

**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**

**TÓM TẮT LUẬN ÁN TIẾN SĨ**

**NGÀNH: KỸ THUẬT CƠ KHÍ**

**MÃ SỐ: 9520103**

**Tp. Hồ Chí Minh, tháng 10 năm 2023**

## **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 2023*

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 2023*

Tác giả luận án

Võ Lâm Chương

## **LỜI CẢM TẠ**

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.

Võ Lâm Chương

## MỤC LỤC

|                                                              |      |
|--------------------------------------------------------------|------|
| <b>Lý lịch cá nhân</b>                                       | i    |
| <b>Lời cam đoan</b>                                          | i    |
| <b>Lời cảm tạ</b>                                            | ii   |
| <b>Ký hiệu và chữ viết tắt</b>                               | v    |
| <b>Danh sách hình ảnh</b>                                    | viii |
| <b>Danh sách bảng</b>                                        | ix   |
| <b>Tóm tắt</b>                                               | x    |
| <b>Abstract</b>                                              | xi   |
| <b>PHẦN MỞ ĐẦU</b>                                           | 1    |
| 1. Đặt vấn đề                                                | 1    |
| 2. Mục tiêu và nhiệm vụ nghiên cứu                           | 1    |
| 3. Phạm vi nghiên cứu                                        | 1    |
| 4. Hướng tiếp cận và phương pháp nghiên cứu                  | 1    |
| 5. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài nghiên cứu       | 1    |
| 6. Cấu trúc của luận án                                      | 2    |
| <b>Chương 1. TỔNG QUAN</b>                                   | 2    |
| 1.1 Giới thiệu hướng nghiên cứu                              | 2    |
| 1.2 Tổng quan tình hình nghiên cứu                           | 2    |
| <b>Chương 2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT</b>                             | 3    |
| 2.1 Tính toán phân số                                        | 3    |
| 2.2 Ứng dụng của tính toán phân số trong điều khiển          | 3    |
| 2.2.1 Mô tả toán học hệ thống sử dụng bậc phân số            | 3    |
| 2.2.4 Bộ điều khiển PID tổng quát                            | 4    |
| 2.3 Các kỹ thuật phân ly sử dụng cho hệ đa biến              | 4    |
| 2.3.1 Giới thiệu kỹ thuật phân ly                            | 4    |
| 2.3.2 Phương pháp phân ly đơn giản (simplified decoupling)   | 4    |
| 2.4 Bộ dự báo Smith đa biến                                  | 5    |
| <b>Chương 3. MÔ HÌNH HÓA HỆ ĐA BIẾN</b>                      | 5    |
| 3.1 Tổng quan một số nghiên cứu về nhận dạng hệ thống        | 5    |
| 3.2 Nhận dạng hệ tuyến tính đơn biến bằng phương pháp LS     | 5    |
| 3.3 Hệ tuyến tính đa biến                                    | 5    |
| 3.3 Áp dụng phương pháp LS cho hệ đa biến (TITO)             | 6    |
| <b>Chương 4. ĐÁNH GIÁ HỆ THỐNG VÀ ỔN ĐỊNH BỀN VỮNG</b>       | 6    |
| 4.1 Các tiêu chí chất lượng đánh giá hệ thống điều khiển     | 6    |
| 4.1.1. Chỉ số IAE (Integral Absolute Error)                  | 6    |
| 4.1.2 Chỉ số ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error) | 6    |

|                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.1.3 Chỉ số TV (Total Variation)                                                                                  | 6  |
| <b>4.2 Phân tích ổn định bền vững cho hệ đa biến</b>                                                               | 7  |
| 4.2.1 Cấu trúc ổn định bền vững                                                                                    | 7  |
| 4.2.2 Điều kiện ổn định bền vững sử dụng SSV                                                                       | 7  |
| <b>Chương 5. CÁC PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐỀ XUẤT</b>                                                                  | 7  |
| <b>5.1 Kết hợp phân ly đơn giản hóa với bộ dự báo Smith</b>                                                        | 7  |
| <b>5.2 Thuật toán tối ưu hóa bầy đàn (PSO) để rút gọn mô hình</b>                                                  | 8  |
| 5.2.1 Giới thiệu thuật toán tối ưu hóa bầy đàn                                                                     | 8  |
| 5.2.2 Ứng dụng thuật toán PSO để rút gọn mô hình                                                                   | 8  |
| <b>5.3 Các đề xuất thiết kế bộ điều khiển PI/PID bậc phân số (FOPI/FOPID)</b>                                      | 9  |
| 5.3.1 Đề xuất phương pháp thiết kế dựa trên cấu trúc mô hình nội (IMC)                                             | 9  |
| 5.3.1.1 Quy luật hiệu chỉnh cho các quá trình đa biến điển hình                                                    | 9  |
| 5.3.1.2 Phân tích ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất                                                       | 9  |
| 5.3.2 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 | 9  |
| 5.3.2.1 Giải thuật tối ưu hóa bầy đa mục tiêu (MOPSO)                                                              | 9  |
| 5.3.2.2 Sử dụng giải thuật MOPSO thiết kế bộ điều khiển PI bậc tổng quát                                           | 10 |
| 5.3.2.3 Phân tích ổn định bền vững của hệ thống thiết kế                                                           | 11 |
| <b>Chương 6. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM</b>                                                                   | 11 |
| <b>6.1 Các bài toán mô phỏng cho các giải pháp đề xuất</b>                                                         | 11 |
| 6.1.1 Phương pháp đề xuất áp dụng cho hệ TITO                                                                      | 11 |
| 6.1.1.1 Bộ tách dầu nặng (Heavy oil fractionator)                                                                  | 11 |
| 6.1.1.2 Mô hình tháp Vinante và Luyben (VL)                                                                        | 13 |
| 6.1.2 Phương pháp đề xuất cho hệ đa biến bậc cao                                                                   | 14 |
| 6.1.2.1 Tháp chưng cất Ogunnaike và Ray (OR)                                                                       | 14 |
| 6.1.2.2 Hệ thống điều khiển nhiệt độ HVAC                                                                          | 16 |
| <b>6.2 Thực nghiệm điều khiển phân số cho hệ đa biến</b>                                                           | 18 |
| 6.2.1 Giới thiệu mô hình thực nghiệm                                                                               | 18 |
| 6.2.2 Nhận dạng hệ thống sử dụng phương pháp LS                                                                    | 19 |
| 6.2.3 Thiết kế bộ điều khiển                                                                                       | 21 |
| <b>Chương 7. KẾT LUẬN</b>                                                                                          | 23 |
| <b>Các công trình đã công bố</b>                                                                                   | 24 |
| <b>TÀI LIỆU THAM KHẢO</b>                                                                                          | 25 |

## KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮC

### ▪ Qui ước định dạng

|                                     |                                                            |
|-------------------------------------|------------------------------------------------------------|
| Chữ thường                          | các hàm số; VD: min, max, lim, sgn...                      |
| <i>Chữ thường và HOA in nghiêng</i> | các ký hiệu, toán tử toán học; VD: $y, \alpha, L, F \dots$ |
| <b>Chữ thường in đậm</b>            | đại lượng vec-tơ; VD: <b>g, d, c, ...</b>                  |
| <b>CHỮ HOA IN ĐẬM</b>               | ma trận; VD: <b>A, B, C, G</b>                             |

### ▪ 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                                                                       |
| $G_c(s)$                             | Ma trận hàm truyền bộ điều khiển vòng kín                                                      |
| $G(s)$                               | Ma trận hàm truyền của quá trình đa biến                                                       |
| $\hat{G}(s)$                         | Mô hình ma trận hàm truyền của hệ thống                                                        |
| $\hat{G}_0(s)$                       | Mô hình ma trận hàm truyền bỏ đi thời gian trễ của hệ thống                                    |
| $D(s)$                               | Ma trận phân ly                                                                                |
| $Q(s)$                               | Ma trận hàm truyền của quá trình sau khi phân ly                                               |
| $Q_0(s)$                             | Là ma trận <b>Q</b> 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 <b>Q</b>                                                 |
| $\bar{q}_{ii}$                       | Là xấp xỉ của $q_{ii}$                                                                         |
| $q_0$                                | Là các hàm truyền $q_{ii}$ sau khi loại bỏ khâu trễ                                            |
| $d_{ij}$                             | Là các thành phần của ma trận phân ly <b>D</b> ( $i \neq j$ )                                  |
| $g_{ii}$                             | Các thành phần đường chéo của ma trận <b>G</b>                                                 |
| $\theta$                             | 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 <b>M</b> |
| $K_c$                                | 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**

|            |                                                                                                                                                   |
|------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| ARX        | Auto Regressive eXternal input<br><i>Mô hình tự hồi quy với ngõ vào ngoài</i>                                                                     |
| ARMAX      | Auto Regressive Moving-Average with eXogenous variable<br><i>Mô hình tự hồi quy trung bình với tín hiệu vào ngoài</i>                             |
| BJ         | Box Jenkins<br><i>Mô hình Box Jenkins</i>                                                                                                         |
| CM         | Coefficient Matching<br><i>Đồng nhất hệ số</i>                                                                                                    |
| DRGA       | Dynamic Relative Gain Array<br><i>Dãy độ lợi liên động</i>                                                                                        |
| DTC        | Dead Time Compensator<br><i>Bộ bù thời gian chết</i>                                                                                              |
| EA         | Evolutionary Algorithm<br><i>Giải thuật tiến hóa</i>                                                                                              |
| FO         | Fractional Order<br><i>Bậc phân số</i>                                                                                                            |
| FODE       | Fractional Ordinary Differential Equation<br><i>Phương trình vi phân bậc phân số</i>                                                              |
| FOPDT      | First Order Plus Delay Time<br><i>Hệ bậc một có trễ</i>                                                                                           |
| FOPI/FOPID | Fractional Order Proportional-Integral/Proportional-Integral- Derivative<br><i>Điều khiển tỉ lệ-tích phân/tỉ lệ-tích phân-đạo hàm bậc phân số</i> |
| FOTF       | Fractional Order Transfer Function<br><i>Hàm truyền bậc phân số</i>                                                                               |
| FSP        | Filter Smith Predictor<br><i>Bộ dự báo Smith có lọc</i>                                                                                           |
| GA         | Genetic Algorithm<br><i>Giải thuật di truyền</i>                                                                                                  |
| HVAC       | Heating, Ventilating and Air Conditioning<br><i>Hệ thống sưởi ấm, thông gió và điều hòa không khí</i>                                             |
| IMC        | Internal Model Control<br><i>Điều khiển mô hình nội</i>                                                                                           |
| IO         | Integer Order – Bậc nguyên                                                                                                                        |
| IRID       | Impulse Response Invariant Discretization<br><i>Rời rạc đáp ứng xung hệ bất biến</i>                                                              |
| LS         | Least Squared Method<br><i>Phương pháp bình phương cực tiểu</i>                                                                                   |

|       |                                                                                              |
|-------|----------------------------------------------------------------------------------------------|
| MFD   | Matrix Fraction Description<br><i>Phương pháp phân ly ma trận</i>                            |
| MIMO  | Multi Input Multi Output<br><i>Nhiều ngõ vào, nhiều ngõ ra</i>                               |
| MISO  | Multi Input Single Output<br><i>Nhiều ngõ vào, một ngõ ra</i>                                |
| MOO   | Multi-Objective Optimization<br><i>Tối ưu hóa đa mục tiêu</i>                                |
| MOPSO | Multi-Objective Particle Swarm Optimization<br><i>Tối ưu hóa bầy đàn đa mục tiêu</i>         |
| MPC   | Model Predictive Control<br><i>Điều khiển dự báo</i>                                         |
| ODE   | Ordinary Differential Equation<br><i>Phương trình vi phân thường</i>                         |
| OE    | Output Error<br><i>Mô hình sai số ngõ ra</i>                                                 |
| PEM   | Predicted Error Method<br><i>Phương pháp sai số dự báo</i>                                   |
| PF    | Pareto Front<br><i>Tập tối ưu Pareto</i>                                                     |
| PRBS  | Pseudo Random Binary Signal<br><i>Tín hiệu nhị phân giả ngẫu nhiên</i>                       |
| PSO   | Particle Swarm Optimization<br><i>Tối ưu hóa bầy đàn</i>                                     |
| RGA   | Relative Gain Array<br><i>Dãy độ lợi liên quan</i>                                           |
| SDSP  | Simplified Decoupling Smith Predictor<br><i>Bộ dự báo Smith kết hợp phân ly đơn giản hóa</i> |
| SP    | Smith Predictor<br><i>Bộ dự báo Smith</i>                                                    |
| SISO  | Single Input Single Output<br><i>Một ngõ vào, một ngõ ra</i>                                 |
| SOPDT | Second Order Plus Delay Time<br><i>Hệ bậc hai có trễ</i>                                     |
| SSV   | Structured Singular Value<br><i>Giá trị suy biến có cấu trúc</i>                             |
| TITO  | Two Input Two Output<br><i>Hai ngõ vào, hai ngõ ra</i>                                       |

## DANH SÁCH HÌNH ẢNH

|                                                                                                                  |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Hình 2.1</b> Biểu đồ Bode của xấp xỉ Oustaloup                                                                | 4  |
| <b>Hình 2.2</b> Hệ thống điều khiển phân ly                                                                      | 4  |
| <b>Hình 2.3</b> Cấu trúc điều khiển dự báo Smith đa biến                                                         | 5  |
| <b>Hình 3.1</b> Sơ đồ khối hệ tuyến tính rời rạc                                                                 | 5  |
| <b>Hình 4.1</b> Phân tích ổn định bền vững với sai số nhân đầu ra                                                | 7  |
| <b>Hình 4.2</b> Cấu trúc $M-\Delta$ để phân tích ổn định bền vững                                                | 7  |
| <b>Hình 5.1</b> Cấu trúc điều khiển phân ly kết hợp với dự báo Smith đa biến                                     | 7  |
| <b>Hình 5.2</b> Cấu trúc tổng quát của giải thuật xấp xỉ                                                         | 8  |
| <b>Hình 5.3</b> Lưu đồ giải thuật của giải thuật tối ưu hóa bày đàn dùng để rút gọn mô hình                      | 8  |
| <b>Hình 5.4</b> Cấu trúc $M-\Delta$ của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất                                           | 9  |
| <b>Hình 5.5</b> Lưu đồ giải thuật của thuật toán MOPSO                                                           | 10 |
| <b>Hình 5.6</b> Cấu trúc hệ thống điều khiển vòng kín                                                            | 10 |
| <b>Hình 5.7</b> Lưu đồ của phương pháp chỉnh định đề xuất                                                        | 11 |
| <b>Hình 5.8</b> Cấu trúc $M-\Delta$ đánh giá ổn định bền vững của hệ thống điều khiển                            | 11 |
| <b>Hình 6.1</b> Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{11}$ (heavy oil)                             | 12 |
| <b>Hình 6.2</b> Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{22}$ (heavy oil)                             | 12 |
| <b>Hình 6.3</b> Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 1 (heavy oil)                                 | 12 |
| <b>Hình 6.4</b> Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 2 (heavy oil)                                 | 12 |
| <b>Hình 6.5</b> Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững                                                            | 13 |
| <b>Hình 6.6</b> Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{11}$ (tháp VL)                               | 13 |
| <b>Hình 6.7</b> Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của $q_{22}$ (tháp VL)                               | 13 |
| <b>Hình 6.8a</b> Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 1 (tháp VL)                                  | 14 |
| <b>Hình 6.8b</b> Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 2 (tháp VL)                                  | 14 |
| <b>Hình 6.9</b> Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của tháp VL                                                | 14 |
| <b>Hình 6.10 a, b, và c</b> Các đường tối ưu Pareto theo hai hàm mục tiêu $J_r$ và $J_d$                         | 15 |
| <b>Hình 6.11 a, b, và c.</b> Các tín hiệu điều khiển tương ứng với 3 vòng điều khiển (tháp OR)                   | 16 |
| <b>Hình 6.12.</b> Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững (tháp OR)                                           | 16 |
| <b>Hình 6.13 a, b, c, và d.</b> Đáp ứng vòng kín khi giá trị đặt thay đổi của các vòng điều khiển 1, 2, 3, và 4. | 18 |
| <b>Hình 6.14.</b> Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ HVAC                                         | 18 |
| <b>Hình 6.15.</b> Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết                                                       | 19 |
| <b>Hình 6.16</b> (a) Mô hình thật của hệ bồn nước sau khi thi công                                               | 19 |
| (b) Sơ đồ bộ điều khiển                                                                                          | 19 |
| <b>Hình 6.17</b> Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 1                                                 | 20 |
| <b>Hình 6.18</b> Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 2                                                 | 20 |
| <b>Hình 6.19</b> Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 1                                          | 20 |
| <b>Hình 6.20</b> Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 2                                          | 20 |

|                                                                                       |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Hình 6.21</b> Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{11}(s)$ và hàm xấp xỉ           | 21 |
| <b>Hình 6.22</b> Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{12}(s)$ và hàm xấp xỉ           | 21 |
| <b>Hình 6.23</b> Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{21}(s)$ và hàm xấp xỉ           | 21 |
| <b>Hình 6.24</b> Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{22}(s)$ và hàm xấp xỉ           | 21 |
| <b>Hình 6.25</b> Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $q_{11}(s)$ và xấp xỉ bậc phân số   | 21 |
| <b>Hình 6.26</b> Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $q_{22}(s)$ và xấp xỉ bậc phân số   | 21 |
| <b>Hình 6.27</b> Đáp ứng bậc thang của ngõ ra thứ 1                                   | 22 |
| <b>Hình 6.28</b> Đáp ứng bậc thang của ngõ ra thứ 2                                   | 22 |
| <b>Hình 6.29</b> Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ bồn nước                | 22 |
| <b>Hình 6.30</b> Sơ đồ Simulink chạy chế độ thời gian thực điều khiển hệ bồn liên kết | 23 |
| <b>Hình 6.31</b> Đáp ứng mức chất lỏng trong cả hai bồn                               | 23 |

## DANH SÁCH BẢNG

|                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Bảng 5.1</b> Quy luật tính thông số bộ điều khiển cho các trường hợp khác nhau        | 9  |
| <b>Bảng 6.1</b> Các chỉ số chất lượng của bộ tách dầu nặng bởi các phương pháp khác nhau | 13 |
| <b>Bảng 6.2</b> Các chỉ số chất lượng của tháp VL bởi các phương pháp khác nhau          | 14 |
| <b>Bảng 6.3</b> Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho tháp OR           | 15 |
| <b>Bảng 6.4</b> Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho hệ HVAC           | 17 |
| <b>Bảng 6.5</b> Các chỉ số chất lượng của hệ bồn nước bởi các phương pháp khác nhau      | 22 |

## 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:

- Sử dụng kỹ thuật phân ly đơn giản hóa được đề xuất bởi T.N.L. Vu và Lee, 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 sau khi phân ly. Việc này nhằm đơn giản hóa việc tính toán khi bậc của hệ tăng cao.

- 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 vượt trội khi so sánh với các phương pháp khác. 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 ổn định bền vững cho cấu trúc điều khiển đề xuất.

- 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. 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 đề xuất đều được kiểm chứng thông qua việc mô phỏng 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. Bên cạnh đó, khả năng ứng dụng thực tế của bộ điều khiển đề xuất cũng được làm rõ bằng cách sử dụng để điều khiển 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 mô hình hóa hệ 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.

## ABSTRACT

Fractional calculus and its applications are interesting problems that attract many researchers from many different fields. In the field of control, fractional orders of integral and derivative terms are applied in the classical PID controller and extended it 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, but mainly for single input single output systems. Meanwhile, industrial processes are mostly complicated multivariable systems because of the mutual effect 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 as well as different control 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:

- Using the simplified decoupling technique proposed by T.N.L. Vu and Lee, the author proposed to use the particle swarm optimization (PSO) in reducing and simplifying the transfer functions of the decoupling matrix as well as the decoupled matrix. The proposed method reduces the calculation burden as the order of the system increases.

- Propose a new control structure for multivariable processes that combines a simplified decoupling technique for multivariable systems and a Smith predictor to deal with the delay time in real systems. Although the controller structure is relatively complicated, the system performance is superior over other methods. Robustness stability is an important criterion to prove whether the designed system can be applied in practice or not. In the thesis, the author uses the **M- $\Lambda$**  structure and multiplicative output uncertainty to analyze the robustness for the proposed control structure.

- Researching fractional calculus and its application in the field of process control, especially the fractional PID controller (FOPID). Proposing fractional-order controllers and their tuning rules for multivariable controllers. Specifically, the author proposes 2 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 as well as robustness.

- The proposed methods are justified through simulation study and also compared with other well-known methods using benchmark models in the field of process control. In addition, the practical applicability of the proposed controller is also clarified by applying it to control the quadruple tanks. The least squares method for identification of single input single output system 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 controller is adopted to control the real system using Real Time Window Target of Matlab. The experimental results show that the fractional-order controller can be used in practical applications.

## PHẦN MỞ ĐẦU

### 1. Đặt vấn đề

Phương pháp điều khiển tập trung với bộ điều khiển đa vòng lặp PI/PID thường được sử dụng cho các quá trình đa biến với sự tương tác thấp (ảnh hưởng qua lại giữa các biến quá trình không đáng kể), vì cấu trúc đơn giản, tính hiệu quả và hiệu suất thích hợp. Tuy nhiên, các bộ điều khiển này thường hoạt động kém khi sự tương tác tăng lên đáng kể. Trong trường hợp đó, một số giải thuật điều khiển nâng cao được sử dụng như điều khiển dự báo (MPC), điều khiển dùng mờ, mạng nơ-ron...tuy nhiên 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 là hướng thu hút được nhiều nhà nghiên cứu. Các kỹ thuật phân ly được sử dụng để giảm thiểu tác động qua lại giữa các tác nhân 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. Tác nhân 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. 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 nghiên cứu này, tác giả cũng sẽ mở rộng các kỹ thuật nhận dạng cho hệ đơn biến để sử dụng cho các quá trình đa biến.

### 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:

- Đề xuất giải pháp cải tiến phương pháp tính toán của kỹ thuật 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. Đánh giá ổn định bền vững của cấu trúc điều khiển đề xuất.
- Nghiên cứu bộ điều khiển PID bậc phân số dựa trên nền tảng toán học tính toán phân số. Đề xuất phương pháp mới thiết kế bộ điều khiển PID bậc phân số cho hệ đa biến.
- Ứng dụng phương pháp nhận dạng hệ đơn biến để mô hình hóa và nhận dạng hệ đa biến.

### 3. Phạm vi nghiên cứu

- Trong luận án này, tác giả cũng giới hạn chỉ nghiên cứu hệ đa biến 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, phần nghiên cứu mô phỏng tác giả cũng chỉ đề cập đến các hệ  $2 \times 2$ ,  $3 \times 3$ , và  $4 \times 4$ . Trong phần thực nghiệm, do điều kiện về thiết bị, nên tác giả cũng chỉ kiểm chứng cho hệ  $2 \times 2$ .

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

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. Phương pháp đề xuất cũng sẽ được so sánh với các phương pháp nổi bật khác từ các nhóm nghiên cứu có uy tín. Bên cạnh đó, mô hình thực nghiệm 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:

- Lý giải sự cần thiết của tính toán phân số trong lĩnh vực điều khiển bằng cách 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.

- 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.

- Đề xuất cấu trúc điều khiển mới cho hệ đa biến trong đó kết hợp cả kỹ thuật phân ly và bộ dự báo Smith. Trong giới hạn của luận án, tác giả chỉ tập trung cho kỹ thuật phân ly đơn giản hóa. Trong luận án, tác giả sử dụng cấu trúc M- $\Delta$  và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty) để phân tích ổn định bền vững cho cấu trúc điều khiển đề xuất.

- Đề xuất bộ điều khiển PID phân số (FOPID) 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) để tìm các thông số của bộ điều khiển phân số đề xuất.
- 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 đảm bảo tiêu chí đáp ứng đồng thời bộ điều khiển phải có sự ổn định bền vững.

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.

- 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) và kiểm chứng phương pháp điều khiển đề xuất lên mô hình nhận dạng được.

## 6. Cấu trúc của luận án

Luận án được trình bày trong 7 chương, bao gồm các hình ảnh, bảng biểu và phụ lục.

## Chương 1. TỔNG QUAN

### 1.1. Giới thiệu hướng nghiên cứu

Tính toán phân số (fractional calculus) đã có từ rất lâu. 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

Tổng quan các nghiên cứu và sự phát triển của điều khiển bậc phân số được trình bày chi tiết trong luận án, từ các tài liệu [1 – 54]. Từ các tài liệu [55 – 103] là khảo sát các nghiên cứu về các phương pháp điều khiển hệ đa biến cũng như các phương pháp thiết kế bộ điều khiển PID bậc nguyên hoặc bậc phân số ứng dụng cho hệ đa biến.

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  $2 \times 2$ . Hai công trình điển hình liên quan là các bài báo [92, 103]. Công trình [92] (2019) sử dụng phân ly nghịch kết hợp với bộ điều khiển FOPID được thiết kế theo cấu trúc IMC tương tự hệ bậc nguyên. 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. Trong đó, bài báo [103] (2016) ứng dụng bộ điều khiển FOPI cho hệ bồn nước liên kết (TITO), tuy nhiên phương pháp tiếp cận không phù hợp cho hệ bậc cao.

Do đó, 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. Do đó, 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 hàm truyền 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.

## Chương 2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT

### 2.1 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 [7, 9, 10, 20].

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

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

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:

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

❖ **Biến đổi Laplace và Fourier**

Biến đổi Laplace và Fourier là những 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 một số tài liệu sau [20]

❖ **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. Phương trình sai phân phân số được mô tả bởi phương trình (2.4):

$$a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) = b_m D^{\beta_m} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \quad (2.4)$$

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).

### 2.2. 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].

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

❖ **Hàm truyền bậc phân số**

Từ (2.6) và sử dụng công thức biến đổi Laplace (các điều kiện đầu bằng 0), ta có hàm truyền liên tục bậc phân số:

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (2.5)$$

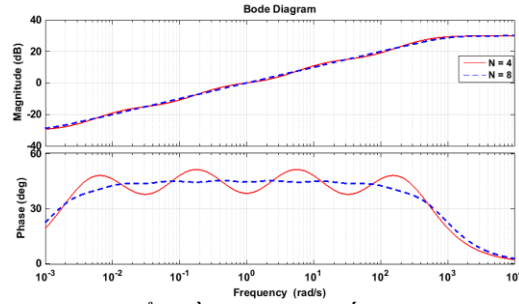
❖ **Xấp xỉ bậc phân số miền tần số**

Công thức xấp xỉ được mô tả bởi phương trình sau:

$$s^\alpha \cong s_{[\omega_l, \omega_h]}^\alpha \approx K \sum_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (2.6)$$

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:

$$\begin{aligned} K &= \omega_h^\alpha \\ \omega'_k &= \omega_l \left( \frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{(k+N+0.5-0.5\alpha)/(2N+1)} \\ \omega_k &= \omega_l \left( \frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{(k+N+0.5+0.5\alpha)/(2N+1)} \end{aligned}$$



Hình 2.1 Biểu đồ Bode của xấp xỉ Oustaloup

Hình 2.1 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 (2.43 – 2.46). Số nghiệm cực/ze-rô được chọn trong hai trường hợp  $N = 4$  và  $N = 8$ .

### 2.2.2 Bộ điều khiển PID tổng quát

Bộ điều khiển PID phân số, ký hiệu  $PI^\lambda D^\mu$ , đã được nghiên cứu ở miền thời gian [15] cũng như miền tần số [97, 98]. Hàm truyền tổng quát có dạng như sau:

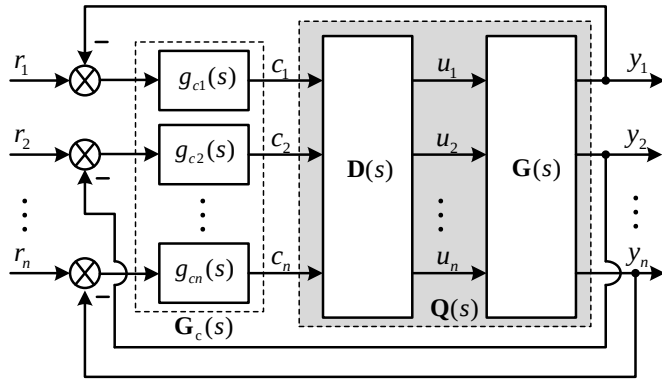
$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{s^\lambda} + K_D s^\mu \quad (\lambda, \mu \geq 0) \quad (2.7)$$

Trong đó:  $E(s)$  là sai số;  $U(s)$  là ngõ ra của bộ điều khiển;  $\lambda, \mu$  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.

## 2.3 Các kỹ thuật phân ly sử dụng cho hệ đa biến

### 2.3.1 Giới thiệu kỹ thuật phân ly

Xét hệ thống điều khiển phân ly được thể hiện ở hình 2.2, trong đó,  $G_c$  là bộ điều khiển nhiều vòng kín,  $D$  là bộ phân ly.  $G$  và  $Q$  lần lượt là quá trình đa biến và quá trình đa biến đã được phân ly:



Hình 2.2 Hệ thống điều khiển phân ly

Mục tiêu của sự phân ly là xác định ma trận phân ly  $D$ , thỏa mãn điều kiện  $G(s)D(s) = Q(s)$ , là một ma trận đường chéo.

$$\begin{bmatrix} g_{11} & \dots & g_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1} & \dots & g_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{11} & \dots & d_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{n1} & \dots & d_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{11} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & q_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Như đã đề cập về lý thuyết có ba kỹ thuật phân ly nhưng trong ứng dụng chủ yếu sử dụng phân ly đơn giản hóa và phân ly nghịch. Nên trong phần này, tác giả cũng sẽ trình bày hai kỹ thuật phân ly trên.

### 2.3.2 Phương pháp phân ly đơn giản (simplified decoupling)

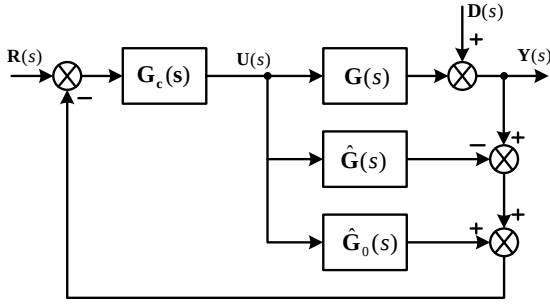
Như vậy, một cách tổng quát thành phần  $(i, j)$  của ma trận phân ly  $D(s)$  có thể được xác định như sau:

$$d_{ji} = d_{ii} \frac{c_{ij}}{c_{ii}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n; \quad i \neq j \quad (2.9)$$

Hơn nữa thành phần đường chéo thứ  $i$  của ma trận DRGA (Skogestad, Poslethwaite, 1996) có thể được tính như sau:

$$\Lambda_{ii} = \left[ \mathbf{G} \otimes (\mathbf{G}^{-1})^T \right]_{ii} = g_{ii} \frac{c_{ii}}{|\mathbf{G}|} ; q_{ii} = d_{ii} \frac{g_{ii}}{\Lambda_{ii}} \quad (2.10)$$

## 2.4 Bộ dự báo Smith đa biến



Hình 2.3 mô tả cấu trúc bộ điều khiển sử dụng dự báo Smith cho hệ đa biến. Khi đó, ma trận hàm truyền đạt vòng kín giữa ngõ ra  $\mathbf{Y}(s)$  và ngõ vào  $\mathbf{R}(s)$  được xác định như sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(s) &= \hat{\mathbf{G}}(s) \mathbf{G}_c(s) \left[ \mathbf{I} + \hat{\mathbf{G}}_0(s) \mathbf{G}_c(s) \right]^{-1} \\ \mathbf{H}(s) &= \hat{\mathbf{G}}(s) \hat{\mathbf{G}}_0^{-1}(s) \hat{\mathbf{G}}_0(s) \mathbf{G}_c(s) \left[ \mathbf{I} + \hat{\mathbf{G}}_0(s) \mathbf{G}_c(s) \right]^{-1} \\ \Rightarrow \mathbf{H}(s) &= \hat{\mathbf{G}}(s) \hat{\mathbf{G}}_0^{-1}(s) \mathbf{H}_0(s) \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\text{Trong đó, } \mathbf{H}_0(s) = \hat{\mathbf{G}}_0(s) \mathbf{G}_c(s) \left[ \mathbf{I} + \hat{\mathbf{G}}_0(s) \mathbf{G}_c(s) \right]^{-1} \quad (2.12)$$

**Hình 2.3.** Cấu trúc điều khiển dự báo Smith đa biến

$\mathbf{H}_0(s)$  là hàm truyền vòng kín tương ứng với bộ điều khiển thiết kế cho hệ không có trễ  $\mathbf{G}_0(s)$

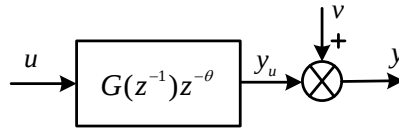
## Chương 3. MÔ HÌNH HÓA HỆ ĐA BIẾN

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

Tổng quan các nghiên cứu về nhận dạng hệ thống được trình bày trong luận án, từ các tài liệu [121 – 140]. Trong luận án này, tác giả sử dụng các kỹ thuật nhận dạng phổ biến cho hệ đơn biến là phương pháp bình phương tối thiểu (LS) và mở rộng nó để ứng dụng cho hệ đa biến.

### 3.2. 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 3.1, trong đó  $z$  là toán tử rời rạc;  $\theta$  là thời gian trễ.



**Hình 3.1.** Sơ đồ khối hệ tuyến tính rời rạc

Phương trình sai phân tuyến tính của hệ rời rạc, tuyến tính và bất biến có dạng sau:

$$y(t_k) + a_1 y(t_{k-1}) + \dots + a_{n_a} y(t_{k-n_a}) = b_1 u(t_{k-1}) + \dots + b_{n_b} u(t_{k-n_b}) + v(t_k) \quad (3.1)$$

Phương trình (3.2) có thể được biểu diễn dưới dạng vec-tơ theo sự tuyến tính của các tham số của mô hình:

$$y(t_k) = \boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \boldsymbol{\theta} + v(t_k) \quad (3.2)$$

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**

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

Sử dụng phương pháp bình phương tối thiểu (Least-squares) nổi tiếng, với nghiệm như sau:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS} = \left[ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t_k) \boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \right]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t_k) y(t_k) \quad (3.3)$$

### 3.3 Hệ tuyến tính đa biến

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

$$y(t) + \mathbf{A}_1 y(t-1) + \dots + \mathbf{A}_k y(t-k) = \mathbf{B}_0 u(t) + \mathbf{B}_1 u(t-1) + \dots + \mathbf{B}_k u(t-k) \quad (3.4)$$

Trong đó:

$A_1(n \times n), \dots, A_n(n \times n), B_0(m \times n), B_1(m \times n), \dots, B_n(m \times n)$  : là các ma trận hằng

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:

$$A(q) = \begin{bmatrix} A_{11}(q) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_{22}(q) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & A_{nn}(q) \end{bmatrix}, B(q) = \begin{bmatrix} B_{11}(q) & B_{12}(q) & \dots & B_{1m}(q) \\ B_{21}(q) & B_{22}(q) & \dots & B_{2m}(q) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{n1}(q) & B_{n2}(q) & \dots & B_{nm}(q) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Trong đó  $A_{11}(q), \dots, A_{nn}(q)$  là các đa thức với hệ số bậc cao nhất bằng 1, và bậc của các đa thức  $B_{i1}(q), \dots, B_{im}(q)$  nhỏ hơn hoặc bằng bậc của  $A_{ii}(q)$ . Dạng biểu diễn này đơn giản và từ hệ MIMO trở thành hệ MISO nên sự phức tạp của hệ đa biến, đặc biệt là các quá trình sản xuất quy mô lớn (large scale), sẽ được giảm thiểu.

### 3.4 Áp dụng phương pháp LS cho hệ đa biến (TITO)

Mối quan hệ giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra của hệ TITO có thể mô tả bằng ma trận hàm truyền có dạng sau:

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(q) & G_{12}(q) \\ G_{21}(q) & G_{22}(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Áp dụng phương pháp LS cho hệ đơn biến đã giới thiệu mục 3.2 vào từng ngõ ra, giả sử cho ngõ ra thứ nhất (ngõ còn lại hoàn toàn tương tự), ta có:

$$V_{LS1} = \frac{1}{N} \sum_{k=n_1+1}^N [A_{11}(q)y_1(k) - (B_{11}(q)r_1(k) + B_{12}(q)r_2(k))]^2 \quad (3.7)$$

Nghiệm của (3.7) được tính theo phương trình (3.3), trong đó:

- $n_1, n_2, n_3$  lần lượt là bậc của đa thức  $A_{11}(q), B_{11}(q), B_{12}(q)$  ( $n_1 > n_2 > n_3$ )
- $y = \begin{bmatrix} y_1(n_1+1) \\ y_1(n_1+2) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}; \theta = [a_{11,1} \dots a_{11,n_1} \quad b_{11,1} \dots b_{11,n_2} \quad b_{12,1} \dots b_{12,n_3}]^T$
- $\Phi = \begin{bmatrix} -y_1(n_1) & \dots & -y_1(1) & r_1(n_1) & \dots & r_1(1) & r_2(n_1) & \dots & r_2(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y_1(N-1) & \dots & -y_1(N-n_1) & r_1(N-1) & \dots & r_1(N-n_1) & r_2(N-1) & \dots & r_2(N-n_1) \end{bmatrix}$

## Chương 4. ĐÁNH GIÁ HỆ THỐNG VÀ ỔN ĐỊNH BỀN VỮNG

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

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.

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

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \approx \sum_{k=1}^N |e_k| \quad (4.1)$$

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

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

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \approx \sum_{k=1}^N t_k |e_k| \quad (4.2)$$

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

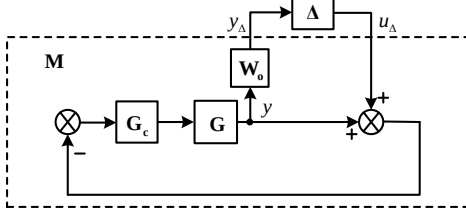
Để đánh giá biên độ cũng như mức độ thay đổi của tín hiệu điều khiển, tiêu chuẩn TV thường được sử dụng:

$$TV = \sum_{k=1}^N |u(k+1) - u(k)| \quad (4.3)$$

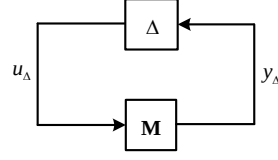
## 4.2 Phân tích ổn định bền vững cho hệ đa biến

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

Để phân tích ổn định bền vững của hệ thống (hình 4.1), cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  như hình 4.2 được sử dụng. Nếu hệ danh định ổn định thì  $\mathbf{M}$  ổn định và  $\Delta$  là sai số có thể làm cho hệ thống mất ổn định.



Hình 4.1. Phân tích ổn định bền vững với sai số nhân đầu ra



Hình 4.2: Cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  để phân tích ổn định bền vững

### 4.2.2 Điều kiện ổn định bền vững sử dụng SSV

**Định nghĩa (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:

$$\mu(\mathbf{M}) \triangleq \frac{1}{\min\{k_m | \det(\mathbf{I} - k_m \mathbf{M} \Delta) = 0, \bar{\sigma}(\Delta) \leq 1\}} \quad (4.4)$$

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

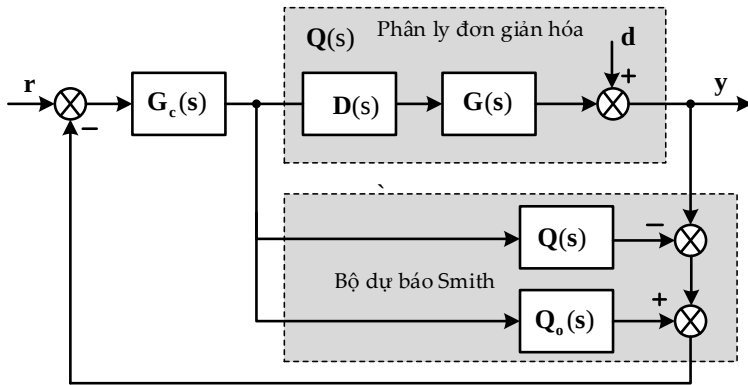
**Định lý:** Giả sử rằng mô hình danh định  $\mathbf{M}$  và tín hiệu không chắc chắn  $\Delta$  là ổn định. Khi đó cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  ở hình 4.2 cũng ổn định với mọi  $\Delta$  thỏa  $\bar{\sigma}(\Delta) \leq 1, \forall \omega$  khi và chỉ khi:  $\mu(\mathbf{M}(j\omega)) < 1 \forall \omega$ .

Trong đó,  $\mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_0 \mathbf{G} \mathbf{G}_c [\mathbf{I} + \mathbf{G} \mathbf{G}_c]^{-1}$  (4.5)

## Chương 5. CÁC PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐỀ XUẤT

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

Cấu trúc tổng quát của bộ điều khiển được mô tả ở hình 5.1. 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.



Hình 5.1: Cấu trúc điều khiển phân ly kết hợp với dự báo Smith đa biến

$$\mathbf{G}_c(s) = \begin{bmatrix} g_{c1}(s) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g_{c2}(s) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g_{cn}(s) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$d_{ji} = \frac{c_{ij}}{c_{ii}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n; i \neq j \quad (5.2)$$

$$q_{ii} = \frac{g_{ii}}{\Lambda_{ii}} \quad (5.3)$$

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.

Các thành phần đường chéo của ma trận phân ly cũng như ma trận sau phân ly (sử dụng các công thức 5.2 và 5.3) rất phức tạp và không thể dùng để phục vụ cho việc phân tích và thiết kế bộ điều khiển. Công thức tính cụ thể được trình bày

trong bảng 5.1 và 5.2 của luận án. Trong luận án này, tác giả đã đề xuất phương pháp sử dụng thuật toán tối ưu bầy đàn (PSO) để rút gọn các thành phần trên về các dạng đơn giản và phổ biến trong lĩnh vực điều khiển quá trình.

## 5.2. Thuật toán tối ưu bầy đàn để rút gọn mô hình.

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

Tại mỗi bước, tất cả các cá thể được cập nhật hai giá trị tốt nhất: vị trí cá nhân tốt nhất ( $P_{best}$ ) và vị trí tốt nhất của cả đàn ( $G_{best}$ ) 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:

$$v_i(k+1) = \omega v_i(k) + c_1 \omega_1 (x_{P_{best}} - x_i(k)) + c_2 \omega_2 (x_{G_{best}} - x_i(k)) \quad (5.4)$$

$$\omega = \omega_{\max} - \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{M} k; \quad x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1) \quad (5.5)$$

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.

### 5.2.2 Ứng dụng thuật toán PSO để rút gọn mô hình

Hai hàm truyền bậc nguyên và bậc phân số sẽ được dùng để xấp xỉ các hàm truyền phức tạp:

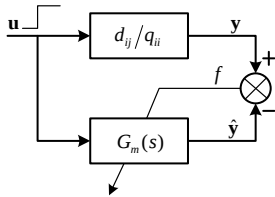
$$G_m(s) = \frac{K(\tau_3 s + 1)e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}; \quad G_m(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1} \quad (0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2) \quad (5.6)$$

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.

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.

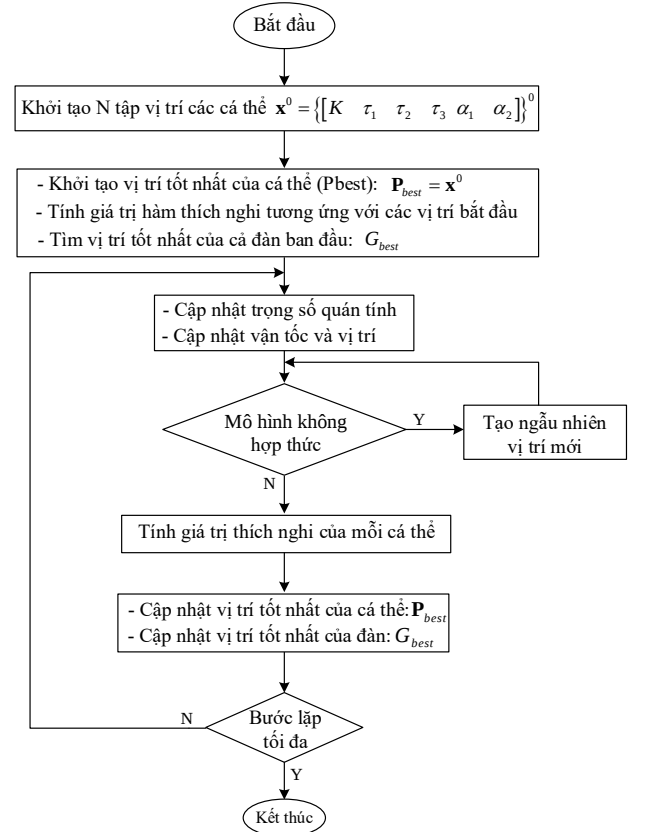
$$\mathbf{x} = [K \quad \tau_1 \quad \tau_2 \quad \tau_3 \quad \alpha_1 \quad \alpha_2]^T$$

$$\begin{cases} K_{\min} < K < K_{\max} \\ 0 < \tau_1 < \tau_{1\max} \\ 0 \leq \tau_2 < \tau_{2\max} \\ 0 \leq \tau_3 < \tau_{3\max} \\ 0 < \alpha_1 \leq 1 \\ 1 < \alpha_2 < 2 \end{cases} \quad (5.7)$$



Hình 5.2. Cấu trúc tổng quát của giải thuật xấp xỉ

$$f = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y - \hat{y})^2 \quad (5.8)$$



Hình 5.3. Lưu đồ giải thuật của giải thuật tối ưu bầy đàn dùng để rút gọn mô hình

Đối với các hàm truyền bậc nguyên, từ hàm truyền tổng quát (5.6) 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) như phương trình 5.9

$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad \bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad \bar{G}_m(s) = \frac{K(\tau_3 s + 1)e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (5.9)$$

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

$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s^\alpha + 1} \quad (0 < \alpha < 1) \quad (5.10); \quad \bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1} \quad (0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2) \quad (5.11)$$

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

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:

$$g_c(s) = K_c \frac{1}{s^\sigma} \left( 1 + \frac{1}{\tau_I s^\lambda} + \tau_D s^\mu \right) \frac{1}{\tau_F s + 1} \quad (5.12)$$

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  $\tau_F = 0$ .

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

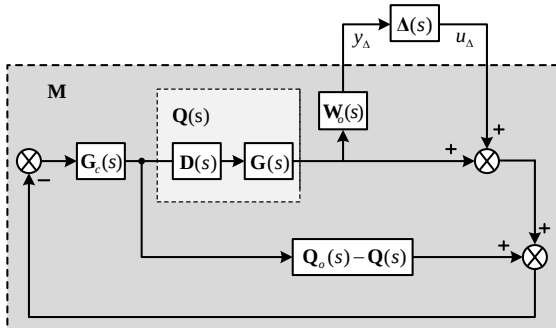
##### 5.3.1.1. Quy luật hiệu chỉnh cho các quá trình diễn hình

**Bảng 5.1.** 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                                                                                                                                                           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\bar{q}_0(s) = \frac{K}{\tau s^\alpha + 1}$<br>( $0 < \alpha < 1$ )                                                 | $K_c = \frac{\tau}{K\tau_c}$ ; $\tau_I = \tau$ ; $\lambda = \alpha$ ; $\sigma = 1 - \alpha$<br>$\tau_D = \tau_F = 0$                                                                                 |
| $\bar{q}_0(s) = \frac{K}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1}$<br>( $0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2$ ) | $K_c = \frac{\tau_1}{2K\tau_c}$ ; $\tau_I = \tau_1$ ; $\tau_D = \frac{\tau_2}{\tau_1}$ ; $\lambda = \alpha_1$ ; $\sigma = 1 - \alpha_1$<br>$\mu = \alpha_2 - \alpha_1$ ; $\tau_F = \frac{\tau_c}{2}$ |

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

Cấu trúc bộ điều khiển đề xuất (hình 5.1) được biến đổi về dạng cấu trúc **M-Δ** như hình 5.4.



**Hình 5.4.** Cấu trúc **M-Δ** của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất

Ma trận **M** theo công thức sau:

$$\mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_o(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}_o(s)\mathbf{G}_c(s)]^{-1} \quad (5.13)$$

Điều kiện để hệ ổn định bền vững với sai số nhân ở ngõ ra như sau:

$$\mu[\mathbf{M}(j\omega)] = \mu\left\{ \mathbf{W}_o(j\omega)\mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}_o(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)]^{-1} \right\} < 1, \forall \omega \quad (5.14)$$

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

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

Giải thuật MOPSO được trình bày dưới dạng chương trình giả (pseudo-code) như trong hình 5.5, trong đó:

---

```

1:   A = Ø
2:   for i = 1: Nparticle
3:       initialize xi, vi
4:       constraint(xi)
5:       xPbest,i = xi
6:   end
7:   A = dominance(xPbest)
8:   k = 0
9:   while k ≤ MAX
10:      for i = 1: Nparticle
11:          vi(k+1) = ωvi(k) + c1ω1(xPbest - xi(k)) + c2ω2(xGbest - xi(k))
12:          xi(k+1) = xi(k) + vi(k+1)
13:          constraint(xi)
14:          xi = mutate(xi)
15:          if xi dominates xPbest,i
16:              xPbest,i = xi
17:          end
18:      end
19:      A = dominance(xPbest)
20:      update (A)
21:      k = k+1
22:  end

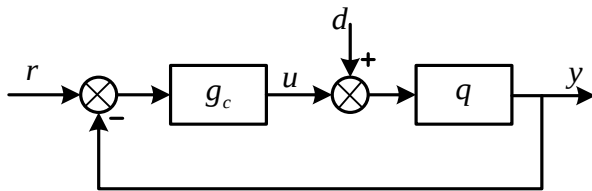
```

---

**Hình 5.5.** Lưu đồ giải thuật của thuật toán MOPSO

### 5.3.2.2. Sử dụng giải thuật tối ưu hóa bầy đàn đa mục tiêu (MOPSO) thiết kế bộ điều khiển PI bậc tổng quát

Xem xét một hệ điều khiển vòng kín như hình 5.6, trong đó  $g_c$  là bộ điều khiển đề xuất;  $q$  là thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly;  $r$ ,  $d$  là tín hiệu đặt ngõ vào và nhiễu quá trình tương ứng.

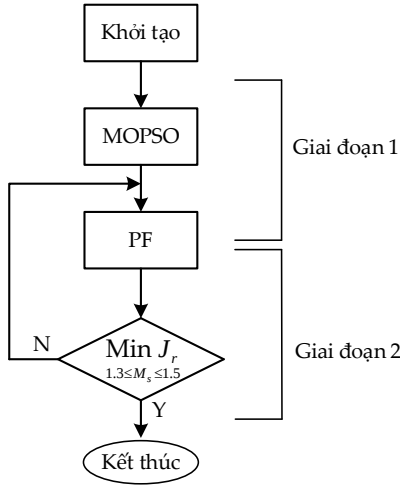


Bộ điều khiển trong trường hợp này được suy ra từ bộ điều khiển đề xuất (5.12) khi không sử dụng bộ lọc ( $\tau_F = 0$ ), và được viết lại như sau:

$$g_c(s) = \frac{1}{s^\sigma} \left( K_c + \frac{K_I}{s^\lambda} \right) \quad (5.15)$$

**Hình 5.6** Cấu trúc hệ thống điều khiển vòng kín

Bộ điều khiển được thiết kế nhằm đạt được sự thỏa hiệp giữa đáp ứng của hệ thống và khả năng kháng nhiễu, do đó giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu được sử dụng. Các bước thiết kế như sau:



Giai đoạn 1: sử dụng giải thuật MOPSO, và được mô tả như sau

$$\text{Min } J(\mathbf{x}) = [J_r(\mathbf{x}), J_d(\mathbf{x})]$$

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

$J_r, J_d$  là các chỉ số IAE được tính như công thức (4.1) lần lượt trong hai trường hợp giá trị đặt thay đổi và nhiễu quá trình thay đổi.

$$\text{Thỏa các điều kiện biên sau: } \begin{cases} K_{c \min} < K_c < K_{c \max} \\ 0 < K_I < K_{I \max} \\ 0.7 \leq \lambda \leq 1 \\ 0 \leq \sigma \leq 0.3 \end{cases} \quad (5.16)$$

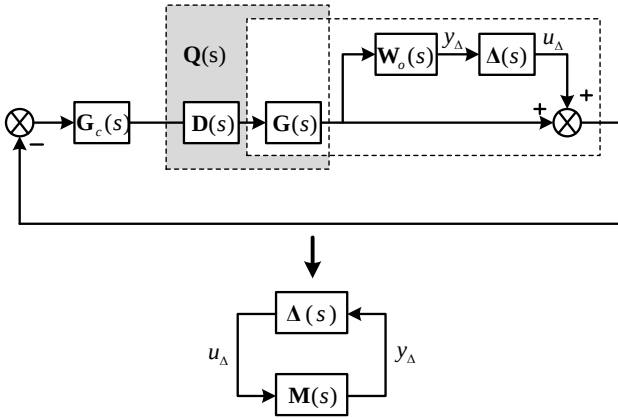
Trong đó,  $\lambda \in [0.7, 1]$ ,  $(\sigma \in [0, 0.3])$  và  $K_{c \min}, K_{c \max}, K_{I \max}$  được chọn dựa trên đặc tính đáp ứng vòng hở của hệ thống

**Hình 5.7** Lưu đồ của phương pháp chỉnh định đề xuất

Giai đoạn 2: Sau khi đạt được đường PF từ giai đoạn 1, hàm cực đại độ nhạy được sử dụng để lựa chọn thông số điều khiển cuối cùng:

$$M_s \triangleq \max_{\omega \in [\omega_l, \omega_h]} \left| \frac{1}{1 + g_c(s)q(s)} \right|_{s=j\omega} \quad (5.17)$$

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



Theo hình 5.8, ma trận hàm truyền  $\mathbf{M}(s)$  được tính như sau:

$$\mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_o(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)]^{-1} \quad (5.18)$$

Theo tiêu chuẩn  $\mu$  đã đề cập ở chương trước, hệ thống điều khiển sẽ giữ ổn định dưới sự bất định sai số nhân ở ngõ ra nếu điều kiện sau được thỏa mãn:

$$\mu[\mathbf{M}(j\omega)] = \mu\{\mathbf{W}_o(j\omega)\mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)]^{-1}\} < 1, \quad \forall \omega \quad (5.19)$$

**Hình 5. 8.** Cấu trúc  $\mathbf{M}-\Delta$  đánh giá ổn định bền vững của hệ thống điều khiển

## Chương 6. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

### 6.1 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 nổi tiếng 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.

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

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

Bộ tách dầu 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. Ma trận hàm truyền của mô hình có phương trình như sau:

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

Ma trận phân ly đạt được như sau:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{0.437(27s+1)e^{-s}}{60s+1} \\ -\frac{0.9423(60s+1)e^{-4s}}{50s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

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 5.2 của luận án, ta tính được như sau:

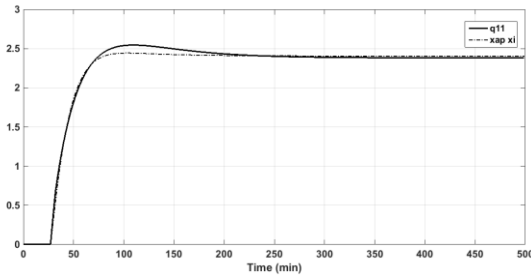
$$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}} = \frac{4.05e^{-27s}}{27s+1} - \left( \frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \right) \left( \frac{3.39e^{-18s}}{50s+1} \right) \left( \frac{60s+1}{5.72e^{-14s}} \right) \quad (6.2)$$

$$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}} = \frac{5.72e^{-14s}}{60s+1} - \left( \frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \right) \left( \frac{5.39e^{-18s}}{50s+1} \right) \left( \frac{27s+1}{4.05e^{-27s}} \right) \quad (6.3)$$

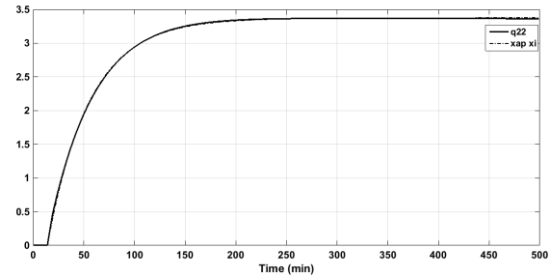
Sử dụng giải thuật PSO xấp xỉ hai hàm truyền trên, kết quả đạt được như sau:

$$\bar{q}_{11}(s) = \frac{2.3979e^{-27s}}{15.1333s^{1.1334} + 6.9815s + 1}; \quad \bar{q}_{22}(s) = \frac{3.3877e^{-14s}}{45.6092s^{0.9967} + 1} \quad (6.4)$$

Các hình 6.1 và 6.2 minh họa đáp ứng bậc thang của hàm truyền gốc so với hàm truyền xấp xỉ được. Dễ dàng nhận thấy rằng sử dụng giải thuật PSO cho kết quả xấp xỉ khá 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 6.1.** Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của  $q_{11}$  (heavy oil)

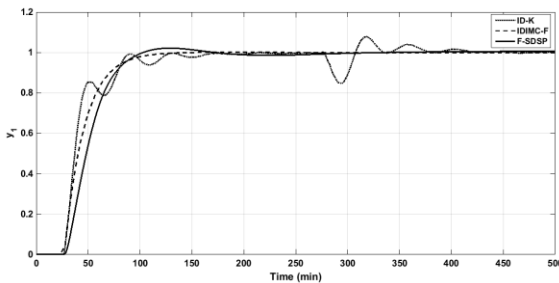


**Hình 6.2.** Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của  $q_{22}$  (heavy oil)

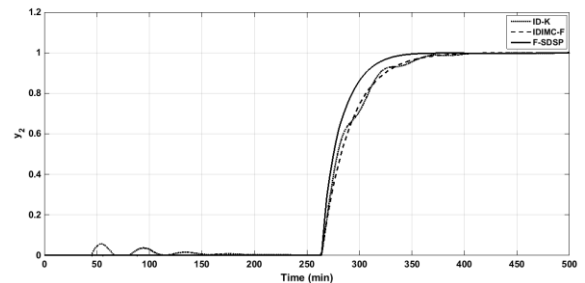
Trong trường hợp này thời hằng đáp ứng mong muốn cho hai vòng được chọn lần lượt là  $\tau_c = 14$  và  $\tau_c = 20$ . Hai bộ điều khiển FOPI/FOPID cho hai vòng có dạng như sau:

$$g_{c1}(s) = 0.0622 \left( 1 + \frac{1}{4.166s} + 5.7077s^{0.1759} \right) \frac{1}{7s+1}; \quad g_{c2}(s) = \frac{0.6732}{s^{0.0033}} \left( 1 + \frac{1}{45.6092s^{0.9967}} \right) \quad (6.5)$$

Các kết quả mô phỏng của phương pháp đề xuất được thể hiện ở các hình 6.3a, b. Hơn nữa, để tăng tính thuyết phục, đáp ứng cũng được so sánh với các phương pháp thiết kế đã được công bố như: phân ly nghịch kết hợp với cấu trúc mô hình nội có lọc (IDIMC-F), và bộ phân ly nghịch tập trung (ID-K) được đề xuất bởi Garrido [74].

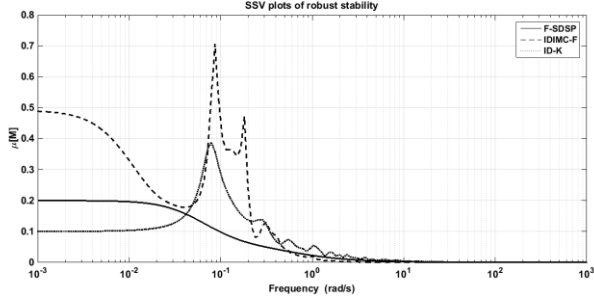


**Hình 6.3a.** Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 1 (heavy oil)



**Hình 6.3b.** Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 2 (heavy oil)

Các thông số về chỉ tiêu chất lượng và ổn định bền vững được liệt kê trong bảng 6.1. Bên cạnh đó, hình 6.5 mô tả đồ thị đánh giá sự ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất so với các phương pháp khác.



Hình 6.5. Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững

**Bảng 6.1.** Các chỉ số chất lượng của bộ tách dầu nặng

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

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

Ma trận hàm truyền của tháp VL được giới thiệu đầu tiên bởi Luyben, hàm truyền có dạng như sau:

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

Ma trận phân ly tính được như sau:

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.591 \\ \frac{0.651(9.2s+1)e^{-1.45s}}{9.5s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Hai thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly tính được theo bảng 5.2 như sau:

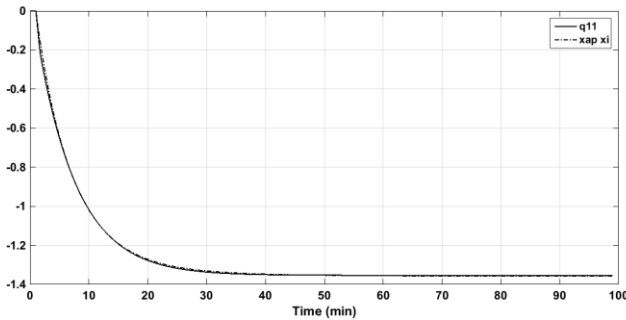
$$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}} = \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} + \left( \frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \right) \left( \frac{2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} \right) \left( \frac{9.2s+1}{4.3e^{-0.35s}} \right) \quad (6.7)$$

$$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}} = \frac{4.3e^{-0.35s}}{9.2s+1} - \left( \frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \right) \left( \frac{2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} \right) \left( \frac{7s+1}{2.2e^{-s}} \right) \quad (6.8)$$

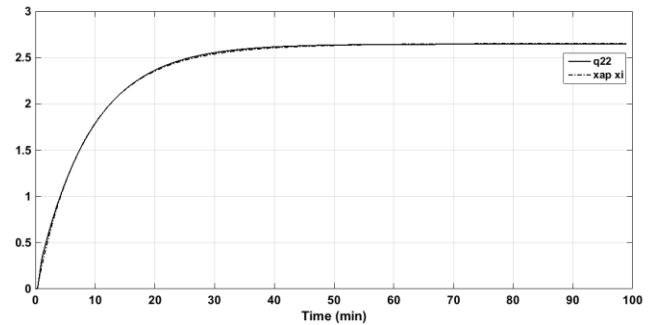
Tương tự như mô hình 1, giải thuật PSO sẽ được sử dụng để xấp xỉ hai hàm truyền phức tạp  $q_{11}$  và  $q_{22}$  :

$$\bar{q}_{11} = \frac{-1.3629e^{-s}}{6.6757s^{0.97} + 1}; \quad \bar{q}_{22} = \frac{2.6679e^{-0.3s}}{8.8871s^{0.9683} + 1} \quad (6.9)$$

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 6.6 và 6.7. Trong trường hợp này, đáp ứng của hàm xấp xỉ được gần như tương đương với đáp ứng của hàm truyền gốc.



Hình 6.6. Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và xấp xỉ của  $q_{11}$  (tháp VL)

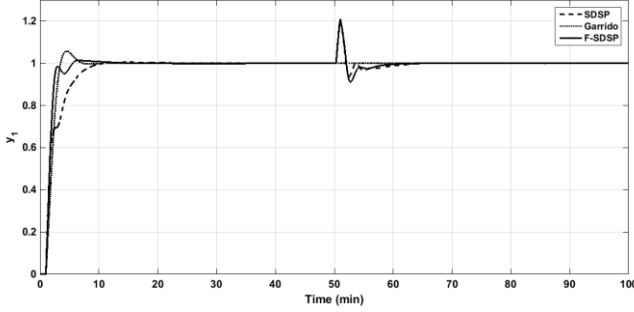


Hình 6.7. Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và xấp xỉ của  $q_{22}$  (tháp VL)

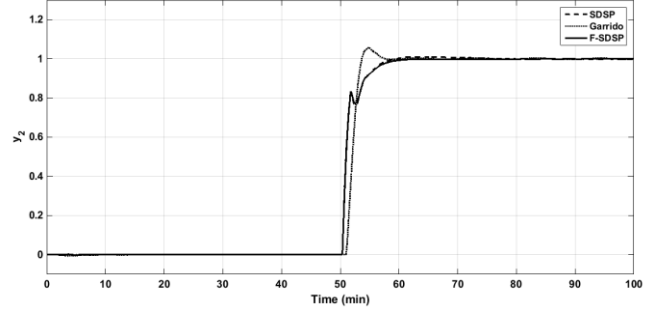
Dựa vào bảng 5.3, ta tính được thông số bộ điều khiển đề xuất tương ứng cho hai vòng. Trong trường hợp này thời hằng đáp ứng mong muốn cho hai vòng được chọn lần lượt là  $\tau_c = 1.9$  và  $\tau_c = 1.6$ . Hai bộ điều khiển FOPI cho hai vòng có dạng như sau:

$$g_{c1}(s) = -2.5765 \frac{1}{s^{0.03}} \left( 1 + \frac{1}{6.6757s^{0.97}} \right) \quad g_{c2}(s) = 2.082 \frac{1}{s^{0.0317}} \left( 1 + \frac{1}{8.8871s^{0.9683}} \right) \quad (6.10)$$

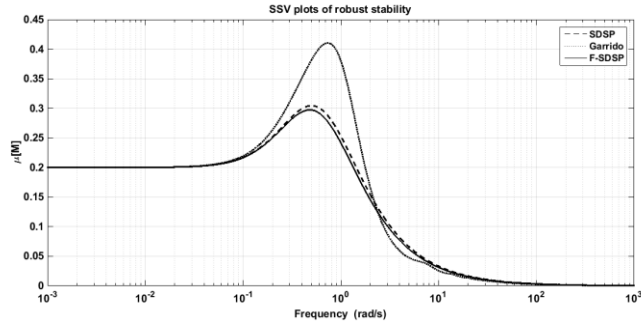
Kết quả mô phỏng giải thuật đề xuất và so sánh với các phương pháp khác được trình bày ở hình 6.8a, b. Hình 6.9 chứng tỏ sự ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất. Bảng 6.2 tổng kết các chỉ tiêu chất lượng.



**Hình 6.8a.** Các đáp ứng bậc thang đơn vị vòng kín của vòng 1 (thấp VL)



**Hình 6.8b.** Các đáp ứng bậc thang đơn vị vòng kín của vòng 2 (thấp VL)



**Hình 6.9.** Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của thấp VL

**Bảng 6.2.** Các chỉ số chất lượng cho thấp 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   |

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

### 6.1.2.1 Thấp chưng cất Ogunnaike và Ray (OR)

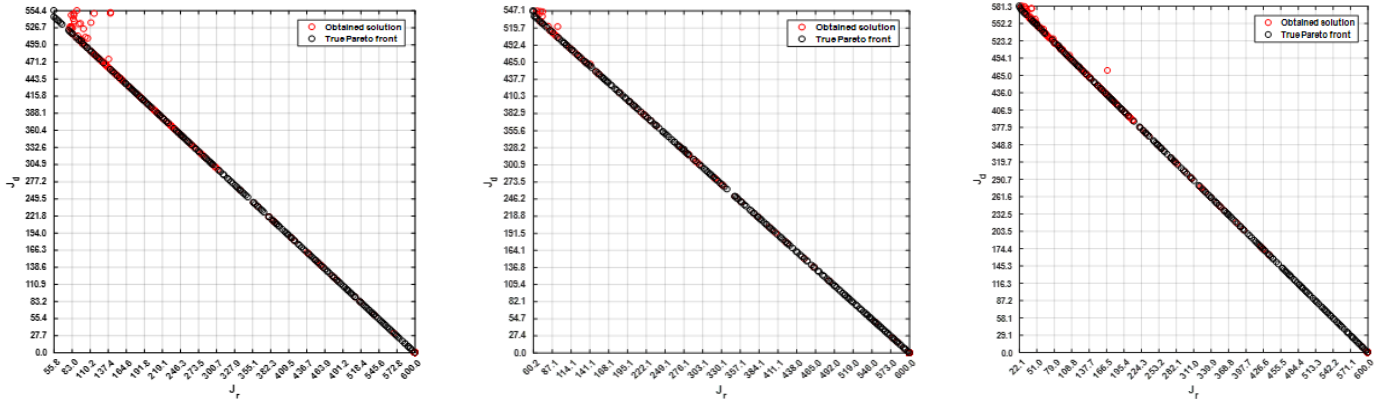
Thấp chưng cất OR nổi tiếng dùng để phân tách hỗn hợp ethanol và nước được sử dụng nhiều trong các nghiên cứu mô phỏng trong lĩnh vực điều khiển quá trình [1-3, 25-26]. Ma trận hàm truyền vòng hở và ma trận phân ly:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.66e^{-2.6s}}{6.7s+1} & \frac{-0.61e^{-3.5s}}{8.64s+1} & \frac{-0.0049e^{-s}}{9.06s+1} \\ \frac{1.11e^{-6.5s}}{3.25s+1} & \frac{-2.36e^{-3s}}{5s+1} & \frac{-0.01e^{-1.2s}}{7.09s+1} \\ \frac{-34.68e^{-9.2s}}{8.15s+1} & \frac{46.2e^{-9.4s}}{10.9s+1} & \frac{0.87(11.61s+1)e^{-s}}{(3.89s+1)(18.8s+1)} \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.7549 \frac{(0.8337s+1)}{0.533s+1} e^{-0.9s} & 0.0062e^{-0.5233s} \\ 0.3905e^{-2.71s} & 1 & -0.0014 \\ 19.8247 \frac{(13.8874s+1)}{8.7956s+1} e^{-8.2s} & -23.1741 \frac{(2.0113s+1)}{5.5621s+1} e^{-8.4s} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Các thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly tính được như sau:

$$\bar{q}_{11} = \frac{0.3298(23.1802s+1)e^{-2.6s}}{(21.1355s+1)(3.7363s+1)}; \bar{q}_{22} = \frac{-1.2973e^{-3s}}{(1.2739s+1)(0.5014s+1)}; \bar{q}_{33} = \frac{0.5601(17.4859s+1)e^{-s}}{(20s+1)(2.6915s+1)} \quad (6.12)$$

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 6.10a, b, và c minh họa kết quả các đường PF đạt được của mỗi vòng điều khiển, thông số điều khiển cuối cùng đạt được được tổng hợp trong bảng 6.3



**Hình 6.10 a, b, và c.** Các đường tối ưu Pareto theo hai hàm mục tiêu  $J_r$  và  $J_d$

Trong ví dụ này, phương pháp đề xuất được so sánh với các phương pháp như bộ điều khiển PI/PID đa vòng (multi-loop) [62] và bộ điều khiển PI tập trung (CPI) [145]. Kết quả mô phỏng như trong các hình 6.11a, b, và c. 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 của ba thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly được chọn như sau:

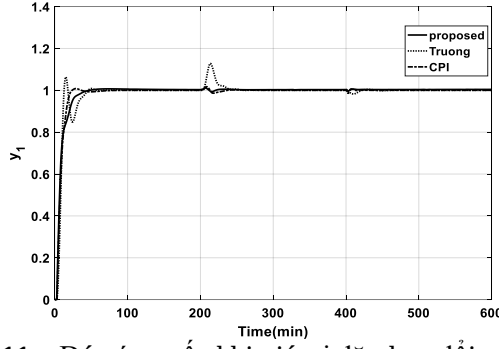
$$\mathbf{W}_o(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1} \right\} \quad (6.13)$$

Ma trận này tương ứng xấp xỉ 20% sai số của thông số độ lợi. Hình 6.12 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.

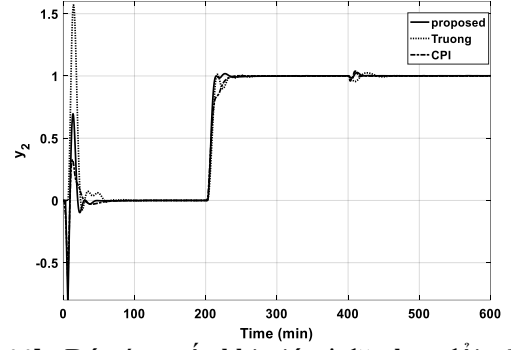
**Bảng 6.3.** Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho tháp OR.

| 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      |                   |       |        |
|             | 2    | -0.089   | 0.970              | —           | 0.832       | 0.174      | 0.1002            | 27.79 | 4.9783 |
|             | 3    | 1.377    | 0.107              | —           | 1           | 0.01       |                   |       |        |
| Multi-loop  | 1    | 2.250    | 0.140              | 2.58        | —           | —          |                   |       |        |
|             | 2    | -0.490   | 0.155              | 3.37        | —           | —          | 0.2479            | 39.99 | 6.1432 |
|             | 3    | 4.830    | 0.322              | 10.16       | —           | —          |                   |       |        |
| CPI         | —    |          |                    |             | —           | —          |                   |       |        |
|             | —    |          | $*\mathbf{G}_c(s)$ |             | —           | —          | 0.1276            | 25.73 | 4.9336 |

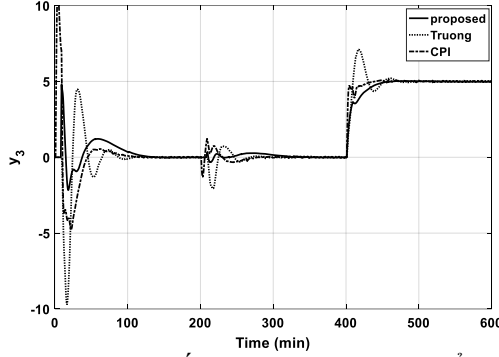
$$*\mathbf{G}_c(s) = \begin{bmatrix} 1.31 + \frac{0.354}{s} & -0.0135 - \frac{0.0582}{s} & 0.0207 + \frac{0.0026}{s} \\ 0.149 + \frac{0.138}{s} & -0.147 - \frac{0.0773}{s} & -0.009 - \frac{0.0006}{s} \\ 43.6 + \frac{6.8}{s} & -9.52 + \frac{1.79}{s} & 4.03 + \frac{0.421}{s} \end{bmatrix}$$



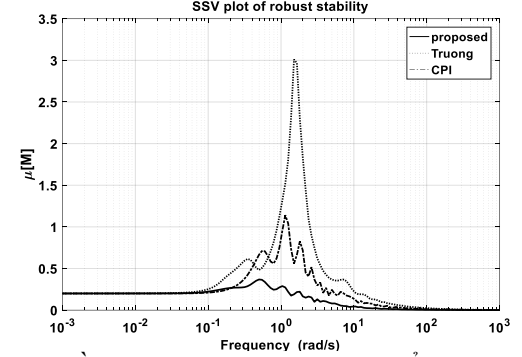
**Hình 6.11a.** Đáp ứng nấc khi giá trị đặt thay đổi của vòng 1 (tháp OR)



**Hình 6.11b.** Đáp ứng nấc khi giá trị đặt thay đổi của vòng 2 (tháp OR)



**Hình 6.11c.** Đáp ứng nấc khi giá trị đặt thay đổi của vòng 3 (tháp OR)



**Hình 6.12.** Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững (tháp OR)

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

Mô hình điều khiển nhiệt độ cho 4 phòng thông nhau, được biết như là quá trình HVAC. Ma trận hàm truyền đại diện cho quá trình được biểu diễn thông qua ma trận (4×4) như phương trình (6.14)

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{-0.098e^{-17s}}{122s+1} & \frac{-0.036e^{-27s}}{149s+1} & \frac{-0.014e^{-32s}}{158s+1} & \frac{-0.017e^{-30s}}{155s+1} \\ \frac{-0.043e^{-25s}}{147s+1} & \frac{-0.092e^{-16s}}{130s+1} & \frac{-0.011e^{-33s}}{156s+1} & \frac{-0.012e^{-34s}}{157s+1} \\ \frac{-0.012e^{-31s}}{153s+1} & \frac{-0.016e^{-34s}}{151s+1} & \frac{-0.102e^{-16s}}{118s+1} & \frac{-0.033e^{-26s}}{146s+1} \\ \frac{-0.013e^{-32s}}{156s+1} & \frac{-0.015e^{-31s}}{159s+1} & \frac{-0.029e^{-25s}}{144s+1} & \frac{-0.108e^{-18s}}{128s+1} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Các thành phần của ma trận phân ly tính được như sau [73]:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-0.341(121.918s+1)e^{-9.151s}}{146.753s+1} & \frac{-0.081(132.251s+1)e^{-11.943s}}{164.976s+1} & \frac{-0.115(124.604s+1)e^{-8.887s}}{147.929s+1} \\ \frac{-0.457(130.872s+1)e^{-8.77s}}{147.641s+1} & 1 & \frac{-0.049(235.202s+1)e^{-12.986s}}{228.983s+1} & \frac{-0.04(188.514s+1)e^{-14.432s}}{170.865s+1} \\ \frac{-0.03(187.93s+1)}{175s+1} & \frac{-0.093(97.617s+1)e^{-15.187s}}{117.144s+1} & 1 & \frac{-0.304(118.386s+1)e^{-9.165s}}{145.037s+1} \\ \frac{-0.049(1946.796s+1)e^{-11.409s}}{1946.775s+1} & \frac{-0.073(152.319s+1)e^{-6.741s}}{166.805s+1} & \frac{-0.252(124.823s+1)e^{-6.104s}}{138.501s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

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:

$$q_{11} = \frac{-0.0804e^{-17s}}{109.0896s+1}; \quad q_{22} = \frac{-0.0736e^{-16s}}{117.2055s+1}; \quad q_{33} = \frac{-0.092e^{-16s}}{112.2966s+1}; \quad q_{44} = \frac{-0.097e^{-18s}}{121.0125s+1} \quad (6.16)$$

Tương tự như ví dụ trước, sau khi sử dụng phương pháp đề xuất các thông số bộ điều khiển đạt được như trong bảng

6.4. Từ bảng này, ta nhận thấy rằng khâu tích phân của bộ điều khiển luôn có bậc nguyên trong trường hợp này, nghĩa là bộ điều khiển tối ưu cho hệ HVAC là bộ điều khiển PI truyền thống.

**Bảng 6.4.** Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho hệ HVAC

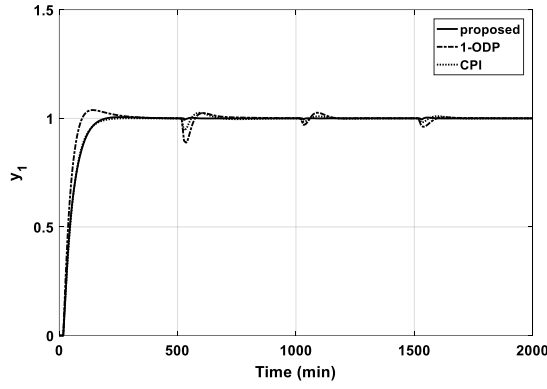
| Phương pháp | Vòng | $K_{ci}$                     | $K_{li}$ | $\lambda_i$ | $\sigma_i$ | $\mu[\mathbf{M}]$ | IAE    | TV      |
|-------------|------|------------------------------|----------|-------------|------------|-------------------|--------|---------|
| Đề xuất     | 1    | -23.799                      | 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 |

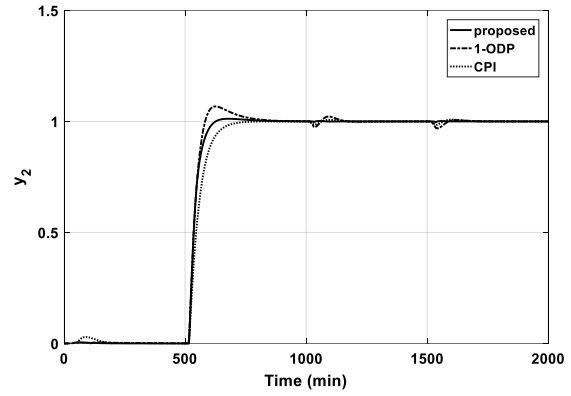
$$^* \mathbf{G}_{c-1ODP}(s) = \begin{bmatrix} -32.53 \left(1 + \frac{1}{91.157s}\right) & 12.446 \left(1 + \frac{1}{75.416s}\right) & 2.234 \left(1 + \frac{1}{66.442s}\right) & 3.283 \left(1 + \frac{1}{80.355s}\right) \\ 16.218 \left(1 + \frac{1}{78.425s}\right) & -38.986 \left(1 + \frac{1}{86.553s}\right)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

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

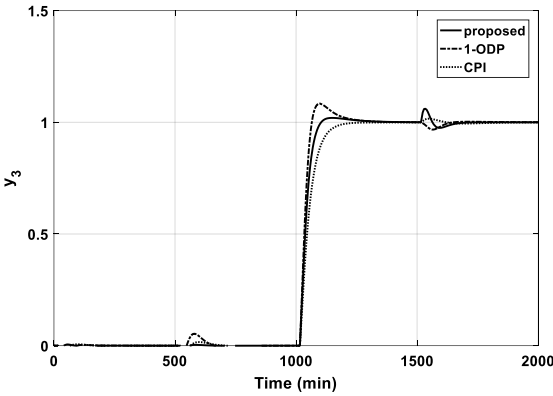
Trong phần này, sự thay đổi tuần tự của giá trị đặt được thực hiện ở các thời điểm  $t = 0$  (s),  $t = 500$  (s),  $t = 1000$  (s), và  $t = 1500$  (s) lần lượt cho các vòng điều khiển từ 1 đến 4. Hình 6.13 a, b, c và d minh họa đáp ứng của bộ điều khiển đề xuất và các bộ điều khiển khác khi giá trị đặt và nhiễu thay đổi.



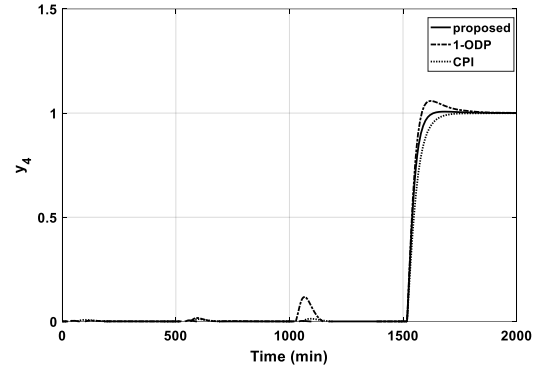
(a)



(b)

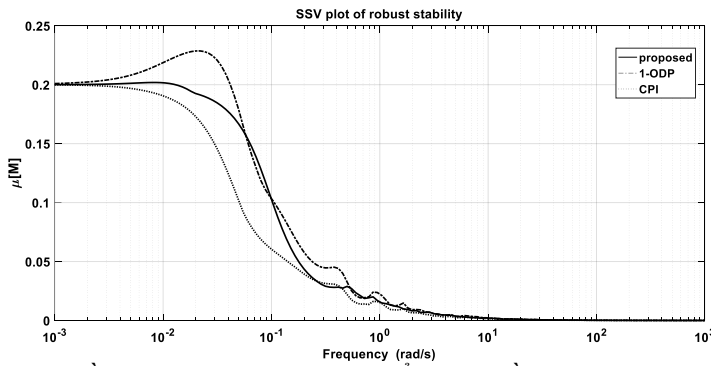


(c)



(d)

**Hình 6.13 a, b, c và d.** Đáp ứng vòng kín khi giá trị đặt thay đổi của các vòng điều khiển 1, 2, 3, và 4



**Hình 6.14** Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ HVAC

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

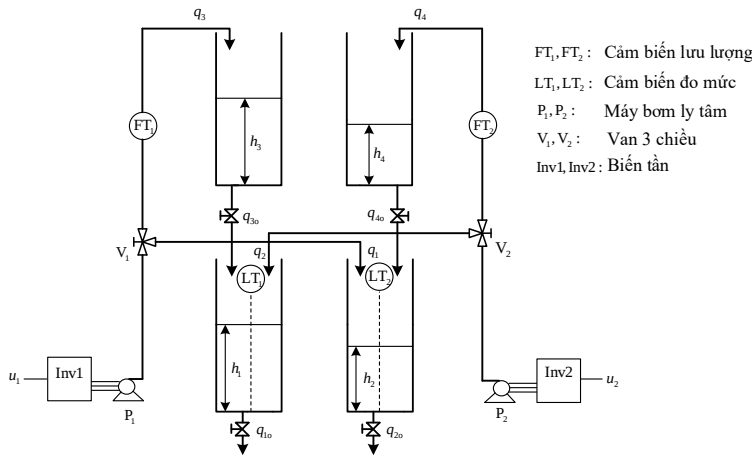
Để kiểm chứng khả năng ứng dụng của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất cũng như khả năng thực thi của bộ điều khiển phân số cho hệ đa biến, trong luận án này, nghiên cứu sinh thực nghiệm trên hệ bốn bồn nước liên kết (quadruple tank), nổi tiếng trong lĩnh vực điều khiển quá trình.

### 6.2.1 Giới thiệu mô hình thực nghiệm

Hình 6.15 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

Hình 6.14 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.

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  $A_4$  ( $m^2$ )



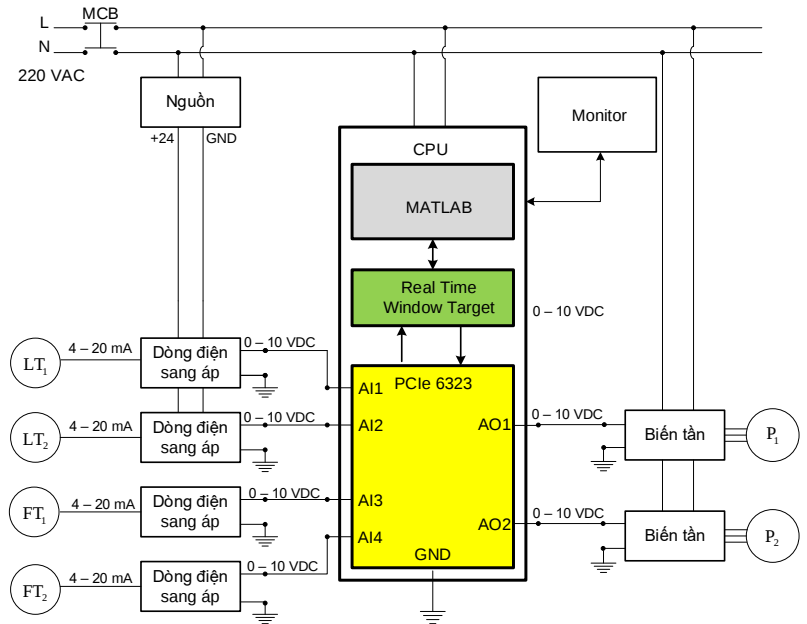
Ta có ma trận hàm truyền mô tả quan hệ vào-ra có dạng như sau:

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_1(1-\gamma_1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_3 s + 1)} & \frac{K_2 \gamma_2}{\tau_1 s + 1} \\ \frac{K_3 \gamma_1}{\tau_2 s + 1} & \frac{K_4(1-\gamma_2)}{(\tau_2 s + 1)(\tau_4 s + 1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

$$\text{Trong đó: } K_1 = \frac{\tau_1 k_1}{A_1}; K_2 = \frac{\tau_1 k_2}{A_1}; K_3 = \frac{\tau_2 k_1}{A_2}; K_4 = \frac{\tau_2 k_2}{A_2} \quad (6.18)$$

**Hình 6.15.** Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết

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 6.16 (a) là phần cứng thực tế sau khi thi công bao gồm hệ bồn nước và tủ điều khiển. Hình 6.16 (b) là sơ đồ bộ thu thập dữ liệu (card DAQ PCIe 6323) và bộ điều khiển xây dựng trên Matlab.



**Hình 6.16 (a)** Mô hình của hệ bồn nước sau khi thi công

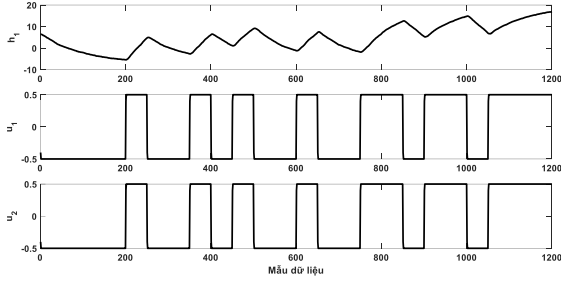
**(b)** Sơ đồ bộ điều khiển

## 6.2.2 Nhận dạng hệ thống sử dụng phương pháp LS đề xuất

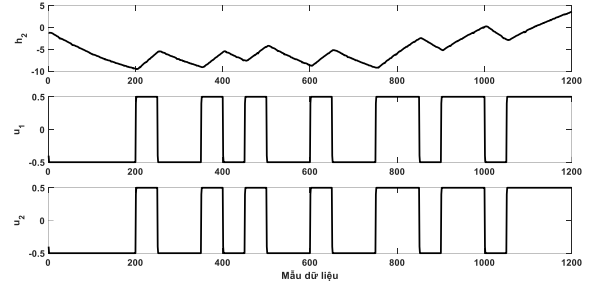
Theo như lý thuyết nhận dạng trình bày ở chương 3, tác giả tiến hành thực nghiệm để tìm mô hình toán học cho hệ thống

### ❖ Thu thập dữ liệu

Mặc dù bản chất động học của mô hình là phi tuyến, 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  $2 \times 2$ , phương trình (6.17). 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).



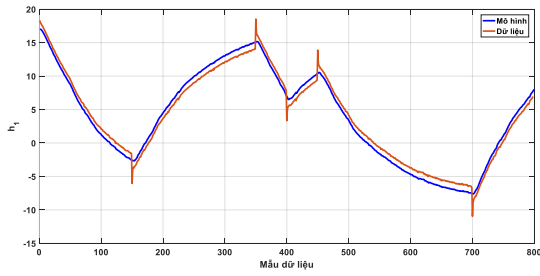
**Hình 6.17.** Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 1



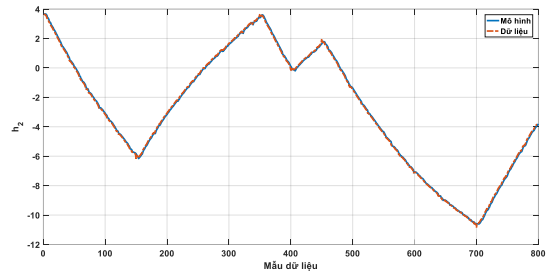
**Hình 6.18.** Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 2

### ❖ Đánh giá mô hình nhận dạng

Kết quả đánh giá 1000 mẫu sau khi nhận dạng được bằng giải thuật LS:



**Hình 6.19** Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 1



**Hình 6.20** Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 2

Thông số  $\theta$  đạt được cho hai vòng như sau :

$$\theta_1 = \begin{bmatrix} -1.4371 \\ -0.0059 \\ 0.4430 \\ 0.0000 \\ 0.0002 \end{bmatrix} \quad \theta_2 = \begin{bmatrix} -1.4280 \\ 0.0183 \\ 0.4098 \\ 0.0002 \\ 0.0001 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

Từ các thông số này sử dụng Matlab chuyển về hàm truyền dạng liên tục với chu kỳ lấy mẫu  $T_s = 0.1$  (s)

$$G_{11}(s) = \frac{0.0002395s^3 + 0.008916s^2 + 0.2691s + 2.807}{s^4 + 15.44s^3 + 1053s^2 + 877.5s + 1.777} \quad (6.20)$$

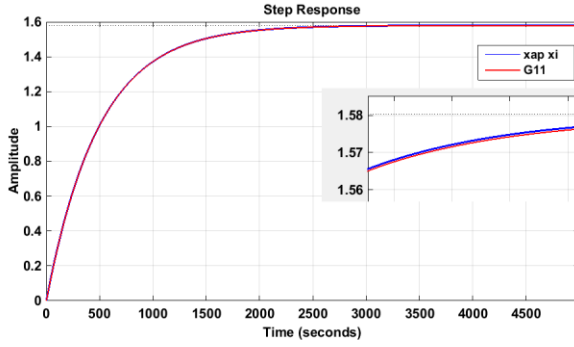
$$G_{12}(s) = \frac{0.001006s^3 + 0.03744s^2 + 1.13s + 11.79}{s^4 + 15.44s^3 + 1053s^2 + 877.5s + 1.777} \quad (6.21)$$

$$G_{21}(s) = \frac{0.001414s^3 + 0.05352s^2 + 1.618s + 16.96}{s^4 + 16.67s^3 + 1065s^2 + 1232s + 2.388} \quad (6.22)$$

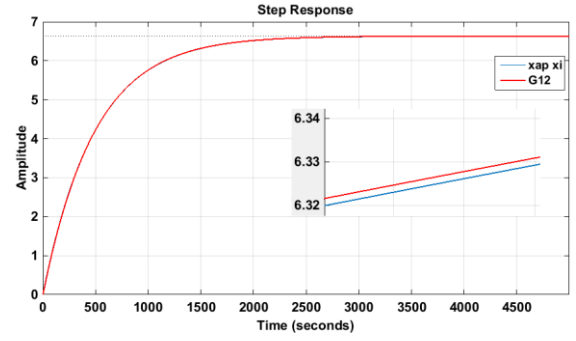
$$G_{22}(s) = \frac{0.0006391s^3 + 0.02419s^2 + 0.7314s + 7.669}{s^4 + 16.67s^3 + 1065s^2 + 1232s + 2.388} \quad (6.23)$$

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 (6.20) đến (6.23) được xấp xỉ thành:

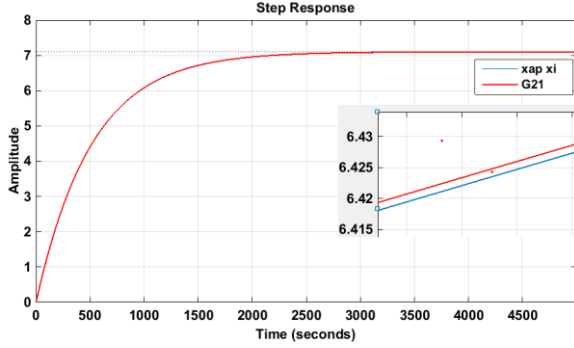
$$\bar{G}_{11}(s) = \frac{1.5825e^{-6.85s}}{496.2227s + 1}; \bar{G}_{12}(s) = \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1}; \bar{G}_{21}(s) = \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1}; \bar{G}_{22}(s) = \frac{3.2158e^{-6.55s}}{517.9853s + 1} \quad (6.24)$$



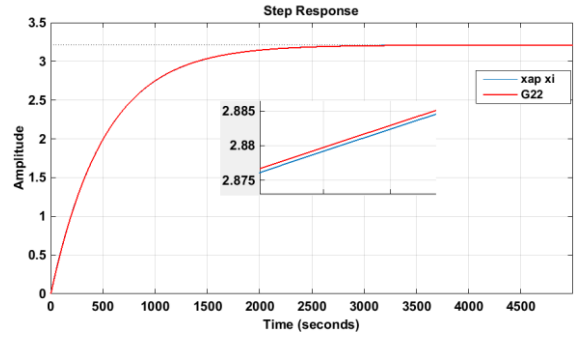
Hình 6.21. Đáp ứng nấc của hàm truyền  $G_{11}(s)$  và hàm xấp xỉ



Hình 6.22. Đáp ứng nấc của hàm truyền  $G_{12}(s)$  và hàm xấp xỉ



Hình 6.23. Đáp ứng nấc của hàm truyền  $G_{21}(s)$  và hàm xấp xỉ



Hình 6.24. Đáp ứng nấc của hàm truyền  $G_{22}(s)$  và hàm xấp xỉ

### 6.2.3 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:

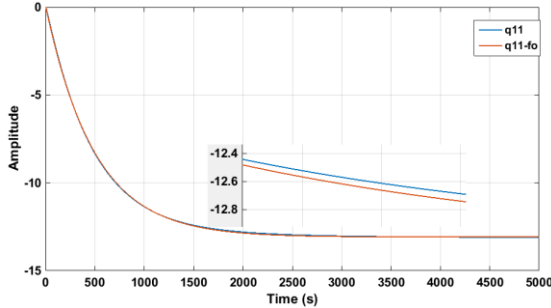
$$d_{12} = -\frac{\bar{G}_{12}}{\bar{G}_{11}} = -\frac{4.1966(496.2227s + 1)}{495.2328s + 1}; \quad d_{21} = -\frac{\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{22}} = -\frac{2.21(517.9853s + 1)}{516.9899s + 1} \quad (6.25)$$

Theo bảng 3.2 cho hệ  $2 \times 2$ , các thành phần đường chéo của ma trận hàm truyền sau khi phân ly tính được như sau:

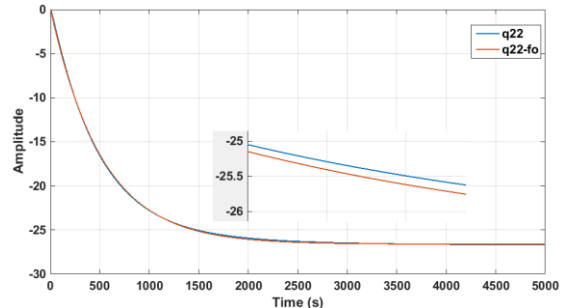
$$q_{11}(s) = \bar{G}_{11} - \frac{\bar{G}_{12}\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{22}} = \frac{1.5825e^{-6.85s}}{496.2227s + 1} - \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1} \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1} \quad (6.26)$$

$$q_{22}(s) = \bar{G}_{22} - \frac{\bar{G}_{12}\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{11}} = \frac{3.2158e^{-6.55s}}{517.9853s + 1} - \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1} \frac{7.1072e^{-5.18s}}{1.5825e^{-6.85s}} \quad (6.27)$$

Hai công thức (6.26) và (6.27) 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 (5.11). Hình 6.26 và 6.27 là đáp ứng bước của hàm gốc và hàm xấp xỉ theo giải thuật PSO của  $q_{11}$  và  $q_{22}$



Hình 6.25. Đáp ứng nấc của hàm truyền  $q_{11}(s)$  và xấp xỉ bậc phân số của nó



Hình 6.26. Đáp ứng nấc của hàm truyền  $q_{22}(s)$  và xấp xỉ bậc phân số của nó

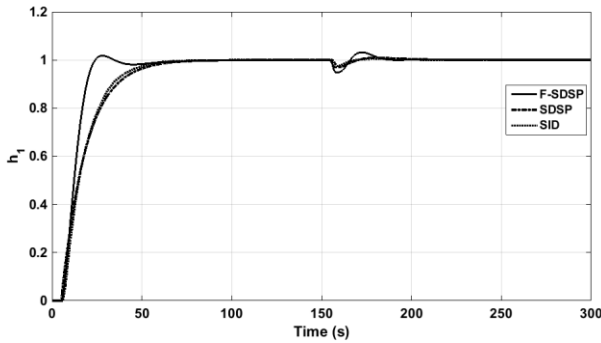
Kết quả xấp xỉ đạt được:

$$\bar{q}_{11}(s) = \frac{-13.0755e^{-3.7s}}{219.4076s^{1.2489} + 482.2408s + 1}; \bar{q}_{22}(s) = \frac{-26.7e^{-3.45s}}{1209.2s^{1.7} + 540.7s + 1} \quad (6.28)$$

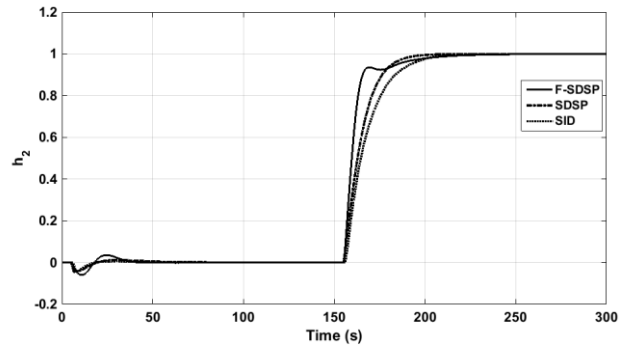
Từ hai hàm truyền của hệ sau khi phân ly đạt được và xấp xỉ về dạng bậc phân số như trên, phương trình (6.28), ta sử dụng phương pháp thiết kế bộ điều khiển đã đề xuất trong chương 5, các công thức tính toán đã tổng kết trong bảng 5.1. Hai bộ điều khiển đạt được có dạng như sau:

$$g_{c1}(s) = -3.3528 \left( 1 + \frac{1}{482.2408s} + 0.455s^{0.2489} \right) \frac{1}{2.5s + 1}; g_{c2}(s) = -2.0251 \left( 1 + \frac{1}{540.7s} + 2.2364s^{0.7} \right) \frac{1}{2.5s + 1} \quad (6.29)$$

Kết quả mô phỏng đáp ứng hệ bồn nước được thể hiện ở hình 6.33a, b. 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) [73]. Tín hiệu vào được thay đổi lần lượt ở hai ngõ vào tại các thời điểm  $t = 0$  và  $t = 150$  (s)

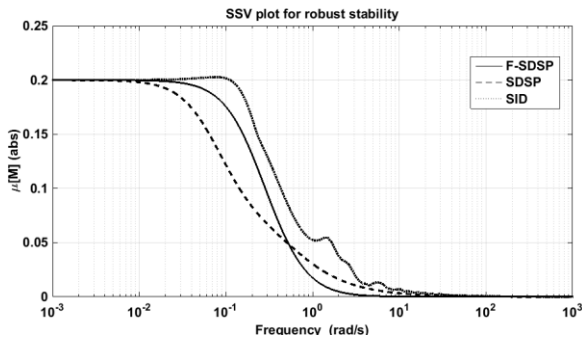


**Hình 6.27.** Đáp ứng nấc ngõ ra thứ 1



**Hình 6.28.** Đáp ứng nấc ngõ ra thứ 2

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 6.5). Các chỉ số chất lượng còn lại (IAE và ITAE) tóm tắt trong bảng 6.5 cũng chứng tỏ phương pháp F-SDSP cho kết quả ưu việt hơn các phương pháp còn lại.



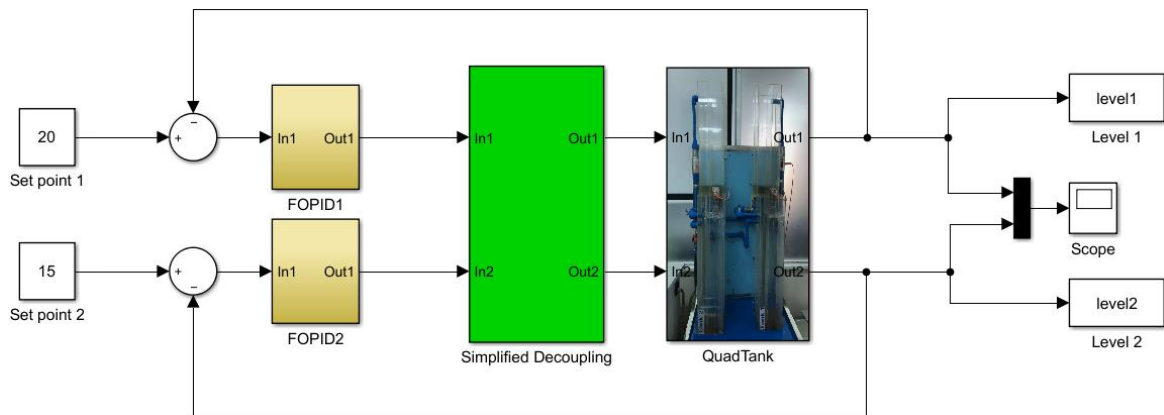
**Hình 6.29.** Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ bồn nước

**Bảng 6.5** 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   |

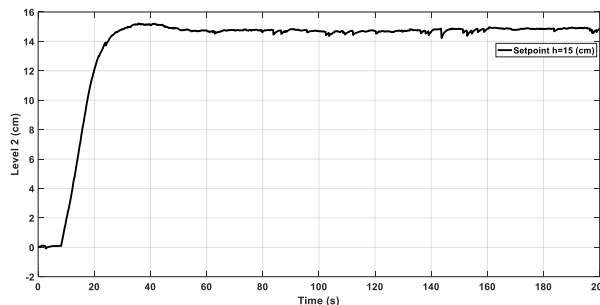
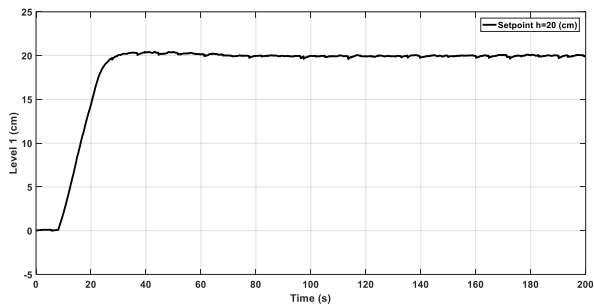
Hình 6.29 đánh giá sự ổn định bền vững của các phương pháp. Trong trường hợp này, sai số nhân đầu ra với ma trận trọng số được chọn như trong các bài toán mô phỏng  $\left( \mathbf{W}_0(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{2s+1}, -\frac{s+0.2}{2s+1} \right\} \right)$ . Nhìn chung trong dải tần số khảo sát ( $10^{-3} - 10^3$ ) rad/s, các phương pháp đều cho độ bền vững tương đồng nhau. Giá trị  $\mu$  trong bảng 6.5 cũng chứng tỏ điều này.

Thực thi bộ điều khiển phân số theo các phương trình (6.29) cùng với bộ phân ly đơn giản hóa (6.25) 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 6.30



**Hình 6.30.** Sơ đồ Simlink chạy chế độ thời gian thực điều khiển hệ bồn liên kết

Kết quả điều khiển hệ bồn liên kết được trình trong hình 6.40 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 6.33 và 6.34). 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 6.40, 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 6.31 a, b.** Đáp ứng mức chất lỏng trong cả hai bồn

## Chương 7. KẾT LUẬN

### 7.1 Các kết quả đạt được

Trong luận án này, tác giả tập trung nghiên cứu 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 đạt được như sau:

- *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.
- 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. Từ các hàm truyền phân ly tính được, thường rất phức tạp và khó sử dụng trực tiếp để 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.

Từ đó, tác giả cũng đã đề xuất cấu trúc mới cho bộ điều khiển PID phân số để có thể ứng dụng được cho hệ đa biến hai ngõ vào - hai ngõ ra (TITO).

- Đề xuất quy luật hiệu chỉnh thông số cho bộ điều khiển đề xuất bằng cấu trúc mô hình nội dùng cho hệ đa biến bậc thấp (2x2). Đối với hệ bậc cao, tác giả đề xuất giải thuật tối ưu hóa bầy đàn đa mục tiêu (MOPSO) để tìm các thông số của bộ điều khiển. Hàm mục tiêu trong trường hợp này bao gồm cả đáp ứng của hệ thống và sự ổn định bền vững của bộ điều khiển. Để đánh giá ổn định bền vững cho toàn bộ cấu trúc điều khiển đề xuất, tác giả sử dụng cấu trúc  $M-\Delta$  và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty) thường được dùng cho hệ bậc nguyên và trong luận án này được 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.
- 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 các 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) và kiểm chứng phương pháp điều khiển đề xuất lên mô hình nhận dạng được sử dụng chế độ điều khiển thời gian thực (Real Time Window Target) của Matlab.

## 7.2 Đề xuất

Bên cạnh những kết quả đạt được, hướng nghiên cứu của đề tài cũng còn nhiều vấn đề cần khai thác:

- Bài toán 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 tường 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.
- Nghiên cứu phát triển các phương pháp để thực thi bộ điều khiển số của bộ điều khiển bậc phân số.
- Các giải thuật đề xuất vẫn chưa được kiểm chứng toàn bộ bằng thực nghiệm.

## 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*, 39 (4), pp. 865–975, 2022 (**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.*, 12 (4), 2222, 2022 (**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*, p. 642-645, **2017**.
7. **Vo Lam Chuong**, Truong Nguyen Luan Vu, “Identification Method for Simplified Decoupling Control of Multivariable Processes”, *Journal of Technical Science*, No. 44A, pp.76-82, **2017**.
8. T. N. L. Vu, L. H. Giang, Le Linh, **V. L. 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*, p. 279-283, **2017**.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] G.W. Bohannan, “Analog realization of a fractional control element-revisited”, Proc. Of the 41<sup>st</sup> IEEE Conference on Decision and Control, 2002.
- [2] G.W. Bohannan, “Analog fractional order controller in temperature and motor control applications”, Journal of Vibration and Control, vol. 14, no. 9, 2008.
- [3] J.A.T. Machado, I.S. Jesus, A. Galhano, J.B. Cunha, and J.K. Tar, *Electrical Skin Phenomena: A Fractional Calculus Analysis*, Springer, 2013, p. 305-322.
- [4] G. Catania and S. Sorrentino, *Analytical modeling and experimental identification of viscoelastic mechanical systems*, Springer, 2013, p. 403-416.
- [5] M.D. Paola, F.P. Pinnola, and M. Zingales, “Fractional differential equations and related exact mechanical models”, Computers and Mathematics with Applications, vol. 66, 2013.
- [6] A. Chauchois, D. Didier, A. Emmanuel, and D. Bruno, “Use of noninteger identification models for monitoring soil water content”, Measurement Science and Technology, vol. 14, 2003.
- [7] R.L. Magin, *Fractional calculus in bioengineering*, Begell House Inc., 2006
- [8] T.J Freeborn, “A survey of fractional-order circuit models for biology and biomedicine”, IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, vol. 3, no. 3, 2013.
- [9] J. Sabatier, O.P. Agrawal, and J.A.T. Machado, *Advances in Fractional Calculus-Theoretical Developments and Applications in Physics and Engineering*, Springer, 2007.
- [10] 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.
- [11] J. C. Prajapati and A. K. Shukla, “Decomposition of generalized Mittag-Leffler function and its properties”, Advances in Pure Mathematics, vol. 2, 2012.
- [12] K. Oldham and J. Spanier, *The Fractional Calculus: Theory and Application of Differentiation and Integration to Arbitrary Order*, Academic Press, NY, USA, 1974.
- [13] W. Mitkowski, J. Kacprzyk, *Advances in the theory and application of non-integer order systems*, Springer, 2013.
- [14] H.W. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, New York, D. Van Nostrand Company, Inc., 1945
- [15] I. Podlubny, “Fractional-order systems and  $PI^\lambda D^\mu$  controllers”, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 44, no. 1, 1999.
- [16] I. Petrás, “Stability of fractional-order systems with rational orders: A survey”, Fractional Calculus and Applied Analysis, vol. 12, no. 3, 2009
- [17] I. Podlubny, I. Petrás, B.M. Vinagre, P. O’Leary, and L. Dorcák, “Analogue realizations of fractional-order controllers”, Nonlinear Dynamics, vol. 29, 2002.
- [18] L. Brancík, J. Valsa, E. Gonzalez, J. Terpak, I. Petras, and L. Pivka, “Analogue realizations of fractional-order dynamical systems”, Entropy, vol. 15, no. 10, 2002.
- [19] I. Petrás, *Fractional-Order Nonlinear Systems: Modeling, Analysis and Simulation*, Springer Science & Business Media, 2011.
- [20] C. A. Monje, Y. Chen, B.M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu, *Fractional order Systems and Controls: Fundamentals and Applications*, Springer, 2010.
- [21] Y. Chen, Petrás, and D. Xue, “Fractional order control- a tutorial”, Proc. of the 2009 American Control

Conference, St. Louis, USA, 2009.

- [22] Y. Lou and Y. Chen, "Fractional-order [proportional derivative] controller for robust motion control: Tuning procedure and validation", Proc. of the American Control Conference (ACC), St. Louis, USA, 2009.
- [23] C. A. Monje, A. J. Calderon, B. M. Vinagre, V. Feliu, Y. Chen, "On fractional  $PI^\lambda$  controllers: some tuning rules for robustness to plant uncertainties", *Nonlinear Dynamics*, vol. 3, no. 2, 2008.
- [24] Y. Chen, D. Xue, and T. Bhaskaran, "Practical tuning rule development for fractional order proportional and integral controllers", *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, vol. 38, 2004.
- [25] I. Suárez, B. M. Vinagre, A. J. Calderón, C. A. Monje, and Y. Chen, "Using fractional calculus for lateral and longitudinal control of autonomous vehicles", A chapter in the Lecture Notes in Computer Science, Springer Verlag, vol. 2809, 2003.
- [26] Y. Luo, T. Zhang, B. Lee, C. Kang, and Y. Chen, "Disturbance observer design with Bode's ideal cut-off filter in hard-disc-drive servo system mechatronics", *Mechatronics*, vol. 23, no. 7, 2013.
- [27] Y. Luo, T. Zhang, B. Lee, C. Kang, and Y. Chen, "Fractional-order proportional derivative controller synthesis and implementation for hard-disk-drive servo system", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 1, 2014.
- [28] Y. Li and Y. Chen, "Stability analysis of fractional order universal adaptive stabilization", in *New Trends in Nanotechnology and Fractional Calculus Applications*, vol. 5, Springer, 2009.
- [29] Z. Jiao and Y. Chen, "Stability of fractional-order linear time-invariant systems with multiple noncommensurate orders", *Computer and Mathematics with Applications*, vol. 64, no. 10, 2012.
- [30] Y. Li, Y. Chen, and I. Podlubny, "Mittag-Leffler stability of fractional order nonlinear dynamic systems", *Automatica*, vol. 45, no. 8, 2008.
- [31] J. Liang, Y. Chen, B. M. Vinagre, and I. Podlubny, "Identification of a fractional linear diffusion-wave equation from noisy boundary measurements", in *Proc. of the 1<sup>st</sup> IFAC Symposium on Fractional Differentiation and its Applications*, Bordeaux, France, 2004.
- [32] C. Yin, S. Dadras, S. Zhong, and Y. Chen, "Control of a novel class of fractional-order chaotic systems via adaptive sliding mode control approach", *Applied Mathematical Modelling*, vol. 37, no. 4, 2013.
- [33] H. Malek, S. Dadras, and Y. Chen, "A fractional order maximum power point tracker: Stability analysis and experiments", in *Proc. of the 51<sup>st</sup> Annual Conference on Decision and Control (CDC)*, Maui, Hawaii, USA, 2012.
- [34] N. Maamri, J. C. Trigeassou, and D. Mehdi, "A frequency approach to the stability of fractional differential equations with time delays", in *Proc. of the European Control Conference*, Budapest, Hungary, 2009.
- [35] M. Tenoutit, N. Maamri, and J. C. Trigeassou, "An identification procedure for the tuning of a robust fractional controller" in *Proc. of the 6<sup>th</sup> Workshop on Fractional Differentiation and its Applications*, Grenoble, France, 2013.
- [36] R. Malti, X. Moreau, F. Khemani, and A. Oustaloup, "Stability and resonance conditions of elementary fractional transfer functions", *Automatica*, vol. 47, no. 11, 2011.
- [37] R. Malti, M. Aoun, J. Sabatier, and A. Oustaloup, "Tutorial on system identification using fractional differentiation models", in *Proc. of the 14<sup>th</sup> IFAC Symposium on System Identification*, Newcastle, Australia, 2006.
- [38] R. Malti, S. Victor, and A. Oustaloup, "Advances in system identification using fractional models", *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, vol. 3, no. 2, 2008.
- [39] A. Benchellal, T. Poinot, and J. C. Trigeassou, "Fractional modeling and identification of a thermal process" *Journal of Vibration and Control*, vol. 14, no. 9, 2008.

- [40] S. Victor, R. Malti, H. Garnier, and A. Oustaloup, "Parameter and differentiation order estimation in fractional models", *Automatica*, vol. 49, 2013.
- [41] A. Maachou, R. Malti, P. Melchior, J. L. Battaglia, A. Oustaloup, and B. Hay, "Nonlinear thermal system identification using fractional Volterra series", *Control Engineering Practice*, vol. 29, 2014.
- [42] D. Matignon, "Stability results for fractional differential equations with applications to control processing", in *Computational Engineering in Systems Applications*, Lille, France, 1996.
- [43] D. Matignon, "Stability properties for generalized fractional differential systems", *ESAIM: Proc.* vol. 5, 1998.
- [44] H. S. Ahn and Y. Chen, "Necessary and sufficient stability condition of fractional-order interval linear systems", *Automatica*, vol. 44, no. 11, 2008.
- [45] S. E. Hamamci, "An algorithm for stabilization of fractional-order time delay systems using fractional-order PID controllers", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 10, 2007.
- [46] A. Dzielinski and D. Sierociuk, "Stability of discrete fractional order state-space systems" *Journal of Vibration and Control*, vol. 14, no. 9, 2008.
- [47] C. Hwanga and Y. C. Cheng, "A numerical algorithm for stability testing of fractional delay systems", *Automatica*, vol. 42, no. 5, 2006.
- [48] M. Ikeda and S. Takahashi, "Generalization of Routh's algorithm and stability criterion for non-integer integral system", *Electronics and Communications in Japan*, vol. 60, no. 2, 1977.
- [49] M. Buslowicz, "Robust stability of positive discrete-time linear systems of fractional order", *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, vol. 58, no. 4, 2011.
- [50] M. Buslowicz, "Stability of continuous-time linear systems described by state equation with fractional commensurate orders of derivatives", *Przegląd Elektro-Techniczny*, vol. ISSN 0033-2097, 2012.
- [51] M. Buslowicz, "Frequency domain method for stability analysis of linear continuous-time state-space systems with double fractional orders", *Theory and Appl. of Non-integer Order Syst.*, vol. LNEE 257, 2013.
- [52] A. Ruszewski, "Stability conditions of fractional discrete-time scalar systems with pure delay", *Pomiary Automatyka Robotyka*, 2013.
- [53] Y. Q. Chen, H. S. Ahn, and I. Podlubny, "Robust stability check of fractional order linear time invariant systems with interval uncertainties", in *Proc. of the 2005 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, vol. 1, July 2005.
- [54] F. Merrikh-Bayat, "Stability of fractional-delay systems: A practical approach", *New Trends in Nano-technology and Fractional Calculus Applications*, 2010.
- [55] V. Vijay Kumar, V.S.R. Rao, M. Chidambaram, "Centralized PI controllers for interacting multivariable processes by synthesis method", *ISA Transactions*, vol. 51, pp. 400-409, 2012.
- [56] F. Garelli, R.J. Mantz, H. De Battista, "Limiting interactions in decentralized control of MIMO systems", *Journal of Process Control*, vol. 16, pp. 473-483, 2006.
- [57] W. Hu, W-J Cai, G. Xiao, "Decentralized Control System Design for MIMO Processes with Integrators/Differentiators", *Ind. Eng. Chem. Res.* vol. 49, pp. 12521-12528, 2010.
- [58] R. Ammathil, T. B. Narsaiah, A. S. Rao, "Design of decentralised Smith predictor for multivariable non-square processes with multiple time delays", *Int. J. Modeling, Identification and Control*, vol. 21, no. 2, 2014.
- [59] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, 2001.

- [60] Dan Chen, D.E. Seborg, "Relative Gain Array Analysis for Uncertain Process Model", *AIChE Journal*, vol. 48, no. 2, 2002.
- [61] McAvoy T.J., Y. Arkun, R. Chen, D. Robinson, P.D. Schnelle, "A New Approach to Defining a Dynamic Relative Gain", *Proc. IFAC DYCOPS-6 Symp*, 481, Korea, 2001.
- [62] T. N. L. Vu, Moonyong Lee, "Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes", *Journal of Process Control*, vol. 20, pp. 922-933, 2010.
- [63] T.N.L Vu, Moonyong Lee, "Analytical Design of Multi-Loop PI Controllers for Interactive Multivariable Processes", *Journal of Chem. Eng. Japan*, vol. 43, no. 2, pp. 196-208, 2010.
- [64] S.J. Qin, T. A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology", *Control Eng. Practice*, vol. 11, pp. 733-764, 2003.
- [65] M. G. Forbes, R.S. Patwardhan, H. Hamadah, R.B. Gopaluni, "Model Predictive Control in Industry: Challenges and Opportunities", *IFAC-PapersOnline*, vol. 48, no. 8, pp.531-538, 2015.
- [66] Harold L. Wade, "Inverted decoupling: a neglected technique", *ISA Transactions.*, vol. 36, no. 1, pp. 3-10, 1997.
- [67] E. Gagnon, A. Pomerleau, A. Desbiens, "Simplified, ideal or inverted decoupling?", *ISA Trans.* vol 37, pp. 265-276, 1998.
- [68] Q-G Wang, B. Huang, Xin Guo, "Auto-tuning of TITO decoupling controllers from step tests", *ISA Transactions*, vol. 39, pp. 407-418, 2000.
- [69] P. Chen, W. Zhang, "Improvement on an inverted decoupling technique for a class of stable linear multivariable processes", *ISA Transactions.*, vol. 46, pp.199-210, 2007.
- [70] Y. Shen, Wen-Jian Cai, S. Li, "Normalized decoupling control for high-dimensional MIMO processes for application in room temperature control HVAC systems", *Control Eng. Practice*, vol. 18, pp. 652-664, 2010.
- [71] C. Rajapandiyan, M. Chidambaram, "Controller Design for MIMO Processes Based on Simple Decoupled Equivalent Transfer Functions and Simplified Decoupler", *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 51, pp. 12398-12410, 2012.
- [72] Q. Jin, X. Du, Qi Wang, L. Liu, "Analytical Design 2 dof IMC Control Based on Inverted Decoupling for Non-Square Systems with Time Delay", *The Canadian Journal of Chem. Eng.*, vol. 94, pp. 1354-1367, 2016.
- [73] T. N. L. Vu, Moonyong Lee, "An Extended Method of Simplified Decoupling for Multivariable Processes with Multiple Time Delays", *Journal of Chem. Eng. Japan*, vol. 46, no. 4, pp. 279-293, 2013.
- [74] J. Garrido, F. Vázquez, F. Morrila, "Centralized Inverted Decoupling Control", *Ind. Eng. Chem. ACS Publications*.
- [75] J. Garrido, F. Vázquez, F. Morilla, "An extended approach of inverted decoupling", *Journal of Process Control*, vol. 21, pp. 55-68, 2011.
- [76] J. Garrido, F. Vázquez, F. Morilla, "Inverted decoupling internal model control for square stable multivariable time delay systems", *Journal of Process Control*, vol. 24, pp. 1710-1719, 2014.
- [77] Normey-Rico, Camacho, "Unified approach for robust dead-time compensator design, *Journal of Process Control*, vol. 19, pp. 38-47, 2009.
- [78] Torrico B. C., Correia W.B., Nogueira F.G., "Simplified dead-time compensator for multiple delay SISO systems, *ISA Transactions*, vol. 60, pp.254-261, 2016.
- [79] Sanz R., Garcia P. Albertos P., "A generalized Smith predictor for unstable time-delay SISO systems", *ISA Transactions*, vol. 72, pp. 197-204, 2018.
- [80] Lloyds R.G., Ali A., "Smith predictor based parallel cascade control strategy for unstable and integrating processes with large time delay", *Journal of Process Control*, vol. 52, pp. 57-65, 2017.

- [81] Seshagiri Rao A., Chidambaram M., “Smith delay compensator for multivariable no-square systems with multiple time delays”, *Computers and Chem. Eng.*, vol. 30, pp. 1243-1255, 2006.
- [82] Tito L.M. Santos, R. Flesch C.C., Normey-Rico J.E. “On the filtered Smith predictor for MIMO processes with multiple time delays”, *Journal of Process Control*, vol. 24, pp. 383-400, 2014.
- [83] Santos T.L.M., Torrico B.C., Normey-Rico J.E., “Simplified filtered Smith predictor for MIMO processes with multiple time delays”, *ISA Transactions*, vol. 64, pp. 339-349, 2016.
- [84] Rodríguez C., Normey-Rico J.E., Guzmán J.L., Berenguel M., “On the filtered Smith predictor with feedforward compensation”, *Journal of Process Control*, vol. 41, pp. 35-46, 2016.
- [85] Garrido J., Vázquez F., Morilla F., Normey-Rico J.E., “Smith predictor with inverted decoupling for square multivariable time delay systems”, *International Journal of System Science*, vol. 47, pp. 374-288, 2016.
- [86] Chen, Y. Q.; Tripti Bhaskaran; Xue, D. Y.; Practical Tuning Rule Development for Fractional Order Proportional and Integral Controllers. *J. Computational and Nonlinear Dynamics*, Jan 2008, 3(2).
- [87] Dazi Li; Lang Liu; Q. Jin; K. Hirasawa, “Maximum sensitivity based fractional IMC-PID controller design for non-integer order system with time delay”, *J. Process Control*, 31, pp. 17-29, 2015.
- [88] Amoura K, et al.; Closed-loop step response for tuning PID-fractional-order-filter controllers. *ISA Transactions*, 64 (2016), pp. 247-257, <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2016.04.017>
- [89] Muresan C. I., Dulf E. H., Both R., “A novel tuning algorithm for fractional order IMC controllers for time delay processes”, *Inter. Journal of Mechanical Eng. and Robotics Research*, 2015, vol. 4, no. 3
- [90] 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*, 61 (2016), pp. 147-154, <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2015.12.007>
- [91] 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), 7:914-925, <https://doi.org/10.1007/s40435-019-00541-w>
- [92] D. Li, X. He, T. Song, Q. Jin, “Fractional Order IMC Controller Design for Two-input-two-output Fractional Order System”, *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 17, pp. 1-12, 2019.
- [93] Y. Luo; Y.Q. Chen; C.Y. Wang; Y.G. Pi; Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems. *J. Process Control*, 20 (2010), pp. 823-831.
- [94] M. Beschi; F. Padula; A. Visioli; Fractional robust PID control of a solar furnace, *Control Engineering Practice*, 60 (2016), pp. 190-199, <http://dx.doi.org/10.1016/j.conengprac.2016.04.005>
- [95] De Keyser R, et al. A novel auto-tuning method for fractional order PI/PD controllers. *ISA Transactions*, 62 (2016), pp. 268-275, <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2016.01.021>
- [96] Fabrizio Padula; Antonio Visioli; Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers, *J. Process Control*, 21 (2011), pp. 69-81.
- [97] T.N.L. Vu; M. Lee; Analytical design of fractional-order proportional-integral controllers for time-delay processes. *ISA Transactions*, 52 (2013), pp. 583-591.
- [98] T.N.L. Vu; M. Lee; Smith predictor based fractional-order PI control for time-delay processes. *Korean J. Chem. Eng.* (2014), 31(8), pp. 1321-1329.
- [99] Hajiloo, A.; Nariman-zadeh, N.; Ali Moeini, Pareto optimal robust design of fractional-order PID controllers for systems with probabilistic uncertainties, *Mechatronics*, 2012, 22, 788-801.

- [100] Indranil Pan; Saptarshi Das, Chaotic multi-objective optimization-based design of fractional order  $PI^\lambda D^\mu$  controller in AVR system, *Electrical Power and Energy Systems*, 2012, 43, 393-407.
- [101] Moradi, M., A genetic-multivariable fractional order PID control to multi-input multi-output processes, *J. Process Control*, 2014, 24, 336-343.
- [102] Sánchez, H.S.; et al., Tuning rules for robust FOPID controllers based on multi-objective optimization with FOPDT models, *ISA Transactions*, 2016, <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2016.09.021>.
- [103] Prasanta Roy, Binoy Krishna Roy, “Fractional order PI control applied to level control in coupled two tank MIMO system with experimental validation”, *Control Engineering Practice*, vol. 48, pp. 119-135, 2016.
- [104] J. C. Prajapati and A. K. Shukla, “Decomposition of generalized Mittag-Leffler function and its properties”, *Advances in Pure Mathematics*, vol. 2, 2012.
- [105] K. Oldham and J. Spanier, *The Fractional Calculus: Theory and Application of Differentiation and Integration to Arbitrary Order*, Academic Press, NY, USA, 1974.
- [106] F. Mainardi and P. Pironi, “The fractional Langevin equation: Brownian motion revisited”, *Extracta Mathematicae*, vol. 11, no. 1, pp. 140–154, 1996.
- [107] B. V. der Pol and J. V. der Mark, “Frequency demultiplication”, *Nature*, vol. 120, pp. 363–364, 1927.
- [108] R. S. Barbosa, J. A. T. Machado, I. M. Ferreira, and J. K. Tar, “Dynamics of the fractional-order Van der Pol oscillator”, in *Proc. of the IEEE International Conference on Computational Cybernetics (ICCC'04)*, Vienna, Austria, 2004.
- [109] R. S. Barbosa, B. M. Vinagre, and A. J. Calderon, “Analysis of the Van der Pol oscillator containing derivatives of fractional order”, *Journal of Vibration and Control*, vol. 13, no. 9 – 10, pp. 1291 – 1301, 2007.
- [110] J. Hristov, “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*, vol. 4, no. 5, pp. 489 – 497, 2012.
- [111] Pritesh Shah, Sudhir Agashe, “Review of fractional PID controller”, *Mechatronics*, vol. 38 (2016), pp. 29 – 41.
- [112] Das S., Saha S., Gupta A., “On the selection of tuning methodology of FOPID controllers for the control of higher order processes”, *ISA Transaction*, 2011, vol. 50, no. 3, pp. 376 – 388.
- [113] 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.
- [114] Feliu-Batlle 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, vol. 69, no. 2, pp. 185 – 197.
- [115] 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, vol. 50, no. 4, pp. 557 – 572.
- [116] Cheng Y-C, Hwang C., “Stabilization of unstable first-order time delay systems using fractional-order PD controllers, *Journal of Chin. Inst. Eng.* 2006, vol. 29, no. 2, pp. 241 – 249.
- [117] I. Petráš, “Stability of fractional-order systems with rational orders: A survey”, *Fractional Calculus and Applied Analysis*, vol. 12, no. 3, 2009
- [118] Tavazoei M. S., Haeri M., “A note on the stability of fractional order systems”, *Math. Comput. Simul.* 2009, vol. 79, no. 5, pp. 1566 – 1576.
- [119] 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, vol. 58, no. 5, pp. 2431 – 2441.
- [120] Manabe S., “Early development of fractional order control”, *American society of mechanical engineers*, 2003 pp. 609 – 619.
- [121] Lennart Ljung, *System Identification: Theory for the User*, 2<sup>th</sup> Edition, Prentice Hall, 1999.
- [122] Paul M.J. Van den Hof, X. Bombois, *System Identification for Control*, Lecture Notes DISC Course, March 2004.
- [123] Y. Zhu, *Multivariable System Identification for Process Control*, Elsevier Science & Technology Books, 2001.
- [124] Tao Liu, Furong Gao, *Industrial Process Identification and Control Design*, Springer-Verlag London Limited, 2012.
- [125] Yucai Zhu, “System Identification for Process Control: Recent Experimence and Outlook”, *14<sup>th</sup> IFAC Symposium on System Identification*, Newcastle, Australia, 2006.
- [126] Tao Liu, Q-G Wang, H-P Huang, “A tutorial review on process identification from step or relay feedback test”, *Journal of Process Control*, vol. 23, pp. 1597-1623, 2013.
- [127] Juan I. Yuz and Graham C. Goodwin, “Robust Identification of Contiuous-time Systems from Sampled Data” in: Garnier H., Wang L. (eds) *Identification of Continuous-time Models from Sampled Data. Advances in Industrial Control*. Springer, London, 2008.
- [128] H. Mei, S. Li, W-J Cai, Q. Xiong, “Decentralized closed-loop parameter identification for multivariable processes from step responses”, *Math. and Computers in Simulation*, vol. 68, pp. 171-192, 2005.
- [129] A. S. Bazanella, M. Gevers, L. Miskovic, “Closed-Loop Identification of MIMO Systems: A New Look at Identifiability and Experiment Design”, *European Journal of Control*, vol. 3, pp. 228-239, 2010.
- [130] F. Nur Deniz, Nusret Tan, “A Model Identification Method for Tuning of PID Controller in a Smith Predictor Structure”, *IFAC-PapersOnline*, vol. 49, no. 10, pp. 013-018, 2016.
- [131] Mark L. Darby, M. Nikolaou, “Identification test design for multivariable model-based control: an industrial perspective”, *Control Eng. Practice*, vol. 22, pp. 165-180, 2014.
- [132] Q. Jin, Z. Wang, J. Wang, “Least squares based iterative identification for multivariable integrating and unstable processes in closed loop”, *Applied Math. and Comp.* vol. 242, pp.10-19, 2014.
- [133] P. Stoica, M. Jansson, “MIMO System Identification: State-Space and Subspace Approximations versus Transfer Function and Instrumental Variables”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, no. 11, 2000.
- [134] Kevin Burn, L. Maerte, C. Cox, “A Matlab toolbox for teaching modern system identification methods for industrial process control”, *Int. Journal of Mechanical Eng. Education*, vol. 38, no. 4, 2015.
- [135] A. Khadhraoui, K. Jelassi, J-C. Trigeassou, P. Melchior, “Identification of Fractional Model by Least-Squares Method and Instrumental Variable”, *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, vol. 10, 2015.
- [136] R. Malti, S. Victor, A. Oustaloup, and H. Garnier, “An optimal instrumental variable method for continuous-time fractional model identification”, in *Proceeding of the 17<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Seoul, South Korea, 2008.
- [137] A. Narang, “Identification and control of fractional and integer order systems”, Ph.D. dissertation, Univeristy of Alberta, Canada, 2012.
- [138] J. Lin, T. Poinot, S. T. Li, and J. C. Trigeassou, “Identification of non-integer order systems in frequency domain”, *J. Control Theory Appl.*, vol. 25, 2008.
- [139] R. Caponetto, G. Dongola, L. Fortuna, and I. Petras, *Fractional Order Systems: Modelling and Control Applications*, World Scientific, 2010.
- [140] S. Das, *Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls*, Berlin, Heidelberg: Springer-

Verlag, 2008.

- [141] Kennedy J., Eberhart R., “Particle Swarm Optimization”, Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, pp. 1942-1948, 1995.
- [142] Guedria N.B., “Improved accelerated PSO algorithm for mechanical engineering optimization problems”, Applied Soft Computing, vol. 40, pp. 455-467, 2016.
- [143] Wang D., Tan D., Liu L., “Particle swarm optimization algorithm: an overview”, Soft Computing, vol. 22, pp. 387-408, 2018.
- [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] Sreya Ghosh; Somnath Pan, Centralized PI controller design method for MIMO processes based on frequency response approximation, *ISA Transactions*, 2020, <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.10.041>.
- [146] Khandelwal, S.; Detroja, K.P., The optimal detuning approach based centralized control design for MIMO processes, *J. of Process Control*, 2020, 96, 23-36.
- [147] Skogestad S, Postlethwaite I. Multivariable feedback control analysis and design. 1<sup>st</sup> edition. John Wiley & Sons; 1996.
- [148] D. E. Seborg, T.F. Edgar, D.A. Mellichamp, *Process Dynamics and Control*, 2nd edition, John Wiley & Sons, New Jersey, 2004.