp khử các cực không ổn định bằng các nghiệm ze-rô của các khâu trong hệ. Điều này sẽ dẫn đến trường hợp vẫn tồn tại một tín hiệu nào đó trong hệ mất ổn định, có thể dẫn đến hư hỏng không kiểm soát. Do đó, điều kiện ổn định nội chặt chẽ hơn, và bảo đảm các tín hiệu bên trong hệ thống đều hữu hạn khi tín hiệu vào là hữu hạn.

Ví dụ, ta khảo sát điều kiện ổn định nội của hệ thống hình 3.5, từ sơ đồ ta có:

$$\begin{cases} e_1 = r_1 + \hat{G}_c e_2 = r_1 + \hat{G}_c r_2 + \hat{G}_c G e_1 \\ e_2 = r_2 + G e_1 = r_2 + G r_1 + G \hat{G}_c e_2 \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} e_1 = (I - \hat{G}_c G)^{-1} r_1 + (I - \hat{G}_c G)^{-1} \hat{G}_c r_2 \\ e_2 = (I - G \hat{G}_c)^{-1} G r_1 + (I - G \hat{G}_c)^{-1} r_2 \end{cases} \quad (3.8)$$

Suy ra:

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (I - \hat{G}_c G)^{-1} & (I - \hat{G}_c G)^{-1} \hat{G}_c \\ (I - G \hat{G}_c)^{-1} G & (I - G \hat{G}_c)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Điều kiện ổn định nội của hệ là các hàm truyền  $(I - \hat{G}_c G)^{-1}$ ,  $(I - \hat{G}_c G)^{-1} \hat{G}_c$ ,  $(I - G \hat{G}_c)^{-1} G$  và  $(I - G \hat{G}_c)^{-1}$  đều ổn định.

#### 3.2.3. Định lý độ lợi nhỏ

Cho hàm truyền bất kỳ ở miền tần số có dạng  $G(j\omega)$ . Ta có bán kính phổ (spectral radius), kí hiệu  $\rho(G(j\omega))$ , tại mỗi tần số được định nghĩa như sau:

$$\rho(G(j\omega)) \triangleq \max_i |\lambda_i(G(j\omega))| \quad (3.10)$$

Trong đó,  $\lambda_i$  là các trị riêng của  $G$

**Định lý 3.2 (Điều kiện ổn định bán kính phổ):** Xem xét một hệ thống có hàm truyền ổn định  $G(s)$ . Khi đó hệ kín ổn định nếu và chỉ nếu:

$$\rho(G(j\omega)) < 1 \quad \forall \omega \quad (3.11)$$

*Chứng minh:* xem tài liệu tham khảo [139]

Định lý trên khá trực quan vì ta dễ nhận thấy rằng nếu độ lợi của hệ thống nhỏ hơn 1 theo mọi hướng (tất cả các trị riêng) và cho mọi tần số, khi đó sự thay đổi của các tín hiệu sẽ suy biến dần và hệ trở nên ổn định.

**Định lý 3.3 (Định lý độ lợi nhỏ):** Xem xét một hệ thống với hàm truyền ổn định  $G(s)$ . Khi đó hệ kín ổn định nếu:

$$\|G(j\omega)\| < 1 \quad \forall \omega \quad (3.12)$$

Trong đó,  $\|G\|$  chỉ bất kỳ chuẩn ma trận nào thỏa  $\|AB\| \leq \|A\| \cdot \|B\|$

### 3.2.4. Ổn định bền vững cho hệ đa biến

#### 3.2.4.1. Cấu trúc phân tích ổn định bền vững

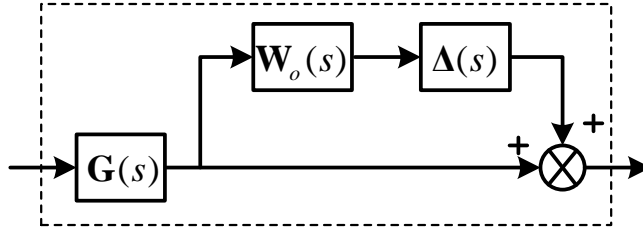
Các đại lượng bất định được mô tả bởi ma trận đường chéo:

$$\Delta = \text{diag} \{ \Delta_i \} = \begin{bmatrix} \Delta_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \Delta_i & \\ & & & \ddots \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Trong đó, mỗi  $\Delta_i$  đại diện cho một đại lượng thay đổi nhất định.

Sự bất định không cấu trúc thường được dùng để có được mô hình bất định đơn giản. Có nhiều dạng khác nhau của cấu trúc bất định không cấu trúc, nhưng trong luận án này tác giả sử dụng dạng phổ biến nhất là mô hình sai số nhân (phương trình 3.6)

với sự bất định ở ngõ ra. Cấu trúc bất định được mô tả như hình 3.6, trong đó  $\mathbf{G}_p$  là họ hàm truyền bất định;  $\mathbf{G}$  là hàm truyền danh định của hệ.



**Hình 3.6.** Cấu trúc bất định sai số nhân ngõ ra

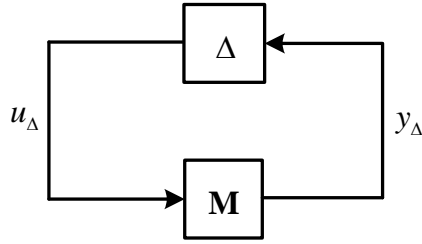
Theo phương trình 3.6, họ hàm truyền bất định được viết lại:

$$\mathbf{G}_p(s) = [\mathbf{I} + \Delta(s)\mathbf{W}_o(s)]\mathbf{G}(s) \quad (3.14)$$

Trong luận án này, do cấu trúc điều khiển sử dụng kỹ thuật phân ly nên ma trận hàm truyền của đối tượng điều khiển sau khi phân ly là ma trận đường chéo. Do đó, ma trận trọng số mô tả sự bất định ngõ ra  $\mathbf{W}_o(s)$  cũng là ma trận đường chéo, các thành phần đường chéo của ma trận này được chọn sao cho đặc tính miền tần số bao phủ sự thay đổi của các ma trận thành phần sau khi phân ly trên toàn bộ dải tần số khảo sát, nghĩa là bất phương trình sau phải được thỏa mãn:

$$|W_{oi}(j\omega)| \geq l_o(\omega) = \max_{G_{pi}} \left| \frac{G_{pi}(j\omega) - G_i(j\omega)}{G_i(j\omega)} \right|, \quad \forall \omega \quad (3.15)$$

Để phân tích ổn định bền vững của hệ thống, cấu trúc  $\mathbf{M}\text{-}\Delta$  như hình 3.7 thường được sử dụng. Cấu trúc này có nghĩa là tất cả các thông số bất định của hệ sau khi được biểu diễn dưới dạng sai số nhân ngõ ra như hình 3.6 thì sẽ được tách ra thành 2 thành phần: ma trận  $\Delta$  là ma trận đường chéo với điều kiện  $\bar{\sigma}[\Delta(j\omega)] \leq 1, \quad \forall \omega \geq 0$ ; ma trận  $\mathbf{M}$  chứa các thành phần còn lại của hệ thống như hàm truyền đối tượng điều khiển, bộ điều khiển, và ma trận trọng số.



**Hình 3.7.** Cấu trúc  $\mathbf{M}\text{-}\Delta$  để phân tích ổn định bền vững hệ đa biến

Nếu hệ danh định ổn định thì  $\mathbf{M}$  ổn định và  $\Delta$  là các tín hiệu bất định có thể làm cho hệ thống mất ổn định. Định lý sau thiết lập điều kiện của  $\mathbf{M}$  để cho hệ thống vẫn ổn định dưới ảnh hưởng của  $\Delta$

**Định lý 3.4 (Định lý ổn định bền vững):**

Giả sử  $\mathbf{M}$  và  $\Delta$  ổn định, hệ thống vòng kín hình 3.7 sẽ ổn định khi và chỉ khi biểu đồ cực của đường cong Nyquist  $\det(\mathbf{I}\text{-}\mathbf{M}\Delta)$  không bao điểm gốc. Khi đó hệ thống vòng kín sẽ ổn định bền vững với mọi  $\Delta$  ( $\bar{\sigma}(\Delta) \leq 1$ ) nếu và chỉ nếu khi một trong các điều kiện sau thỏa mãn:

a.  $\det(\mathbf{I}\text{-}\mathbf{M}\Delta(j\omega)) \neq 0 \quad \forall \omega, \forall \Delta$  (3.16)

b.  $\rho(\mathbf{M}\Delta(j\omega)) < 1 \quad \forall \omega, \forall \Delta$  (3.17)

c.  $\|\mathbf{M}\|_{\infty} < 1 \quad \forall \omega, \|\Delta\| < 1$  (3.18)

**3.2.4.2 Giá trị suy biến có cấu trúc (structured singular value)**

Giá trị suy biến có cấu trúc, kí hiệu là  $\mu$ , SSV hoặc  $\mu$ , là hàm số tổng quát hóa giá trị suy biến (singular value,  $\bar{\sigma}$ ) và bán kính phổ (spectral radius,  $\rho$ ). Giá trị này sẽ được dùng như là điều kiện cần và đủ cho sự ổn định bền vững (robust stability) và cũng như cho sự bền vững của đáp ứng (robust performance).



**Định nghĩa 3.1 (SSV):** Cho ma trận  $\mathbf{M}$  và  $\Delta = \text{diag}\{\Delta_i\}$  chỉ tập các ma trận mà  $\bar{\sigma}(\Delta) \leq 1$ . Hàm số thực không âm  $\mu(\mathbf{M})$  được gọi là SSV và được định nghĩa bằng phương trình sau:

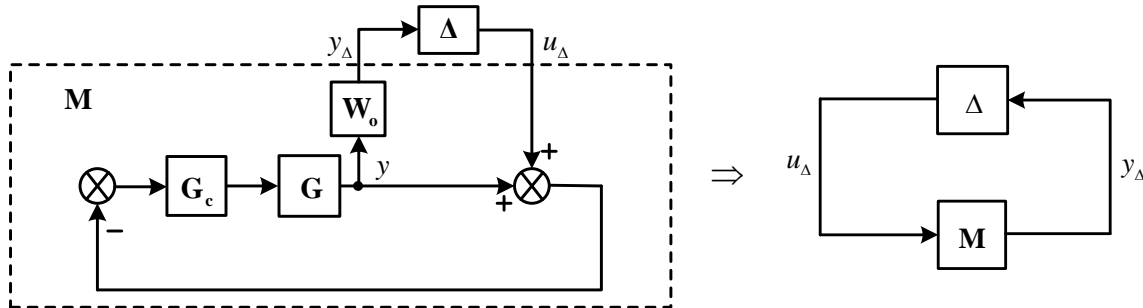
$$\mu(\mathbf{M}) \triangleq \frac{1}{\min\{k_m \mid \det(\mathbf{I} - k_m \mathbf{M} \Delta) = 0, \bar{\sigma}(\Delta) \leq 1\}} \quad (3.19)$$

Nếu không có cấu trúc  $\Delta$  tồn tại,  $\mu(\mathbf{M}) = 0$

**Định lý 3.5:** Giả sử rằng mô hình danh định  $\mathbf{M}$  và tín hiệu không chắc chắn  $\Delta$  là ổn định. Khi đó cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  ở hình 3.7 cũng ổn định với mọi  $\Delta$  thỏa  $\bar{\sigma}(\Delta) \leq 1, \forall \omega$  khi và chỉ khi:  $\mu(\mathbf{M}(j\omega)) < 1 \quad \forall \omega$ .

### 3.2.4.3 Điều kiện ổn định bền vững đối với hệ đa biến có sai số nhân ở ngõ ra

Hình 3.8 minh họa cấu trúc sai số nhân ngõ ra của tín hiệu bất định được tích hợp vào hệ điều khiển vòng kín sau khi phân ly đơn giản hóa. Khi đó, ma trận hàm truyền  $\mathbf{G}$  là ma trận đường chéo;  $\mathbf{G}_c$  là ma trận điều khiển tương ứng (cũng là ma trận đường chéo với các thành phần đường chéo là các bộ điều khiển tương ứng với các phần tử đường chéo của ma trận  $\mathbf{G}$ );  $\mathbf{W}_o$  là ma trận trọng số, được lựa chọn phù hợp thỏa mãn bất phương trình (3.15). Cấu trúc tương đương  $\mathbf{M}-\Delta$  cũng được trình bày trong hình 3.8. Để xét ổn định bền vững cho hệ thống, ta cần tìm ma trận  $\mathbf{M}$  và sử dụng định lý 3.5 để chứng minh tính ổn định bền vững cho hệ.



**Hình 3.8.** Phân tích ổn định bền vững với sai số nhân đầu ra

$$\text{Ta có: } \mathbf{y}(s) = -\mathbf{G}\mathbf{G}_c[\mathbf{y}(s) + \mathbf{u}_\Delta] \quad (3.20)$$

$$\Rightarrow \mathbf{y}(s) = -\mathbf{G}\mathbf{G}_c[\mathbf{I} + \mathbf{G}_p\mathbf{G}_c]^{-1} \mathbf{u}_\Delta \quad (3.21)$$

$$\text{Do đó, } \mathbf{y}_\Delta = -\mathbf{W}_o\mathbf{G}\mathbf{G}_c[\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{G}_c]^{-1} \mathbf{u}_\Delta \quad (3.22)$$

$$\text{Vậy } \mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_o\mathbf{G}\mathbf{G}_c[\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{G}_c]^{-1} \quad (3.23)$$

Sử dụng định lý 3.5, ta có điều kiện cần và đủ để hệ có sai số nhân đầu ra ổn định bền vững là  $\mu(\mathbf{M}(j\omega)) < 1 \quad \forall \omega$ , với  $\mathbf{M}$  được tính như công thức (3.23)

Công thức (3.23) sẽ là cơ sở để tính toán ma trận  $\mathbf{M}$  cho các cấu trúc điều khiển khác nhau mà tác giả đề xuất sử dụng trong luận án, và sẽ được trình bày trong chương tiếp theo.

### 3.3 Tóm tắt chương 3

Trình bày các phương pháp đánh giá chất lượng hệ thống như IAE, ITAE, TV, và hàm độ nhạy cực đại ( $M_s$ ) để đo lường sự ổn định bền vững của vòng điều khiển đơn biến. Bên cạnh đó, điều kiện ổn định bền vững của hệ đa biến sử dụng cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  và sai số nhân ở ngõ ra của tín hiệu bất định được rút ra dựa vào giá trị của hàm  $\mu$ .

## Chương 4

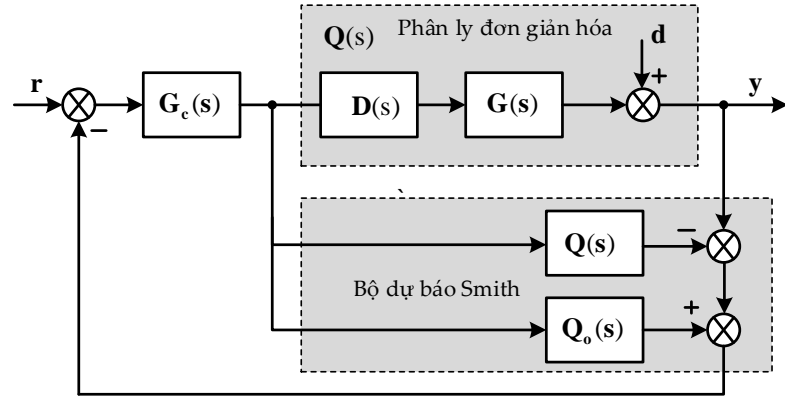
# CÁC PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐỀ XUẤT

Như đã khảo sát và phân tích trong chương Tổng quan, trong luận án này tác giả sử dụng phân ly đơn giản hóa kết hợp với bộ dự báo Smith đa biến. Theo khảo sát của tác giả, cấu trúc điều khiển này chưa được công bố ở bất kỳ công trình khoa học nào trước đó.

### 4.1 Kết hợp phân ly đơn giản hóa với bộ dự báo Smith

Như đã phân tích ở chương Tổng quan, để có thể áp dụng hiệu quả bộ dự báo Smith cho các quá trình đa biến, có hai phương pháp thường được sử dụng. Phương pháp đầu tiên là áp dụng đồng thời điều khiển đa biến và bộ dự báo Smith [76, 77, 79], phương pháp này thường phức tạp và chỉ phù hợp cho các hệ đa biến bậc thấp. Phương pháp thứ hai là thiết kế bộ phân ly cho đối tượng điều khiển để đạt được ma trận hàm truyền đường chéo, và sau đó ứng dụng bộ dự báo Smith cho từng thành phần đường chéo như trường hợp của hệ đơn biến [80]. *Trong luận án này, tác giả sử dụng cách tiếp cận thứ hai và đề xuất cấu trúc bộ điều khiển bao gồm bộ phân ly đơn giản hóa kết hợp với bộ dự báo Smith.*

Cấu trúc tổng quát của bộ điều khiển được mô tả ở hình 4.1. Trong đó,  $\mathbf{D}(s)$  là một ma trận phân ly cho quá trình đa biến  $\mathbf{G}(s)$ ,  $\mathbf{Q}(s)$  là ma trận quá trình đã được phân ly ( $\mathbf{Q}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{D}(s)$ ) và  $\mathbf{Q}_0(s)$  được suy ra từ  $\mathbf{Q}(s)$  khi loại bỏ tất cả các khâu trễ. Do tính chất của kỹ thuật phân ly, nên  $\mathbf{G}(s)\mathbf{D}(s)$  được tách rời, rõ ràng là  $\mathbf{Q}(s)$  và  $\mathbf{Q}_0(s)$  sẽ là ma trận chéo. Thiết kế dự báo đa biến của Smith khi đó được đơn giản hóa thành thiết kế dự báo Smith đơn biến, đa vòng. Chính vì thế, nhiều phương pháp thiết kế đơn giản khác nhau cho Smith đơn biến có thể được áp dụng.



**Hình 4.1:** Cấu trúc điều khiển phân ly kết hợp với dự báo Smith đa biến

Trong đó,  $\mathbf{G}_c(s)$  là bộ điều khiển đa biến. Do tính chất của bộ phân ly, hệ đa biến ban đầu sẽ trở thành hệ đơn biến đa vòng. Do đó ma trận hàm truyền của bộ điều khiển  $\mathbf{G}_c(s)$  có dạng ma trận đường chéo được biểu diễn bởi công thức (4.1), trong đó mỗi thành phần đường chéo ( $g_{ci}(s)$ ,  $i = 1 \div n$ ) là một bộ điều khiển cho một vòng kín.

$$\mathbf{G}_c(s) = \begin{bmatrix} g_{c1}(s) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g_{c2}(s) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g_{cn}(s) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Kỹ thuật phân ly đơn giản hóa được chọn trong luận án này vì sự đơn giản của bộ phân ly đồng thời cũng đảm bảo sự ổn định bền vững của hệ. Nhóm tác giả Vu và Lee đã đề xuất phương pháp mở rộng của bộ phân ly đơn giản hóa cho hệ thống MIMO bậc  $n$  [67]. Như đã trình bày trong chương 2, kết quả cuối cùng của phương pháp này được trình bày tóm tắt bởi các công thức sau:

$$d_{ji} = \frac{c_{ij}}{c_{ii}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n; i \neq j \quad (4.2)$$

$$q_{ii} = \frac{g_{ii}}{\Lambda_{ii}} \quad (4.3)$$

Trong đó,  $\mathbf{C} = (\text{adj}\mathbf{G})^T$  và  $\Lambda_{ii} = [\mathbf{G} \otimes (\mathbf{G}^{-1})^T]_{ii}$  với  $\otimes$  nghĩa là phép nhân từng thành phần của 2 ma trận.

Sử dụng phương trình (4.2), các thành phần của bộ phân ly của các quá trình  $2 \times 2$  và  $3 \times 3$  được tính toán và trình bày trong bảng 4.1. Các công thức tính toán cho hệ  $4 \times 4$  tương đối phức tạp nên không được trình bày trong luận án, chi tiết các công thức tính cho hệ  $4 \times 4$  xem ở tài liệu [67].

**Bảng 4.1:** Các thành phần của bộ phân ly đơn giản hóa cho hệ  $2 \times 2$  và  $3 \times 3$

Hệ	Các thành phần của bộ phân ly		
$2 \times 2$	$d_{21} = -\frac{g_{21}}{g_{22}}$	$d_{12} = -\frac{g_{12}}{g_{11}}$	
	$d_{12} = -\frac{g_{33}g_{12} - g_{32}g_{13}}{g_{33}g_{11} - g_{31}g_{13}}$ ,	$d_{13} = -\frac{g_{22}g_{13} - g_{23}g_{12}}{g_{22}g_{11} - g_{21}g_{12}}$ ,	$d_{21} = -\frac{g_{33}g_{21} - g_{31}g_{23}}{g_{33}g_{22} - g_{32}g_{23}}$ ,
$3 \times 3$	$d_{23} = -\frac{g_{23}g_{11} - g_{21}g_{13}}{g_{22}g_{11} - g_{21}g_{12}}$ ,	$d_{31} = -\frac{g_{31}g_{22} - g_{32}g_{21}}{g_{33}g_{22} - g_{32}g_{23}}$ ,	$d_{32} = -\frac{g_{32}g_{11} - g_{31}g_{12}}{g_{33}g_{11} - g_{31}g_{13}}$

**Bảng 4.2.** Các thành phần đường chéo của các ma trận được phân ly  $2 \times 2$  và  $3 \times 3$

Hệ	Các thành phần đường chéo của ma trận hệ thống sau khi được phân ly	
$2 \times 2$	$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}}$	$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}}$
	$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}(g_{33}g_{21} - g_{23}g_{31}) + g_{13}(g_{31}g_{22} - g_{21}g_{32})}{g_{33}g_{22} - g_{23}g_{32}}$	
$3 \times 3$	$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{21}(g_{33}g_{12} - g_{13}g_{32}) + g_{23}(g_{32}g_{11} - g_{31}g_{12})}{g_{11}g_{33} - g_{13}g_{31}}$	
	$q_{33} = g_{33} - \frac{g_{31}(g_{13}g_{22} - g_{12}g_{23}) + g_{32}(g_{23}g_{11} - g_{13}g_{21})}{g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}}$	

Các thành phần đường chéo của ma trận hệ thống sau khi được phân ly cũng được tính toán, sử dụng công thức (4.3), và được trình bày trong bảng 4.2. Dễ dàng nhận

thấy rằng các thành phần này rất phức tạp và không thể dùng để phục vụ cho việc phân tích và thiết kế bộ điều khiển.

Để giải quyết khó khăn này, phương pháp đồng nhất hệ số (CM) sử dụng khai triển chuỗi Maclaurin được đề xuất bởi Vu và Lee [55, 67] để chuyển đổi các hàm truyền phức tạp thành một số dạng chuẩn như hệ bậc 1 có trễ và hệ bậc 2 có trễ đồng thời cũng giải quyết được bài toán hiện thực hóa của bộ phân ly. Tuy nhiên nhược điểm lớn của phương pháp này là không giải quyết được bài toán tổng quát và đồng thời khối lượng tính toán cũng tăng cao khi bậc của hệ MIMO tăng lên. Do đó, trong luận án này tác giả đã đề xuất phương pháp sử dụng thuật toán tiến hoá, cụ thể là *thuật toán tối ưu hóa bầy đàn (PSO algorithm)* để khắc phục các nhược điểm trên.

## 4.2. Đề xuất sử dụng thuật toán tối ưu bầy đàn (PSO) để rút gọn mô hình.

### 4.2.1. Giới thiệu thuật toán tối ưu bầy đàn

Ý tưởng của thuật toán PSO được phát triển dựa trên hành vi tìm kiếm vị trí nguồn thức ăn của các bầy, đàn (ong, chim, kiến...) [140 – 142]. Tất cả các nghiệm của bài toán có thể được đại diện bởi một cá thể trong đàn. Mỗi cá thể trong không gian tìm kiếm có thông số vị trí và vận tốc mà sẽ được dùng để cập nhật vị trí mới. Tại mỗi bước, tất cả các cá thể được cập nhật hai giá trị tốt nhất: vị trí cá nhân tốt nhất (*Pbest*) và vị trí tốt nhất của cả đàn (*Gbest*) cho đến bước hiện tại. Các phương trình nổi tiếng dùng để cập nhật vị trí và vận tốc của mỗi cá thể như sau:

$$v_i(k+1) = \omega v_i(k) + c_1 \omega_1 (x_{pbest} - x_i(k)) + c_2 \omega_2 (x_{Gbest} - x_i(k)) \quad (4.4)$$

$$\omega = \omega_{\max} - \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{M} k \quad (4.5)$$

$$x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1) \quad (4.6)$$

Trong đó,  $v_i(k)$  và  $x_i(k)$  lần lượt là vận tốc và vị trí của cá thể thứ  $i$ ;  $k$  là bước lặp;  $c_1$  và  $c_2$  là các hệ số tăng tốc hay còn gọi hệ số học;  $\omega_1$  và  $\omega_2$  là các số thực được tạo

ra ngẫu nhiên trong khoảng  $[0 - 1]$ ;  $\omega$  là trọng số quán tính;  $M$  là số bước lặp tối đa.

#### 4.2.2 Đề xuất sử dụng thuật toán PSO để rút gọn mô hình.

Trong nghiên cứu này, tác giả sử dụng hai dạng hàm truyền tương đương khi rút gọn và xấp xỉ mô hình. Một là hàm truyền bậc nguyên thông thường để xấp xỉ cho các hàm truyền thành phần của ma trận phân ly, phương trình (4.7); hai là hàm truyền bậc phân số được dùng để xấp xỉ các thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly, phương trình (4.8). Như đã trình bày trong chương 2, động lực học bậc phân số sẽ mô tả tốt hơn đặc tính động học của hệ thống, nên trong trường hợp này với mong muốn có hàm truyền tương đương tốt nhất, mô tả đầy đủ nhất động học của hệ sau khi phân ly nên tác giả sử dụng hàm truyền bậc phân số cho trường hợp 2.

$$\bar{G}_m(s) = \frac{K(\tau_3 s + 1)e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (4.7)$$

$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1} \quad (0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2) \quad (4.8)$$

Trong đó,  $\tau_1$  và  $\tau_2$  là hằng số thời gian, không mất tính tổng quát giả sử  $\tau_1 > \tau_2 \geq 0$ ;  $K$  là độ lợi;  $\tau_3$  là hằng số không âm, khi  $\tau_3 = 0$  mô hình của hệ (phương trình trên) trở thành hệ bậc hai có trễ (SOPTD), và nếu đồng thời  $\tau_2 = 0$  mô hình hệ thống trở thành hệ bậc 1 có trễ (FOPTD);  $\theta$  là thời gian trễ của hệ;  $\alpha_2, \alpha_1$  là bậc phân số, không mất tính tổng quát, giả sử  $0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2$ .

Một cách hiển nhiên, nếu sử dụng hàm truyền bậc càng cao thì việc xấp xỉ mô hình càng chính xác. Tuy nhiên, việc đó sẽ làm khó khăn khi thiết kế thông số cho bộ điều khiển PID. Hơn nữa, qua việc khảo sát các công trình đã công bố trong lĩnh vực điều khiển quá trình, các hàm truyền (4.7) và (4.8) thích hợp cho hầu hết các ứng dụng. Thông số  $\theta$  được xác định trước dựa vào đáp ứng bậc thang của hàm truyền gốc. Các

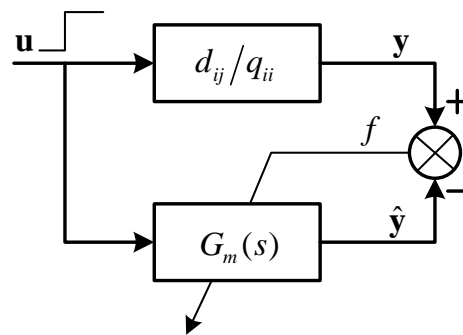
thông số còn lại sẽ sử dụng giải thuật tối ưu bầy đàn để tìm kiếm và được viết lại dưới dạng vec-tơ như sau:

$$\mathbf{x} = [K \quad \tau_1 \quad \tau_2 \quad \tau_3 \quad \alpha_1 \quad \alpha_2]^T \quad (4.9)$$

Các điều kiện biên được viết dưới dạng hệ bất phương trình (4.10). Cùng với  $\theta$ , các thông số  $K_{\min}$ ,  $K_{\max}$  và  $\tau_{i\max}$  ( $i = 1 \div 3$ ) cũng được xác định dựa trên đáp ứng vòng hở của hàm bậc thang đơn vị ngõ vào của hàm truyền gốc.

$$\begin{cases} K_{\min} < K < K_{\max} \\ 0 < \tau_1 < \tau_{1\max} \\ 0 \leq \tau_2 < \tau_{2\max} \\ 0 \leq \tau_3 < \tau_{3\max} \\ 0 < \alpha_1 \leq 1 \\ 1 < \alpha_2 < 2 \end{cases} \quad (4.10)$$

Cấu trúc tổng quát của giải thuật xấp xỉ được trình bày ở hình 4.2. Cấu trúc này có thể hoạt động tốt cho cả hệ hở lẫn hệ kín. Tuy nhiên trong luận án này tác giả chỉ sử dụng để xấp xỉ hàm truyền vòng hở với giả định hệ hở luôn ổn định. Trong trường hợp khác nếu hệ hở không ổn định, ta có thể sử dụng thêm một khâu tỉ lệ và đưa hệ về hệ kín ổn định. Khi đó, giải thuật đề xuất cũng có thể áp dụng một cách bình thường.



**Hình 4.2.** Cấu trúc tổng quát của giải thuật xấp xỉ



Ngõ vào là hàm bậc thang và ngõ ra tương ứng hình thành cặp dữ liệu vào-ra và được lưu lại để sử dụng cho giải thuật huấn luyện (tìm kiếm). Hàm tối ưu được tính theo công thức (4.11), với nhiệm vụ cực tiểu sai số ngõ ra giữa hàm truyền gốc và hàm truyền xấp xỉ

$$f = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y - \hat{y})^2 \quad (4.11)$$

Tại mỗi bước của việc cập nhật vị trí và vận tốc, tính chất hợp thức (*proper*) của hàm truyền rút gọn luôn được kiểm tra. Nếu có sự không hợp thức xảy ra tại bất kỳ vị trí nào, một vị trí mới sẽ được cập nhật ngẫu nhiên cho đến khi đạt được sự hợp thức ở tất cả các vị trí và quá trình tìm kiếm sẽ tiếp tục. Phương pháp đề xuất này nhằm giải quyết bài toán hiện thực hóa của bộ phân ly đơn giản hóa. Lưu đồ giải thuật của phương pháp đề xuất được trình bày ở hình 4.3.

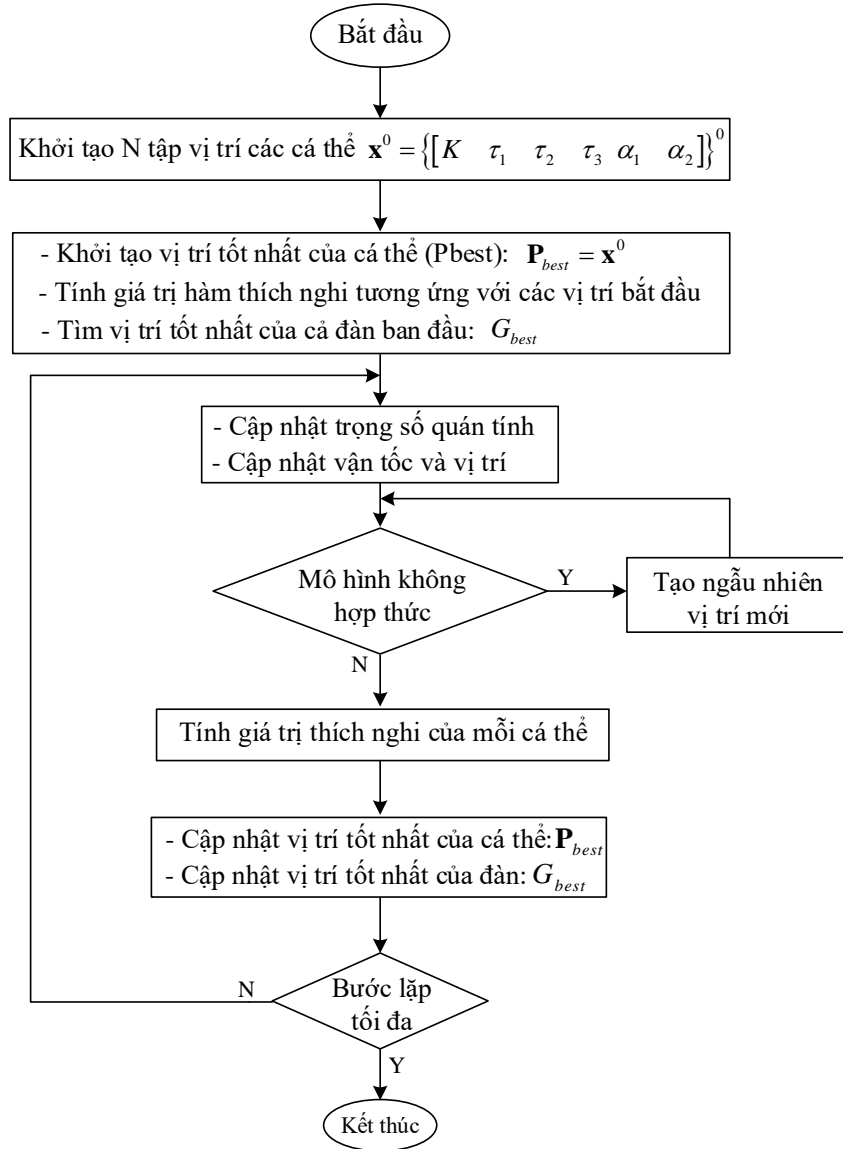
Mục đích của việc sử dụng giải thuật tối ưu bày đàn là để tìm hàm truyền gần đúng nhất của một hệ thống phức tạp bất kỳ. Trong luận án này, các phân tử của ma trận phân ly (bảng 4.1) và của ma trận hàm truyền của hệ sau khi được phân ly (bảng 4.2) sẽ được áp dụng giải thuật đề xuất để đưa về các dạng chuẩn và phổ biến trong các ứng dụng điều khiển quá trình công nghiệp.

- Đối với các hàm truyền bậc nguyên, từ hàm truyền tổng quát (4.7) ta có thể đạt được một số hàm truyền chẳng hạn như: hệ bậc 1 có trễ (FOPTD), hệ bậc 2 có trễ (SOPTD) và hệ bậc 2 có trễ với nghiệm ze-ro âm (SOPTDNZ) lần lượt theo các công thức (5.12) – (5.14)

$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (4.12)$$

$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (4.13)$$

$$\bar{G}_m(s) = \frac{K(\tau_3 s + 1)e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (4.14)$$



**Hình 4.3.** Lưu đồ giải thuật của giải thuật tối ưu bầy đàn dùng để rút gọn mô hình

- Tương tự đối với các hàm truyền bậc phân số, sau khi xấp xỉ có hai dạng như sau:

$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s^\alpha + 1} \quad (0 < \alpha < 1) \quad (4.15)$$

$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1} \quad (0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2) \quad (4.16)$$

### 4.3. Các đề xuất thiết kế bộ điều khiển PI/PID phân số (FOPI/FOPID)

Sử dụng cấu trúc bộ điều khiển và phương pháp xấp xỉ mô hình đã đề cập, hệ đa biến sẽ trở thành nhiều vòng kín đơn biến độc lập nhau với hàm truyền tương đương mỗi vòng là hàm có bậc phân số (FOTF). Trong luận văn này, tác giả đề xuất một bộ điều khiển PID phân số mới, tổng quát cho từng vòng điều khiển, gọi là bộ điều khiển  $I^\sigma PI^\lambda D^\mu$ . Phương trình tổng quát của bộ điều khiển có dạng sau:

$$g_c(s) = K_c \frac{1}{s^\sigma} \left( 1 + \frac{1}{\tau_I s^\lambda} + \tau_D s^\mu \right) \frac{1}{\tau_F s + 1} \quad (4.17)$$

Trong đó,  $K_c$ ,  $\tau_I$ ,  $\tau_D$  lần lượt là độ lợi, thời gian tích phân và thời gian đạo hàm;  $\lambda$ ,  $\mu$  là bậc phân số của khâu tích phân và đạo hàm;  $\sigma$  là bậc phân số của khâu tích phân lý tưởng, và:  $\sigma = 1 - \lambda$ . Trong trường hợp đặc biệt, khi  $\lambda = 1$ , thì ta có  $\sigma = 0$ ;  $\tau_F$  là thời hằng của bộ lọc thông thấp bậc 1, trong trường hợp không sử dụng bộ lọc ta có  $\tau_F = 0$ .

Lưu ý do cấu trúc của hệ thống điều khiển có sử dụng bộ dự báo Smith nên hàm truyền dùng để thiết kế bộ điều khiển có dạng như phương trình (4.15) hoặc (4.16) nhưng thành phần khâu trễ sẽ được loại bỏ

#### 4.3.1 Đề xuất phương pháp thiết kế dựa trên cấu trúc mô hình nội (IMC)

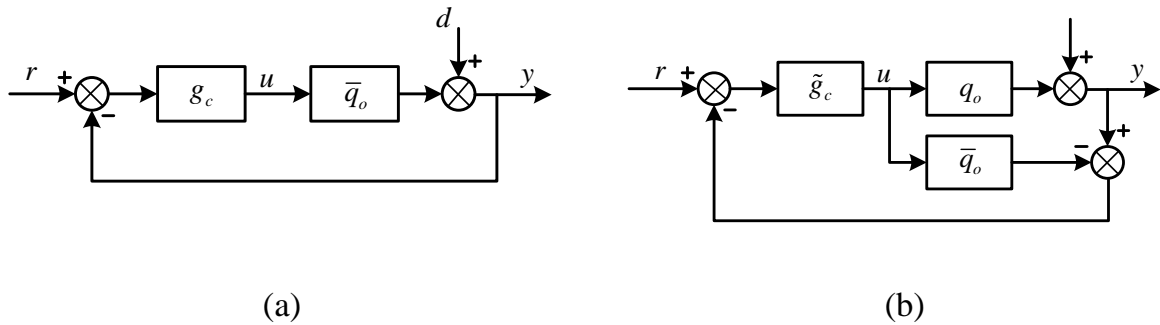
Phương pháp thiết kế bộ điều khiển PID dựa trên cấu trúc mô hình nội (IMC) rất phổ biến và thường chỉ dùng cho hệ có bậc nguyên. Trong luận án này, phương pháp này được mở rộng để thiết kế cho bộ điều khiển đề xuất ( $I^\sigma PI^\lambda D^\mu$ ). Hơn nữa, trong cấu trúc đề xuất tác giả cũng đã sử dụng bộ dự báo Smith với mục tiêu loại bỏ khâu trễ ra

khởi hàm truyền của hệ sau khi phân ly. Do đó, khi thiết kế bộ điều khiển ta chỉ phải thiết kế cho hàm truyền không có thời gian trễ. Cấu trúc của bộ điều khiển được trình bày ở hình 4.4.

Theo phương pháp thiết kế IMC, mô hình của quá trình được chia thành hai phần:

$$\bar{q}_o(s) = p_M(s)p_A(s) \quad (4.18)$$

Trong đó,  $p_A(s)$  chứa hàm trễ và/hoặc các nghiệm ze-ro nằm bên phải mặt phẳng phức; và  $p_A(0) = 1$ . Theo các phương trình (5.14) đến (5.16), ta đều có  $p_A(s) = 1$ .



**Hình 4.4.** (a) Bộ điều khiển hồi tiếp cổ điển

(b) Bộ điều khiển theo cấu trúc mô hình nội

Khi đó, một cách tổng quát, bộ điều khiển IMC được thiết kế như sau:

$$\tilde{g}_c(s) = p_M^{-1}(s)f \quad (4.19)$$

Khâu  $f$  được gọi là bộ lọc IMC và có dạng tổng quát sau:

$$f = \frac{1}{(\tau_c s + 1)^r} \quad (4.20)$$

Trong đó,  $\tau_c$  là thông số hiệu chỉnh nhằm cân bằng giữa chất lượng đáp ứng của hệ với sự ổn định bền vững;  $r$  là bậc tương đối của bộ lọc,  $r$  được chọn đủ lớn sao cho bộ điều khiển IMC hợp thức. Thay thế (4.20) vào phương trình (4.19), ta có:

$$\tilde{g}_c(s) = p_M^{-1}(s) \frac{1}{(\tau_c s + 1)^r} \quad (4.21)$$

Dựa vào cấu trúc điều khiển cổ điển và mô hình nội, hình 4.4 (a) và (b), từ phương trình trên ta dễ dàng suy ra bộ điều khiển hồi tiếp cổ điển:

$$g_c(s) = \frac{\tilde{g}_c(s)}{1 - \tilde{q}_o(s)\tilde{g}_c(s)} = \frac{p_M^{-1}(s)}{(\tau_c s + 1)^r - p_A(s)} = \frac{p_M^{-1}(s)}{(\tau_c s + 1)^r - 1} \quad (4.22)$$

#### 4.3.1.1. Quy luật hiệu chỉnh cho các quá trình diễn hình

**Trường hợp 1:**  $\bar{q}_o(s) = \frac{K}{\tau s^\alpha + 1} \quad (0 < \alpha < 1)$  (4.23)

Bộ lọc IMC trong trường hợp này được chọn như sau:  $f = \frac{1}{\tau_c s + 1}$  (4.24)

Thế vào phương trình (4.22), ta có được phương trình cho bộ điều khiển hồi tiếp:

$$g_c(s) = \frac{\tau s^\alpha + 1}{K \tau_c s} = \frac{\tau}{K \tau_c} \frac{1}{s^{1-\alpha}} \left( 1 + \frac{1}{\tau s^\alpha} \right) \quad (4.25)$$

Dễ dàng nhận thấy, trong trường hợp này, bộ điều khiển đề xuất đạt được với các thông số sau:

$$K_c = \frac{\tau}{K \tau_c} \quad (4.26a)$$

$$\tau_I = \tau \quad (4.26b)$$

$$\lambda = \alpha; \quad \sigma = 1 - \alpha \quad (4.26c)$$

$$\tau_D = \tau_F = 0 \quad (4.26d)$$

**Trường hợp 2:**  $\bar{q}_o(s) = \frac{K}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1} \quad (0 < \alpha_{1i} \leq 1 < \alpha_{2i} < 2)$  (4.27)

Bộ lọc IMC trong trường hợp này được chọn như sau:  $f = \frac{1}{(\tau_c s + 1)^2}$  (4.28)

Bộ điều khiển hồi tiếp đạt được:

$$g_c(s) = \frac{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1}{K\tau_c s(\tau_c s + 2)} \quad (4.29)$$

Viết lại phương trình (4.29) dưới dạng bộ điều khiển đề xuất như phương trình (4.17), ta có:

$$g_c(s) = \frac{\tau_1}{2K\tau_c} \frac{1}{s^{1-\alpha_1}} \left( 1 + \frac{1}{\tau_1 s^{\alpha_1}} + \frac{\tau_2}{\tau_1} s^{\alpha_2-\alpha_1} \right) \frac{1}{(\tau_c/2)s + 1} \quad (4.30)$$

Từ đó ta có các thông số của bộ điều khiển như sau:

$$K_c = \frac{\tau_1}{2K\tau_c} \quad (4.31a)$$

$$\tau_I = \tau_1; \quad \tau_D = \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad (4.31b)$$

$$\lambda = \alpha_1; \quad \sigma = 1 - \alpha_1 \quad (4.31c)$$

$$\mu = \alpha_2 - \alpha_1 \quad (4.31d)$$

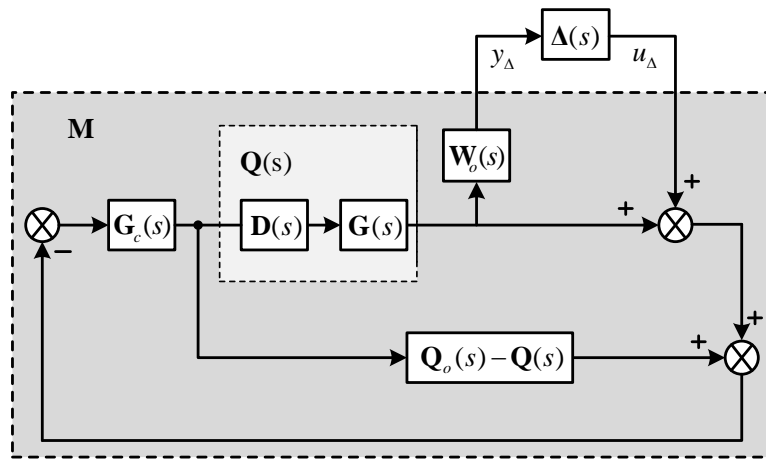
$$\tau_F = \frac{\tau_c}{2} \quad (4.31e)$$

**Bảng 4.3.** Quy luật tính thông số bộ điều khiển cho các trường hợp khác nhau

Mô hình	Các luật chỉnh định thông số bộ điều khiển
$\bar{q}_o(s) = \frac{K}{\tau s^\alpha + 1}$ $(0 < \alpha < 1)$	$K_c = \frac{\tau}{K\tau_c}; \quad \tau_I = \tau; \quad \lambda = \alpha; \quad \sigma = 1 - \alpha$ $\tau_D = \tau_F = 0$
$\bar{q}_0(s) = \frac{K}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1}$ $(0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2)$	$K_c = \frac{\tau_1}{2K\tau_c}; \quad \tau_I = \tau_1; \quad \tau_D = \frac{\tau_2}{\tau_1}; \quad \lambda = \alpha_1; \quad \sigma = 1 - \alpha_1$ $\mu = \alpha_2 - \alpha_1; \quad \tau_F = \frac{\tau_c}{2}$

### 4.3.1.2. Phân tích ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất

Sự bền vững của hệ thống điều khiển là tiêu chí quan trọng nhất cho bất kì phương pháp thiết kế nào. Nó là minh chứng cho việc giải pháp đưa ra có khả năng ứng dụng vào trong các đối tượng thực tế hay không. Nguyên nhân chủ yếu là do các mô hình khi thiết kế thông thường có sai lệch nhất định với mô hình trong thực tế. Do đó, trong phần này, sự ổn định bền vững của phương pháp đề xuất sẽ được khảo sát dựa trên cấu trúc mô hình bất định với sai số nhân ở ngõ ra. Cấu trúc bộ điều khiển đề xuất (hình 4.1) được biến đổi về dạng cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  như hình 4.5.



**Hình 4.5.** Cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất

Dựa vào phương pháp tính đã trình bày trong chương 3, từ các phương trình (3.20) – (3.23), ta cũng sẽ tính được ma trận  $\mathbf{M}$  theo công thức sau:

$$\mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_o(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}_o(s)\mathbf{G}_c(s)]^{-1} \quad (4.32)$$

Trong đó,  $\mathbf{Q}(s)$  là ma trận hàm truyền của hệ sau khi phân ly;  $\mathbf{G}_c(s)$  là ma trận đường chéo của các bộ điều khiển;  $\mathbf{Q}_o(s)$  là ma trận  $\mathbf{Q}(s)$  sau khi loại bỏ các khâu trễ trong các hàm truyền thành phần (tính chất của bộ dự báo Smith).

Theo định lý 3.5, ta có điều kiện để hệ ổn định bền vững với sai số nhân ở ngõ ra như sau:

$$\mu[\mathbf{M}(j\omega)] = \mu\left\{\mathbf{W}_o(j\omega)\mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}_o(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)]^{-1}\right\} < 1, \quad \forall \omega \quad (4.33)$$

Công thức 4.33 sẽ được dùng để khảo sát sự ổn định bền vững trong các bài toán mô phỏng ở chương 5.

### 4.3.2. Thiết kế bộ điều khiển PI/PID bậc tổng quát cho hệ đa biến bậc cao sử dụng phương pháp tối ưu hóa đa mục tiêu

Hiện nay có nhiều nghiên cứu về phương pháp thiết kế bộ điều khiển PI/PID cũng như PI/PID phân số mà có xem xét các bài toán tối ưu về đáp ứng cũng như tính bền vững của hệ thống. Trong đó, các phương pháp sử dụng giải thuật tiến hóa (EA) như giải thuật di truyền (GA), giải thuật tối ưu hóa bầy đàn (PSO) thường được sử dụng để giải quyết các bài toán tối ưu với nhiều ràng buộc. Trong luận án này, tác giả đề xuất phương pháp sử dụng tối ưu hóa đa mục tiêu trên cơ sở giải thuật tối ưu hóa bầy đàn (MOPSO) nhằm thiết kế bộ điều khiển PI/PID phân số cho các hệ đa biến bậc cao ( $3 \times 3$  và  $4 \times 4$ ).

#### 4.3.2.1. Giải thuật tối ưu hóa bầy đàn đa mục tiêu (MOPSO)

**Định nghĩa 4.1:** (*Cực tiểu toàn cục*)

Cho hàm số  $f: \Omega \subseteq R^n \rightarrow R, \Omega \neq \emptyset$ . Với vec-tơ  $\vec{x} \in \Omega$ , giá trị  $f^* \triangleq f(\vec{x}^*) > -\infty$  được gọi là cực tiểu toàn cục khi và chỉ khi:  $\forall \vec{x} \in \Omega: f(\vec{x}^*) \leq f(\vec{x})$ .

Khi đó,  $\vec{x}^*$  là nghiệm cực tiểu toàn cục,  $f$  là hàm mục tiêu, và tập  $\Omega$  là miền khả thi (feasible region),  $\Omega \in S$ , trong đó  $S$  là toàn bộ không gian tìm kiếm.

**Định nghĩa 4.2:** (*Bài toán tối ưu đa mục tiêu tổng quát*)

Tìm vec-tơ  $\vec{x}^* = [x_1^* \quad x_2^* \quad \dots \quad x_n^*]^T$  để tối ưu hóa (cực tiểu) vec-tơ hàm:

$$\vec{f}(\vec{x}) = [f_1(\vec{x}) \quad f_2(\vec{x}) \quad \dots \quad f_k(\vec{x})]^T \quad (4.34)$$

Trong đó,  $\vec{x} = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n]^T$  là vec-tơ của các biến quyết định

Cùng với các ràng buộc:

$$m \text{ bất phương trình: } g_i(\vec{x}) \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (4.35)$$



$$p \text{ phương trình: } h_i(\bar{x}) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (4.36)$$

**Định nghĩa 4.3:** (Tối ưu Pareto)

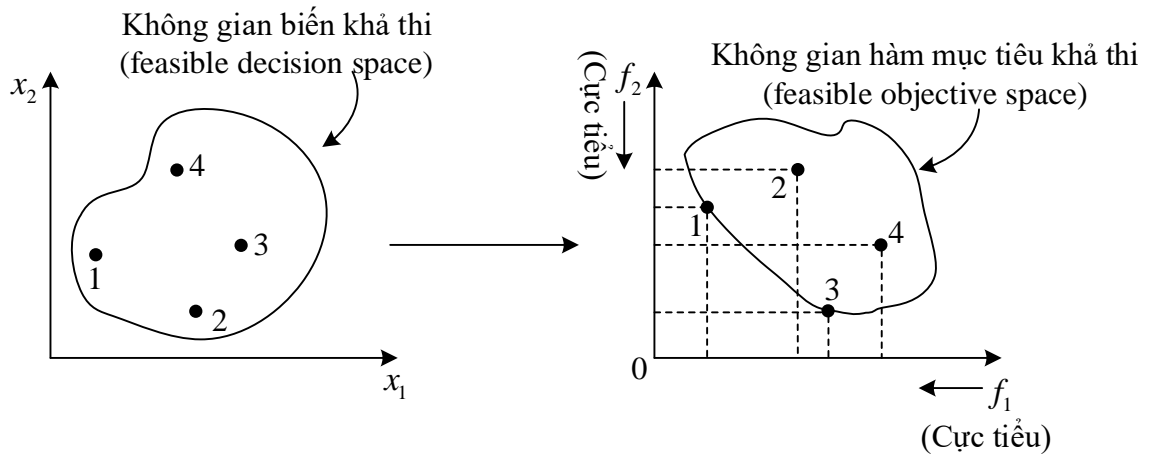
Một vec-tơ  $\bar{x}^* \in \Omega$  gọi là tối ưu Pareto nếu mỗi vec-tơ  $\bar{x} \in \Omega$  và  $I = \{1, 2, \dots, k\}$  thì:  $\forall i \in I : f_i(\bar{x}) = f_i(\bar{x}^*)$  hoặc, tồn tại ít nhất một giá trị  $i \in I$  để:  $f_i(\bar{x}) > f_i(\bar{x}^*)$

**Định nghĩa 4.4:** (Vượt trội Pareto)

Vec-tơ  $\bar{u} = (u_1, \dots, u_k)$  được gọi là vượt trội (dominance) vec-tơ  $\bar{v} = (v_1, \dots, v_k)$ , ký hiệu bởi:  $\bar{u} \prec \bar{v}$ , khi và chỉ khi  $u$  nhỏ hơn từng phần  $v$ , nghĩa là:

$$\forall i \in \{1, \dots, k\}, u_i \leq v_i \wedge \exists i \in \{1, \dots, k\} : u_i < v_i \quad (4.37)$$

Để minh họa định nghĩa trên ta lấy ví dụ vec-tơ hàm hai biến. Hình 4.6 mô tả ánh xạ từ không gian biến khả thi sang không gian hàm mục tiêu khả thi (cực tiểu  $f_1$  và  $f_2$ ). Từ định nghĩa 4.4 và hình 4.6, ta có (1) vượt trội (2); (3) vượt trội (4); nhưng (1) và (3) không vượt trội nhau (non-dominated points). Điều đó có nghĩa là (1) hoặc (3) đều có thể là nghiệm của bài toán tối ưu, tập hợp của tất cả các điểm này tạo thành một siêu phẳng gọi là mặt Pareto.

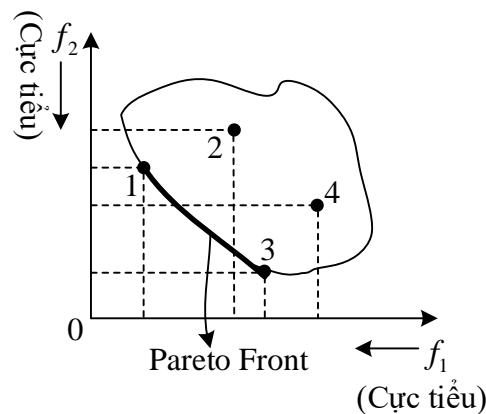


**Hình 4.6.** Minh họa khái niệm vượt trội của các hàm mục tiêu khả thi

**Định nghĩa 4.5:** (Mặt Pareto)

Cho bài toán tối ưu đa mục tiêu (MOP)  $\vec{f}(\vec{x})$  như định nghĩa 5.2, tập tối ưu Pareto  $P^* := \{x \in \Omega \mid \neg \exists x' \in \Omega : \vec{f}(x') \prec \vec{f}(x)\}$ . Từ đó, ta có mặt Pareto (PF) được định nghĩa như sau:  $PF := \{\vec{u} = \vec{f} = (f_1(x), \dots, f_k(x)) \mid x \in P^*\}$

Từ hình 4.6 và định nghĩa 4.5, ta có mặt Pareto (PF) (trong không gian 2-D trở thành đường Pareto) như minh họa trong hình 4.7.



**Hình 4.7.** Minh họa đường Pareto trong không gian 2D

Giải thuật MOPSO được trình bày dưới dạng chương trình giả (pseudo-code) như trong hình 4.8, trong đó:

*Bước 3, 4* bao gồm khởi tạo các phần tử và vận tốc tương ứng của nó, đồng thời đặt các giới hạn cho các phần tử đó.

*Bước 5* tính các giá trị của hàm mục tiêu tương ứng từng phần tử và lưu vào vùng nhớ ( $x_{Pbest}$ ) giúp định hướng các phần tử di chuyển trong không gian tìm kiếm.

*Bước 7* tìm các phần tử thống trị (dominance) từ tập các phần tử đã khởi tạo.

*Bước 11, 12* cập nhật vận tốc và vị trí mới (giá trị) cho các phần tử theo các công thức của giải thuật PSO đã trình bày ở mục trước, các công thức (4.4), (4.5) và (4.6).

*Bước 14* tạo ra sự đột biến cho các phần tử vừa cập nhật từ bước trước.

Bước 15, 16 và 17 tìm các phần tử thống trị trong tập các phần tử vừa tạo ra và thay thế các phần tử này vào vùng nhớ  $x_{Pbest}$ .

Bước 19, 20 cập nhật tập thống trị cho mỗi bước lặp. Kết quả của giải thuật sẽ tạo ra tập thống trị A, còn gọi là mặt Pareto như đã đề cập trên.

---

```

1:  A =  $\emptyset$ 
2:  for i = 1:  $N_{particle}$ 
3:      initialize  $x_i, v_i$ 
4:      constraint( $x_i$ )
5:       $x_{Pbest,i} = x_i$ 
6:  end
7:  A = dominance( $x_{Pbest}$ )
8:  k = 0
9:  while k  $\leq$  MAX
10:     for i = 1:  $N_{particle}$ 
11:          $v_i(k+1) = \omega v_i(k) + c_1 \omega_1 (x_{Pbest} - x_i(k)) + c_2 \omega_2 (x_{Gbest} - x_i(k))$ 
12:          $x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1)$ 
13:         constraint( $x_i$ )
14:          $x_i = mutate(x_i)$ 
15:         if  $x_i$  dominates  $x_{Pbest,i}$ 
16:              $x_{Pbest,i} = x_i$ 
17:         end
18:     end
19:     A = dominance( $x_{Pbest}$ )
20:     update (A)
21:     k = k+1
22: end

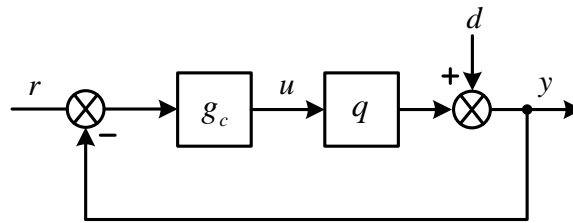
```

---

**Hình 4.8.** Lưu đồ giải thuật của thuật toán MOPSO

**4.3.2.2. Giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu sử dụng PSO (MOPSO) thiết kế bộ điều khiển.**

Các đề xuất trong phần trước gồm kỹ thuật phân ly đơn giản hóa (mục 4.1) và giải thuật PSO để xấp xỉ mô hình (mục 4.2) sẽ được sử dụng để tính toán bộ phân ly. Kết quả là hàm truyền hệ đa biến sau khi phân ly trở thành dạng ma trận đường chéo. Khi đó, mỗi thành phần đường chéo được xem như là hàm truyền mô tả ngõ ra tương ứng của hệ đa biến. Và do đó, mỗi ngõ ra sẽ hình thành một hệ điều khiển hồi tiếp như hình 4.9, trong đó  $q$  là hàm truyền tương đương (thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly);  $g_c$  là bộ điều khiển;  $r$ ,  $d$  là tín hiệu đặt ngõ vào và nhiễu quá trình tương ứng.



**Hình 4.9** Cấu trúc một vòng điều khiển của hệ đa biến sau khi phân ly

Cho đến hiện nay dù có rất nhiều công trình nghiên cứu về bộ điều khiển bậc phân số, tuy nhiên vẫn chưa có nghiên cứu nào khẳng định bộ điều khiển bậc phân số cho đáp ứng tốt hơn bậc nguyên trong mọi trường hợp. Do đó trong luận án này, đối với hệ bậc cao, tác giả đề xuất bộ điều khiển PI bậc tổng quát, nghĩa là có thể bậc phân số hoặc bậc nguyên. Khi đó, giải thuật đề xuất (MOPSO) sẽ đưa ra kết quả loại bậc của hệ thống điều khiển và các thông số điều khiển tương ứng tùy thuộc vào đặc tính động của đối tượng cần điều khiển. Bộ điều khiển trong trường hợp này được suy ra từ phương trình (4.17) khi không sử dụng bộ lọc ( $\tau_f = 0$ ), và được viết lại như sau:

$$g_c(s) = \frac{1}{s^\sigma} \left( K_c + \frac{K_I}{s^\lambda} \right) \quad (4.38)$$

Trong hệ thống điều khiển quá trình, để đánh giá chất lượng điều khiển, ta không những xem xét đáp ứng của hệ ở trường hợp giá trị đặt thay đổi và mà còn phải đánh giá khả năng kháng nhiễu quá trình. Tuy nhiên, không may mắn, hai mục tiêu này tương phản nhau, nghĩa là nếu bộ điều khiển cho đáp ứng khi giá trị đặt thay đổi tốt thì

khả năng kháng nhiễu sẽ kém đi và ngược lại. Do đó, bài toán thiết kế thường phải đạt được sự thỏa hiệp giữa hai mục tiêu này. Hơn nữa, bài toán ổn định bền vững cũng phải đảm bảo để phương pháp đề xuất có khả năng áp dụng trong thực tế. Do sử dụng giải thuật tối ưu đa mục tiêu nên kết quả đạt được của giải thuật là đường tối ưu Pareto (PF) với hai hàm mục tiêu là cực tiểu chỉ số sai lệch do giá trị đặt và nhiễu thay đổi. Tác giả đề xuất tiếp tục sử dụng hàm cực đại độ nhạy để chọn thông số thích hợp nhất của bộ điều khiển từ đường Pareto (PF) đó. Theo công thức (3.4), hàm cực đại độ nhạy trong trường hợp này được tính theo công thức sau:

$$M_s \triangleq \max_{\omega \in [\omega_l, \omega_h]} \left| \frac{1}{1 + g_c(s)q(s)} \right|_{s=j\omega} \quad (4.39)$$

Giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu (MOPSO) được dùng để tìm thông số bộ điều khiển đề xuất như phương trình (4.38), và được trình bày như sau:

$$\text{Min } \mathbf{J}(\mathbf{x}) = [\mathbf{J}_r(\mathbf{x}), \mathbf{J}_d(\mathbf{x})] \quad (4.40)$$

Trong đó,  $\mathbf{x} = [K_c \quad K_I \quad \lambda \quad \sigma]^T$

$\mathbf{J}_r, \mathbf{J}_d$  là các chỉ số IAE như đã trình bày trong mục 3.1

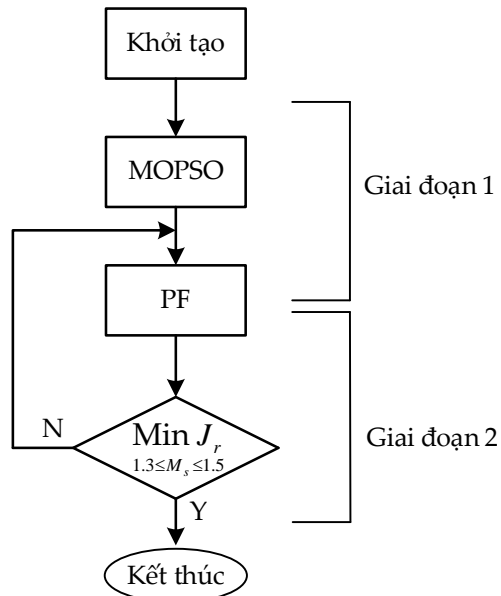
$$\text{Thỏa các điều kiện biên sau: } \begin{cases} K_{c \min} < K_c < K_{c \max} \\ 0 < K_I < K_{I \max} \\ 0.7 \leq \lambda \leq 1 \\ 0 \leq \sigma \leq 0.3 \end{cases} \quad (4.41)$$

Trong đó,  $K_{c \min}, K_{c \max}, K_{I \max}$  được chọn dựa trên đặc tính đáp ứng vòng hở của hệ thống. Trong [10], Chen đề xuất phương pháp lựa chọn bậc phân số ( $\lambda$ ) phụ thuộc vào đặc tính động học của quá trình bậc 1 có trễ, nghĩa là giá trị của  $\lambda$  phụ thuộc vào hệ số tương quan giữa thời gian trễ và thời hằng của hệ thống. Trong luận án này, các hệ thống khảo sát đều có đặc tính thời hằng vượt trội nên, dựa trên đề xuất của Chen, giới hạn của thông số  $\lambda$  được chọn  $\lambda \in [0.7, 1]$ . Hơn nữa, trong một công trình đã công bố,

tác giả đã rút ra công thức  $\sigma = 1 - \lambda$ , do đó, giới hạn của  $\sigma$  cũng đạt được ( $\sigma \in [0, 0.3]$ ).

Quá trình chỉnh định thông số được minh họa qua lưu đồ như hình 4.10. Có 2 giai đoạn:

- **Giai đoạn 1:** sử dụng giải thuật MOPSO (hình 4.8) để tìm ra đường Pareto (PF).
- **Giai đoạn 2:** sử dụng tiêu chuẩn IAE với mục tiêu cực tiểu hàm  $J_r$  trong miền giá trị của  $M_s$  đề xuất để chọn nghiệm thích hợp nhất từ đường Pareto



**Hình 4.10** Lưu đồ của phương pháp chỉnh định đề xuất

Bởi vì, trong giai đoạn 1, ta chỉ xem xét cực tiểu hóa các giá trị IAE bao gồm  $J_r$  và  $J_d$ , nên có thể dẫn đến đáp ứng điều khiển không tốt khi xét đến các yếu tố khác, đặc biệt là sự ổn định bền vững, là tiêu chí quan trọng quyết định khả năng ứng dụng của phương pháp điều khiển. Do đó, trong giai đoạn 2, hàm cực đại độ nhạy được sử dụng để đảm bảo sự ổn định bền vững cho từng vòng điều khiển.

#### 4.3.2.3 Phân tích sự ổn định bền vững của hệ thống thiết kế

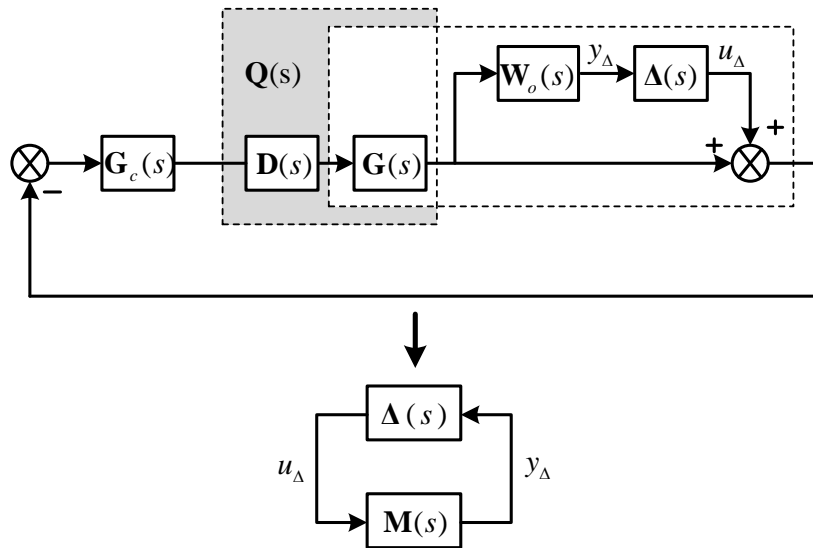
Quá trình thiết kế bộ điều khiển cho hệ đa biến chia làm hai bước: đầu tiên, sử dụng

kỹ thuật phân ly để tách các biến điều khiển, và cuối cùng là thiết kế bộ điều khiển cho từng biến. Sự ổn định của từng vòng điều khiển đã được đảm bảo bằng các phương pháp thiết kế đã đề cập ở trên. Tuy nhiên, đánh giá sự ổn định bền vững của cả hệ thống điều khiển (hệ đa biến) cũng thật sự cần thiết. Do đó, tương tự như phần trước, cấu trúc  $\mathbf{M}\text{-}\Delta$  với mô hình bất định sai số nhân ngõ ra được sử dụng để đánh giá sự ổn định bền vững của hệ thống. Cấu trúc  $\mathbf{M}\text{-}\Delta$  trong trường hợp này được minh họa như trong hình 4.11

Trong đó  $\Delta$  chỉ là ma trận đường chéo, chuẩn hóa của các tín hiệu bất định, với điều kiện  $\bar{\sigma}(\Delta_i(j\omega)) \leq 1 \quad \forall \omega, i$ ;

$\mathbf{W}_o(s)$  là ma trận trọng số của mô hình bất định ngõ ra.

$\mathbf{Q}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{D}(s)$ : hàm truyền của hệ sau khi phân ly (4.42)



**Hình 4.11.** Cấu trúc  $\mathbf{M}\text{-}\Delta$  đánh giá ổn định bền vững của hệ thống điều khiển

Theo hình 4.11, ma trận  $\mathbf{M}(s)$  được biến đổi tương đương như sau:

$$\mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_o(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)]^{-1} \quad (4.43)$$

Theo tiêu chuẩn  $\mu$  đã đề cập ở chương trước, hệ thống đa biến sẽ giữ ổn định bền vững nếu điều kiện sau được thỏa mãn:

$$\mu[\mathbf{M}(j\omega)] = \mu\left\{\mathbf{W}_o(j\omega)\mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)]^{-1}\right\} < 1, \quad \forall \omega \quad (4.44)$$

#### 4.4 Tóm tắt chương 4

Các phương pháp đề xuất của tác giả dùng điều khiển hệ đa biến đều được trình bày trong chương 4:

- Đề xuất cấu trúc điều khiển kết hợp giữa phân ly đơn giản hóa và bộ dự báo Smith đa biến.
- Đề xuất sử dụng giải thuật PSO để rút gọn các hàm truyền phức tạp trong quá trình tính toán bộ phân ly.
- Đề xuất bộ điều khiển bậc phân số và phương pháp hiệu chỉnh thông số tương ứng cho hệ đa biến bậc thấp (2x2).
- Đề xuất sử dụng giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu sử dụng PSO (MOPSO) để thiết kế bộ điều khiển bậc tổng quát cho hệ đa biến bậc cao (3x3 và 4x4).
- Sử dụng cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  với sự bất định sai số nhân ngõ ra để đánh giá ổn định bền vững của hệ thống điều khiển.



## Chương 5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

### 5.1 Các bài toán mô phỏng cho các giải pháp đề xuất

Để đảm bảo tính khách quan khi mô phỏng kiểm chứng các phương pháp đề xuất, đồng thời để dễ dàng so sánh với các phương pháp đã công bố khác, các mô hình chuẩn thường được sử dụng trong lĩnh vực điều khiển quá trình được xem xét để thực hiện việc đánh giá đáp ứng điều khiển cũng như sự ổn định bền vững của các phương pháp đề xuất. Trong luận án này các mô hình chuẩn cho các hệ 2x2 (mô hình tháp Vinante Luyben; mô hình bộ tách dầu nặng (heavy oil fractionator)); hệ 3x3 (mô hình tháp Ogunnaike và Ray); và hệ 4x4 (mô hình điều khiển nhiệt độ 4 phòng thông nhau HVAC) đã được công bố trong các nghiên cứu trước sẽ được sử dụng để mô phỏng các phương pháp điều khiển đề xuất.

#### 5.1.1 Phương pháp đề xuất áp dụng cho hệ TITO

##### 5.1.1.1 Mô hình tháp Vinante và Luyben (VL)

Trong tài liệu [143], Luyben công bố nhiều mô hình chuẩn dùng để nghiên cứu phương pháp điều khiển cho hệ đa biến, từ hệ 2×2 đến hệ 4×4. Từ đó, các mô hình này được sử dụng rất nhiều trong các nghiên cứu hàn lâm về điều khiển quá trình [55–70]. Tháp VL là một trong những hệ trên và có bậc 2×2. Ma trận hàm truyền của tháp VL có dạng như sau:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} & \frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \\ \frac{-2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} & \frac{4.3e^{-0.35s}}{9.2s+1} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Tháp VL có 24 tầng dùng để chưng cất methanol và nước, trong đó 2 ngõ ra được chọn để điều khiển là nhiệt độ tầng 4 và 17, với hai tín hiệu điều khiển tương ứng là lưu lượng hồi lưu và lưu lượng cấp liệu. Đơn vị thời gian (hằng số thời gian và thời gian trễ trong hàm truyền 5.1) là phút (min)

Đối với hệ  $2 \times 2$ , ma trận phân ly đạt được bằng cách tính theo các công thức trong bảng 4.1 mà không cần dùng kỹ thuật xấp xỉ, ta có:

$$d_{12} = -\frac{g_{12}}{g_{11}} = -\left(\frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1}\right)\left(-\frac{7s+1}{2.2e^{-s}}\right) \Rightarrow d_{12} = 0.591e^{0.7s} \quad (5.2)$$

$$d_{21} = -\frac{g_{21}}{g_{22}} = \frac{2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1}\left(\frac{9.2s+1}{4.3e^{-0.35s}}\right) \Rightarrow d_{21} = \frac{0.651(9.2s+1)e^{-1.45s}}{9.5s+1} \quad (5.3)$$

Trong trường hợp này, thành phần  $d_{21}$  của ma trận phân ly đã có dạng của phương trình 4.7 (có một thời hằng bằng 0) nên không cần dùng giải thuật PSO để rút gọn. Riêng  $d_{12}$  trong trường hợp này là không hợp thức, do đó để có thể hiện thực hóa bộ phân ly ta xấp xỉ  $d_{12}$  bằng giá trị độ lợi tương ứng ( $d_{12} = 0.591$ ). Ma trận phân ly đạt được như sau:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.591 \\ \frac{0.651(9.2s+1)e^{-1.45s}}{9.5s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

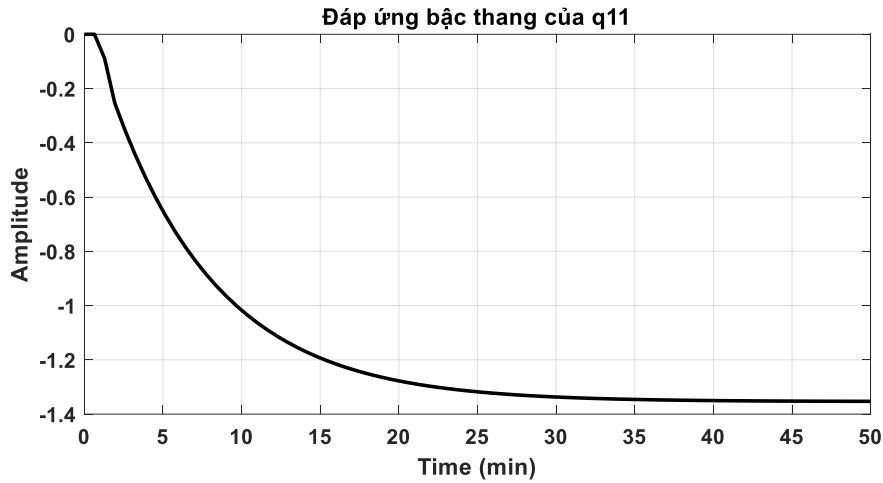
Hai thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly tính được theo bảng 4.2 như sau:

$$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}} = \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} + \left(\frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1}\right)\left(\frac{2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1}\right)\left(\frac{9.2s+1}{4.3e^{-0.35s}}\right) \quad (5.5)$$

$$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}} = \frac{4.3e^{-0.35s}}{9.2s+1} - \left(\frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1}\right)\left(\frac{2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1}\right)\left(\frac{7s+1}{2.2e^{-s}}\right) \quad (5.6)$$

Dễ dàng thấy rằng, nếu dựa vào hai hàm truyền trên để thiết kế bộ điều khiển sẽ gặp rất nhiều khó khăn. Vì thế trong trường hợp này, giải thuật PSO sẽ được sử dụng để xấp xỉ hai hàm truyền trên về các dạng đơn giản. Như đã đề cập, hàm truyền bậc phân số sẽ được sử dụng cho giải thuật xấp xỉ (phương trình tổng quát có dạng như (4.8)). Quá trình xấp xỉ  $q_{11}$  diễn ra theo các bước sau ( $q_{22}$  hoàn toàn tương tự):

**Bước 1:** Tác động tín hiệu vào hàm bậc thang đơn vị cho  $q_{11}$  và lưu đáp ứng ngõ ra (sẽ dùng cho giải thuật tối ưu). Đáp ứng bậc thang có dạng như sau:



**Hình 5.1.** Đáp ứng của  $q_{11}$  theo phương trình 5.5

**Bước 2:** Dựa trên đáp ứng bậc thang hình 5.1, các giới hạn của các thông số cần tìm trong hệ bất phương trình (4.9) sẽ được xác định trước bao gồm  $\theta$ ,  $K_{\min}$ ,  $K_{\max}$  và  $\tau_{i\max}$ . Cụ thể trong trường hợp này ta có:

$$\theta = 1; K_{\min} = -1.5; K_{\max} = 0; \tau_{1\max} = 30; \tau_{2\max} = 10$$

**Bước 3:** Chạy giải thuật tối ưu đã đề xuất để tìm hàm xấp xỉ tốt nhất có thể.

Kết quả xấp xỉ đạt được cho  $q_{11}$  có dạng như sau:

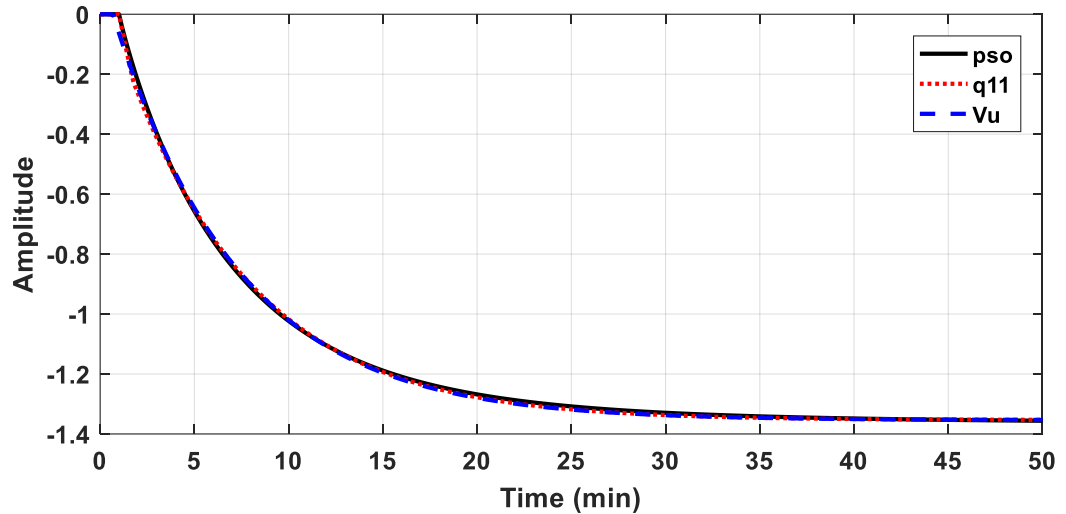
$$q_{11} = \frac{-1.3629e^{-s}}{6.6757s^{0.97} + 1} \quad (5.7)$$

Một cách hoàn toàn tương tự, ta tìm được hàm truyền xấp xỉ của  $q_{22}$

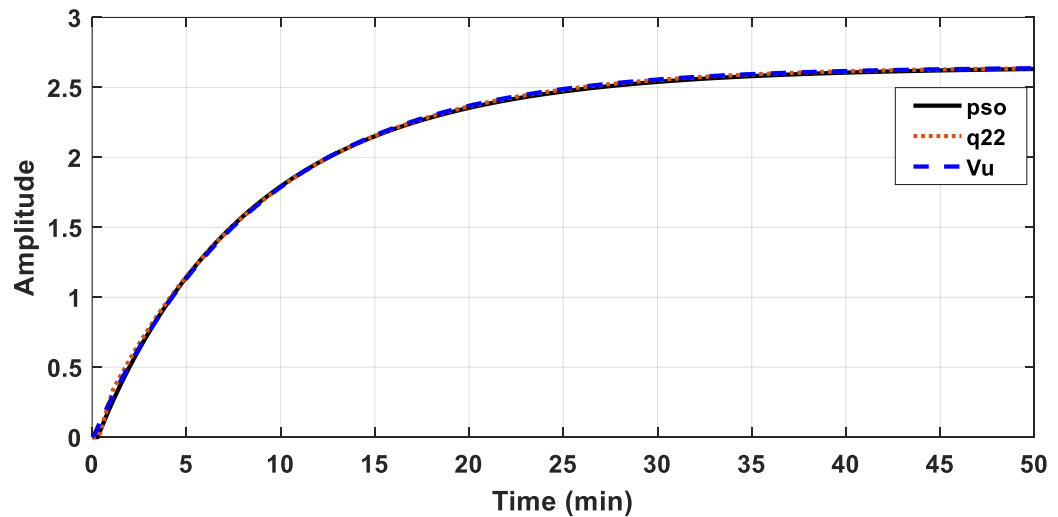
$$q_{22} = \frac{2.6679e^{-0.3s}}{8.8871s^{0.9683} + 1} \quad (5.8)$$

Đáp ứng bậc thang ở miền thời gian của các hàm truyền gốc  $q_{11}$  và  $q_{22}$  và các hàm xấp xỉ tương ứng được so sánh ở các hình 5.2 và 5.3. Trong trường hợp này, đáp ứng của hàm xấp xỉ gần như hoàn toàn tương đương với đáp ứng của hàm truyền gốc. Phương pháp xấp xỉ dùng giải thuật PSO cũng được so sánh với phương pháp đồng nhất hệ số (CM) do Vu và Lee đề xuất ở tài liệu [67]. Trong trường hợp này, các kết

quả cũng tương đương nhau. Như đã phân tích ở chương Tổng quan, ưu điểm của phương pháp đề xuất khi dùng giải thuật PSO chỉ thể hiện khi bậc của hệ tăng lên.



**Hình 5.2.** Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của  $q_{11}$  (tháp VL)



**Hình 5.3.** Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của  $q_{22}$  (tháp VL)

Dựa vào bảng 4.3, ta tính được thông số bộ điều khiển đề xuất tương ứng cho hai vòng. Trong trường hợp này thời hằng đáp ứng mong muốn cho hai vòng được chọn lần lượt là  $\tau_c = 1.9$  và  $\tau_c = 1.6$ . Hai bộ điều khiển FOPI cho hai vòng có dạng như sau:

$$g_{c1}(s) = -2.5765 \frac{1}{s^{0.03}} \left( 1 + \frac{1}{6.6757s^{0.97}} \right) \quad (5.9)$$

$$g_{c2}(s) = 2.082 \frac{1}{s^{0.0317}} \left( 1 + \frac{1}{8.8871s^{0.9683}} \right) \quad (5.10)$$

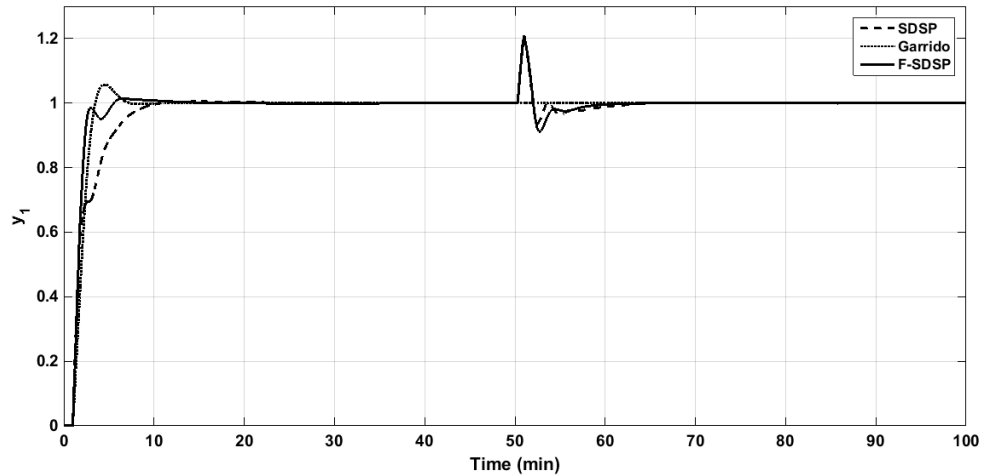
Đáp ứng của phương pháp đề xuất được so sánh với phương pháp phân ly đơn giản hóa kết hợp bộ dự báo Smith với bộ điều khiển bậc nguyên (SDSP [144]) cũng như phương pháp phân ly nghịch tập trung (Garrido [68]).

**Bảng 5.1.** Các phương pháp khác dùng điều khiển tháp VL

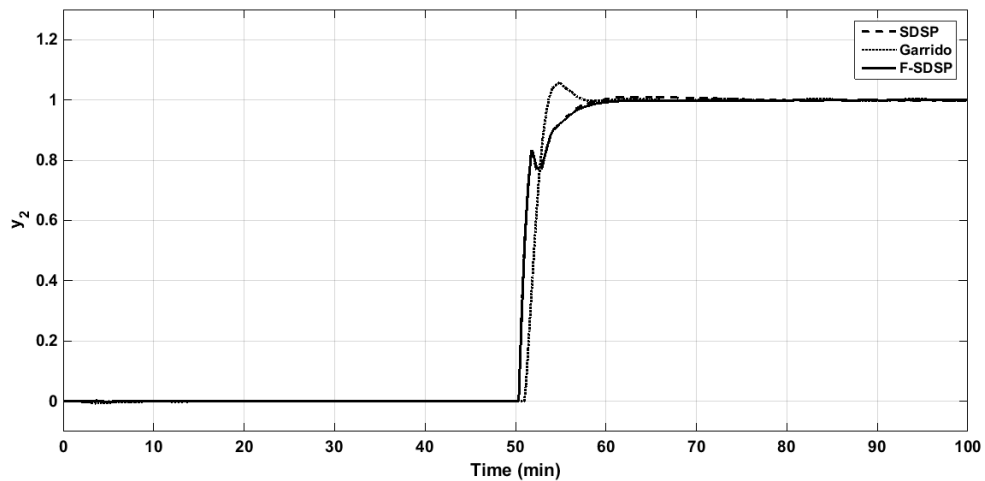
Phương pháp	Cấu trúc bộ điều khiển	Thông số điều khiển
SDSP [144]	<p style="text-align: center;"><i>Cấu trúc SDSP bậc nguyên</i></p>	$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.591 \\ \frac{0.651(9.2s+1)e^{-1.45s}}{9.5s+1} & 1 \end{bmatrix}$ $g_{c1}(s) = -3.3143 \left( 1 + \frac{1}{6.3129s} \right)$ $g_{c2}(s) = 2.1543 \left( 1 + \frac{1}{8.5344s} \right)$
Garrido [68]	<p style="text-align: center;"><i>Cấu trúc phân ly nghịch tập trung</i></p>	$K_d(s) = \begin{bmatrix} -1.66 - \frac{0.238}{s} & 0 \\ 0 & 1.067 + \frac{0.116}{s} \end{bmatrix}$ $K_o(s) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-2.483s}{7s+1} \\ \frac{5.615s}{9.5s+1} e^{-0.75s} & 0 \end{bmatrix}$

Các ngõ vào hàm bậc thang đơn vị được thay đổi tuần tự ở hai vòng điều khiển tại các thời điểm  $t = 0$  (min) và  $t = 50$  (min), kết quả đạt được thể hiện ở các hình 5.4a, b là đáp ứng bậc thang khi giá trị đặt thay đổi của phương pháp đề xuất và các phương

pháp khác. Dễ dàng nhận thấy rằng bộ điều khiển đề xuất cho kết quả tốt hơn so với các phương pháp khác như: thời gian xác lập ngắn hơn, không có sự vọt lố khi giá trị đặt thay đổi, và đặc biệt khi có sự thay đổi ở ngõ vào của một vòng điều khiển thì không ảnh hưởng đến đáp ứng của vòng còn lại.



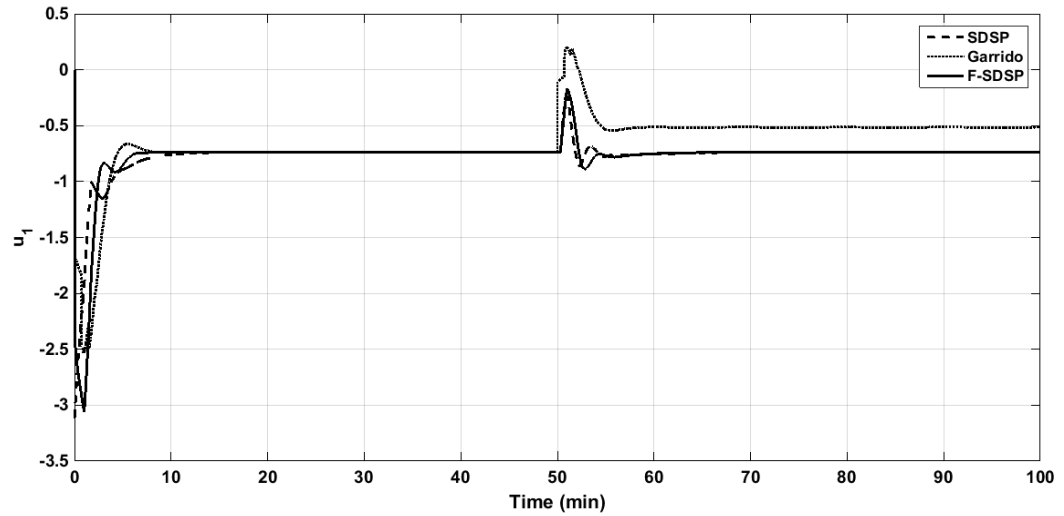
**Hình 5.4a.** Các đáp ứng bậc thang đơn vị vòng kín của vòng 1 (tháp VL)



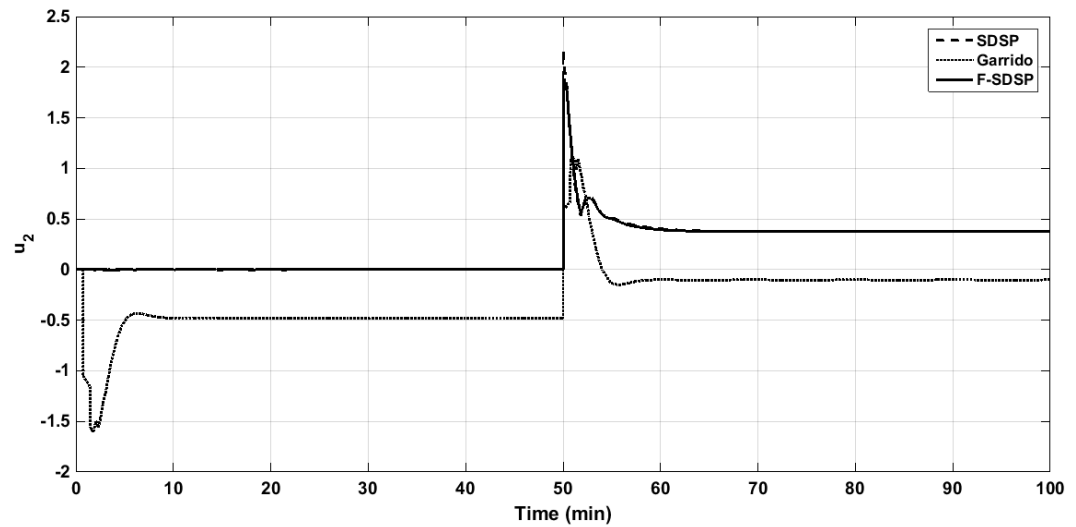
**Hình 5.4b.** Các đáp ứng bậc thang đơn vị vòng kín của vòng 2 (tháp VL)

Hình 5.5 a, b mô tả tín hiệu điều khiển ở cả hai vòng điều khiển, phương pháp đề xuất (SDSP với bộ điều khiển bậc nguyên và F-SDSP với bộ điều khiển bậc phân số) được so sánh với phương pháp phân ly nghịch của Garrido. Trong cả hai vòng điều

khiển, cấu trúc đề xuất đều có tín hiệu điều khiển mượt (smooth) hơn và biên độ nhỏ hơn, dẫn đến đều có giá trị TV nhỏ hơn như trong bảng 5.2.



**Hình 5.5a.** Tín hiệu điều khiển của vòng 1 (tháp VL)



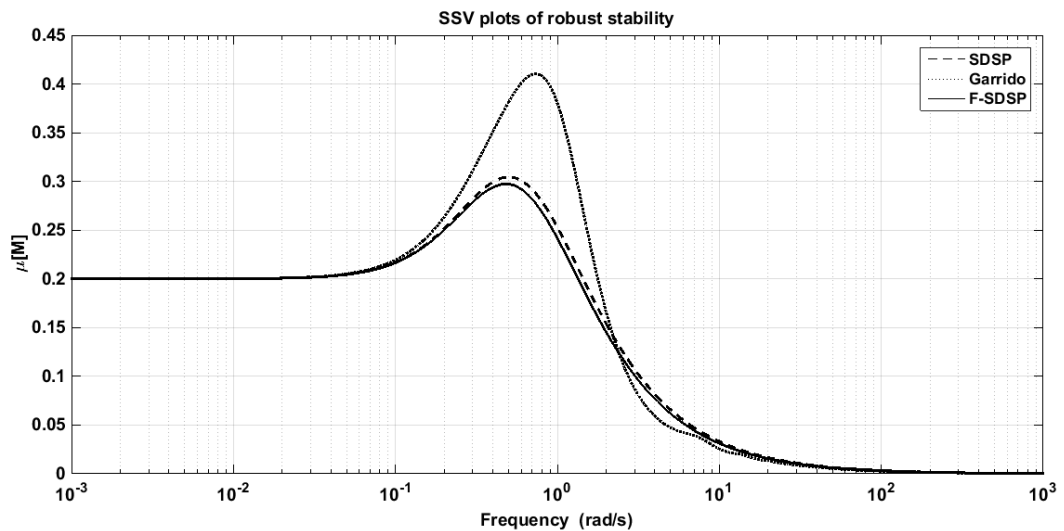
**Hình 5.5b.** Tín hiệu điều khiển của vòng 2 (tháp VL)

Bảng 5.2 tóm tắt các chỉ số chất lượng đã đề cập của phương pháp đề xuất và các phương pháp so sánh khác. Trong trường hợp này, số liệu thể hiện sự tương đồng của hai phương pháp SDSP và F-SDSP và vượt trội so với phương pháp còn lại (Garrido).

Phân tích bền vững được minh họa trong hình 5.6. Ma trận trọng số  $\mathbf{W}_0(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{2s+1}, -\frac{s+0.2}{2s+1} \right\}$  được sử dụng. Nghĩa là, sự bất định giảm 50% ở dải tần số cao và 20% ở dải tần số thấp. Từ hình vẽ, ta thấy hai phương pháp SDSP và F-SDSP có sự tương đồng ở độ bền vững (đây là cấu trúc điều khiển tác giả đề xuất lần lượt cho bậc nguyên và bậc phân số) và vượt trội so với phương pháp phân ly nghịch của Garrido.

**Bảng 5.2.** Các chỉ số chất lượng cho tháp VL bởi các phương pháp khác nhau

Phương pháp	IAE	ITAE	TV	$\mu[M]$
<b>F-SDSP</b>	3.7490	101.66	10.838	0.2974
<b>SDSP</b>	3.4382	102.83	8.7549	0.3046
<b>Garrido</b>	4.5255	126.04	11.295	0.4107



**Hình 5.6.** Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững (tháp VL)

### 5.1.1.2 Bộ tách dầu nặng (Heavy oil fractionator)



Bộ tách đầu nặng là quá trình  $2 \times 2$  thường được dùng để nghiên cứu các thuật toán điều khiển hệ đa biến trong lĩnh vực điều khiển quá trình [70, 145]. Ma trận hàm truyền của mô hình có phương trình như sau:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{4.05e^{-27s}}{27s+1} & \frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \\ \frac{5.39e^{-18s}}{50s+1} & \frac{5.72e^{-14s}}{60s+1} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Trong đó, các hằng số thời gian và thời gian trễ được tính theo phút.

Các thành phần của ma trận phân ly cho hệ  $2 \times 2$  có thể được tính theo công thức trong bảng 4.1 như sau:

$$d_{21} = -\frac{g_{21}}{g_{22}} = -\frac{5.39e^{-18s}}{50s+1} \left( \frac{60s+1}{5.72e^{-14s}} \right) \Rightarrow d_{21} = -\frac{0.9423(60s+1)e^{-4s}}{50s+1} \quad (5.12)$$

$$d_{12} = -\frac{g_{12}}{g_{11}} = -\left( \frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \right) \left( \frac{27s+1}{4.05e^{-27s}} \right) \Rightarrow d_{12} = -\frac{0.437(27s+1)e^{-s}}{60s+1} \quad (5.13)$$

Trong trường hợp này, 2 thành phần của ma trận phân ly đã có dạng của phương trình 4.7 (có một thời hằng bằng 0) nên không cần dùng giải thuật PSO để rút gọn. Ma trận phân ly đạt được như sau:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{0.437(27s+1)e^{-s}}{60s+1} \\ -\frac{0.9423(60s+1)e^{-4s}}{50s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

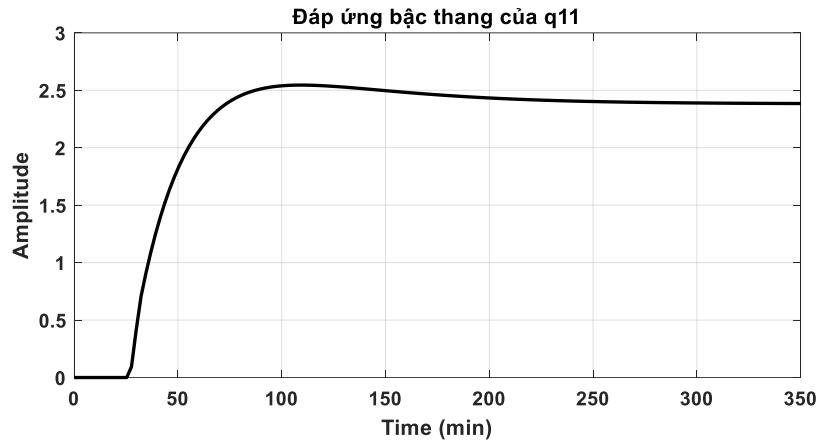
Để thiết kế bộ điều khiển cho từng vòng hồi tiếp của hệ, các thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly phải được tính toán. Dựa vào các công thức trong bảng 4.2, ta tính được như sau:

$$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}} = \frac{4.05e^{-27s}}{27s+1} - \left( \frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \right) \left( \frac{3.39e^{-18s}}{50s+1} \right) \left( \frac{60s+1}{5.72e^{-14s}} \right) \quad (5.15)$$

$$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}} = \frac{5.72e^{-14s}}{60s+1} - \left( \frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \right) \left( \frac{5.39e^{-18s}}{50s+1} \right) \left( \frac{27s+1}{4.05e^{-27s}} \right) \quad (5.16)$$

Tương tự như trong ví dụ trên, trong trường hợp này, giải thuật PSO sẽ được sử dụng để xấp xỉ hai hàm truyền trên về các dạng đơn giản. Như đã đề cập, hàm truyền bậc phân số sẽ được sử dụng cho giải thuật xấp xỉ (phương trình tổng quát có dạng như (5.8)). Quá trình xấp xỉ  $q_{11}$  diễn ra theo các bước sau ( $q_{22}$  hoàn toàn tương tự):

**Bước 1:** Tác động tín hiệu vào hàm bậc thang đơn vị cho  $q_{11}$  và lưu đáp ứng ngõ ra (sẽ dùng cho giải thuật tối ưu). Đáp ứng bậc thang có dạng như sau:



**Hình 5.7.** Đáp ứng của  $q_{11}$  theo phương trình 5.15

**Bước 2:** Dựa trên đáp ứng bậc thang hình 5.7, các giới hạn của các thông số cần tìm trong hệ bất phương trình (4.9) sẽ được xác định trước bao gồm  $\theta$ ,  $K_{\min}$ ,  $K_{\max}$  và  $\tau_{i\max}$ . Cụ thể trong trường hợp này ta có:

$$\theta = 27; K_{\min} = 0; K_{\max} = 3; \tau_{1\max} = \tau_{2\max} = 50$$

**Bước 3:** Chạy giải thuật tối ưu đã đề xuất để tìm hàm xấp xỉ tốt nhất có thể.

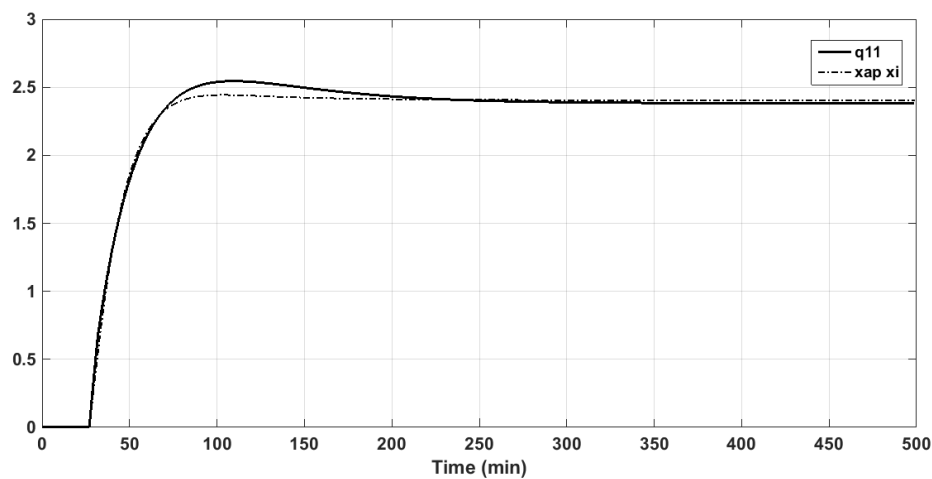
Kết quả đạt được cho  $q_{11}$ , có dạng sau:

$$q_{11}(s) = \frac{2.3979e^{-27s}}{15.1333s^{1.1334} + 6.9815s + 1} \quad (5.17)$$

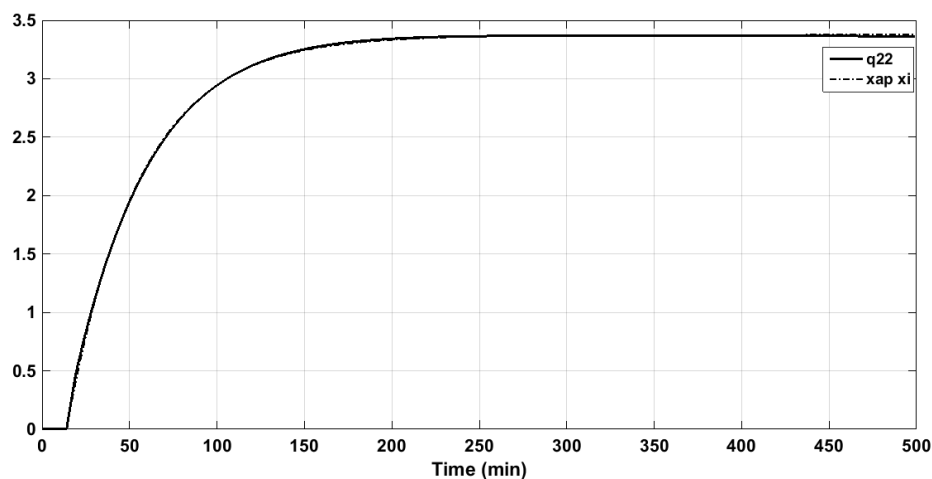
Một cách hoàn toàn tương tự, ta tìm được hàm truyền rút gọn của  $q_{22}$

$$q_{22}(s) = \frac{3.3877e^{-14s}}{45.6092s^{0.9967} + 1} \quad (5.18)$$

Các hình 5.8 và 5.9 minh họa đáp ứng bậc thang của hàm truyền gốc (phương trình 5.15 và 5.16) so với hàm truyền xấp xỉ được (phương trình 5.17 và 5.18). Dễ dàng nhận thấy rằng sử dụng giải thuật PSO cho kết quả xấp xỉ rất tốt, ví dụ như trong trường hợp đáp ứng của vòng 2, đường đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ gần như trùng nhau.



**Hình 5.8.** Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của  $q_{11}$  (heavy oil)



**Hình 5.9.** Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ của  $q_{22}$  (heavy oil)

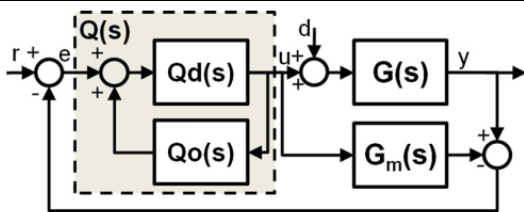
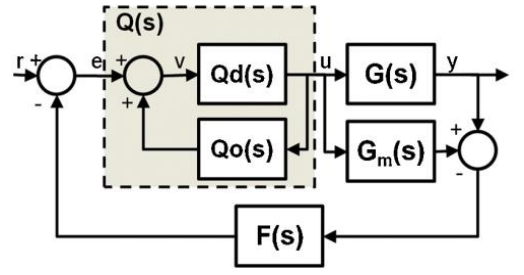
Dựa vào bảng 4.3, ta tính được thông số bộ điều khiển đề xuất tương ứng cho hai vòng. Trong trường hợp này thời hằng đáp ứng mong muốn cho hai vòng được chọn lần lượt là  $\tau_c = 14$  và  $\tau_c = 20$ . Hai bộ điều khiển FOPI/FOPID cho hai vòng có dạng như sau:

$$g_{c1}(s) = 0.0622 \left( 1 + \frac{1}{4.166s} + 5.7077s^{0.1759} \right) \frac{1}{7s+1} \quad (5.19)$$

$$g_{c2}(s) = \frac{0.6732}{s^{0.0033}} \left( 1 + \frac{1}{45.6092s^{0.9967}} \right) \quad (5.20)$$

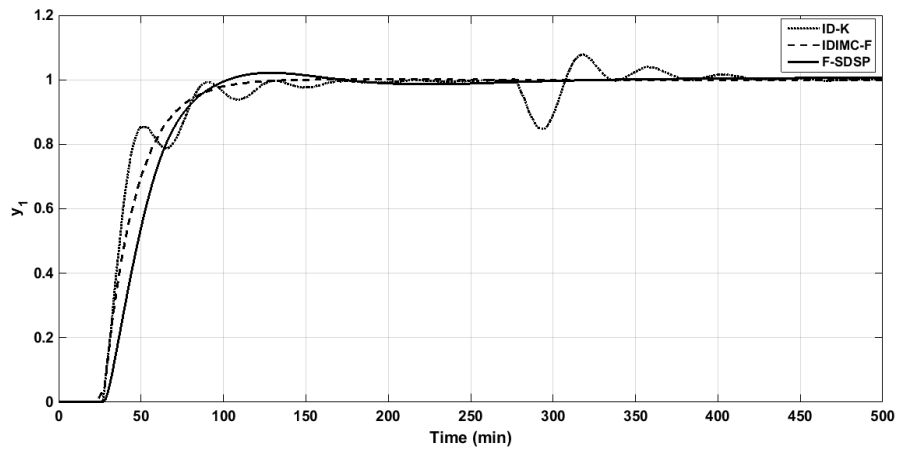
Trong trường hợp này, để minh họa cho hiệu quả của phương pháp đề xuất, phương pháp phân ly nghịch kết hợp với cấu trúc mô hình nội kết hợp bộ lọc (IDIMC-F), và bộ phân ly nghịch tập trung (ID-K) được đề xuất bởi Garrido [70] sẽ được sử dụng để so sánh.

**Bảng 5.3.** Các phương pháp khác dùng để điều khiển bộ tách dầu nặng

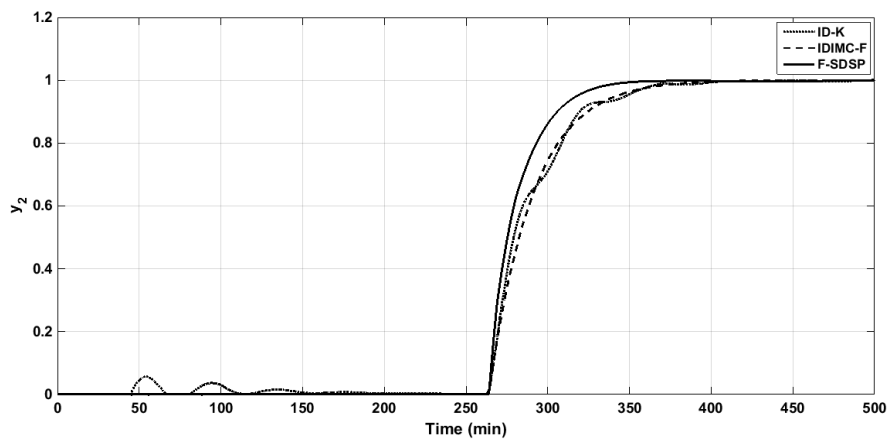
Phương pháp	Cấu trúc bộ điều khiển	Thông số điều khiển
<b>ID-K</b> [70]	 <p style="text-align: center;"><i>Phân ly nghịch tập trung</i></p>	$Q_d(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.2469(27s+1)}{19s+1} & 0 \\ 0 & \frac{0.1748(60s+1)}{26s+1} \end{bmatrix}$ $Q_o(s) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1.77(19s+1)}{60s+1} e^{-s} \\ \frac{-5.39(26s+1)}{50s+1} e^{-4s} & 0 \end{bmatrix}$
<b>IDIMC-F</b> [70]	 <p style="text-align: center;"><i>Phân ly nghịch tập trung kết hợp bộ lọc</i></p>	$F(s) = \begin{bmatrix} \frac{42.12s+1}{19s+1} e^{-4s} & 0 \\ 0 & \frac{1660.052s^2 + 79.022s + 1}{(26s+1)^2} \end{bmatrix}$

Các kết quả mô phỏng của phương pháp đề xuất được thể hiện ở các hình 5.10 a, b và 5.11 a, b. Đáp ứng vòng kín cho sự thay đổi tuần tự hai ngõ vào ở các thời điểm  $t = 0$  và  $t = 250$  (min) được thể hiện ở hình 5.10a, b. Các thông số về chỉ tiêu chất lượng và ổn định bền vững được liệt kê trong bảng 5.4.

Các hình ảnh đáp ứng và các chỉ tiêu chất lượng đạt được tương ứng chứng tỏ phương pháp đề xuất cho kết quả tốt hơn hẳn so với các phương pháp khác không những ở trường hợp khi tín hiệu vào thay đổi mà còn giảm thiểu ảnh hưởng lẫn nhau ở ngõ ra khi có sự thay đổi ở ngõ vào của vòng còn lại (giảm thiểu tương tác vòng kín của các biến quá trình).

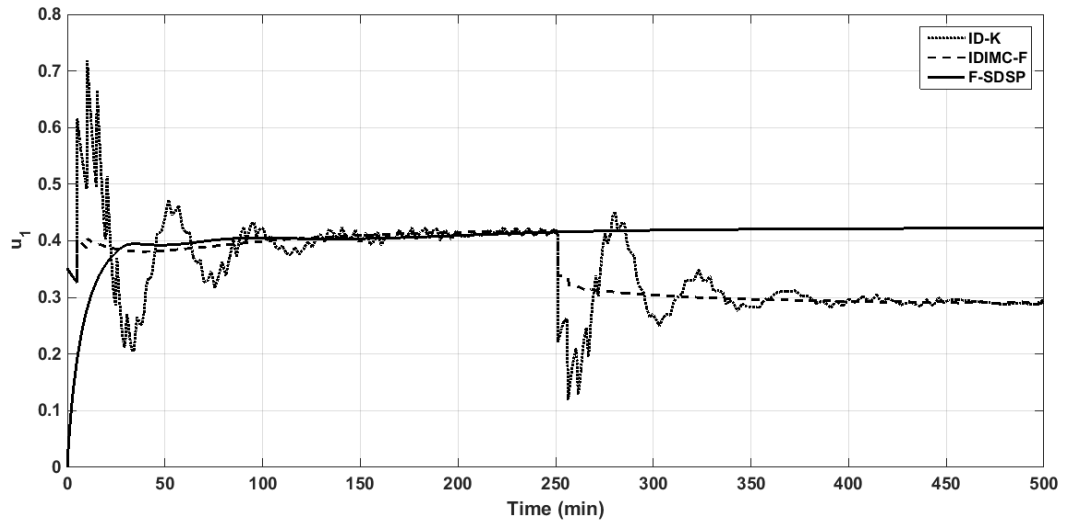


**Hình 5.10a.** Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 1 (heavy oil)

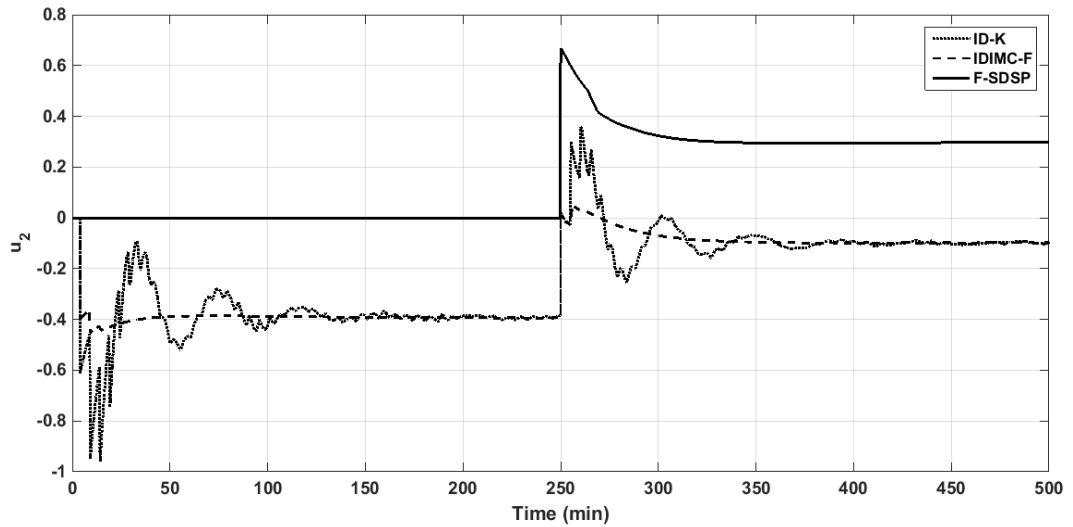


**Hình 5.10b.** Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 2 (heavy oil)

Tín hiệu điều khiển tương ứng của hai vòng được thể hiện ở hình 5.11a, b cũng chứng tỏ phương pháp đề xuất có tín hiệu điều khiển trơn (smooth) hơn so với các phương pháp khác. Điều này làm giảm tổn hao năng lượng và tăng tuổi thọ của cơ cấu chấp hành khi hệ thống hoạt động.



**Hình 5.11a.** Tín hiệu điều khiển của vòng 1 (heavy oil)

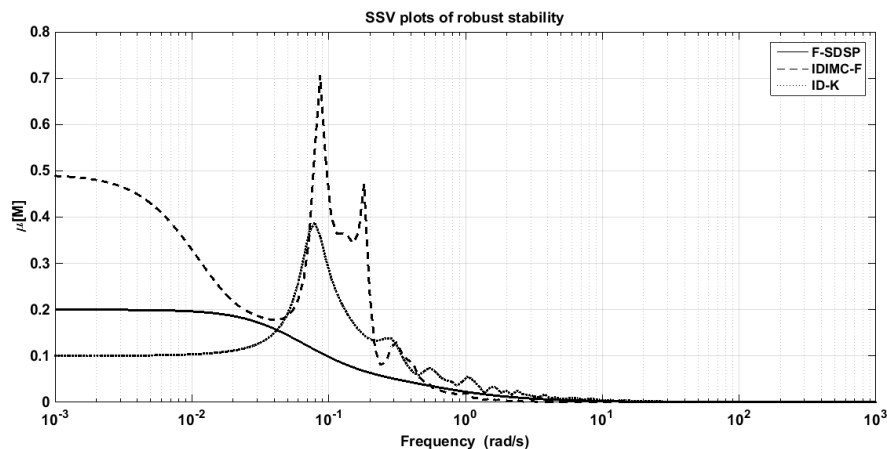


**Hình 5.11b.** Tín hiệu điều khiển của vòng 2 (heavy oil)

**Bảng 5.4.** Các chỉ số chất lượng của bộ tách dầu nặng bởi các phương pháp khác nhau

Phương pháp	IAE	ITAE	TV	$\mu[M]$
Đề xuất (F-SDSP)	57.824	10173	1.4838	0.200
IDIMC-F	750.00	218750	1.7289	0.7068
ID-K	95.521	14561	14.678	0.3880

Sự ổn định bền vững của hệ thống được khảo sát sử dụng phương trình 4.33 với sự bất định sai số nhân ở ngõ ra. Ma trận trọng số  $\mathbf{W}_0(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{2s+1}, -\frac{s+0.2}{2s+1} \right\}$  như trường hợp tháp VL được sử dụng. Hình 5.12 minh họa hàm SSV hay giá trị  $\mu$  của phương pháp đề xuất và các phương pháp so sánh khác.



**Hình 5.12.** Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững (heavy oil)

Dựa vào hình vẽ, ta dễ dàng thấy được phương pháp đề xuất đảm bảo sự ổn định bền vững trên toàn miền tần số khảo sát ( $10^{-3} - 10^3$  rad/s). Giá trị cực đại  $\mu$  liệt kê trong bảng 5.4 cũng chú tỏ phương pháp đề xuất cho giá trị nhỏ nhất.

## 5.1.2. Phương pháp đề xuất cho hệ đa biến bậc cao

### 5.1.2.1 Tháp chưng cất Ogunnaike và Ray (OR)

Tháp chưng cất OR được đề xuất bởi Luyben dùng để phân tách hỗn hợp ethanol và nước. Mô hình này được sử dụng nhiều trong các nghiên cứu mô phỏng trong lĩnh vực điều khiển quá trình [55, 67–69]. Mô hình toán mô tả quan hệ giữa các tín hiệu vào-ra của tháp đạt được thông qua đáp ứng xung của từng biến. Ma trận hàm truyền vòng hở có dạng như phương trình sau:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \mathbf{G}(s) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}$$

Trong đó,  $y_1$  là tỉ lệ mol của ethanol ở đỉnh tháp

$y_2$  là tỉ lệ mol của ethanol dòng ra (sản phẩm)

$y_3$  là nhiệt độ của khay 19 (thành phần đáy) của tháp

$u_1$  là lưu lượng hồi lưu ( $\text{m}^3/\text{s}$ )

$u_2$  là lưu lượng của dòng ra ( $\text{m}^3/\text{s}$ )

$u_3$  là áp suất của dòng tái đun sôi (reboiler) (kPa)

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.66e^{-2.6s}}{6.7s+1} & \frac{-0.61e^{-3.5s}}{8.64s+1} & \frac{-0.0049e^{-s}}{9.06s+1} \\ \frac{1.11e^{-6.5s}}{3.25s+1} & \frac{-2.36e^{-3s}}{5s+1} & \frac{-0.01e^{-1.2s}}{7.09s+1} \\ \frac{-34.68e^{-9.2s}}{8.15s+1} & \frac{46.2e^{-9.4s}}{10.9s+1} & \frac{0.87(11.61s+1)e^{-s}}{(3.89s+1)(18.8s+1)} \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Các hằng số thời gian và thời gian trễ của ma trận  $\mathbf{G}$  được đo bằng phút (min)

Theo bảng 4.1 và sử dụng giải thuật PSO để xấp xỉ, ma trận phân ly tính được như sau:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.7549 \frac{(0.8337s+1)}{0.533s+1} e^{-0.9s} & 0.0062e^{-0.5233s} \\ 0.3905e^{-2.71s} & 1 & -0.0014 \\ 19.8247 \frac{(13.8874s+1)}{8.7956s+1} e^{-8.2s} & -23.1741 \frac{(2.0113s+1)}{5.5621s+1} e^{-8.4s} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Tương tự các ví dụ trước, các thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly tính được như sau:

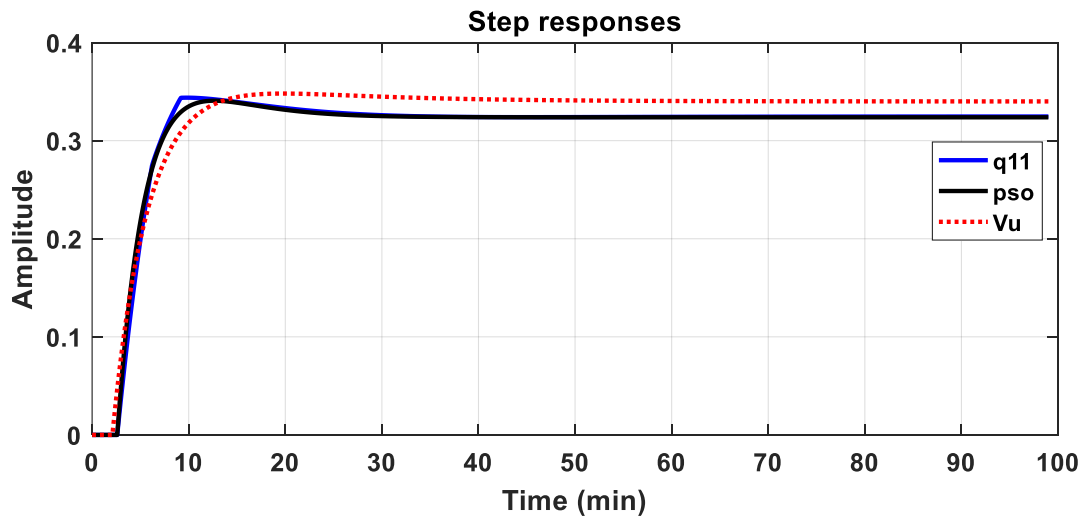


$$q_{11} = \frac{0.3298(23.1802s + 1)e^{-2.6s}}{(21.1355s + 1)(3.7363s + 1)} \quad (5.23)$$

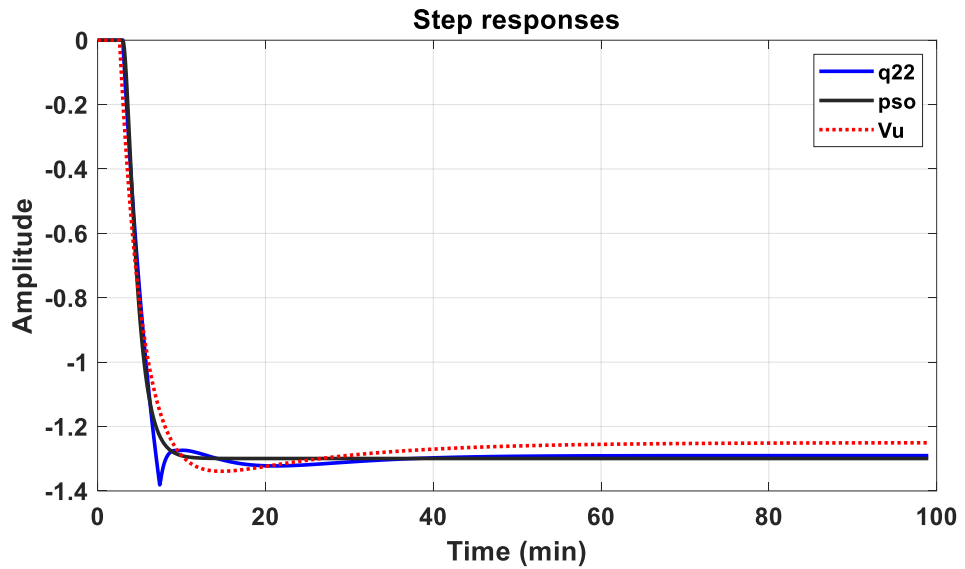
$$q_{22} = \frac{-1.2973e^{-3s}}{(1.2739s + 1)(0.5014s + 1)} \quad (5.24)$$

$$q_{33} = \frac{0.5601(17.4859s + 1)e^{-s}}{(20s + 1)(2.6915s + 1)} \quad (5.25)$$

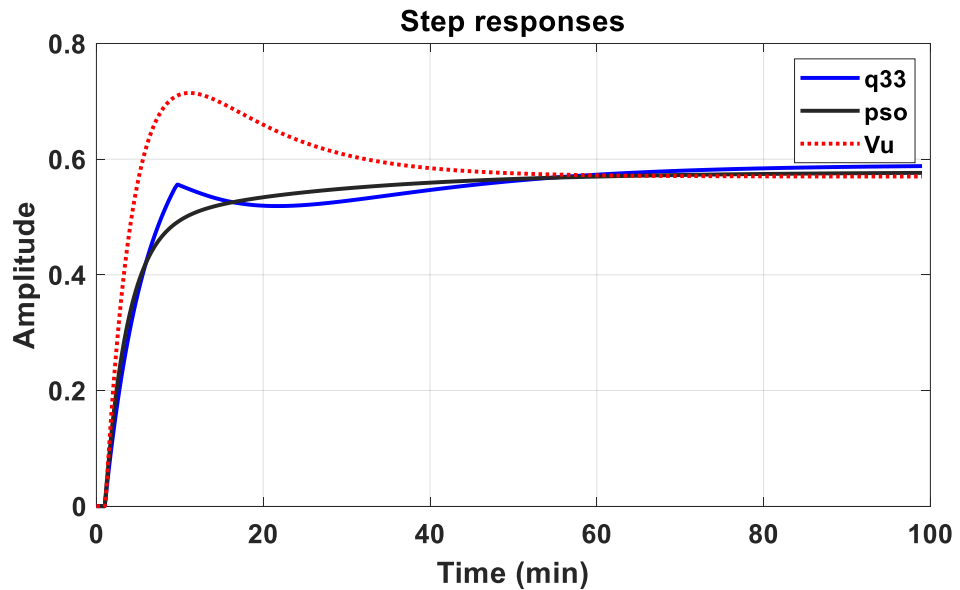
Các hình 5.13 a, b, và c minh họa đáp ứng bậc thang của các hàm gốc  $q_{11}$ ,  $q_{22}$ , và  $q_{33}$  tính theo công thức của bảng 4.2 và các hàm xấp xỉ đạt được sau khi chạy giải thuật PSO (các công thức 5.23, 5.24 và 5.25). Bên cạnh đó, tác giả cũng đã so sánh đáp ứng với đáp ứng của giải thuật xấp xỉ sử dụng đồng nhất hệ số do Vu và Lee đề xuất [55, 67]. Dựa vào hình ảnh ta thấy giải thuật đề xuất (PSO) cho kết quả xấp xỉ tốt hơn hẳn so với phương pháp cũ, đặc biệt là không có sai lệch tĩnh ở cả 3 hàm truyền. Qua đó ta có thể thấy khi bậc của hệ đa biến tăng lên các phương pháp cũ không còn có độ chính xác như mong muốn, chưa kể việc tính toán cũng tương đối phức tạp.



(a)



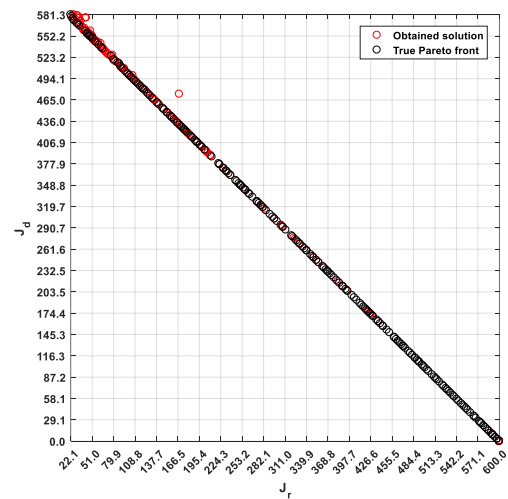
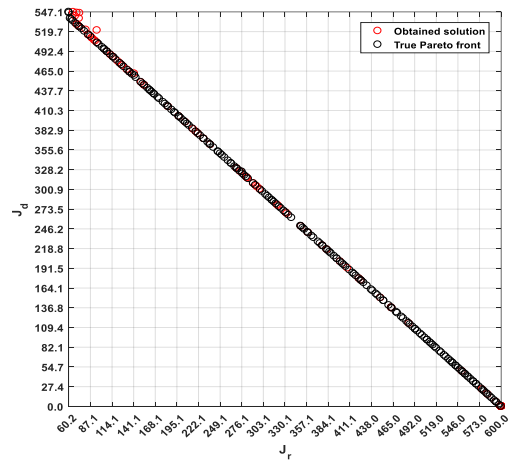
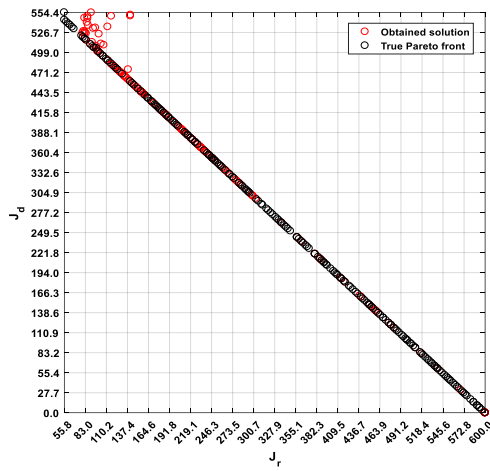
(b)



(c)

**Hình 5.13 a, b, c.** Đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ  $q_{11}$ ,  $q_{22}$ , và  $q_{33}$  (tháp OR)

Trình tự thiết kế gồm 2 bước: bước đầu tiên sẽ tìm đường PF chứa các nghiệm khả dĩ của bài toán tối ưu đa mục tiêu, và sau đó sẽ chọn ra nghiệm thích hợp nhất dựa theo chỉ tiêu chất lượng và thông số bền vững  $M_s$ . Hình sau minh họa kết quả các đường PF đạt được của mỗi vòng điều khiển



Hình 5.14 a, b, và c. Các đường tối ưu Pareto theo hai hàm mục tiêu  $J_r$  và  $J_d$

Hình 5.14 a, b, và c cho thấy các nghiệm khả dĩ của bài toán tối ưu 2 mục tiêu hội tụ về đường Pareto. Từ các nghiệm này, tác giả sẽ chọn ra nghiệm hợp lý nhất của bài toán điều khiển dựa theo giá trị của hàm độ nhạy cực đại  $M_s$ . Trong trường hợp này giá trị  $M_s$  được chọn từ  $1.3 \div 1.5$  như đã trình bày trong chương 4 (hình 4.10). Các bộ điều khiển tìm được được tổng kết trong bảng 5.6.

Bên cạnh đó, trong ví dụ này, phương pháp đề xuất được so sánh với các phương pháp khác như bộ điều khiển PI/PID đa vòng (multi-loop) [55] và bộ điều khiển PI tập trung (CPI) [146]

**Bảng 5.5.** Các phương pháp khác dùng để điều khiển tháp OR

Phương pháp	Cấu trúc bộ điều khiển	Thông số điều khiển
Multi-loop [55]		Xem bảng 5.6
CPI [146]		Xem bảng 5.6

**Bảng 5.6.** Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho tháp OR.

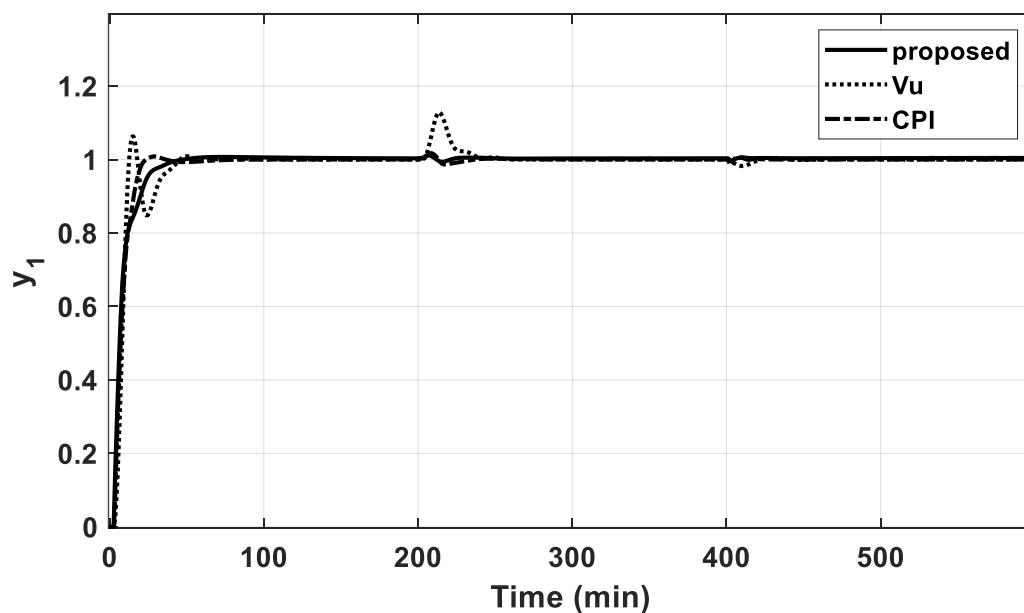
Phương pháp	Vòng	$K_{ci}$	$K_{li}$	$\tau_{Di}$	$\lambda_i$	$\sigma_i$	$\mu[\mathbf{M}]$	IAE	TV
Đề xuất	1	1.504	0.157	—	1	0.055	0.1002	27.79	4.9783
	2	-0.089	0.970	—	0.832	0.174			
	3	1.377	0.107	—	1	0.01			
Multi-loop	1	2.250	0.140	2.58	—	—	0.2479	39.99	6.1432
	2	-0.490	0.155	3.37	—	—			
	3	4.830	0.322	10.16	—	—			
CPI	—	* $\mathbf{G}_c(s)$			—	—	0.1276	25.73	4.9336

$$*\mathbf{G}_c(s) = \begin{bmatrix} 1.31 + \frac{0.354}{s} & -0.0135 - \frac{0.0582}{s} & 0.0207 + \frac{0.0026}{s} \\ 0.149 + \frac{0.138}{s} & -0.147 - \frac{0.0773}{s} & -0.009 - \frac{0.0006}{s} \\ 43.6 + \frac{6.8}{s} & -9.52 + \frac{1.79}{s} & 4.03 + \frac{0.421}{s} \end{bmatrix}$$

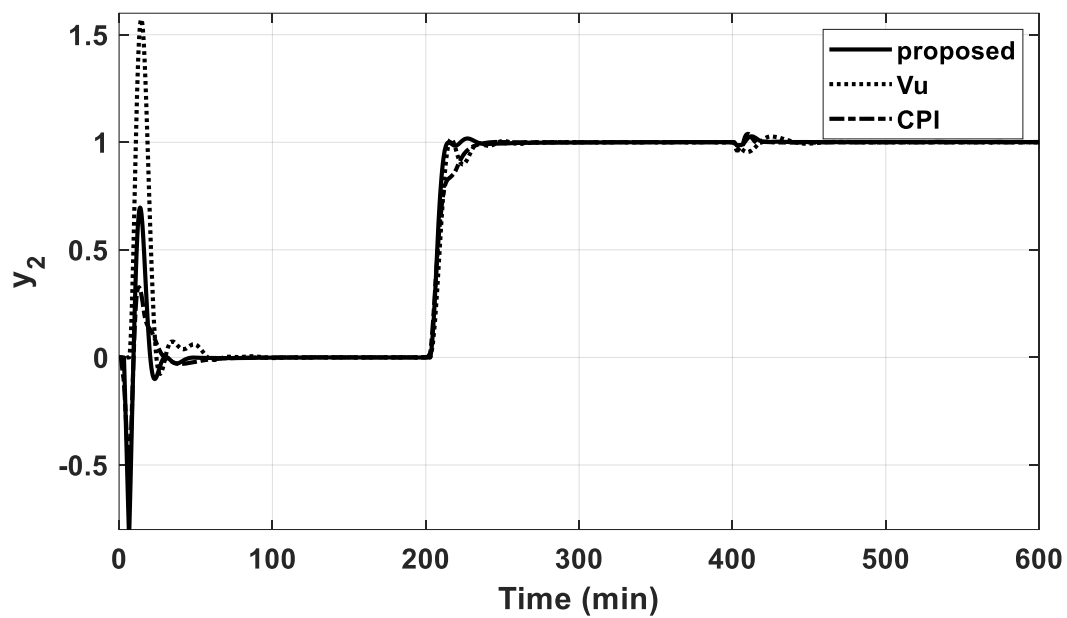
Để mô tả sự thay đổi của các giá trị đặt cũng như sự ảnh hưởng lẫn nhau giữa các vòng điều khiển, giá trị đặt được thay đổi tuần tự ở các ngõ vào tại các thời điểm  $t = 0$ ,  $t = 200$  (min), và  $t = 400$  (min) lần lượt cho ba vòng điều khiển của tháp OR. Hình 5.15a, b, và c chứng tỏ bộ điều khiển bậc phân số có đáp ứng tốt hơn so với đáp ứng của các phương pháp khác không những khi giá trị đặt thay đổi mà còn khi có nhiễu tác động. Hơn nữa, bảng 5.6 tổng hợp các tiêu chí chất lượng của các phương pháp chứng tỏ sự hiệu quả của giải pháp đề xuất.

Hình 5.16 a, b, và c biểu diễn các tín hiệu điều khiển của ba vòng điều khiển của các phương pháp khác nhau. Nhìn chung, biên độ của tín hiệu điều khiển của phương pháp đề xuất nhỏ hơn với các phương pháp khác, đặc biệt trong vòng điều khiển thứ 3.

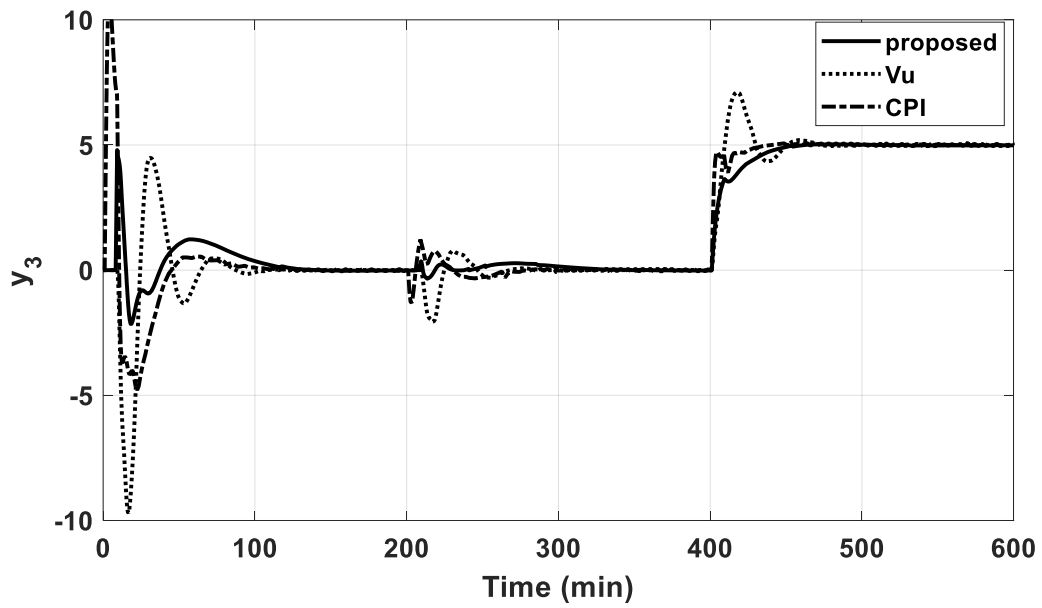
Điều đó chứng tỏ phương pháp đề xuất ít tổn hao năng lượng hơn so với các phương pháp khác trong trường hợp này.



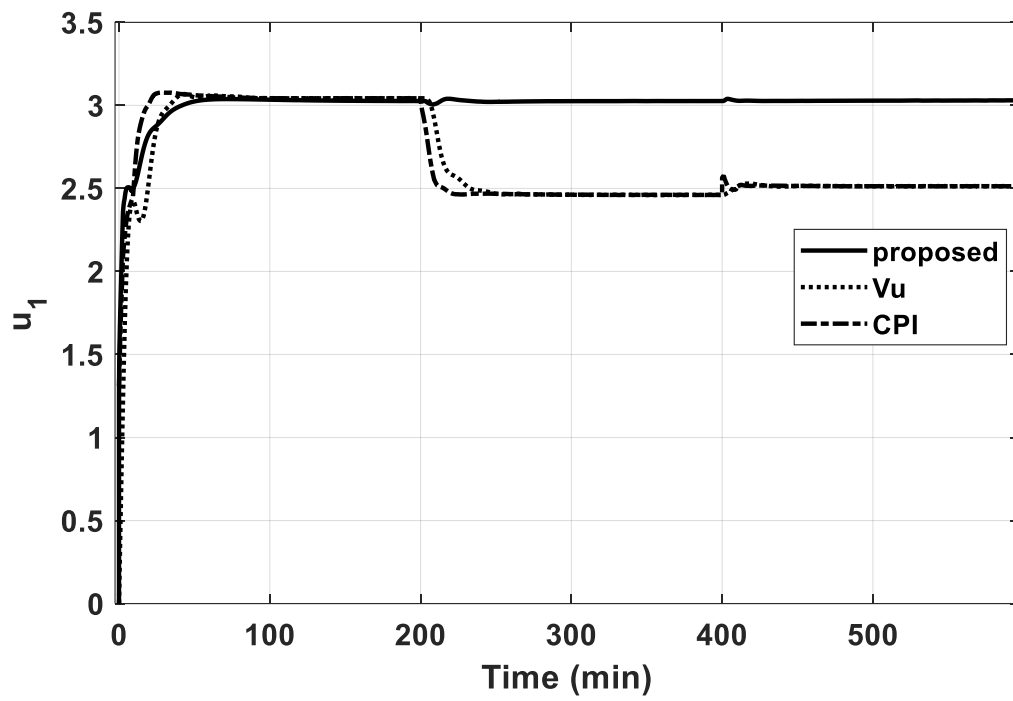
**Hình 5.15a.** Đáp ứng khi giá trị đặt thay đổi của vòng 1 (tháp OR)



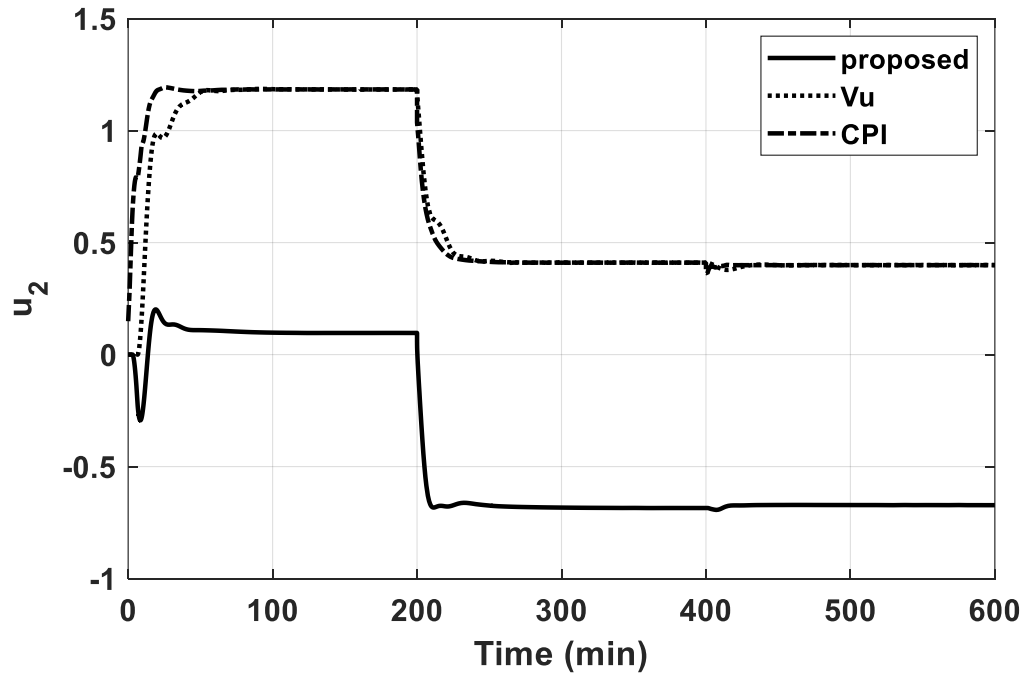
**Hình 5.15b.** Đáp ứng khi giá trị đặt thay đổi của vòng 2 (tháp OR)



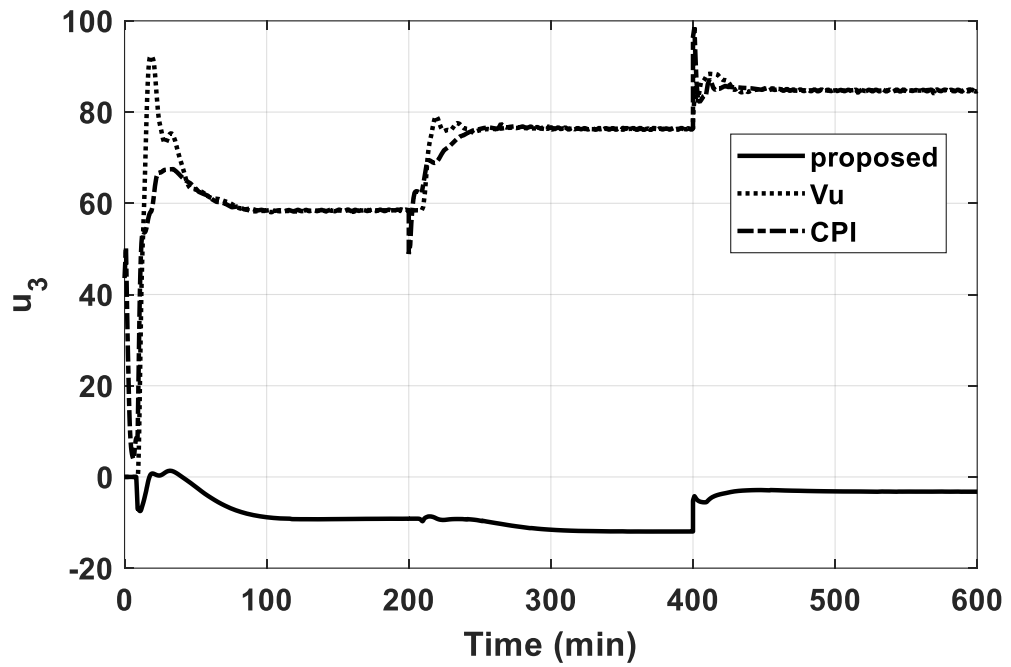
Hình 5.15c. Đáp ứng khi giá trị đặt thay đổi của vòng 3 (tháp OR)



(a)



(b)



(c)

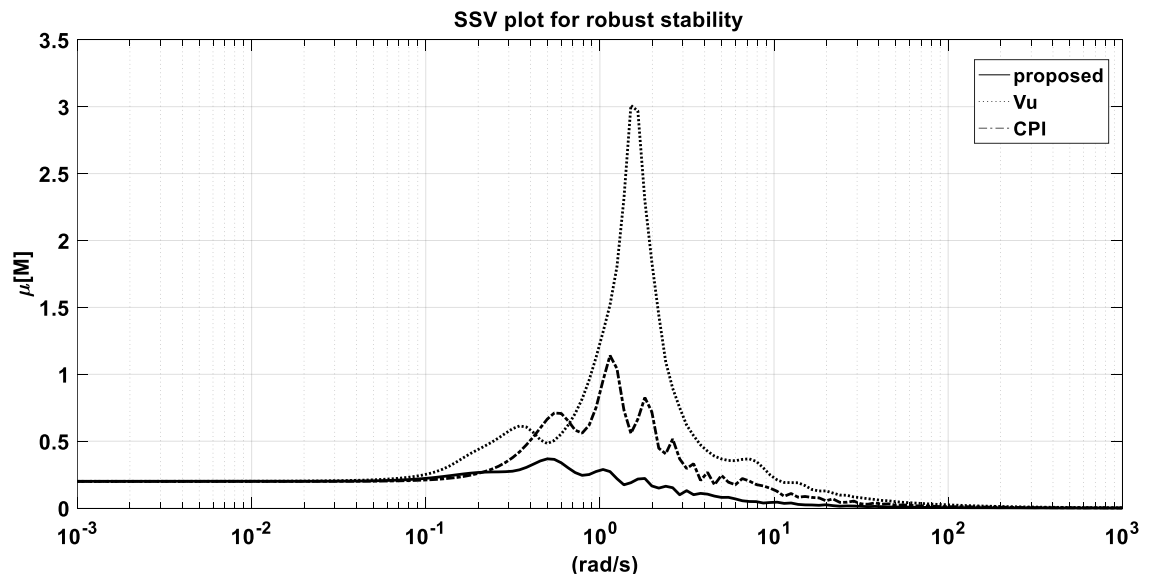
**Hình 5.16 a, b, và c.** Các tín hiệu điều khiển của 3 vòng điều khiển (tháp OR)



Tương tự như ví dụ trước, tiêu chuẩn  $\mu$  được sử dụng để đánh giá ổn định bền vững của phương pháp đề xuất. Ma trận trọng số cho sai số nhân ngõ ra được chọn như phương trình 5.26, ma trận này được chọn như các công trình đã công bố để có sự công bằng trong việc so sánh giữa các phương pháp.

$$\mathbf{W}_o(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1} \right\} \quad (5.26)$$

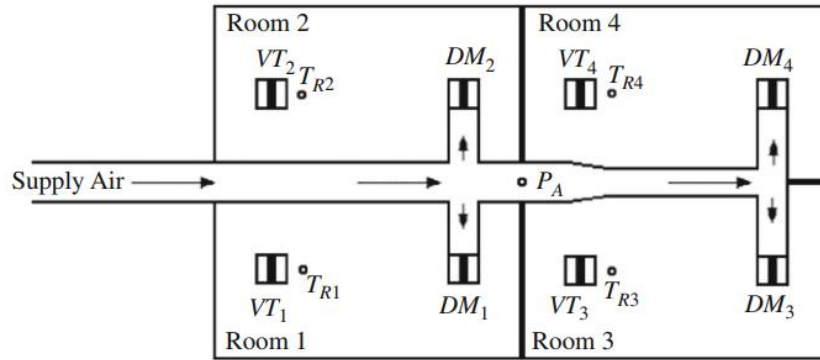
Ma trận này tương ứng xấp xỉ 20% sai số của thông số độ lợi. Hình 5.17 chứng tỏ giá trị suy biến có cấu trúc (SSV) của phương pháp đề xuất luôn đảm bảo sự ổn định bền vững của hệ thống điều khiển. Trong khi đó, ở các phương pháp khác giá trị của  $\mu$  có đỉnh vượt quá 1, nghĩa là hệ thống điều khiển sẽ mất ổn định trong trường hợp này.



**Hình 5.17.** Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững (tháp OR)

### 5.1.2.2. Hệ thống điều khiển nhiệt độ HVAC (hệ 4×4)

Mô hình điều khiển nhiệt độ cho 4 phòng thông nhau là một tình huống nghiên cứu (case study) được công bố ở tài liệu [64]. Sơ đồ của hệ được mô tả như hình 5.18.



**Hình 5.18.** Sơ đồ phân cứng hệ thống HVAC 4 phòng [64]

Trong đó,  $P_A$  là cảm biến áp suất nhằm kiểm soát áp suất trên đường dẫn khí;  $T_{R1} \div T_{R4}$  là 4 cảm biến nhiệt độ cho mỗi phòng; Ở mỗi phòng sẽ có các van tuyến tính  $DM_1 \div DM_4$  là 4 van điều khiển cấp khí và  $VT_1 \div VT_4$  là các van xả tương ứng. Bởi vì sự tương quan chéo giữa các biến nên nếu có sự thay đổi của một van bất kỳ sẽ ảnh hưởng đến nhiệt độ của cả 4 phòng. Do đó, đây là điển hình của hệ đa biến  $4 \times 4$  với sự tương tác mạnh giữa các biến. Thông thường giải pháp điều khiển cho các hệ này là sử dụng điều khiển tập trung thuần nhất hoặc sử dụng kỹ thuật phân ly. Ma trận hàm truyền đại diện cho quá trình được biểu diễn thông qua ma trận  $(4 \times 4)$  như phương trình (5.27) và (5.28)

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = \mathbf{G}(s) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Trong đó,  $T_1 \div T_4$  là nhiệt độ của 4 phòng;  $u_1 \div u_4$  là 4 biến điều khiển và là vị trí mở của các van  $DM_1 \div DM_4$ ; Ma trận hàm truyền tuyến tính  $\mathbf{G}(s)$  như sau (lưu ý, đơn vị của hằng số thời gian và thời gian trễ là giây)

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{-0.098e^{-17s}}{122s+1} & \frac{-0.036e^{-27s}}{149s+1} & \frac{-0.014e^{-32s}}{158s+1} & \frac{-0.017e^{-30s}}{155s+1} \\ \frac{-0.043e^{-25s}}{147s+1} & \frac{-0.092e^{-16s}}{130s+1} & \frac{-0.011e^{-33s}}{156s+1} & \frac{-0.012e^{-34s}}{157s+1} \\ \frac{-0.012e^{-31s}}{153s+1} & \frac{-0.016e^{-34s}}{151s+1} & \frac{-0.102e^{-16s}}{118s+1} & \frac{-0.033e^{-26s}}{146s+1} \\ \frac{-0.013e^{-32s}}{156s+1} & \frac{-0.015e^{-31s}}{159s+1} & \frac{-0.029e^{-25s}}{144s+1} & \frac{-0.108e^{-18s}}{128s+1} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

Các thành phần của ma trận phân ly tính được như sau [67, 144]:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-0.341(121.918s+1)e^{-9.151s}}{146.753s+1} & \frac{-0.081(132.251s+1)e^{-11.943s}}{164.976s+1} & \frac{-0.115(124.604s+1)e^{-8.887s}}{147.929s+1} \\ \frac{-0.457(130.872s+1)e^{-8.77s}}{147.641s+1} & 1 & \frac{-0.049(235.202s+1)e^{-12.986s}}{228.983s+1} & \frac{-0.04(188.514s+1)e^{-14.432s}}{170.865s+1} \\ \frac{-0.03(187.93s+1)}{175s+1} & \frac{-0.093(97.617s+1)e^{-15.187s}}{117.144s+1} & 1 & \frac{-0.304(118.386s+1)e^{-9.165s}}{145.037s+1} \\ \frac{-0.049(1946.796s+1)e^{-11.409s}}{1946.775s+1} & \frac{-0.073(152.319s+1)e^{-6.741s}}{166.805s+1} & \frac{-0.252(124.823s+1)e^{-6.104s}}{138.501s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Tương tự như 2 ví dụ trên, sau khi sử dụng giải thuật PSO để xấp xỉ hàm truyền, các thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly có dạng như sau:

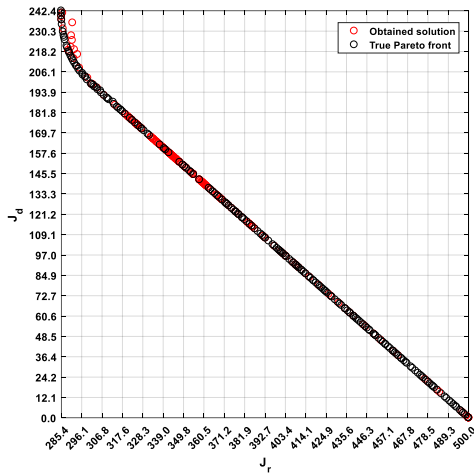
$$q_{11} = \frac{-0.0804e^{-17s}}{109.0896s+1} \quad (5.30)$$

$$q_{22} = \frac{-0.0736e^{-16s}}{117.2055s+1} \quad (5.31)$$

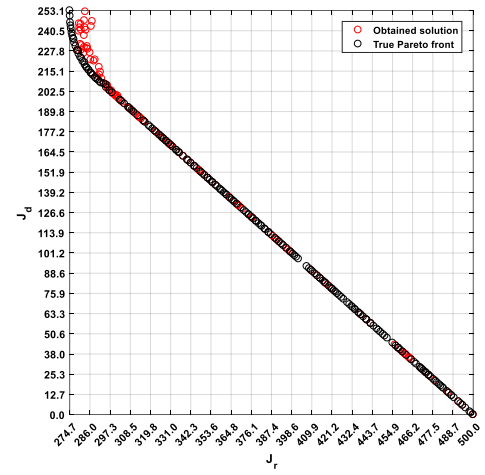
$$q_{33} = \frac{-0.092e^{-16s}}{112.2966s+1} \quad (5.32)$$

$$q_{44} = \frac{-0.097e^{-18s}}{121.0125s+1} \quad (5.33)$$

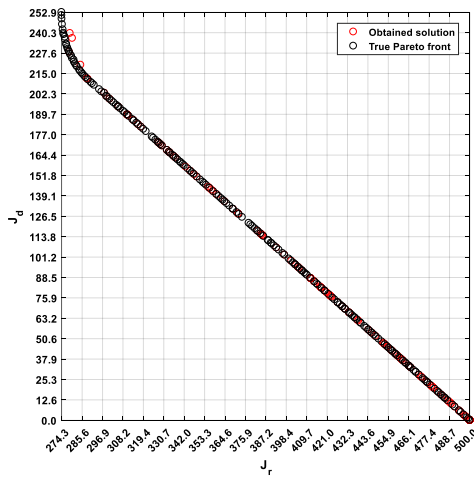
Tương tự như hệ 3×3, các đường PF sẽ đạt được trong bước như các hình 5.19. Ta thấy các nghiệm khả dĩ của bài toán toán ưu 2 mục tiêu đều hội tụ về đường Pareto. Dựa trên đường Pareto này các thông số điều khiển phù hợp nhất của mỗi vòng điều khiển sẽ được lựa chọn dựa theo giá trị của hàm độ nhạy cực đại  $M_s$ .



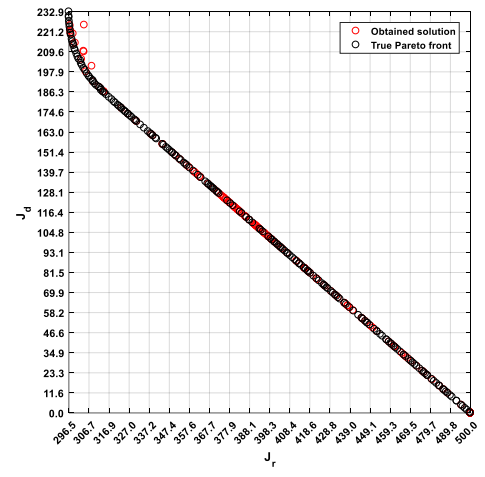
(a)



(b)



(c)



(d)

**Hình 5.19 a, b, c và d.** Các đường tối ưu Pareto theo hai hàm mục tiêu  $J_r$  và  $J_d$

Kết quả đạt được được tổng hợp trong bảng 5.7 cùng với các chỉ số chất lượng của phương pháp điều khiển đề xuất và các phương pháp khác. Trong trường hợp này, phương pháp bộ điều khiển PI tập trung (CPI) đề xuất bởi Ghosh và Pan [146] và phương pháp tái hiệu chỉnh tối ưu (1-ODP) đề xuất bởi Khandelwall và Detroja [147] được lựa chọn để so sánh với bộ điều khiển đề xuất. Thông số các bộ điều khiển cũng được tổng hợp trong bảng 5.7

**Bảng 5.7.** Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho hệ HVAC

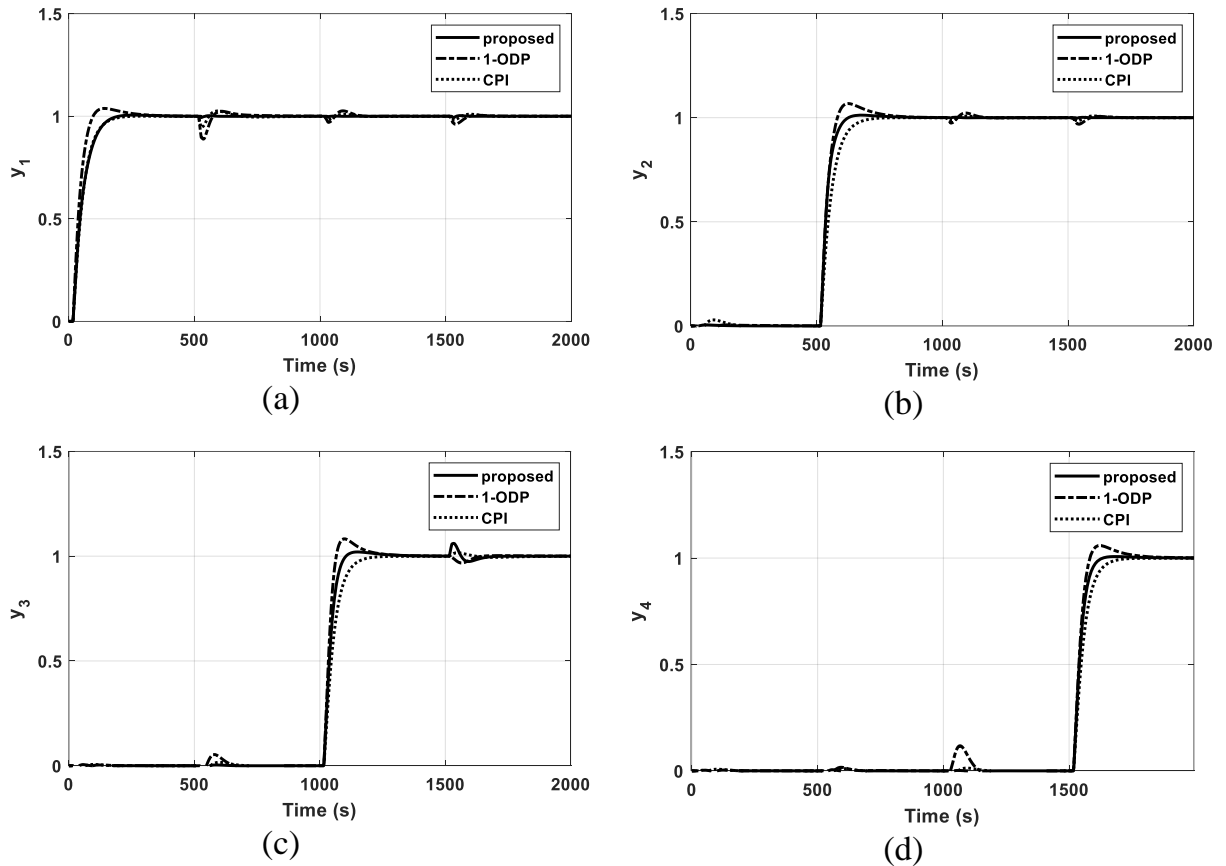
Phương pháp	Vòng	$K_{ci}$	$K_{fi}$	$\lambda_i$	$\sigma_i$	$\mu[\mathbf{M}]$	IAE	TV
Đề xuất	1	-23.799	0.0094	1	—	0.2019	199.72	207.146
	2	-37.292	0.0091	1	—			
	3	-28.036	0.0099	1	—			
	4	-26.882	0.0085	1	—			
1-ODP	—	$\mathbf{G}_{c-1ODP}(s)^*$	—	—	—	0.2287	372.03	340.492
CPI	—	$\mathbf{G}_{c-CPI}(s)^{**}$	—	—	—	0.1999	376.60	200.588

$${}^* \mathbf{G}_{c-1ODP}(s) = \begin{bmatrix} -32.53 \left(1 + \frac{1}{91.157s}\right) & 12.446 \left(1 + \frac{1}{75.416s}\right) & 2.234 \left(1 + \frac{1}{66.442s}\right) & 3.283 \left(1 + \frac{1}{80.355s}\right) \\ 16.218 \left(1 + \frac{1}{78.425s}\right) & -38.986 \left(1 + \frac{1}{86.553s}\right) & 1.771 \left(1 + \frac{1}{87.834s}\right) & 1.535 \left(1 + \frac{1}{107.734s}\right) \\ 1.328 \left(1 + \frac{1}{97.604s}\right) & 0.9663 \left(1 + \frac{1}{81.324s}\right) & -32.075 \left(1 + \frac{1}{86.027s}\right) & 8.297 \left(1 + \frac{1}{77.120s}\right) \\ 1.928 \left(1 + \frac{1}{87.526s}\right) & 3.016 \left(1 + \frac{1}{92.745s}\right) & 2.4819 \left(1 + \frac{1}{80.59s}\right) & -29.268 \left(1 + \frac{1}{96.763s}\right) \end{bmatrix}$$

$${}^{**} \mathbf{G}_{c-CPI}(s) = \begin{bmatrix} -24.2 - \frac{0.219}{s} & 6.86 + \frac{0.0808}{s} & 1.09 + \frac{0.0158}{s} & 1.88 + \frac{0.0205}{s} \\ 8.53 + \frac{0.100}{s} & -28.1 - \frac{0.237}{s} & 1.01 + \frac{0.0095}{s} & 0.909 + \frac{0.0071}{s} \\ 0.815 + \frac{0.0066}{s} & 1.85 + \frac{0.0221}{s} & -22.1 - \frac{0.194}{s} & 4.76 + \frac{0.0539}{s} \\ 1.06 + \frac{0.0107}{s} & 1.68 + \frac{0.0172}{s} & 4.59 + \frac{0.0489}{s} & -22.0 - \frac{0.178}{s} \end{bmatrix}$$

Trong trường hợp này, giá trị ngõ vào được thay đổi tuần tự ở các thời điểm  $t = 0$  (s),  $t = 500$  (s),  $t = 1000$  (s), và  $t = 1500$  (s) lần lượt cho các vòng điều khiển từ 1 đến 4. Hình 5.20 a, b, c và d minh họa đáp ứng của phương pháp đề xuất và các phương pháp khác khi giá trị đặt và nhiễu thay đổi. Một cách trực quan, ta nhận thấy rằng, phương

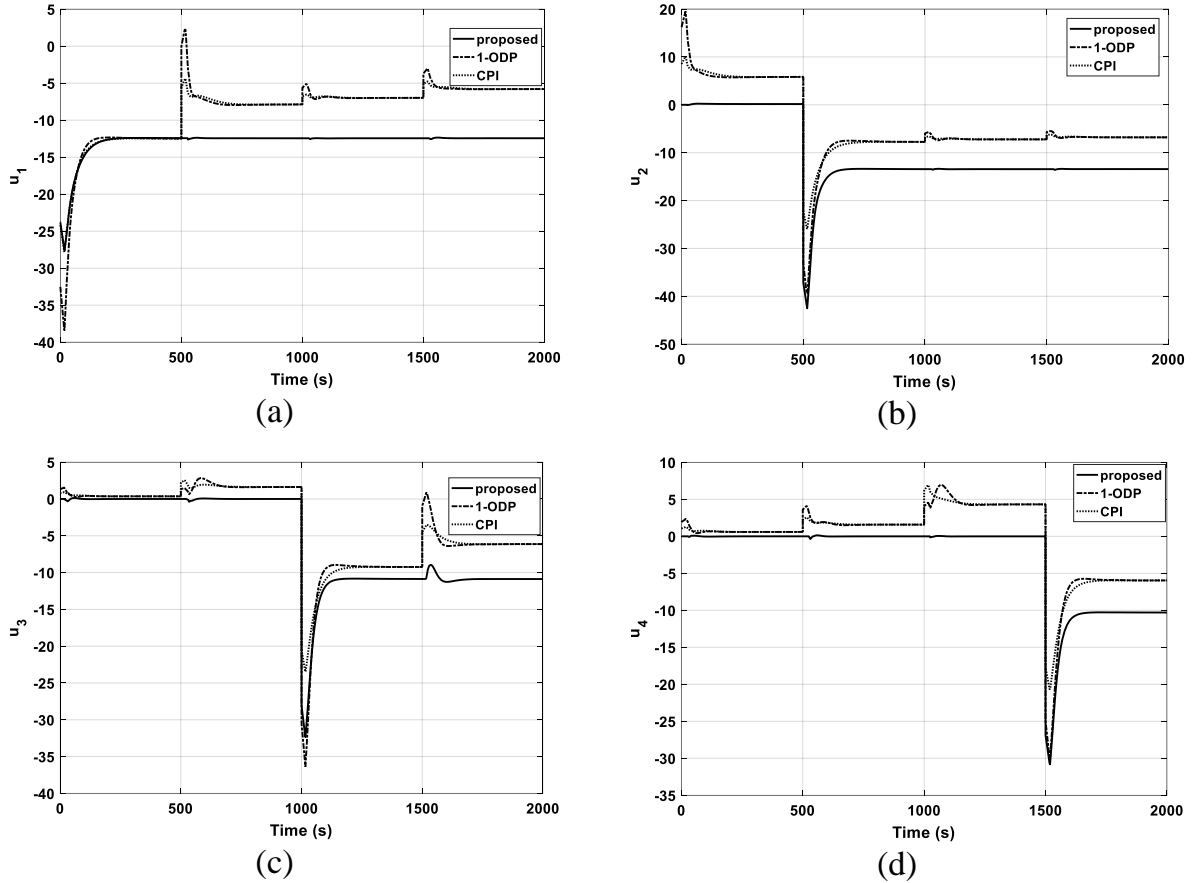
pháp đề xuất cho kết quả tốt hơn cả khi giá trị đặt và nhiễu thay đổi. Hơn nữa, bảng 5.7 tổng kết các thông số chất lượng trong cũng chứng tỏ sự hiệu quả của giải thuật đề xuất, đặc biệt ở giá trị IAE. Trong trường hợp này, chỉ số  $\mu$  để kiểm chứng sự ổn định bền vững, có giá trị tương đương ở tất cả các phương pháp.



**Hình 5.20 a, b, c và d.** Đáp ứng khi giá trị đặt thay đổi của 4 vòng điều khiển (hệ HVAC).

Các tín hiệu điều khiển được biểu diễn ở các hình 5.21 a, b, c và d cho 4 vòng điều khiển của hệ HVAC. Dựa trên các hình này ta cũng có thể thấy tín hiệu điều khiển của phương pháp đề xuất trơn hơn và có giá trị TV tốt hơn hẳn so với phương pháp tái hiệu chỉnh (1-ODP). Hơn nữa, so với phương pháp CPI, phương pháp đề xuất có giá trị TV lớn hơn (207 so với 200 trong thời gian mô phỏng), chỉ số của 2 phương pháp này lại tương đương nhau. Tuy nhiên phương pháp CPI lại cần đến 16 bộ điều khiển PI nên

trong thực tế sẽ tốn kém và có phần cứng phức tạp hơn rất nhiều so với phương pháp đề xuất.



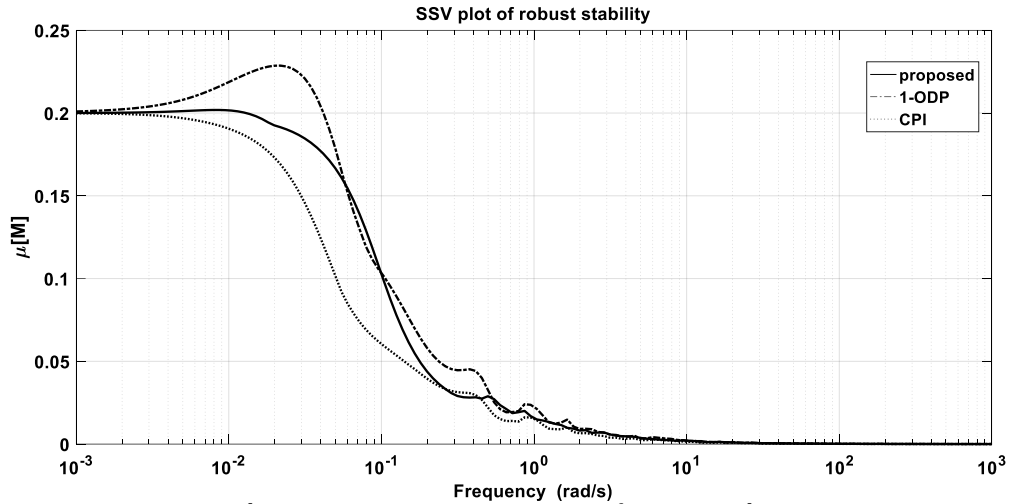
**Hình 5.21 a, b, và c.** Các tín hiệu điều khiển của 4 vòng điều khiển (hệ HVAC)

Trong trường hợp này, ma trận trọng số được chọn như ví dụ trên (xấp xỉ 20% sai số độ lợi mô hình)

$$\mathbf{W}_o(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1} \right\} \quad (5.34)$$

Hình 5.22 biểu diễn đồ thị của  $\mu$  ở cả 3 phương pháp và đều đảm bảo sự ổn định bền vững khi có sự hiện diện của tín hiệu bất định với mô hình sai số nhân ở ngõ ra. Như đã phân tích trên, phương pháp CPI có thể cho đáp ứng tốt hơn phương pháp đề

xuất, hình 5.22 thể hiện ổn định bền vững hơn, tuy nhiên phương pháp này sẽ gặp khó khăn trong vấn đề triển khai ứng dụng thực tế.



**Hình 5.22.** Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững (hệ HVAC)

## 5.2 Thực nghiệm điều khiển phân số cho hệ đa biến

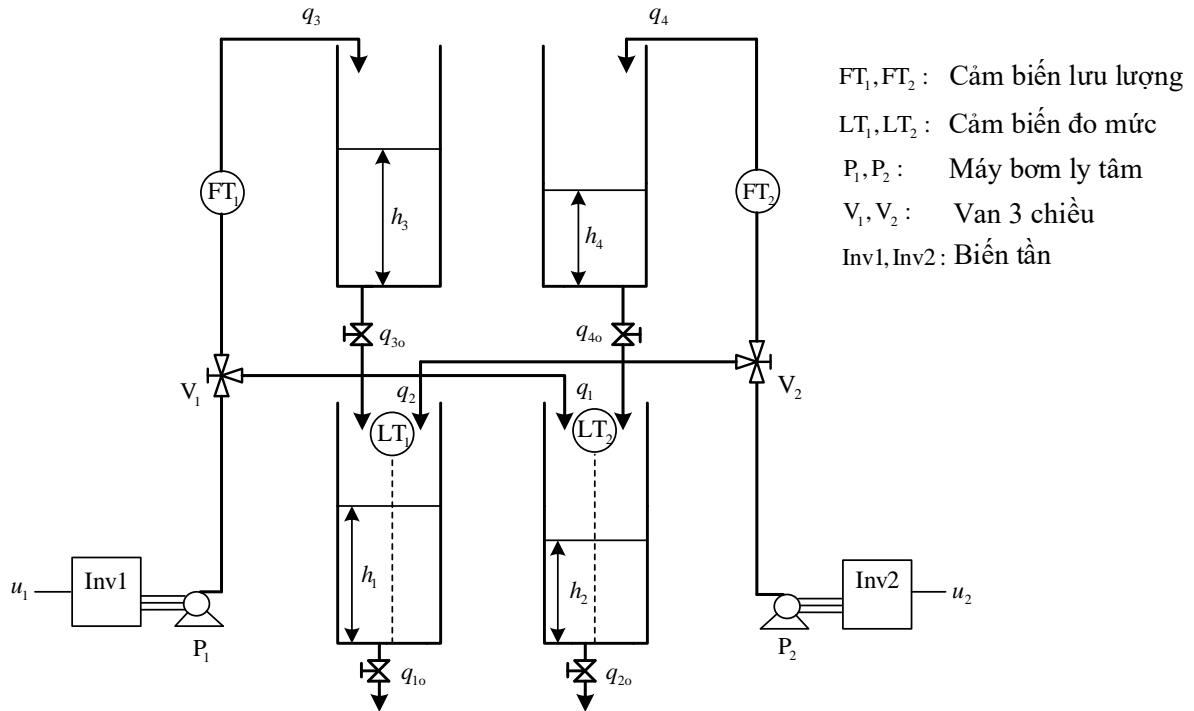
Để kiểm chứng khả năng ứng dụng của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất cũng như khả năng thực thi của bộ điều khiển phân số cho hệ đa biến, trong luận án này, nghiên cứu sinh thực nghiệm trên hệ bốn bồn nước liên kết (quadruple tank) rất điển hình trong lĩnh vực điều khiển quá trình.

### 5.2.1 Giới thiệu mô hình thực nghiệm

Hình 5.23 là mô hình hệ bốn bồn nước liên kết (quadruple-tank) dùng để thực nghiệm. Lưu lượng chất lỏng bơm vào các bồn được điều khiển thông qua hai máy bơm ly tâm AC với tốc độ bơm điều chỉnh bằng biến tần với các điện áp điều khiển  $u_1$ ,  $u_2$  (0 – 10 VDC). Hai van ba chiều  $V_1$  và  $V_2$  chia lưu lượng ra khỏi máy bơm vào bồn trên và bồn dưới (chéo nhau) với hai hệ số chia là  $\gamma_1$  và  $\gamma_2$  ( $0 < \gamma_1, \gamma_2 < 1$ ). Mức chất lỏng trong hai bồn dưới là  $h_1$ ,  $h_2$  (m) và được đo bằng 2 cảm biến điện dung ( $LT_1$ ,  $LT_2$ ) với tín hiệu trả về là dòng chuẩn công nghiệp (4 – 20 mA) tương ứng với mức chất lỏng (0 – 0.6 m); sử dụng bộ chuyển đổi dòng–áp để chuyển dòng thành điện áp 0 – 5



VDC. Bốn bồn chứa có tiết diện hình chữ nhật với diện tích lần lượt là  $A_1, A_2, A_3$  và  $A_4$  ( $m^2$ )



**Hình 5.23.** Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết

Áp dụng định luật cân bằng khối cho từng bồn chứa, ta có phương trình toán mô tả động học của hệ như sau:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dh_1}{dt} = -\frac{a_1}{A_1} \sqrt{2gh_1} + \frac{a_3}{A_1} \sqrt{2gh_3} + \frac{\gamma_2 k_2 u_2}{A_1} \\ \frac{dh_2}{dt} = -\frac{a_2}{A_2} \sqrt{2gh_2} + \frac{a_4}{A_2} \sqrt{2gh_4} + \frac{\gamma_1 k_1 u_1}{A_2} \\ \frac{dh_3}{dt} = -\frac{a_3}{A_3} \sqrt{2gh_3} + \frac{(1-\gamma_1)k_1 u_1}{A_3} \\ \frac{dh_4}{dt} = -\frac{a_4}{A_4} \sqrt{2gh_4} + \frac{(1-\gamma_2)k_2 u_2}{A_4} \end{array} \right. \quad (5.35)$$

Trong đó,  $a_1, a_2, a_3$  và  $a_4$  lần lượt là tiết diện của các van xả ra lần lượt ở các bồn tương ứng. Xem như đặc tuyến của máy bơm là tuyến tính, ta có mối quan hệ giữa điện áp điều khiển và lưu lượng ngõ ra của máy bơm là các hằng số  $k_1, k_2$

Tuyến tính hóa phương trình (5.35) xung quanh điểm hoạt động, kí hiệu:  $h_{is}$ , ( $i = 1 \div 4$ ), là mức chất lỏng tương ứng trong các bồn;  $u_{is}$ , ( $i = 1 \div 2$ ) là điện áp điều khiển tương ứng của hai máy bơm. Đặt:

$$q = \frac{a}{A} \sqrt{2gh} \quad (5.36)$$

Khai triển Taylor (5.36) quanh điểm ổn định  $h_s$  ta có:

$$q \approx \frac{a}{A} \sqrt{2gh_s} + \frac{a}{A} \sqrt{\frac{g}{2h_s}} (h - h_s) = q_s + \frac{1}{\tau} (h - h_s) \quad (5.37)$$

$$\text{Trong đó, } \tau = \frac{A}{a} \sqrt{\frac{2h_s}{g}} : \text{hằng số thời gian (s)} \quad (5.38)$$

Thay thế vào từng phương trình trên, ví dụ phương trình đầu tiên trong hệ (5.35), ta có:

$$\frac{dh_1}{dt} = -q_{1s} - \frac{1}{\tau_1} (h_1 - h_{1s}) + q_{3s} + \frac{1}{\tau_3} (h_3 - h_{3s}) + K_2 u_2 \quad (5.39)$$

$$\text{Xét tại điểm ổn định: } 0 = -q_{1s} + q_{3s} + K_2 u_{2s} \quad (5.40)$$

Trừ phương trình (5.39) cho phương trình (5.40), ta có:

$$\frac{d(h_1 - h_{1s})}{dt} = -\frac{1}{\tau_1} (h_1 - h_{1s}) + \frac{A_3}{A_1 \tau_3} (h_3 - h_{3s}) + K_2 (u_2 - u_{2s}) \quad (5.41)$$

$$\text{Đặt: } x_i = h_i - h_{is} \quad (i = 1 \div 4) \quad (5.42)$$

$$\begin{cases} r_1 = u_1 - u_{1s} \\ r_2 = u_2 - u_{2s} \end{cases} \quad (5.43)$$

Ta viết lại hệ phương trình trên:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{1}{\tau_1}x_1 + \frac{A_3}{A_1\tau_3}x_3 + \frac{\gamma_2 k_2 r_2}{A_1} \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{\tau_2}x_2 + \frac{A_4}{A_2\tau_4}x_4 + \frac{\gamma_1 k_1 r_1}{A_2} \\ \frac{dx_3}{dt} = -\frac{1}{\tau_3}x_3 + \frac{(1-\gamma_1)k_1 r_1}{A_3} \\ \frac{dx_4}{dt} = -\frac{1}{\tau_4}x_4 + \frac{(1-\gamma_2)k_2 r_2}{A_4} \end{cases} \quad (5.44)$$

Từ đó ta có phương trình trạng thái tuyến tính hóa của hệ:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_1} & 0 & \frac{A_3}{A_1\tau_3} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_2} & 0 & \frac{A_4}{A_2\tau_4} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_4} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\gamma_2 k_2}{A_1} \\ \frac{\gamma_1 k_1}{A_2} & 0 \\ \frac{(1-\gamma_1)k_1}{A_3} & 0 \\ 0 & \frac{(1-\gamma_2)k_2}{A_4} \end{bmatrix} r \quad (5.45)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \quad (5.46)$$

Biến đổi Laplace và đưa hệ về dạng ma trận hàm truyền ta có hàm truyền quan hệ vào-ra có dạng như sau:

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_1(1-\gamma_1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_3 s + 1)} & \frac{K_2 \gamma_2}{\tau_1 s + 1} \\ \frac{K_3 \gamma_1}{\tau_2 s + 1} & \frac{K_4(1-\gamma_2)}{(\tau_2 s + 1)(\tau_4 s + 1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

Trong đó:  $K_1 = \frac{\tau_1 k_1}{A_1}$ ;  $K_2 = \frac{\tau_1 k_2}{A_1}$ ;  $K_3 = \frac{\tau_2 k_1}{A_2}$ ;  $K_4 = \frac{\tau_2 k_2}{A_2}$

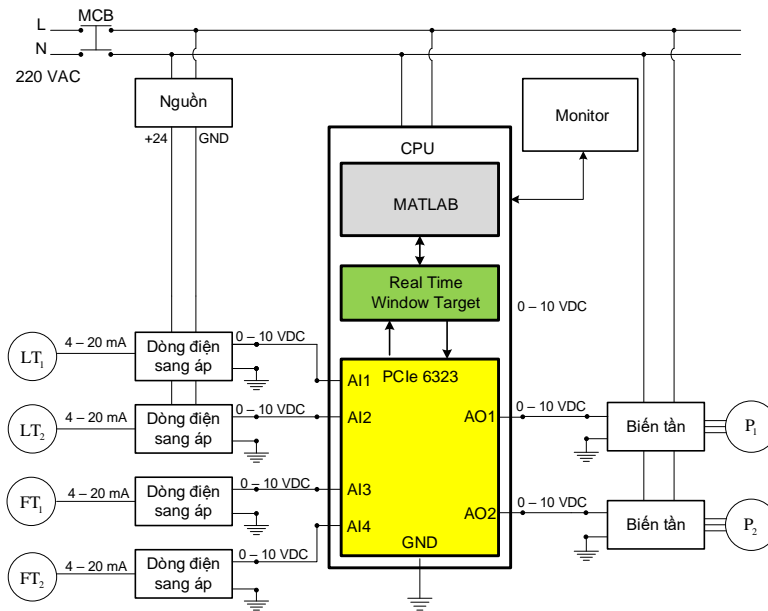
Nhận xét hệ bốn bồn nước liên kết là hệ  $2 \times 2$  với tín hiệu ngõ vào là hai điện áp điều khiển máy bơm và hai ngõ ra là mức chất lỏng trong hai bồn dưới. Hệ này được

chọn nhiều mô phỏng học thuật hay thực nghiệm trong lĩnh vực điều khiển quá trình vì đặc tính động học của hệ sẽ thay đổi khác nhau tùy thuộc vào hệ số  $\gamma_1, \gamma_2$ .

Hình 5.24 (a) là phần cứng thực tế sau khi thi công bao gồm hệ bồn nước và tủ điều khiển. Hình 5.24 (b) là sơ đồ bộ thu thập dữ liệu (card DAQ PCIe 6323) và bộ điều khiển xây dựng trên Matlab.



(a)



(b)

**Hình 5.24.** (a) Mô hình của hệ bồn nước sau khi thi công  
(b) Sơ đồ bộ điều khiển

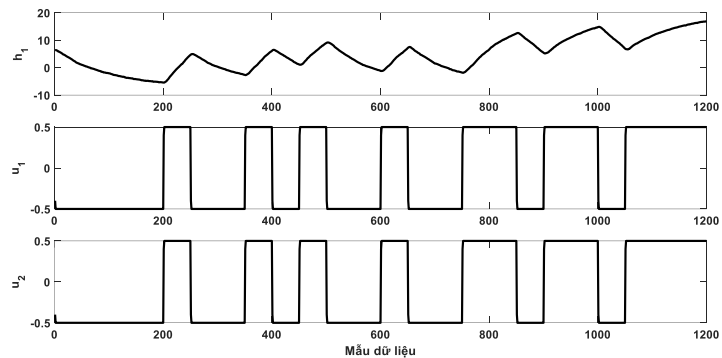
### 5.2.2. Nhận dạng hệ bốn nước sử dụng phương pháp LS đề xuất

Theo như lý thuyết nhận dạng trình bày ở chương 3, tác giả tiến hành thực nghiệm để tìm mô hình toán học cho hệ thống

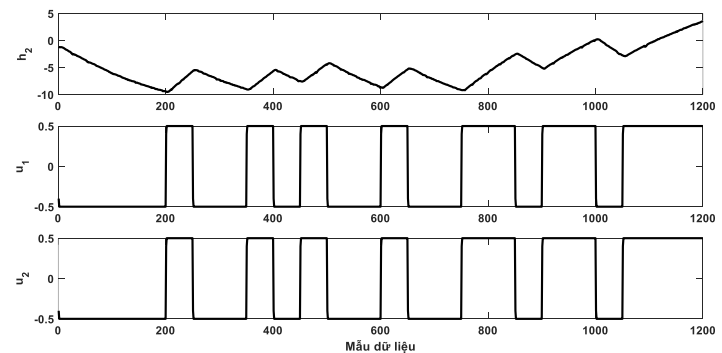
#### 5.2.2.1. Thu thập dữ liệu

Để nhận dạng mô hình của hệ theo phương pháp LS, ta cần có tập dữ liệu vào-ra để sử dụng cho hai bước nhận dạng và đánh giá. Thí nghiệm thu thập dữ liệu cần phải được thực hiện, quá trình này có thể lặp lại nhiều lần cho đến khi đạt kết quả nhận dạng mô hình chấp nhận được. Các kết quả trình bày trong luận án là kết quả cuối cùng.

Mặc dù bản chất động học của mô hình là phi tuyến (hệ phương trình 5.35), tuy nhiên sau khi xấp xỉ quanh điểm hoạt động, hệ có thể được biểu diễn dưới dạng tuyến tính với ma trận hàm truyền  $2 \times 2$ . Do đó, trong trường hợp này, ta lựa chọn tín hiệu tác động là tín hiệu nhị phân ngẫu nhiên giả (PRBS – Pseudo Random Binary Signal).



Hình 5.25. Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 1 ( $h_1$ )



Hình 5.26. Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 2 ( $h_2$ )

### 5.2.2.2. Áp dụng phương pháp LS cho hệ đa biến (TITO)

Biểu diễn lại phương trình 5.47 dưới dạng tổng quát của hệ 2 ngõ vào – 2 ngõ ra như sau :

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(q) & G_{12}(q) \\ G_{21}(q) & G_{22}(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \quad (5.48)$$

Trong đó,  $v_1, v_2$  là các tín hiệu nhiễu quá trình.

Hoặc :

$$\begin{cases} y_1(t) = G_{11}(q)r_1(t) + G_{12}(q)r_2(t) + v_1(t) \\ y_2(t) = G_{21}(q)r_1(t) + G_{22}(q)r_2(t) + v_2(t) \end{cases} \quad (5.49)$$

Sử dụng phân ly ma trận (MFD) đã đề cập ở chương 3, ta có:

$$\mathbf{G}(q) = \begin{bmatrix} A_{11}(q) & 0 \\ 0 & A_{22}(q) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{11}(q) & B_{12}(q) \\ B_{21}(q) & B_{22}(q) \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

Thay vào công thức (5.49) ta được:

$$\begin{cases} A_{11}(q)y_1(t) = B_{11}(q)r_1(t) + B_{12}(q)r_2(t) + A_{11}(q)v_1(t) \\ A_{22}(q)y_2(t) = B_{21}(q)r_1(t) + B_{22}(q)r_2(t) + A_{22}(q)v_2(t) \end{cases} \quad (5.51)$$

Với chuỗi  $N$  cặp dữ liệu vào-ra (trong trường hợp này có hai ngõ vào cho một ngõ ra) cho hai ngõ ra lần lượt là:

$$\left[ \{y_1(1), r_1(1), r_2(1)\} \dots \dots \{y_1(N), r_1(N), r_2(N)\} \right] \quad (5.52)$$

$$\left[ \{y_2(1), r_1(1), r_2(1)\} \dots \dots \{y_2(N), r_1(N), r_2(N)\} \right] \quad (5.53)$$

Áp dụng phương pháp LS cho hệ đơn biến đã giới thiệu ở chương 3 vào từng ngõ ra, giả sử cho ngõ ra thứ nhất (các ngõ ra còn lại hoàn toàn tương tự), ta có:

$$V_{LS1} = \frac{1}{N} \sum_{k=n_1+1}^N \left[ A_{11}(q)y_1(k) - (B_{11}(q)r_1(k) + B_{12}(q)r_2(k)) \right]^2 \quad (5.54)$$

Nghiệm của (5.54) được tính theo phương trình (2.45), trong đó:

$n_1, n_2, n_3$  lần lượt là bậc của đa thức  $A_{11}(q), B_{11}(q), B_{12}(q)$  ( $n_1 > n_2 > n_3$ )

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1(n_1 + 1) \\ y_1(n_1 + 2) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\theta} = [a_{11,1} \dots a_{11,n_1} \quad b_{11,1} \dots b_{11,n_2} \quad b_{12,1} \dots b_{12,n_3}]^T$$

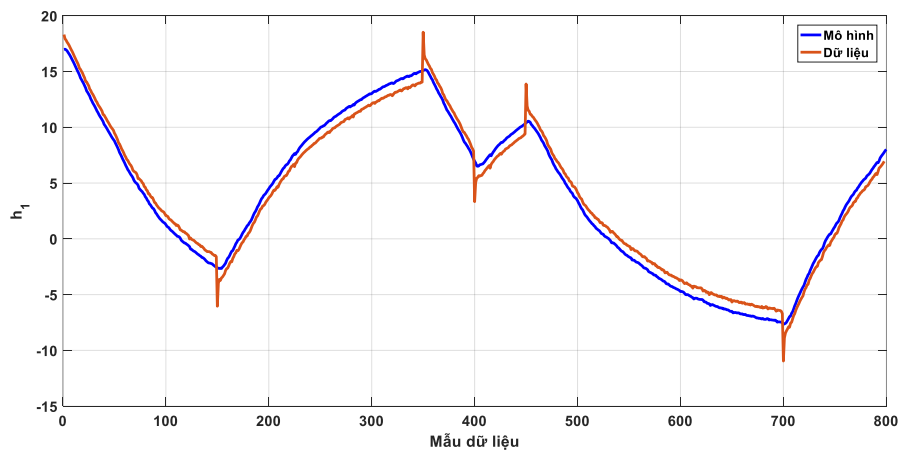
$$\boldsymbol{\varphi} = \begin{bmatrix} -y_1(n_1) & \dots & -y_1(1) & r_1(n_1) & \dots & r_1(1) & r_2(n_1) & \dots & r_2(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y_1(N-1) & \dots & -y_1(N-n_1) & r_1(N-1) & \dots & r_1(N-n_1) & r_2(N-1) & \dots & r_2(N-n_1) \end{bmatrix}$$

### 5.2.2.3 Đánh giá mô hình nhận dạng

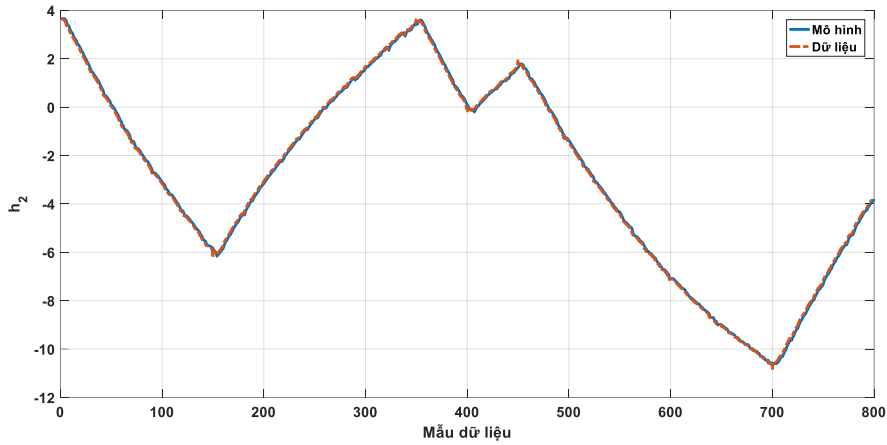
Sau khi chạy giải thuật LS, ta tính được các thông số  $\boldsymbol{\theta}$  cho hai vòng như sau :

$$\boldsymbol{\theta}_1 = \begin{bmatrix} -1.4371 \\ -0.0059 \\ 0.4430 \\ 0.0000 \\ 0.0002 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\theta}_2 = \begin{bmatrix} -1.4280 \\ 0.0183 \\ 0.4098 \\ 0.0002 \\ 0.0001 \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

Kết quả đánh giá 800 mẫu sau khi nhận dạng được bằng giải thuật LS được trình bày ở hình 5.27 và 5.28. Dựa vào hình vẽ, ta thấy đáp ứng của mô hình tìm được và phần dữ liệu đánh giá có độ tương quan rất tốt. Do đó các tham số đạt được trong 5.55 được sử dụng để tìm các hàm truyền thành phần của ma trận hệ thống.



**Hình 5.27.** Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 1



**Hình 5.28.** Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 2

Từ (5.55), sử dụng Matlab chuyển về hàm truyền dạng liên tục với chu kỳ lấy mẫu  $T_s = 0.1$  (s). Ta tìm được các hàm truyền thành phần của ma trận hệ thống như sau:

$$G_{11}(s) = \frac{0.0002395s^3 + 0.008916s^2 + 0.2691s + 2.807}{s^4 + 15.44s^3 + 1053s^2 + 877.5s + 1.777} \quad (5.56)$$

$$G_{12}(s) = \frac{0.001006s^3 + 0.03744s^2 + 1.13s + 11.79}{s^4 + 15.44s^3 + 1053s^2 + 877.5s + 1.777} \quad (5.57)$$

$$G_{21}(s) = \frac{0.001414s^3 + 0.05352s^2 + 1.618s + 16.96}{s^4 + 16.67s^3 + 1065s^2 + 1232s + 2.388} \quad (5.58)$$

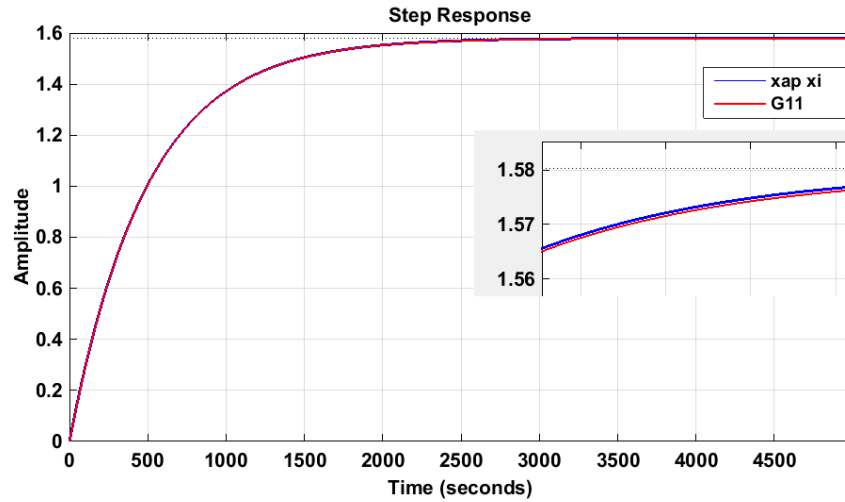
$$G_{22}(s) = \frac{0.0006391s^3 + 0.02419s^2 + 0.7314s + 7.669}{s^4 + 16.67s^3 + 1065s^2 + 1232s + 2.388} \quad (5.59)$$

Từ các phương trình khảo sát động học của hệ bồn nước, ta thấy các hàm truyền thành phần chỉ có bậc 1 hoặc 2. Do đó, ta sử dụng kỹ thuật xấp xỉ dùng giải thuật PSO đã đề xuất, các hàm truyền trên (5.56) đến (5.59) được xấp xỉ thành:

- Hàm truyền xấp xỉ của  $G_{11}(s)$  :

$$\bar{G}_{11}(s) = \frac{1.5825e^{-6.85s}}{496.2227s + 1} \quad (5.60)$$

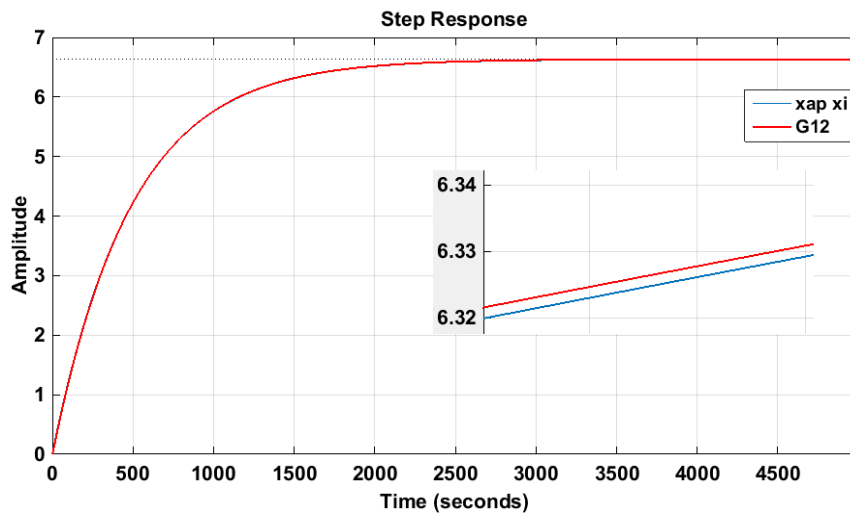




**Hình 5.29.** Đáp ứng của hàm truyền  $G_{11}(s)$  và hàm xấp xỉ

- Hàm truyền xấp xỉ của  $G_{12}(s)$ :

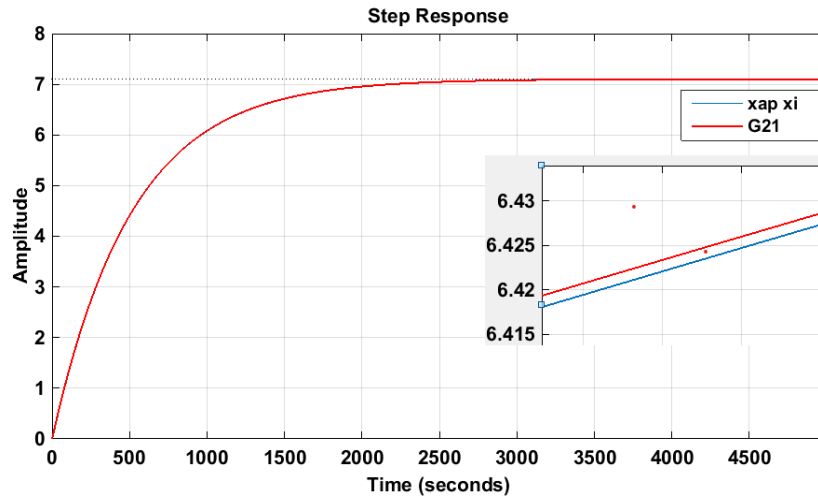
$$\bar{G}_{12}(s) = \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1} \quad (5.61)$$



**Hình 5.30.** Đáp ứng của hàm truyền  $G_{12}(s)$  và hàm xấp xỉ

- Hàm truyền xấp xỉ của  $G_{21}(s)$ :

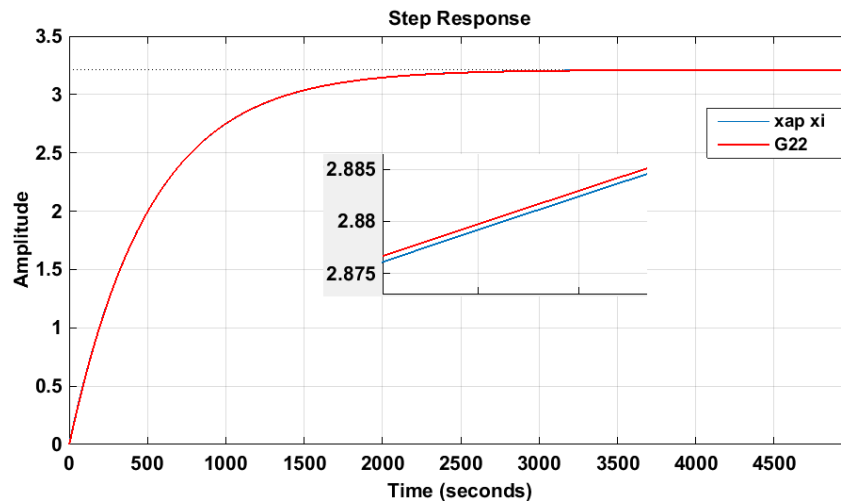
$$\bar{G}_{21}(s) = \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1} \quad (5.62)$$



**Hình 5.31.** Đáp ứng của hàm truyền  $G_{21}(s)$  và hàm xấp xỉ

- Hàm truyền xấp xỉ của  $G_{22}(s)$ :

$$\bar{G}_{22}(s) = \frac{3.2158e^{-6.55s}}{517.9853s + 1} \quad (5.63)$$



**Hình 5.32.** Đáp ứng của hàm truyền  $G_{22}(s)$  và hàm xấp xỉ

Từ các hình 5.29 đến 5.32 ta thấy giải thuật PSO đã xấp xỉ rất tốt các phương trình hàm truyền tìm được từ thực nghiệm về các dạng đơn giản (hệ bậc một có trễ FOPDT). Các hàm truyền này chính là các thành phần của ma trận hàm truyền  $2 \times 2$  của hệ bồn nước.

### 5.2.3 Thiết kế bộ điều khiển

Áp dụng kỹ thuật phân ly đơn giản hóa cho hệ  $2 \times 2$ , ta tính được các thành phần của ma trận phân ly như sau:

$$d_{12} = -\frac{\bar{G}_{12}}{\bar{G}_{11}} = -\frac{4.1966(496.2227s + 1)}{495.2328s + 1} \quad (5.64)$$

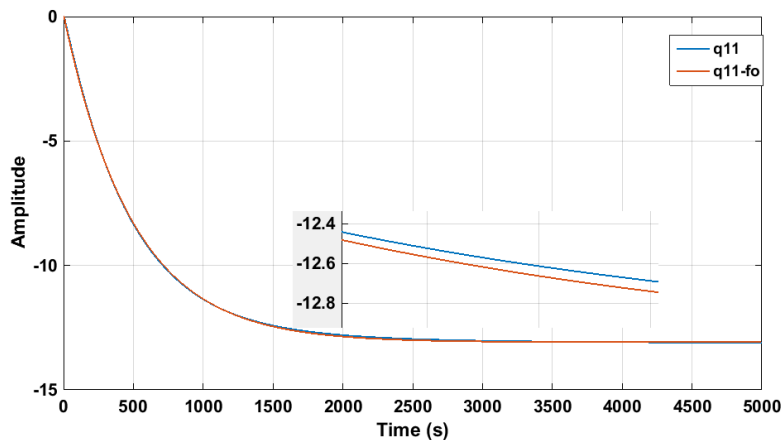
$$d_{21} = -\frac{\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{22}} = -\frac{2.21(517.9853s + 1)}{516.9899s + 1} \quad (5.65)$$

Theo bảng 4.2 cho hệ  $2 \times 2$ , các thành phần đường chéo của ma trận hàm truyền sau khi phân ly tính được như sau:

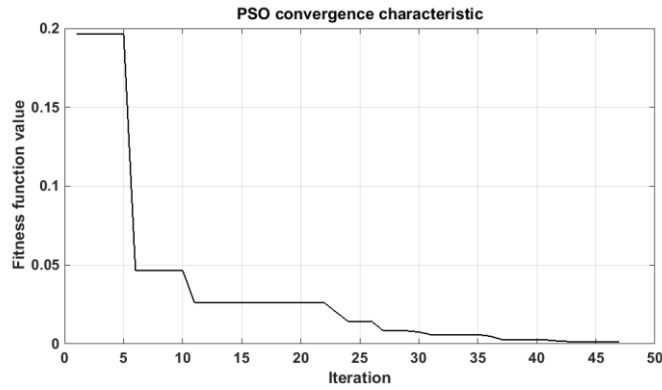
$$q_{11}(s) = \bar{G}_{11} - \frac{\bar{G}_{12}\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{22}} = \frac{1.5825e^{-6.85s}}{496.2227s + 1} - \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1} \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1} \quad (5.66)$$

$$q_{22}(s) = \bar{G}_{22} - \frac{\bar{G}_{12}\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{11}} = \frac{3.2158e^{-6.55s}}{517.9853s + 1} - \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1} \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1} \quad (5.67)$$

Hai công thức (5.66) và (5.67) khá phức tạp và không thể dùng để thiết kế bộ điều khiển tương ứng. Sử dụng giải thuật PSO đề xuất để xấp xỉ  $q_{11}$  và  $q_{22}$  về dạng hàm truyền có bậc phân số như đề xuất, công thức (4.8). Kết quả đạt được như sau:



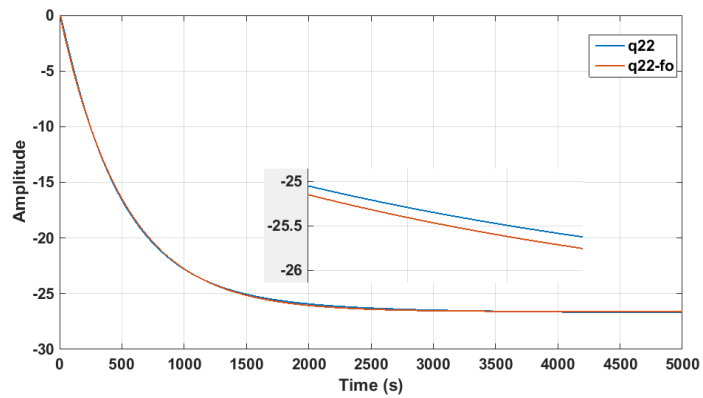
**Hình 5.33.** Đáp ứng của hàm truyền  $q_{11}(s)$  và hàm xấp xỉ bậc phân số



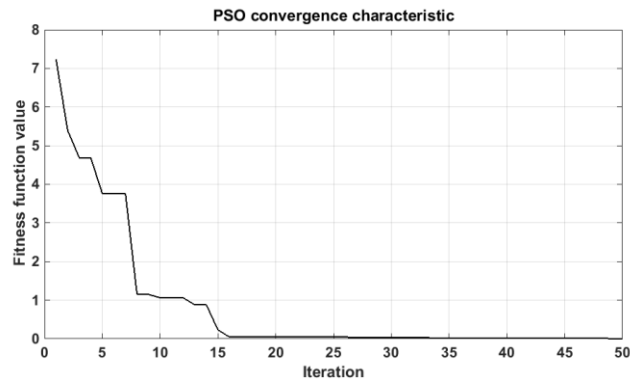
**Hình 5.34.** Đặc tính hội tụ của giải thuật PSO khi xấp xỉ  $q_{11}(s)$

Kết quả xấp xỉ đạt được:

$$\bar{q}_{11}(s) = \frac{-13.0755e^{-3.7s}}{219.4076s^{1.2489} + 482.2408s + 1} \quad (5.68)$$



**Hình 5.35.** Đáp ứng của hàm truyền  $q_{22}(s)$  và hàm xấp xỉ bậc phân số



**Hình 5.36.** Đặc tính hội tụ của giải thuật PSO khi xấp xỉ  $q_{22}(s)$

Kết quả xấp xỉ đạt được:

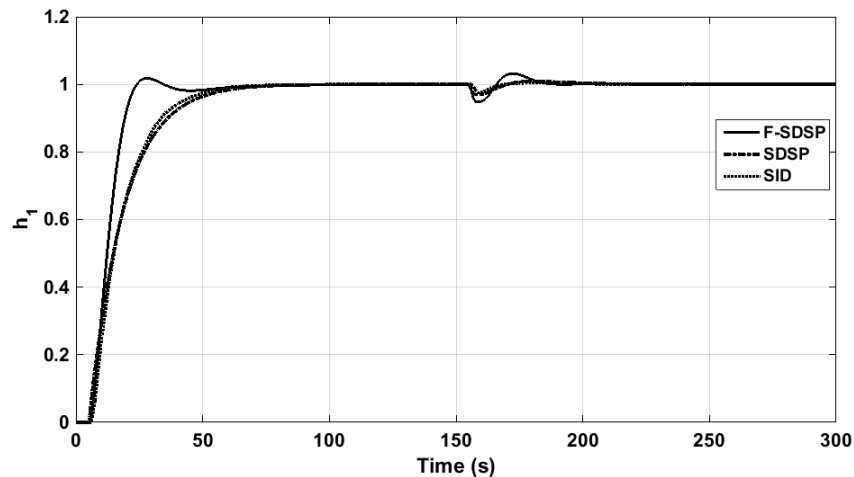
$$\bar{q}_{22}(s) = \frac{-26.7e^{-3.45s}}{1209.2s^{1.7} + 540.7s + 1} \quad (5.69)$$

Hình 5.33 và 5.35 là đáp ứng bước của hàm gốc và hàm xấp xỉ theo giải thuật PSO của  $q_{11}$  và  $q_{22}$ , kết quả cho thấy đáp ứng của hàm xấp xỉ gần như trùng với đáp ứng của hàm gốc ban đầu. Từ hai hàm truyền của hệ sau khi phân ly đạt được và xấp xỉ về dạng bậc phân số như trên, phương trình (5.68) và (5.69), ta sử dụng phương pháp thiết kế bộ điều khiển đã đề xuất trong chương 4, các công thức tính toán đã tổng kết trong bảng 4.3. Hai bộ điều khiển đạt được có dạng như sau:

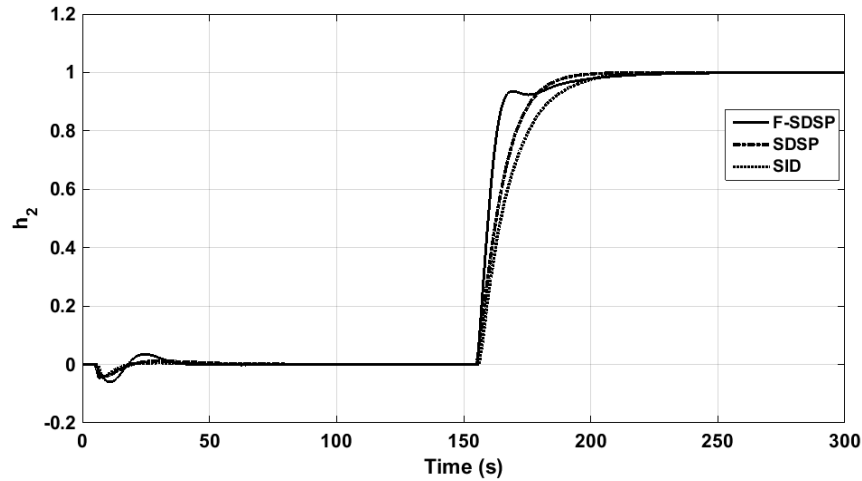
$$g_{c1}(s) = -3.3528 \left( 1 + \frac{1}{482.2408s} + 0.455s^{0.2489} \right) \frac{1}{2.5s + 1} \quad (5.70)$$

$$g_{c2}(s) = -2.0251 \left( 1 + \frac{1}{540.7s} + 2.2364s^{0.7} \right) \frac{1}{2.5s + 1} \quad (5.71)$$

Kết quả mô phỏng đáp ứng hệ bồn nước được thể hiện ở hình 6.33, 6.34. Để đánh giá hiệu quả của phương pháp đề xuất (F-SDSP), tác giả đã so sánh với phương pháp của chính tác giả đề xuất trước SDSP ([144]) sử dụng bậc nguyên và phương pháp phân ly nghịch kết hợp với bộ dự báo Smith của Garrido (SID) [80]. Tín hiệu vào được thay đổi lần lượt ở hai ngõ vào tại các thời điểm  $t = 0$  và  $t = 150$  (s)



**Hình 5.37.** Đáp ứng điều khiển ngõ ra thứ 1



**Hình 5.38.** Đáp ứng điều khiển ngõ ra thứ 2

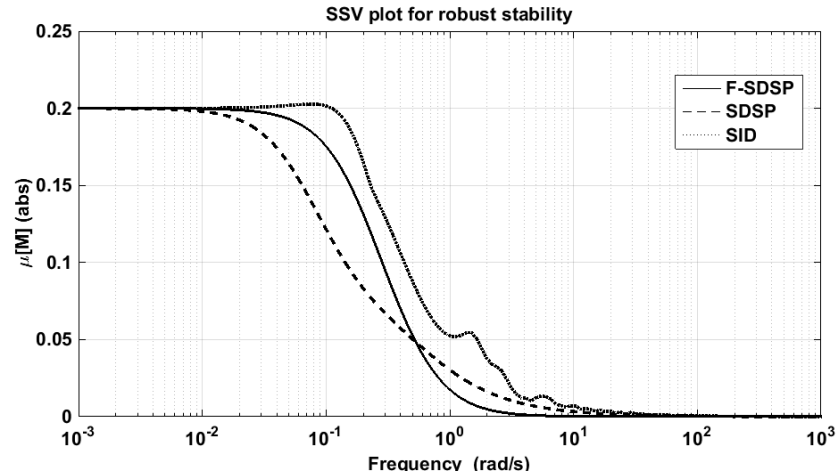
Kết quả đáp ứng chứng tỏ bộ điều khiển phân số cho kết quả tốt hơn hẳn so với hai phương pháp còn lại sử dụng bậc nguyên với thời gian tăng trưởng giảm đáng kể. Đặc biệt là phương pháp SDSP sử dụng cùng cấu trúc và phương pháp điều khiển nhưng chỉ khác hàm truyền sau phân ly và bộ điều khiển sử dụng bậc nguyên. So với phương pháp SID, tín hiệu điều khiển của cấu trúc đề xuất (bậc nguyên và không nguyên) đều cho kết quả tốt hơn với giá trị TV nhỏ hơn đáng kể (bảng 5.8). Các chỉ số chất lượng còn lại (IAE và ITAE) tóm tắt trong bảng cũng chứng tỏ phương pháp F-SDSP cho kết quả tốt hơn các phương pháp còn lại.

**Bảng 5.8** Các chỉ số chất lượng của hệ bồn nước bởi các phương pháp khác nhau

Phương pháp	IAE	ITAE	TV	$\mu[M]$
<b>F-SDSP</b>	21.2353	1739.5	12.4502	0.2000
<b>SDSP</b>	31.2305	2713.2	5.3683	0.2000
<b>SID</b>	24.9496	2165.3	26.4776	0.2027

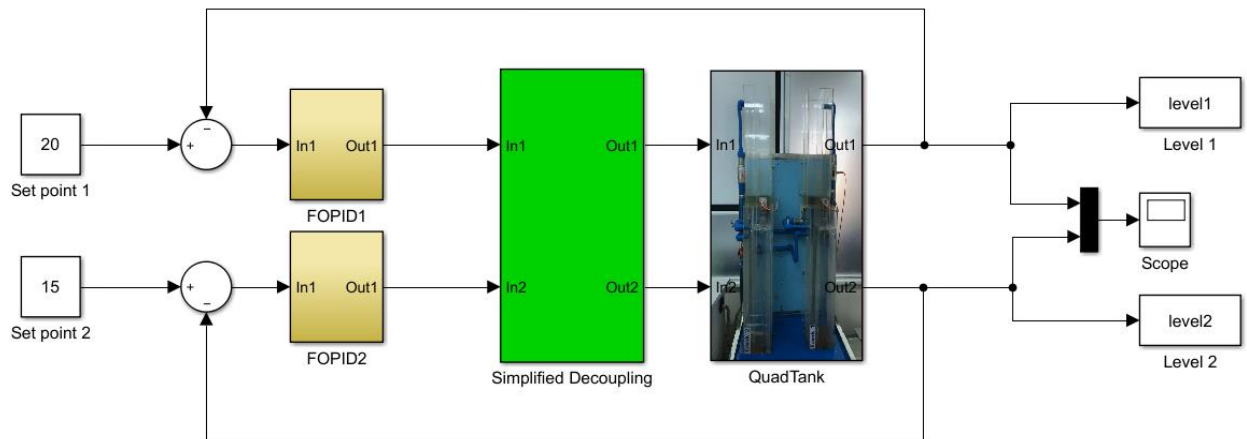
Hình 5.39 đánh giá sự ổn định bền vững của các phương pháp. Trong trường hợp này, sai số nhân đầu ra với ma trận trọng số được chọn như trong các bài toán mô

phông  $\left( \mathbf{W}_0(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{2s+1}, -\frac{s+0.2}{2s+1} \right\} \right)$ . Nhìn chung trong dải tần số khảo sát  $(10^{-3} - 10^3)$  rad/s, các phương pháp đều cho độ bền vững tương đồng nhau. Giá trị  $\mu$  trong bảng 5.8 cũng chứng tỏ điều này.



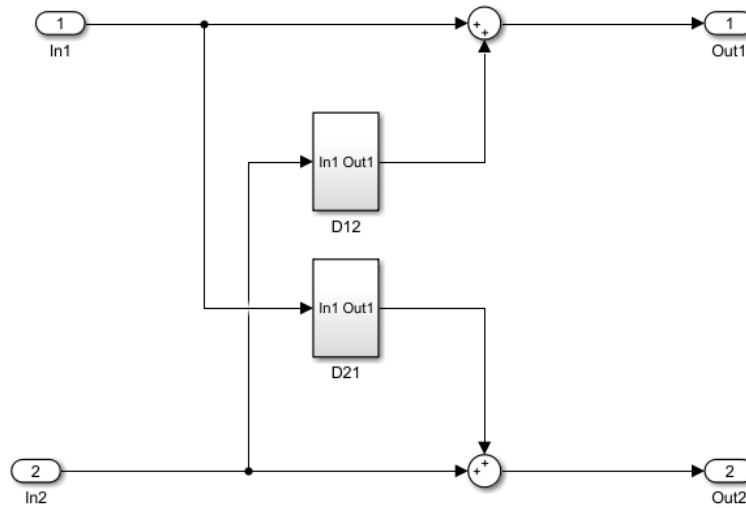
**Hình 5.39.** Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ bồn nước

Thực thi bộ điều khiển phân số theo các phương trình (5.70) và (5.71) cùng với bộ phân ly đơn giản hóa (5.64) và (5.65) sử dụng Simulink của Matlab chạy trong chế độ thời gian thực (Real Time Window Target). Sơ đồ bộ điều khiển của hệ thống được xây dựng trên Simulink như hình 5.40



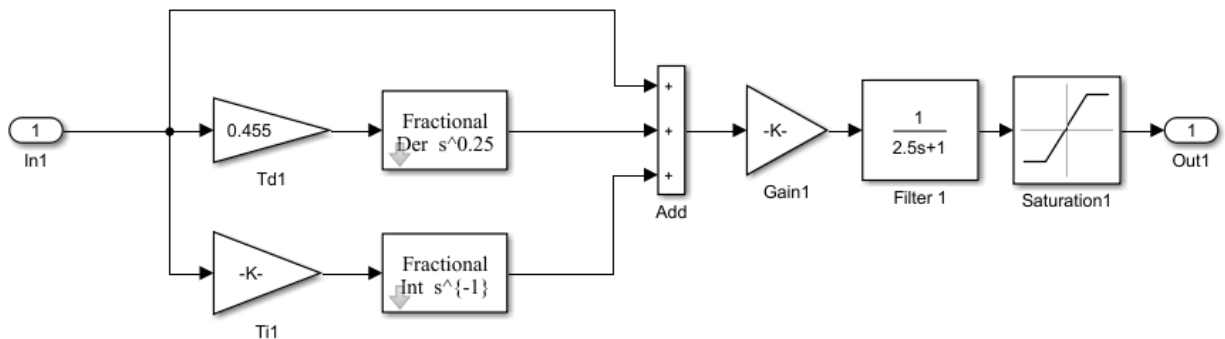
**Hình 5.40.** Sơ đồ Simulink chạy chế độ thời gian thực điều khiển hệ bồn liên kết

Trong hình 5.41, ta có khối “**Simplified Decoupling**” là bộ phân ly đơn giản hóa được xây dựng theo hai phương trình (5.64) và (5.65). Chi tiết bên trong như hình 5.41, trong đó 2 khối “**D12**” và “**D21**” lần lượt là 2 hàm truyền theo 2 phương trình (5.64) và (5.65)



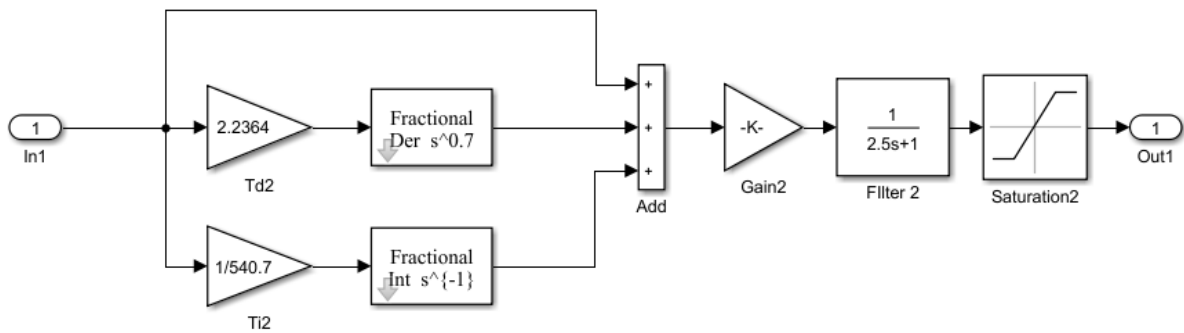
**Hình 5.41.** Sơ đồ bộ phân ly đơn giản hóa cho hệ bốn liên kết

Hai bộ điều khiển phân số “**FOPID1**” và “**FOPID2**” trong hình 5.42 là 2 bộ điều khiển phân số được thiết kết theo 2 phương trình 5.70 và 5.71. Chi tiết bên trong được trình bày trong hình 5.42 a, và b. Lưu ý, do giới hạn của tín hiệu analog ở ngõ ra của card PCI, các tín hiệu điều khiển đều bị giới hạn bởi 2 khâu bão hòa (Saturation1, 2) ở tầm giá trị  $0 \div 10$ .



(a)

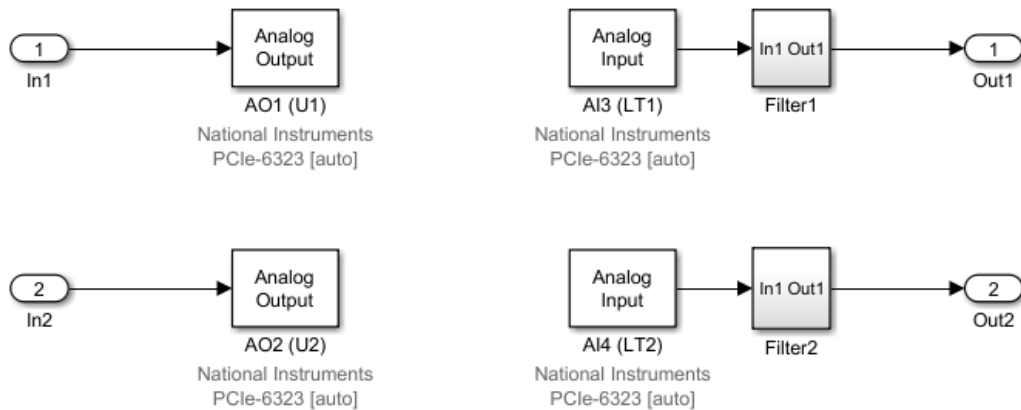




(b)

**Hình 5.42 a, b.** Các bộ điều khiển FOPID điều khiển hệ bồn liên kết

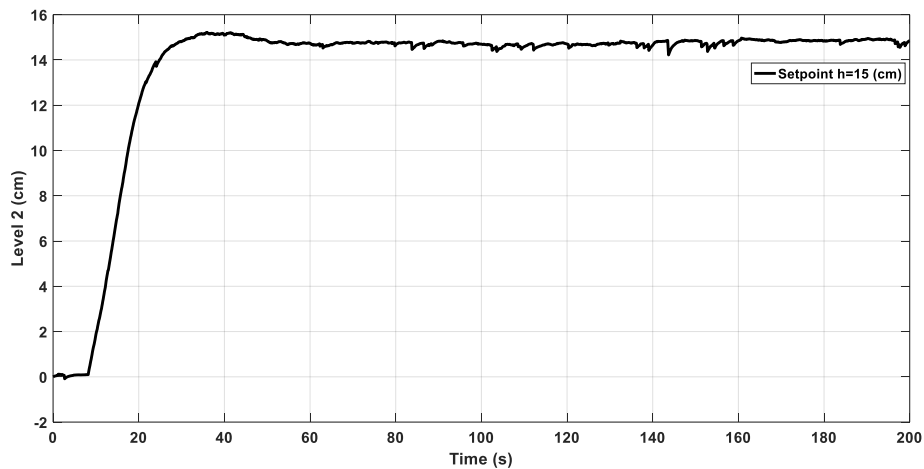
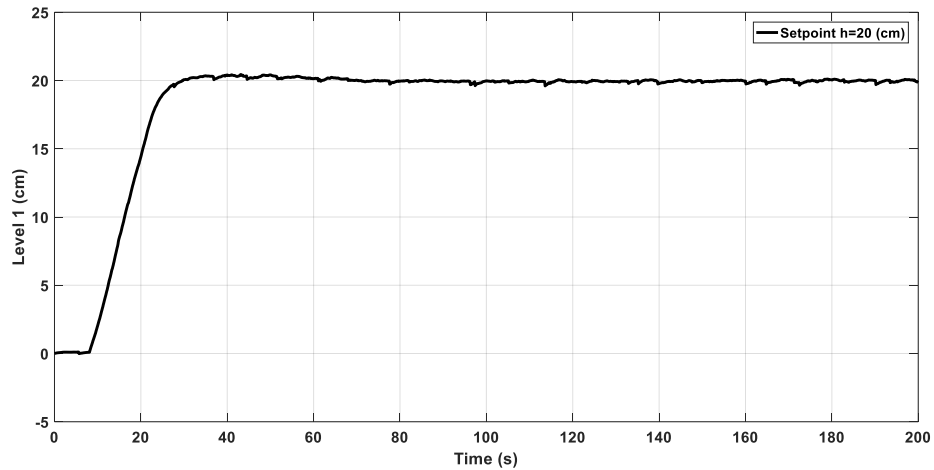
Khối “**QuadTank**” trong hình 5.40 thực chất chỉ chứa các tín hiệu tương tự vào-ra, bao gồm 2 tín hiệu điện áp tương tự ngõ ra (0-10 V) cấp cho hai biến tần để điều khiển 2 máy bơm; 2 tín hiệu điện áp tương tự ngõ vào (0-10 V) là các tín hiệu trả về của hai cảm biến đo mức chất lỏng trong 2 bồn chứa (xem lại mô tả ở hình 5.23). Chi tiết khối QuadTank được trình bày trong hình 5.43.



**Hình 5.43** Sơ đồ khối QuadTank

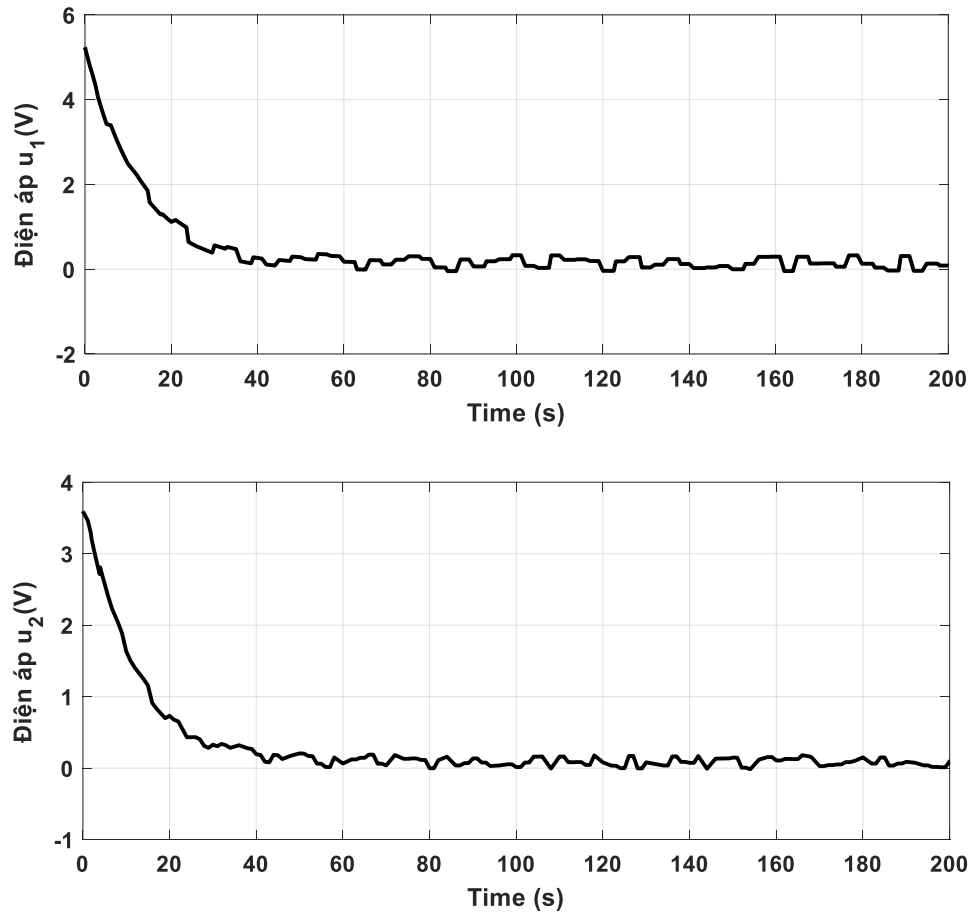
Kết quả điều khiển hệ bồn liên kết được trình trong hình 5.44 a, và b. Từ hình ta có thể thấy đáp ứng điều khiển của cả hai bồn tương tự như kết quả mô phỏng (hình 5.37 và 5.38). Ở bồn một không có vọt lố và thời gian xác lập khoảng 40 (s); ở bồn 2 có vọt lố nhưng không đáng kể và thời gian xác lập khoảng 60 (s). Từ hình 5.44, ta thấy đáp

ứng có dao động nhẹ, nguyên do chủ yếu là do nhiễu của cảm biến khi bơm nước đổ vào bồn dẫn đến mức chất lỏng không ổn định. Quá trình thực nghiệm cũng chứng tỏ bộ điều khiển phân số có khả năng thực thi trong việc điều khiển hệ thống thật.



**Hình 5.44 a, b.** Đáp ứng mức chất lỏng trong cả hai bồn

Hình 5.45 a, b mô tả tín hiệu điện áp điều khiển ở cả 2 ngõ ra. Ta nhận thấy khi mức chất lỏng đạt được giá trị mong muốn, các tín hiệu điều khiển thay đổi rất ít với mục tiêu duy trì điểm xác lập của hệ. Các tín hiệu điều khiển thực nghiệm có sự dao động với tần số thấp do nhiễu của tín hiệu đo cũng như do sự dao động nhẹ của mức chất lỏng trong bồn chứa như đã trình bày trên.



**Hình 5.45 a, b.** Điện áp điều khiển của hệ bồn nước

### 5.3 Tóm tắt chương 5

Các phương pháp đề xuất được mô phỏng trên các hệ đa biến bậc  $2 \times 2$  (mô hình tháp chưng cất VL, bộ tách dầu nặng), hệ  $3 \times 3$  (mô hình tháp chưng cất OR), và hệ  $4 \times 4$  (hệ điều khiển nhiệt độ HVAC). Dựa trên các đáp ứng đạt được và sự so sánh với các phương pháp khác đều chứng minh ưu điểm vượt trội của phương pháp đề xuất. Hơn nữa, sự ổn định bền vững của hệ thống điều khiển với sai số nhân ngõ ra của tín hiệu bất định cũng được đảm bảo. Bên cạnh đó, phương pháp đề xuất cũng được triển khai trên mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết (hệ  $2 \times 2$ ) thông qua hai bước: nhận dạng và mô hình hóa hệ bồn nước liên kết, áp dụng phương pháp đề xuất cho hệ  $2 \times 2$  để thiết kế bộ điều khiển với kết quả đạt được rất tốt.

## Chương 6. KẾT LUẬN

### 6.1 Các kết quả đạt được

Qua quá trình thực hiện luận án, tác giả tập trung nghiên cứu để giải quyết các vấn đề đã đặt ra khi điều khiển quá trình đa biến. Các kết quả nghiên cứu đạt được thông qua bộ điều khiển PID bậc phân số cũng như phát triển cấu trúc bộ điều khiển cho hệ đa biến. Các kết quả nghiên cứu được tổng kết như sau:

*Phân tích ưu điểm của bậc phân số trong việc mô tả đặc tính động học của một số phương trình nổi tiếng. Các kết quả mô phỏng cho thấy khi sử dụng bậc phân số có thể mô tả đầy đủ, linh động các đặc tính động học của hệ thống. Từ đó lý giải sự cần thiết của tính toán phân số trong lĩnh vực điều khiển. Nghiên cứu ảnh hưởng của đạo hàm và tích phân bậc phân số lên tín hiệu điều khiển trong cấu trúc bộ điều khiển hồi tiếp. Các kết quả mô phỏng đều cho thấy bộ điều khiển bậc phân số làm cho tín hiệu điều khiển ít bị ảnh hưởng bởi nhiễu và cũng làm cho toàn bộ hệ thống điều khiển bền vững hơn.*

*Đề xuất cấu trúc điều khiển cho hệ đa biến kết hợp giữa phân ly đơn giản hóa và bộ dự báo Smith đa biến. Cấu trúc điều khiển sử dụng phương pháp điều khiển tập trung với kỹ thuật phân ly đơn giản hóa. Các hàm truyền thành phần của ma trận phân ly và ma trận hệ thống sau khi phân ly thường rất phức tạp đặc biệt khi bậc của hệ đa biến tăng cao. Trong nghiên cứu này, để đơn giản hóa các hàm truyền trên nhằm dễ dàng hơn trong thiết kế bộ điều khiển, tác giả đề xuất sử dụng thuật toán tối ưu bầy đàn (PSO) để xấp xỉ thành hàm truyền về các dạng đơn giản với bậc nguyên và cả bậc phân số đạt được sự hiệu quả và độ chính xác cao khi so sánh với các phương pháp xấp xỉ, rút gọn hiện có. Tuy nhiên, phương pháp đề xuất chỉ phù hợp cho các hệ tuyến tính với dạng của hàm truyền giả định được biết trước, chưa giải quyết được bài toán tổng quát của hệ đa biến bất kỳ. Bên cạnh đó, bộ dự báo Smith đa biến được kết hợp*

vào cấu trúc phân ly đơn giản hóa, việc này nhằm loại bỏ thành phần khâu trễ trong phương trình đặc tính của hệ kín, dẫn đến việc phân tích, thiết kế sẽ thuận tiện hơn.

Dựa trên cấu trúc đề xuất, tác giả cũng đã đề xuất các phương pháp hiệu chỉnh bộ điều khiển PI/PID bậc phân số cho các hệ đa biến khác nhau. Cụ thể như sau:

- Đề xuất quy luật hiệu chỉnh thông số cho bộ điều khiển đề xuất sử dụng cấu trúc mô hình nội dùng cho hệ đa biến bậc thấp ( $2 \times 2$ ). Các thông số của bộ điều khiển tính được thông qua tiêu chí thời gian đáp ứng mong muốn. Tuy nhiên, phương pháp này không tổng quát vì không phải trường hợp nào cũng đưa bộ điều khiển IMC về dạng bộ điều khiển bậc phân số. Đối với hệ đa biến, phương pháp này chỉ phù hợp cho hệ  $2 \times 2$
- Đối với hệ bậc cao ( $3 \times 3$  và  $4 \times 4$ ), tác giả đề xuất giải thuật tối ưu hóa bài toán đa mục tiêu (MOPSO) để tìm các thông số của bộ điều khiển. Hàm mục tiêu của bài toán tối ưu là cực tiểu hai chỉ số sai số đáp ứng khi giá trị đặt và nhiễu thay đổi. Nghiệm khả dĩ của bài toán tối ưu hóa đa mục tiêu sẽ hội tụ về đường Pareto, và từ đó tiêu chí ổn định bền vững theo chỉ số hàm độ nhạy cực đại sẽ sử dụng để lựa chọn nghiệm phù hợp nhất từ đường Pareto nhằm đảm bảo tính ổn định bền vững của hệ thống thiết kế.

Sự ổn định bền vững cho toàn bộ cấu trúc điều khiển sẽ được đánh giá lại sử dụng cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty). Thông thường, cấu trúc này được sử dụng cho hệ bậc nguyên và trong luận án này, tác giả mở rộng sang hệ có bộ điều khiển bậc phân số. Kết quả mô phỏng chứng tỏ sự ổn định bền vững của cấu trúc đề xuất và đồng thời cũng tốt hơn so với các phương pháp và cấu trúc điều khiển khác.

Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết (quadrature tank, hệ  $2 \times 2$ ) được sử dụng để kiểm chứng phương pháp đề xuất. Đầu tiên, phương pháp nhận dạng cho hệ đa biến bằng cách sử dụng kỹ thuật phân ly ma trận (MFD) để chuyển đổi hệ MIMO thành hệ

nhiều ngõ vào, một ngõ ra (MISO). Từ đó áp dụng phương pháp bình phương tối thiểu (least squares method) của hệ đơn biến để nhận dạng và mô hình hóa hệ đa biến. Sau đó, phương pháp đề xuất cho hệ  $2 \times 2$  được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển bậc phân số và kiểm chứng kết quả điều khiển trên mô hình thực nghiệm. Bộ điều khiển được thiết kế trên Matlab và hoạt động ở chế độ điều khiển thời gian thực (Real-Time Window Target).

## 6.2 Hạn chế và hướng phát triển

Bên cạnh những kết quả đạt được, hướng nghiên cứu của đề tài cũng còn nhiều vấn đề cần khai thác:

- Các phương pháp đề xuất vẫn chưa tổng quát để giải quyết bài toán điều khiển cho hệ đa biến. Việc thiết kế bộ điều khiển FOPID với đầy đủ quy luật hiệu chỉnh cho cả 5 thông số vẫn đang là vấn đề thách thức cho các nhà nghiên cứu trong lĩnh vực này. Hơn nữa, phương pháp thiết kế tương minh cho hệ đa biến bậc cao thay vì sử dụng các giải thuật tìm kiếm cũng là bài toán mở trong lĩnh vực này.
- Khi kiểm chứng trên mô hình thực nghiệm, bộ điều khiển thiết kế vẫn chạy trên Matlab sử dụng chế độ thời gian thực. Việc triển khai hoàn toàn bộ điều khiển số của điều khiển bậc phân số chưa được nghiên cứu trong luận án. Và đây cũng là hướng nghiên cứu cần được tập trung phát triển để đưa điều khiển bậc phân số vào ứng dụng.
- Mô hình thực nghiệm trong luận án chỉ kiểm chứng được hệ  $2 \times 2$ , các hệ bậc cao hơn như các mô hình tháp chưng cất do hạn chế về kinh phí và thiết bị nên chưa được triển khai trong luận án. Đây cũng là hướng nghiên cứu ứng dụng quan trọng để đưa các lý thuyết điều khiển vào ứng dụng thực tế đem lại lợi ích kinh tế to lớn.

### Các công trình đã công bố

1. **Chuong, V.L.**; Vu, T.N.L.; Truong, N.T.N.; Jung, J.H. The Pareto optimal robust design of generalized-order PI Controllers based on the decentralized structure for multivariable processes. *Korean Journal of Chemical Engineering*, 2022, 39(4), pp. 865–975. (SCIE, Q2)
2. Vu, T.N.L., **Chuong, V.L.**; Truong, N.T.N.; Jung, J.H. Analytical Design of Fractional-Order PI Controller for Parallel Cascade Control Systems. *Appl. Sci.*, 2022, 12(4), 2222. (SCIE, Q2)
3. **Chuong, V.L.**; Vu, T.N.L.; Truong, N.T.N.; Jung, J.H. A Novel Design of Fractional PI/PID controllers for Two-Input Two-Output Processes. *Appl. Sci.* 2019, 9(23), 5262. (SCIE, Q1).
4. **Chuong, V.L.**; Vu, T.N.L.; Truong, N.T.N.; Jung, J.H. An Analytical Design of Simplified Decoupling Smith Predictors for Multivariable Processes. *Appl. Sci.* 2019, 9(12), 2487. (SCIE, Q1).
5. **Vo Lam Chuong**, Truong Nguyen Luan Vu, Le Linh, Fractional PI control for Coupled-Tank MIMO System, 4<sup>th</sup> *Int. Conf. on Green Technology and Sustainable Development*, 2018.
6. **Vo Lam Chuong**, Truong Nguyen Luan Vu, Identification and Dynamic Matrix Control algorithm for a Heating Process, *Int. Conf. on System Science and Engineering, ICSSE 2017*, pp. 642–645.
7. Truong Nguyen Luan Vu, Le Hieu Giang, Le Linh and **Vo Lam Chuong**, “Advanced IMC-PID controller design for the disturbance rejection of first order plus time delay processes”, *Int. Conf. on System Science and Engineering, ICSSE 2017*, pp. 279–283.
8. **Vo Lam Chuong**, Truong Nguyen Luan Vu, Identification Method for Simplified Decoupling Control of Multivariable Processes, *Journal of Technical Science*, 2017, No. 44A, pp.76–82.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Sami, I.; Ullah, S.; Ullah, N.; Ro J.-S. Sensorless fractional order composite sliding mode control design for wind generation system. *ISA Transaction*, 2021, *111*, pp. 275–289.
- [2] Correa-Escudero, I.L.; Gómez-Aguilar, J.F.; López- López, M.G.; Alvarado-Martínez, V.M. Correcting dimensional mismatch in fractional models with power, exponential and proportional kernel: Application to electrical systems. *Results in Physics*, 2022, *40*, 105867.
- [3] Latif, A.; Hussain, S.M.S.; Das, D.C.; Ustun, T.S.; Iqbal, A. A review on fractional order (FO) controllers' optimization for load frequency stabilization in power network. *Energy Reports*, 2021, *7*, pp. 4009–4021.
- [4] Paola, M.D.; Pinnola, F.P. and Zingales, M. Fractional differential equations and related exact mechanical models. *Computers & Mathematics with Applications*, 2013, *66(5)*, pp. 608–620.
- [5] Homaeinezhad, M.R.; Shahhosseini, A. Fractional order actuation systems: Theoretical foundation and application in feedback control in mechanical systems. *Applied Mathematical Modelling*, 2020, *87*, pp. 625–639.
- [6] Chauchois, A.; Didier, D.; Emmanuel, A.; Bruno, D. Use of noninteger identification models for monitoring soil water content. *Measurement Science and Technology*, 2003, *14(6)*, 868.
- [7] Magin, R.L. *Fractional calculus in bioengineering*, Begell House Inc., 2006.
- [8] Freeborn, T.J. A survey of fractional-order circuit models for biology and biomedicine, *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2013, *3(3)*, pp. 416–424.



- [9] K.S. Miller and B. Ross, *An Introduction to the Fractional Calculus and Fractional Differential Equations*, 1<sup>st</sup> edition, Wiley-Interscience, NY, USA, 1993.
- [10] Monje, C.A.; Chen, Y.Q.; Vinagre, B.M.; Xue, D.; Feliu, V. *Fractional order Systems and Controls: Fundamentals and Applications*, Springer, London, 2010.
- [11] Petráš, I. *Fractional-Order Nonlinear Systems: Modeling, Analysis and Simulation*, Springer Science & Business Media, 2011.
- [12] W. Mitkowski, J. Kacprzyk, *Advances in the theory and application of non-integer order systems*, Springer, 2013.
- [13] Valério, D.; Costa, J.S.d. *An introduction to fractional control*. The Institution of Engineering and Technology, London, 2013.
- [14] Bode, H.W. *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, New York, D. Van Nostrand Company, Inc., 1945
- [15] Podlubny, I. Fractional-order systems and  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, *44(1)*, pp. 208–214.
- [16] Podlubny, I.; Petráš, I.; Vinagre, B.M.; O’Leary, P.; Dorcák, L. Analogue realizations of fractional-order controllers, *Nonlinear Dynamics*, 2002, *29*, pp. 281–296.
- [17] Brancík, L.; Valsa, J.; Gonzalez, E.; Terpak, J.; Petras, I.; Pivka, L. Analogue realizations of fractional-order dynamical systems, *Entropy*, 2013, *15(10)*, pp. 4199–4214.
- [18] Li, Z.; Ding, J.; Wu, M.; Lin, J. Discrete fractional order PID controller design for nonlinear systems. *International Journal of Systems Science*, 2021, *52(15)*, pp. 3206–3213.

- [19] Malik, S.A.; Mir, A.H. FPGA Realization of Fractional Order Neuron. *Applied Mathematical Modelling*, 2020, 81, pp. 372–385.
- [20] Kapoulea, S.; Psychalinos, C.; Elwakil, A.S.; HosseinNia S. H. Realization of fractional-order PID loop-shaping controller for mechatronic applications. *Integration-the VLSI Journal*, 2021, 80, pp. 5–12.
- [21] Chen, Y.Q.; Petráš, I.; Xue, D. Fractional order control- a tutorial. *Proc. of the American Control Conference (ACC)*, 2009, St. Louis, USA.
- [22] Lou, Y. and Chen, Y.Q. Fractional-order [proportional derivative] controller for robust motion control: Tuning procedure and validation. *Proc. of the American Control Conference (ACC)*, 2009, St. Louis, USA.
- [23] Monje, C.A.; Calderon, A. J.; Vinagre, B. M.; Feliu, V.; Chen, Y.Q. On fractional  $PI^\lambda$  controllers: some tuning rules for robustness to plant uncertainties, *Nonlinear Dynamics*, 2004, 38(1), pp. 369–381.
- [24] Chen, Y.Q.; Xue, D. and Bhaskaran, T. Practical tuning rule development for fractional order proportional and integral controllers, *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 2008, 3(2), 021403.
- [25] Suárez, I.; Vinagre, B. M.; Calderón, A. J.; Monje, C.A.; Chen, Y.Q. Using fractional calculus for lateral and longitudinal control of autonomous vehicles, A chapter in the Lecture Notes in Computer Science, Springer Verlag, 2003, vol. 2809.
- [26] Luo, Y.; Zhang, T.; Lee, B.; Kang, C.; Chen, Y.Q. Disturbance observer design with Bode's ideal cut-off filter in hard-disc-drive servo system mechatronics. *Mechatronics*, 2013, 23(7), pp. 856–862.
- [27] Luo, Y.; Zhang, T.; Lee, B.; Kang, C.; Chen, Y.Q. Fractional-order proportional derivative controller synthesis and implementation for hard-disk-drive servo

- system. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2014, 22(1), pp. 281–289.
- [28] Li, Y.; Chen, Y.Q. Stability analysis of fractional order universal adaptive stabilization. *New Trends in Nanotechnology and Fractional Calculus Applications*, 2009, Springer, pp. 357–368.
- [29] Jiao, Z.; Chen, Y.Q. Stability of fractional-order linear time-invariant systems with multiple noncommensurate orders. *Computer and Mathematics with Applications*, 2012, 64(10), pp. 3053–3058.
- [30] Li, Y.; Chen, Y.Q.; Podlubny, I. Mittag-Leffler stability of fractional order nonlinear dynamic systems, *Automatica*, 2009, 45(8), pp. 1965–1969.
- [31] Liang, J.; Chen, Y.Q.; Vingre, B. M.; Podlubny, I. Identification of a fractional linear diffusion-wave equation from noisy boundary measurements. *Proc. of the 1<sup>st</sup> IFAC Symposium on Fractional Differentiation and its Applications*, 2004, Bordeaux, France.
- [32] Yin, C.; Dadras, S.; Zhong, S.; Chen, Y.Q. Control of a novel class of fractional-order chaotic systems via adaptive sliding mode control approach. *Applied Mathematical Modelling*, 2013, 37(4), pp. 2469–2483.
- [33] Malek, H.; Dadras, S.; Chen, Y.Q. A fractional order maximum power point tracker: Stability analysis and experiments. *Proc. of the 51<sup>st</sup> Annual Conference on Decision and Control (CDC)*, 2012, Maui, Hawaii, USA.
- [34] Maamri, N.; Trigeassou, J. C.; Mehdi, D. A frequency approach to the stability of fractional differential equations with time delays. *Proc. of the European Control Conference*, 2009, Budapest, Hungary.
- [35] Tenoutit, M.; Maamri, N.; Trigeassou, J.C. An identification procedure for the tuning of a robust fractional controller. *Proc. of the 6<sup>th</sup> Workshop on Fractional*

*Differentiation and its Applications*, 2013, Grenoble, France.

- [36] Malti, R.; Moreau, X.; Khemane, F.; Oustaloup, A. Stability and resonance conditions of elementary fractional transfer functions, *Automatica*, 2011, *47(11)*, pp. 2462–2467.
- [37] Oustaloup, A *La Commande CRONE: Commande Robuste d'Ordre Non Entier*, Hermes, Paris, 1991.
- [38] Malti, R.; Victor, S.; Oustaloup, A. Advances in system identification using fractional models, *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 2008, *3(2)*, 021401.
- [39] Benchellal, A.; Poinot, T.; Trigeassou, J.C. Fractional modeling and identification of a thermal process. *Journal of Vibration and Control*, 2008, *14(9-10)*.
- [40] Victor, S.; Malti, R.; Garnier, H.; Oustaloup, A. Parameter and differentiation order estimation in fractional models. *Automatica*, 2013, *49(4)*, pp. 926–935.
- [41] Maachou, A.; Malti, R.; Melchior, P.; Battaglia, J. L; Oustaloup, A; Hay, B. Nonlinear thermal system identification using fractional Volterra series. *Control Engineering Practice*, 2014, *29*, pp. 50–60.
- [42] Matignon, D. Stability results for fractional differential equations with applications to control processing. *Computational Engineering in Systems and Applications Multiconference*, 1996, *2*, pp. 963–968, Lille, France.
- [43] Matignon, D. Stability properties for generalized fractional differential systems. *ESAIM: Proc.*, 1998, *5*, pp. 145–158.
- [44] Ahn, H.S.; Chen, Y.Q. Necessary and sufficient stability condition of fractional-order interval linear systems, *Automatica*, 2008, *44(11)*, pp. 2985–2988.

- [45] Hamamci, S.E. An algorithm for stabilization of fractional-order time delay systems using fractional-order PID controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, 52(10), pp. 1964–1969.
- [46] Dzielinski, A.; Sierociuk, D. Stability of discrete fractional order state-space systems. *Journal of Vibration and Control*, 2008, 14(9-10).
- [47] Hwanga, C.; Cheng, Y.C. A numerical algorithm for stability testing of fractional delay systems. *Automatica*, 2006, 42(5), pp. 825–831.
- [48] Hu, W.; Cai, W.J.; Xiao, G. Decentralized Control System Design for MIMO Processes with Integrators/Differentiators. *Ind. Eng. Chem. Res.* 2010, 49(24), pp. 12521–12528.
- [49] Ammathil, R.; Narsaiah, T.B.; Rao, A.S. Design of decentralised Smith predictor for multivariable non-square processes with multiple time delays. *Int. J. Modeling, Identification and Control*, 2014, 21(2), pp. 147–159.
- [50] Chandramohan goud, E.; Rao, A.S.; Chidambaram, M. Improved Decentralized PID Controller design for MIMO processes. *IFAC papersOnline*, 2020, 53(1), pp. 153–158.
- [51] Wang, Y.J. Tuning optimal and robust decentralized PID controllers for two-input two-output time delay systems with a decouper based on frequency domain robustness specifications. *Franklin Open*, 2024, 6, 100072.
- [52] Dan Chen; Seborg, D.E. Relative Gain Array Analysis for Uncertain Process Model. *AIChE Journal*, 2002, 48(2), pp. 302–310.
- [53] McAvoy, T.; Arkun, R.; Chen, R.; Robinson, D.; Schnelle, P.D. A New Approach to Defining a Dynamic Relative Gain. *Control Engineering Practice*, 2003, 11(8), pp. 907–914.
- [54] He, M.J.; Cai, W.J.; Ni, W.; Xie, L.H. RNGA based control system

- configuration for multivariable processes. *Journal of Process Control*, 2009, 19, pp. 1036–1042.
- [55] Vu, T.N.L.; Lee, M. Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes. *Journal of Process Control*, 2010, 20, pp. 922–933.
- [56] Kumar, V.V.; Rao, V.S.R.; Chidambaram, M. Centralized PI controllers for interacting multivariable processes by synthesis method. *ISA Transactions*, 2012, 51, pp. 400–409.
- [57] Qin, S.J.; Badgwell, T.A. A survey of industrial model predictive control technology. *Control Engineering Practice*, 2003, 11, pp. 733–764.
- [58] Forbes, M.G.; Patwardhan, R.S.; Hamadah, H.; Gopaluni, R.B. Model Predictive Control in Industry: Challenges and Opportunities. *IFAC PapersOnline*, 2015, 48(8), pp.531–538.
- [59] Harold L.W. Inverted decoupling: a neglected technique. *ISA Transactions*, 1997, 36(1), pp. 3–10.
- [60] Gagnon, E.; Pomerleau, A.; Desbiens, A. Simplified, ideal or inverted decoupling? *ISA Transactions*, 1998, 37, pp. 265–276.
- [61] Liu, L.; Tian, S.; Xue, D.; Zhang, T.; Chen, Y.Q.; Zhang, S. A Review of Industrial MIMO Decoupling Control. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2019, 17, pp. 1–9.
- [62] Wang, Q.G.; Huang, B.; Xin, G. Auto-tuning of TITO decoupling controllers from step tests. *ISA Transactions*, 2000, 39, pp. 407–418.
- [63] Chen, P.; Zhang, W. Improvement on an inverted decoupling technique for a class of stable linear multivariable processes. *ISA Transactions*, 2007, 46, pp.199–210.

- [64] Shen, Y.; Cai, W.J.; Li, S. Normalized decoupling control for high-dimensional MIMO processes for application in room temperature control HVAC systems. *Control Engineering Practice*, 2010, 18, pp. 652–664.
- [65] Sun, L.; Dong, J.; Li, D.; Lee, K.Y. A practical multivariable control approach based on inverted decoupling and decentralized active disturbance rejection control. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 2016, 55(7), pp. 2008–2019.
- [66] Rajapandiyam, C.; Chidambaram, M. Controller Design for MIMO Processes Based on Simple Decoupled Equivalent Transfer Functions and Simplified Decoupler. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 2012, 51, pp. 12398–12410.
- [67] Vu, T.N.L.; Lee, M. An Extended Method of Simplified Decoupling for Multivariable Processes with Multiple Time Delays. *Journal of Chem. Eng. Japan*, 2013, 46(4), pp. 279–293.
- [68] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F. Centralized Inverted Decoupling Control. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 2013, 52(23), pp. 7854–7866.
- [69] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F. An extended approach of inverted decoupling. *Journal of Process Control*, 2011, 21(1), pp. 55–68.
- [70] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F. Inverted decoupling internal model control for square stable multivariable time delay systems. *Journal of Process Control*, 2014, 24(11), pp. 1710–1719.
- [71] Normey-Rico, J.E.; Camacho, E.F. Unified approach for robust dead-time compensator design, *Journal of Process Control*, 2009, 19(1), pp. 38–47.
- [72] Sanz, R.; Garcia, P.; Albertos, P. A generalized Smith predictor for unstable time-delay SISO systems. *ISA Transactions*, 2018, 72, pp. 197–204.
- [73] Raja, G.L.; Ali, A. Smith predictor based parallel cascade control strategy for unstable and integrating processes with large time delay. *Journal of Process*

*Control*, 2017, 52, pp. 57–65.

- [74] Torrico, B.C.; Pereira, R.D.O.; Sombra, A.K.R.; Nogueira, F.G. Simplified filtered Smith predictor for high-order dead-time processes, *ISA Transactions*, 2021, 109, pp. 11–21.
- [75] Raja, G.L.; Ali, A. Enhanced tuning of Smith predictor-based series cascaded control structure for integrating processes, *ISA Transactions*, 2021, 114, pp. 191–205.
- [76] Rao, A.S.; Chidambaram, M. Smith delay compensator for multivariable non-square systems with multiple time delays. *Computers and Chem. Eng.*, 2006, 30(8), pp. 1243–1255.
- [77] Santos, T.L.M.; Torrico, B.C.; Normey-Rico, J.E. Simplified filtered Smith predictor for MIMO processes with multiple time delays. *ISA Transactions*, 2016, 65, pp. 339–349.
- [78] Rodríguez, C.; Normey-Rico, J.E.; Guzmán, J.L.; Berenguel, M. On the filtered Smith predictor with feedforward compensation. *Journal of Process Control*, 2016, 41(1), pp. 35–46.
- [79] Amaral, D.L.; Torrico, B.C.; Nogueira, F.G.; Pereira, R.D.O.; Santos, T.L.M. A unified tuning rule of the simplified filtered Smith predictor for SISO and square MIMO high-order dead-time processes. *Control Engineering Practice*. 2023, 141, 105697.
- [80] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F., Normey-Rico, J.E. Smith predictor with inverted decoupling for square multivariable time delay systems. *International Journal of Systems Science*, 2016, 47(2), pp. 374–388.
- [81] Chen, Y.Q.; Bhaskaran, T.; Xue, D. Practical Tuning Rule Development for Fractional Order Proportional and Integral Controllers. *J. Computational and*



*Nonlinear Dynamics*, 2008, 3(2), 021403.

- [82] Li, D.; Liu, L.; Jin, Q.; Hirasawa, K. Maximum sensitivity based fractional IMC-PID controller design for non-integer order system with time delay. *J. Process Control*, 2015, 31, pp. 17–29.
- [83] Amoura K, et al. Closed-loop step response for tuning PID-fractional-order-filter controllers. *ISA Transactions*, 2016, 64, pp. 247–257.
- [84] Li M.; P. Zhou; Z. Zhao; J. Zhang; Two-degree-of-freedom fractional order-PID controllers design for fractional order processes with dead-time. *ISA Transactions*, 2016, 61, pp. 147-154.
- [85] Li, D.; He, X.; Song, T.; Jin, Q. Fractional Order IMC Controller Design for Two-input-two-output Fractional Order System, *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2019, 17, pp. 1–12.
- [86] Ranjan, A.; Mehta, U. Fractional filter IMC-TDD controller design for integrating processes. *Results in Control and Optimization*, 2022, 8, 100155.
- [87] Ranjan, A.; Mehta, U.; Saxena, S. A comprehensive review of modified Internal Model Control (IMC) structures and their filters for unstable processes. *Annual Reviews in Control*, 2023, 56, 100895.
- [88] Luo, Y.; Chen, Y.Q.; Wang, C.Y.; Pi, Y.G. Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems. *J. Process Control*, 2010, 20(7), pp. 823–831.
- [89] Beschi, M.; Padula, F.; Visioli, A. Fractional robust PID control of a solar furnace. *Control Engineering Practice*, 2016, 56, pp. 190–199.
- [90] Keyser, D.R.; Muresan, C.I.; Ionescu, C.M. A novel auto-tuning method for fractional order PI/PD controllers. *ISA Transactions*, 2016, 62, pp. 268–275.

- [91] Dastjerdi, A.A.; Saikumar, N.; HosseinNia, S.H. Tuning guidelines for fractional order PID controller: Rules of thumb. *Mechatronics*, 2018, 56, pp. 26–36.
- [92] Dastjerdi, A.A.; Vinagre, B.M.; Chen, Y.Q.; HosseinNia, S.H. Linear fractional order controller: A survey in the frequency domain. *Annual Reviews in Control*, 2019, 47, pp. 51–70.
- [93] Chen, P.; Luo, Y.; Peng, Y.; Chen, Y.Q. Optimal robust fractional order PI<sup>λ</sup>D controller synthesis for first order plus time delay systems. *ISA Transactions*, 2021, 114, pp. 136–149.
- [94] Yumuk, E.; Guzelkaya, M.; Eksin, I. A robust fractional-order controller design with gain and phase margin specification based on delayed Bode's ideal transfer function. *Journal of the Franklin Institute*, 2022, 359(11), pp. 5341–5353.
- [95] Hajiloo, A.; Nariman-zadeh, N.; Moeini, A. Pareto optimal robust design of fractional-order PID controllers for systems with probabilistic uncertainties, *Mechatronics*, 2012, 22, pp. 788–801.
- [96] Moradi, M. A genetic-multivariable fractional order PID control to multi-input multi-output processes, *J. Process Control*, 2014, 24, pp. 336–343.
- [97] Sánchez, H.S.; Padula, F.; Visioli, A. Vilanova, R. Tuning rules for robust FOPID controllers based on multi-objective optimization with FOPDT models. *ISA Transactions*, 2017, 66, pp. 344–361.
- [98] Haji, V.H.; Monje, C.A. Fractional order PID control of a MIMO distillation column process using improved bat algorithm. *Soft Computing*, 2018, 23(18), pp. 8887–8906.
- [99] Karahan, O. Design of optimal fractional order fuzzy PID controller based on cuckoo search algorithm for core power control in molten salt reactors.

*Progress in Nuclear Energy*, 2021, 139, 103868.

- [100] Roy, P.; Roy, B.K. Fractional order PI control applied to level control in coupled two tank MIMO system with experimental validation, *Control Engineering Practice*, 2016, 48, pp. 119–135.
- [101] Mainardi, F.; Pironi, P. The fractional Langevin equation: Brownian motion revisited. *Extracta Mathematicae*, 1996, 11(1), pp. 140–154.
- [102] Van der Pol, B.; Van der Mark, J. Frequency demultiplication, *Nature*, 1927, 120(3019), pp. 363–364.
- [103] Barbosa, R.S.; Machado, J.A.T.; Ferreira, I.M.; Tar, J. K. Dynamics of the fractional-order Van der Pol oscillator. in *Proc. of the IEEE International Conference on Computational Cybernetics (ICCC'04)*, 2004, Vienna, Austria.
- [104] Barbosa, R.S.; Vinagre, B.M.; Calderon, A.J. Analysis of the Van der Pol oscillator containing derivatives of fractional order. *Journal of Vibration and Control*, 2007, 13(9–10), pp. 1291–1301.
- [105] Hristov, J. An exercise with the He's variation iteration method to a fractional Bernoulli equation arising in a transient conduction with a non-linear boundary heat flux", *International Review of Chemical Engineering*, 2012, 4(5), pp. 489–497.
- [106] Shah, P.; Agashe, S. Review of fractional PID controller. *Mechatronics*, 2016, 38, pp. 29 – 41.
- [107] Das S.; Saha, S.; Gupta, A. On the selection of tuning methodology of FOPID controllers for the control of higher order processes, *ISA Transactions*, 2011, 50(3), pp. 376–388.
- [108] Shah, P.; Agashe, S. Design and optimization of fractional PID controller for higher order control system. *International Conference of IEEE (ICART) 2013*,

pp. 588–592.

- [109] Feliu-Battle, V.; Rivas-Perez, R.; Castillo-Garcia, F. Fractional order controller robust to time delay variations for water distribution in an irrigation main canal pool. *Computers & Electronics in Agriculture* 2009, 69(2), pp. 185–197.
- [110] Pan, I.; Das, S.; Gupta, A. Handling packet dropouts and random delays for unstable delayed processes in NCS by optimal tuning of controllers with evolutionary algorithms. *ISA Transactions* 2011, 50(4), pp. 557–572.
- [111] Cheng, Y.C.; Hwang, C. Stabilization of unstable first-order time delay systems using fractional-order PD controllers. *Journal of Chin. Inst. Eng.* 2006, 29(2), pp. 241–249.
- [112] Petráš, I. Stability of fractional-order systems with rational orders: A survey *Fractional Calculus and Applied Analysis*, 2009, 10(3).
- [113] Tavazoei, M.S.; Haeri, M. A note on the stability of fractional order systems. *Math. Comput. Simul.* 2009, 79(5), pp. 1566– 576.
- [114] Das, S.; Gupta, A. Fractional order modeling of a PHWR under step-back condition and control of its global power with a robust controller. *Nuclear Sci. IEEE Trans.* 2011, 58(5), pp.2431–2441.
- [115] Manabe, S. Early development of fractional order control. *American society of mechanical engineers*, 2003, pp. 609–619.
- [116] Lennart Ljung, *System Identification: Theory for the User*, 2<sup>th</sup> Edition, Prentice Hall, 1999.
- [117] Van den Hof, P.M.J.; Bombois, X. *System Identification for Control*, Lecture Notes DISC Course, March 2004.

- [118] Zhu, Y. *Multivariable System Identification for Process Control*, Elsevier Science & Technology Books, 2001.
- [119] Liu, T.; Gao, F. *Industrial Process Identification and Control Design*, Springer-Verlag London Limited, 2012.
- [120] Hang, C.C.; Astrom, K.J.; Wang, Q.G. Relay feedback auto-tuning of process controllers – a tutorial review. *Journal of Process Control*, 2002, 12, pp. 143–162.
- [121] Zhu, Y. System Identification for Process Control: Recent Experience and Outlook. *14<sup>th</sup> IFAC Symposium on System Identification*, Newcastle, Australia, 2006.
- [122] Liu, T.; Wang, Q.G.; Huang, H.P. A tutorial review on process identification from step or relay feedback test. *Journal of Process Control*, 2013, 23, pp. 1597–1623.
- [123] De la Torre, L.; Chacón, J.; Sánchez-Moreno, J.; Dormido, S. An event-based adaptation of the relay feedback experiment for frequency response identification of stable processes. *ISA Transactions*, 2023, 139, pp. 510–523.
- [124] Hofreiter, M. Decentralized relay feedback identification of TITO systems. *IFAC PapersOnline*, 2023, 56(2), pp. 7759–7764.
- [125] Yuz, J.I.; Goodwin, G.C. Robust Identification of Continuous-time Systems from Sampled Data. in: Garnier, H.; Wang, L. Identification of Continuous-time Models from Sampled Data. *Advances in Industrial Control*. Springer, London, 2008.
- [126] Mei, H.; Li, S.; Cai, W.J.; Xiong, Q. Decentralized closed-loop parameter identification for multivariable processes from step responses. *Math. and Computers in Simulation*, 2005, 68, pp. 171–192.

- [127] Bazanella, A.S.; Gevers, M.; Miskovic, L. Closed-Loop Identification of MIMO Systems: A New Look at Identifiability and Experiment Design. *European Journal of Control*, 2010, 3, pp. 228–239.
- [128] Darby, M.L.; Nikolaou, M. Identification test design for multivariable model-based control: an industrial perspective. *Control Eng. Practice*, 2014, 22, pp. 165–180.
- [129] Jin, Q.; Wang, Z.; Wang, J. Least squares based iterative identification for multivariable integrating and unstable processes in closed loop. *Applied Math. and Comp.* 2014, 242, pp.10–19.
- [130] Haggblom, K.E. Improved design of experiments for identification of MIMO systems. *Computer Aided Chemical Engineering*, 2019, 46, pp. 781–786.
- [131] Deniz, F.N.; Tan, N. A Model Identification Method for Tuning of PID Controller in a Smith Predictor Structure. *IFAC-PapersOnline*, 2016, 49(10), pp. 13–18.
- [132] Burn, K.; Maerte, L.; Cox, C. A Matlab toolbox for teaching modern system identification methods for industrial process control. *Int. Journal of Mechanical Eng. Education*, 2015, 38(4).
- [133] Malti, R.; Victor, S.; Oustaloup, A.; Garnier, H. An optimal instrumental variable method for continuous-time fractional model identification. in *Proceeding of the 17<sup>th</sup> IFAC World Congress*, 2008, Seoul, South Korea.
- [134] Khadhraoui, A.; Jelassi, K.; Trigeassou, J.C; Melchior, P. Identification of Fractional Model by Least-Squares Method and Instrumental Variable. *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 2015, 10, 050801.
- [135] Bouyedda, H.; Ladaci, S.; Sedraoui, M.; Lashab, M.; Identification and Control design for a class of non-minimum Phase dead-time Systems based on

- fractional-order Smith Predictor and Genetic Algorithm Technique. *Int. J. Dynam. Control*, 2019, 7, pp. 914–925.
- [136] Narang, A. Identification and control of fractional and integer order systems. Ph.D. dissertation, Univeristy of Alberta, Canada, 2012.
- [137] Caponetto, R.; Dongola, G.; Fortuna, L.; Petras, I. *Fractional Order Systems: Modelling and Control Applications*, World Scientific, 2010.
- [138] Das, S. *Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls*, Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008.
- [139] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, 2001.
- [140] Kennedy, J.; Eberhart, R. Particle Swarm Optimization, *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, 1995, pp. 1942 – 1948.
- [141] Guedria, N.B. Improved accelerated PSO algorithm for mechanical engineering optimization problems. *Applied Soft Computing*, 2016, 40, pp. 455–467.
- [142] Wang, D.; Tan, D.; Liu, L. Particle swarm optimization algorithm: an overview. *Soft Computing*, 2018, 22, pp. 387–408.
- [143] Luyben, W.L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.* 1986, 25, pp. 654–660.
- [144] Chuong, V.L.; Vu, T.N.L.; Truong, N.T.N.; Jung, J.H. An Analytical Design of Simplified Decoupling Smith Predictors for Multivariable Processes. *Appl. Sci.* 2019, 9 (12), 2487.
- [145] Zhang, W. *Quantitative Process Control Theory*, Taylor & Francis Group, USA, 2012.

- [146] Ghosh, S.; Pan, S. Centralized PI controller design method for MIMO processes based on frequency response approximation, *ISA Transactions*, 2021, *110*, pp. 117–128.
- [147] Khandelwal, S.; Detroja, K.P., The optimal detuning approach based centralized control design for MIMO processes, *J. of Process Control*, 2020, *96*, pp. 23 – 36.



## PHỤ LỤC A

**Phụ lục A. Chứng minh các công thức của bộ phân ly đơn giản hóa.**

$$\begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1} & \cdots & g_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{11} & \cdots & d_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{n1} & \cdots & d_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{11} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & q_{nn} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Từ (A.1), ta có các phương trình như sau:

$$g_{i1}d_{1i} + \cdots + g_{i,i-1}d_{i-1,i} + g_{ii}d_{ii} + g_{i,i+1}d_{i+1,i} + \cdots + g_{in}d_{ni} = q_{ii} \quad (i = 1 \div n) \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1,i-1} & g_{1,i} & g_{1,i+1} & \cdots & g_{1n} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{i-1,1} & \cdots & g_{i-1,i-1} & g_{i-1,i} & g_{i-1,i+1} & \cdots & g_{i-1,n} \\ g_{i+1,1} & \cdots & g_{i+1,i-1} & g_{i+1,i} & g_{i+1,i+1} & \cdots & g_{i+1,n} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{n1} & \cdots & g_{n,i-1} & g_{n,i} & g_{n,i+1} & \cdots & g_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1i} \\ \vdots \\ d_{i-1,i} \\ d_{i,i} \\ d_{i+1,i} \\ \vdots \\ d_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Từ (A.2), ta có thể xác định thành phần thứ  $i$  của ma trận  $\mathbf{Q}$  như sau:

$$\begin{aligned} q_{ii} &= g_{ii}d_{ii} + (g_{i1}d_{1i} + g_{i2}d_{2i} + \cdots + g_{i,i-1}d_{i-1,i} + g_{i,i+1}d_{i+1,i} + \cdots + g_{in}d_{ni}) \\ &= g_{ii}d_{ii} + \bar{\mathbf{g}}^{ir} \bar{\mathbf{d}}^{ic} \quad (r = 1 \div n, r \neq i; c = 1 \div n, c \neq i) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Trong đó,  $\bar{\mathbf{g}}^{ir} = [g_{i1} \quad g_{i2} \quad \cdots \quad g_{i,i-1} \quad g_{i,i+1} \quad \cdots \quad g_{in}]$

$$\bar{\mathbf{d}}^{ic} = [d_{1i} \quad d_{2i} \quad \cdots \quad d_{i-1,i} \quad d_{i+1,i} \quad \cdots \quad d_{ni}]^T$$

Phương trình (A.3) được biểu diễn lại dưới dạng ma trận và vec-tơ như sau:

$$\bar{\mathbf{G}}^i \bar{\mathbf{d}}^{ic} + \bar{\mathbf{g}}^{ic} d_{ii} = 0 \quad (\text{A.5})$$

Trong đó,  $\bar{\mathbf{G}}^i$  là ma trận  $\mathbf{G}$  bỏ đi hàng thứ  $i$ ,  $\bar{\mathbf{g}}^{ic}$  là vec-tơ cột thứ  $i$  của ma trận  $\mathbf{G}$  bỏ đi thành phần  $g_{ii}$ :

$$\bar{\mathbf{g}}^{ic} = [g_{1i} \quad g_{2i} \quad \cdots \quad g_{i-1,i} \quad g_{i+1,i} \quad \cdots \quad g_{ni}]^T \quad (\text{A.6})$$

Từ phương trình (A.5), suy ra:  $\bar{\mathbf{d}}^{ic} = -(\bar{\mathbf{G}}^i)^{-1} \bar{\mathbf{g}}^{ic} d_{ii}$  (A.7)

Theo tính chất của ma trận:  $\mathbf{G}(\text{adj}\mathbf{G}) = \det(\mathbf{G})\mathbf{I} = |\mathbf{G}|\mathbf{I}$  (A.8)

Với  $\text{adj}\mathbf{G}$  là ma trận liên hợp của ma trận  $\mathbf{G}$ , đặt  $\mathbf{C}$  là ma trận chuyển vị của ma trận liên hiệp của  $\mathbf{G}$ , ta có:

$$\mathbf{C} = (\text{adj}\mathbf{G})^T = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{21} & \dots & c_{n1} \\ c_{12} & c_{22} & \dots & c_{n2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{1n} & c_{2n} & \dots & c_{nn} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.9})$$

Từ (A.8) và (A.9), ta rút ra được từ các thành phần đường chéo :

$$g_{i1}c_{i1} + \dots + g_{i,i-1}c_{i,i-1} + g_{ii}c_{ii} + g_{i,i+1}c_{i,i+1} + \dots + g_{in}c_{in} = |\mathbf{G}| \quad (\text{A.10})$$

$$g_{ii} = \frac{1}{c_{ii}} \left[ |\mathbf{G}| - (g_{i1}c_{i1} + g_{i2}c_{i2} + \dots + g_{i,i-1}c_{i,i-1} + g_{i,i+1}c_{i,i+1} + \dots + g_{in}c_{in}) \right] \quad (\text{A.11})$$

$$g_{ii} = \frac{|\mathbf{G}|}{c_{ii}} - \frac{\bar{\mathbf{g}}^{ir} \bar{\mathbf{c}}^{ic}}{c_{ii}} \quad (\text{A.12})$$

Trong đó,  $\bar{\mathbf{c}}^{ic} = [c_{i1} \ c_{i2} \ \dots \ c_{i,i-1} \ c_{i,i+1} \ \dots \ c_{in}]^T$  là cột thứ  $i$  của ma trận liên hiệp của  $\mathbf{G}$ , bỏ đi thành phần  $c_{ii}$

Các thành phần còn lại của (A.8) được biểu diễn dưới dạng:

$$\begin{bmatrix} g_{11} & \dots & g_{1,i-1} & g_{1,i} & g_{1,i+1} & \dots & g_{1,n} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{i-1,1} & \dots & g_{i-1,i-1} & g_{i-1,i} & g_{i-1,i+1} & \dots & g_{i-1,n} \\ g_{i+1,1} & \dots & g_{i+1,i-1} & g_{i+1,i} & g_{i+1,i+1} & \dots & g_{i+1,n} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{n1} & \dots & g_{n,i-1} & g_{n,i} & g_{n,i+1} & \dots & g_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{i1} \\ \vdots \\ c_{i,i-1} \\ c_{i,i} \\ c_{i,i+1} \\ \vdots \\ c_{i,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Từ (A.13), ta có :

$$\bar{\mathbf{G}}^i \bar{\mathbf{c}}^{ic} + \bar{\mathbf{g}}^{ic} c_{ii} = 0 \quad (\text{A.14})$$

Vì thế,

$$\bar{\mathbf{g}}^{ic} = -\frac{\bar{\mathbf{G}}^i \bar{\mathbf{c}}^{ic}}{c_{ii}} \quad (\text{A.15})$$

Thay (A.15) vào (A.7), ta tìm được:

$$\bar{\mathbf{d}}^{ic} = -(\bar{\mathbf{G}}^i)^{-1} \left( -\frac{\bar{\mathbf{G}}^i \bar{\mathbf{c}}^{ic}}{c_{ii}} \right) d_{ii} = d_{ii} \frac{\bar{\mathbf{c}}^{ic}}{c_{ii}} \quad (\text{A.16})$$

Như vậy, một cách tổng quát thành phần  $(i, j)$  của ma trận phân ly  $\mathbf{D}(s)$  có thể được xác định như sau:

$$d_{ji} = d_{ii} \frac{c_{ij}}{c_{ii}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n; \quad i \neq j \quad (\text{A.17})$$

Thế phương trình (A.6) và (A.12) vào phương trình (A.4) ta có:

$$q_{ii} = g_{ii} d_{ii} + \bar{\mathbf{g}}^{ir} \bar{\mathbf{d}}^{ic} = \left( \frac{|\mathbf{G}|}{c_{ii}} - \frac{\bar{\mathbf{g}}^{ir} \bar{\mathbf{c}}^{ic}}{c_{ii}} \right) d_{ii} + \bar{\mathbf{g}}^{ir} \left( d_{ii} \frac{\bar{\mathbf{c}}^{ic}}{c_{ii}} \right) \quad (\text{A.18})$$

$$\Rightarrow q_{ii} = d_{ii} \frac{|\mathbf{G}|}{c_{ii}} \quad (\text{A.19})$$

Hơn nữa thành phần đường chéo thứ  $i$  của ma trận DRGA (Skogestad, Poslethwaite, 1996) có thể được tính như sau:

$$\Lambda_{ii} = \left[ \mathbf{G} \otimes (\mathbf{G}^{-1})^T \right]_{ii} = g_{ii} \frac{c_{ii}}{|\mathbf{G}|} \quad (\text{A.20})$$

Từ phương trình (A.19) và (A.20), ta tính được thành phần  $q_{ii}$  của ma trận quá trình sau khi được phân ly:

$$q_{ii} = d_{ii} \frac{g_{ii}}{\Lambda_{ii}} \quad (\text{A.21})$$

## PHỤ LỤC B

### Phụ lục B.1. Giải thuật PSO dùng để xấp xỉ mô hình

```

% pso main programs
for ite=1:maxIte
% pso initialization-----START
    for i=1:n
        for j=1:m
            x0(i,j)=lb(j)+rand()*(ub(j)-lb(j));
        end
        while ((x0(i,4)-x0(i,5))>=1)
            x0(i,5)= lb(5)+rand()*(ub(5)-lb(5));
            x0(i,4)= lb(4)+rand()*(ub(4)-lb(4));
        end
    end
    x=x0;           % khởi tạo quần thể
    v=0.1*x0;      % khởi tạo vận tốc
    for i=1:n
        f0(i,1) = optFunc(x0(i,:),delay,N);
    end
    [fmin0,index0]=min(f0);
    pbest=x0;      % initial pbest
    gbest=x0(index0,:); % initial gbest
% pso initialization-----END
% pso algorithm-----START
    idx=1;
    tolerance=1;
    while ((idx<=maxIte) && (tolerance>10^-2))
        w=wmax-(wmax-wmin)*idx/maxIte; % cập nhật trọng số
        % cập nhật vận tốc
        for i=1:n
            for j=1:m
                v(i,j)=w*v(i,j)+c1*rand()*(pbest(i,j)-x(i,j)) ...
                    +c2*rand()*(gbest(1,j)-x(i,j));
            end
        end
        % cập nhật vị trí
        for i=1:n
            for j=1:m
                x(i,j)=x(i,j)+v(i,j);
            end
        end
    end
    % kiểm tra giới hạn của các biến
    for i=1:n

```

```

    for j=1:m
        if x(i,j)<lb(j)
            x(i,j)=lb(j);
        elseif x(i,j)>ub(j)
            x(i,j)=ub(j);
        end
    end
end
% kiểm tra tính hợp thức của hàm truyền
for i=1:n
    if ((x(i,2)==0)&&(x(i,3)==0))
        x(i,2)= lb(2)+rand()*(ub(2)-lb(2));
        x(i,3)= lb(3)+rand()*(ub(3)-lb(3));
    end
    while ((x(i,4)-x(i,5))>=1)
        x(i,5)= lb(5)+rand()*(ub(5)-lb(5));
        x(i,4)= lb(4)+rand()*(ub(4)-lb(4));
    end
end
% evaluating fitness
for i=1:n
    f(i,1) = optFunc(x(i,:),delay,N);
end
% updating pbest and fitness
for i=1:n
    if f(i,1)<f0(i,1)
        pbest(i,:) = x(i,:);
        f0(i,1) = f(i,1);
    end
end
[fmin,index]=min(f0); % finding out the best
particle
ffmin(idx,ite)=fmin; % storing best fitness
ffite(ite)= idx; % storing iteration count

% updating gbest and best fitness
if fmin<fmin0
    gbest=pbest(index,:);
    fmin0=fmin;
end
% calculating tolerance

```

```

    if idx > 20;
        tolerance=abs(ffmin(idx-20,ite)-fmin0);
    end
    % displaying iterative results
    if idx==1
        fprintf('Iteration Best particle Objective fun\n');
    end
    fprintf('%8g %8g %8.4f\n',idx,index,fmin0);
    idx=idx+1;
    end
    % pso algorithm-----
--END
    fvalue = optFunc(gbest,delay,N);
    fff(ite)= fvalue;
    rgbest(ite,:) = gbest;
end
% pso main program-----END

```

## **Phụ lục B.2. Chương trình Matlab đọc dữ liệu và nhận dạng tham số theo phương pháp LS**

```
clc
```

```

clear all
n1=2;
n2=2;
n3=2;
in1 = xlsread('data2205_L3_002.xls','u11');
in2 = xlsread('data2205_L3_002.xls','u22');
out1 = xlsread('data2205_L3_002.xls','out1');
out2 = xlsread('data2205_L3_002.xls','out2');

N = length(in1(:,1));
N1 = 20000;
du1 = in1(N1:10:N,2)-5;
du2 = in2(N1:10:N,2)-5;
dh1= out1(N1:10:N,2)-11.2;
dh2= out2(N1:10:N,2)-29.8;

idu1 = du1(1:1200);
idu2 = du2(1:1200);
idh1 = dh1(1:1200);
idh2 = dh2(1:1200);
vdu1 = du1(1201:2000);
vdu2 = du2(1201:2000);
vdh1 = dh1(1201:2000);
vdh2 = dh2(1201:2000);

figure(1)
subplot(3,1,1)
plot(idh1)
subplot(3,1,2)
plot(idu1)
subplot(3,1,3)
plot(idu2)
figure(2)
subplot(3,1,1)
plot(idh2)
subplot(3,1,2)
plot(idu1)
subplot(3,1,3)
plot(idu2)

N = 1200;

```

```

y1 = idh1(n1+1:N);
y2 = idh2(n1+1:N);

for i = 1:(N-n1)
    for j = 1:n1
        phi1(i,j)=-idh1(n1-j+i);
    end
end
for i = 1:(N-n1)
    for j = 1:n2
        phi1(i,n1+j)=idu1(n1+i-j);
    end
end
for i = 1:(N-n1)
    for j = 1:n3
        phi1(i,n1+n2+j)=idu2(n1+i-j);
    end
end
theta1=(inv(phi1'*phi1))*phi1'*y1

for i = 1:(N-n1)
    for j = 1:n1
        phi2(i,j)=-idh2(n1-j+i);
    end
end
for i = 1:(N-n1)
    for j = 1:n2
        phi2(i,n1+j)=idu1(n1+i-j);
    end
end
for i = 1:(N-n1)
    for j = 1:n3
        phi2(i,n1+n2+j)=idu2(n1+i-j);
    end
end

theta2=(inv(phi2'*phi2))*phi2'*y2

% validation
M =800;
%sub-model 1

```



```

for i = 1:(M-n1)
    for j = 1:n1
        vdphi1(i,j)=-vdh1(n1-j+i);
    end
end
for i = 1:(M-n1)
    for j = 1:n2
        vdphi1(i,n1+j)=vdu1(n1+i-j);
    end
end
for i = 1:(M-n1)
    for j = 1:n3
        vdphi1(i,n1+n2+j)=vdu2(n1+i-j);
    end
end
y1=vdphi1*theta1;
figure(3)
plot(vdh1);
hold on
plot(y1)
grid on
%sub-model 2
for i = 1:(M-n1)
    for j = 1:n1
        vdphi2(i,j)=-vdh2(n1-j+i);
    end
end
for i = 1:(M-n1)
    for j = 1:n2
        vdphi2(i,n1+j)=vdu1(n1+i-j);
    end
end
for i = 1:(M-n1)
    for j = 1:n3
        vdphi2(i,n1+n2+j)=vdu2(n1+i-j);
    end
end
y2=vdphi2*theta2;
figure(4)
plot(vdh2);
hold on

```

```
plot(y2)  
grid on
```