

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 06 năm 2024

LÝ LỊCH CÁ NHÂN

I. THÔNG TIN CÁ NHÂN

Họ và tên: VÕ LÂM CHƯƠNG

Phái: Nam

Ngày/tháng/năm sinh: 19/11/1979

Nơi sinh: Khánh Hòa

II. QUÁ TRÌNH ĐÀO TẠO

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

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

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

III. QUÁ TRÌNH CÔNG TÁC

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

Tp.HCM, ngày tháng năm 2024

Võ Lâm Chương

LỜI CAM ĐOAN

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

Tp.HCM, ngày tháng năm 2024

Tác giả luận án

Võ Lâm Chương

LỜI CẢM 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.

Trân trọng
Võ Lâm Chương

MỤC LỤC

Lý lịch cá nhân	i
Lời cam đoan	i
Lời cảm tạ	ii
Ký hiệu và chữ viết tắt	v
Danh sách hình ảnh	viii
Danh sách bảng	x
Tóm tắt	xi
Abstract	xii
PHẦN MỞ ĐẦU	1
1. Đặt vấn đề	1
2. Mục tiêu và nhiệm vụ nghiên cứu	1
3. Đối tượng và 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
Chương 1. TỔNG QUAN	3
1.1 Giới thiệu hướng nghiên cứu	3
1.2 Tổng quan tình hình nghiên cứu	3
Chương 2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT	3
2.1 Tính toán phân số trong điều khiển	3
2.2 Bộ điều khiển PID bậc phân số	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 hóa (simplified decoupling)	5
2.4 Bộ dự báo Smith đa biến	5
2.5 Phương pháp nhận dạng hệ đa biến	5
2.5.1 Nhận dạng hệ tuyến tính đơn biến bằng phương pháp LS	5
2.5.2 Phương pháp phân tách hệ tuyến tính đa biến	6
Chương 3. ĐÁNH GIÁ HỆ THỐNG VÀ ỔN ĐỊNH BỀN VỮNG	6
3.1 Các tiêu chí chất lượng đánh giá hệ thống điều khiển	6
3.1.1. Chỉ số IAE (Integral Absolute Error)	6
3.1.2 Chỉ số ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error)	6
3.1.3 Chỉ số TV (Total Variation)	7
3.1.4 Hàm độ nhạy cực đại	7
3.2 Phân tích ổn định bền vững cho hệ đa biến	7
3.2.1 Cấu trúc phân tích ổn định bền vững	7

3.2.2 Điều kiện ổn định bền vững sử dụng SSV	7
Chương 4. CÁC PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐỀ XUẤT	7
4.1 Kết hợp phân ly đơn giản hóa với bộ dự báo Smith	7
4.2 Thuật toán tối ưu hóa bày đàn (PSO) để rút gọn mô hình	8
4.2.1 Giới thiệu thuật toán tối ưu hóa bày đàn	8
4.2.2 Đề xuất sử dụng thuật toán PSO để rút gọn mô hình	8
4.3 Các đề xuất thiết kế bộ điều khiển PI/PID bậc phân số (FOPI/FOPID)	9
4.3.1 Đề xuất phương pháp thiết kế dựa trên cấu trúc mô hình nội (IMC)	9
4.3.1.1 Quy luật hiệu chỉnh cho các quá trình đa biến điển hình	9
4.3.1.2 Phân tích ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất	9
4.3.2 Thiết kế bộ điều khiển PI/PID bậc tổng quát cho hệ đa biến bậc cao sử dụng giải thuật tối ưu hóa đa mục tiêu	10
4.3.2.1 Giải thuật tối ưu hóa bày đa mục tiêu (MOPSO)	10
4.3.2.2 Sử dụng giải thuật MOPSO thiết kế bộ điều khiển PI bậc tổng quát	10
4.3.2.3 Phân tích ổn định bền vững của hệ thống thiết kế	11
Chương 5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM	11
5.1 Các bài toán mô phỏng cho các giải pháp đề xuất	11
5.1.1 Phương pháp đề xuất áp dụng cho hệ TITO	11
5.1.1.1 Mô hình tháp Vinante và Luyben (VL)	11
5.1.1.2 Bộ tách dầu nặng (Heavy oil fractionator)	13
5.1.2 Phương pháp đề xuất cho hệ đa biến bậc cao	14
5.1.2.1 Tháp chưng cất Ogunnaike và Ray (OR)	14
5.1.2.2 Hệ thống điều khiển nhiệt độ HVAC	16
5.2 Thực nghiệm điều khiển phân số cho hệ đa biến	17
5.2.1 Giới thiệu mô hình thực nghiệm	18
5.2.2 Nhận dạng hệ thống sử dụng phương pháp LS	18
5.2.3 Thiết kế bộ điều khiển	20
Chương 6. KẾT LUẬN	23
6.1. Các kết quả đạt được	23
6.2. Hạn chế và hướng phát triển	24
Các công trình đã công bố	24
TÀI LIỆU THAM KHẢO	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: $y, \alpha, L, F...$
Chữ thường in đậm	đại lượng vec-tơ; VD: g, d, c,...
CHỮ HOA IN ĐẬM	ma trận; VD: A, B, C, G

- **Ký hiệu**

$D^{-1}f(t)$	Nguyên hàm của hàm số $f(t)$
${}_0D_t^{-\alpha}f(t)$	Nguyên hàm bậc phân số, bậc α , của hàm số $f(t)$
${}_0D_t^{\alpha}f(t)$	Đạo hàm bậc phân số, bậc α , của hàm số $f(t)$
$\Gamma(x)$	Hàm số Gamma
$E_{\alpha}(x), E_{\alpha,\beta}(x)$	Hàm số Mittag-Leffler (M-L)
$L[.]$	Toán tử biến đổi Laplace
$F[.]$	Toán tử biến đổi Fourier
$\mathbf{G}_c(s)$	Ma trận hàm truyền bộ điều khiển vòng kín
$\mathbf{G}(s)$	Ma trận hàm truyền của quá trình đa biến
$\hat{\mathbf{G}}(s)$	Mô hình ma trận hàm truyền của hệ thống
$\hat{\mathbf{G}}_0(s)$	Mô hình ma trận hàm truyền bỏ đi thời gian trễ của hệ thống
$\mathbf{D}(s)$	Ma trận phân ly
$\mathbf{Q}(s)$	Ma trận hàm truyền của quá trình sau khi phân ly
$\mathbf{Q}_0(s)$	Là ma trận Q sau khi loại bỏ các khâu trễ
$\bar{\mathbf{G}}(s)$	Là hàm truyền xấp xỉ của $\mathbf{G}(s)$
q_{ii}	Các thành phần đường chéo của ma trận Q
\bar{q}_{ii}	Là xấp xỉ của q_{ii}
q_o	Là các hàm truyền q_{ii} sau khi loại bỏ khâu trễ
d_{ij}	Là các thành phần của ma trận phân ly D ($i \neq j$)
g_{ii}	Các thành phần đường chéo của ma trận G
θ	Thời gian trễ của hệ thống
$\mu(\mathbf{M})$	Hàm tổng hợp μ (μ -synthesis) mô tả giá trị suy biến có cấu trúc của ma trận M
K_c	Hệ số tỉ lệ của bộ điều khiển PI/PID
τ_I	Thời gian tích phân của bộ điều khiển PI/PID
K_I	Hệ số tích phân của bộ điều khiển PI/PID
τ_D	Thời gian đạo hàm của bộ điều khiển PID
K_D	Hệ số đạo hàm của bộ điều khiển PID
λ	Bậc phân số của khâu tích phân
μ	Bậc phân số của khâu đạo hàm
τ_F	Thời hằng của bộ lọc bậc một

- **Từ viết tắt**

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

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

DANH SÁCH HÌNH ẢNH

Hình 2.1 Biểu đồ Bode của xấp xỉ Oustaloup	4
Hình 2.2 Hệ thống điều khiển phân ly	5
Hình 2.3 Cấu trúc điều khiển dự báo Smith đa biến	5
Hình 2.4 Sơ đồ khối hệ tuyến tính rời rạc	6
Hình 3.1 Vòng điều khiển hồi tiếp cơ bản	6
Hình 3.2 Mô tả hình học của hàm độ nhạy	7
Hình 3.3 Phân tích ổn định bền vững với sai số nhân đầu ra	7
Hình 3.4 Cấu trúc M- Δ để phân tích ổn định bền vững	7
Hình 4.1 Cấu trúc điều khiển phân ly kết hợp với dự báo Smith đa biến	8
Hình 4.2 Cấu trúc tổng quát của giải thuật xấp xỉ	9
Hình 4.3 Lưu đồ giải thuật của giải thuật tối ưu hóa bày đàn dùng để rút gọn mô hình	9
Hình 4.4 Cấu trúc M- Δ của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất	10
Hình 4.5 Lưu đồ giải thuật của thuật toán MOPSO	10
Hình 4.6 Cấu trúc hệ thống điều khiển vòng kín	11
Hình 4.7 Lưu đồ của phương pháp chỉnh định đề xuất	11
Hình 4.8 Cấu trúc M- Δ đánh giá ổn định bền vững của hệ thống điều khiển	11
Hình 5.1 Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của q_{11} (tháp VL)	12
Hình 5.2 Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của q_{22} (tháp VL)	12
Hình 5.3a Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 1 (tháp VL)	13
Hình 5.3b Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 2 (tháp VL)	13
Hình 5.4 Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của tháp VL	13
Hình 5.5 Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của q_{11} (heavy oil)	14
Hình 5.6 Đáp ứng bậc thang của hàm gốc và hàm xấp xỉ của q_{22} (heavy oil)	14
Hình 5.7a Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 1 (heavy oil)	14
Hình 5.7b Đáp ứng vòng kín của hàm bậc thang đơn vị của vòng 2 (heavy oil)	14
Hình 5.8 Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững	14
Hình 5.9 a, b, và c Các đường tối ưu Pareto theo hai hàm mục tiêu J_r và J_d	15
Hình 5.10 a, b, và c. Đáp ứng nấc khi giá trị đặt thay đổi của các vòng điều khiển tháp OR	16
Hình 5.11. Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững (tháp OR)	16
Hình 5.12 a, b, c, và d. Đáp ứng vòng kín khi giá trị đặt thay đổi của các vòng điều khiển 1, 2, 3, và 4.17	17
Hình 5.13. Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ HVAC	18
Hình 5.14. Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết	18
Hình 5.15 (a) Mô hình thật của hệ bồn nước sau khi thi công	18
(b) Sơ đồ bộ điều khiển	18
Hình 5.16 Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 1	19
Hình 5.17 Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 2	19

Hình 5.18 Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 1	20
Hình 5.19 Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 2	20
Hình 5.20 Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{11}(s)$ và hàm xấp xỉ	20
Hình 5.21 Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{12}(s)$ và hàm xấp xỉ	20
Hình 5.22 Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{21}(s)$ và hàm xấp xỉ	20
Hình 5.23 Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $G_{22}(s)$ và hàm xấp xỉ	20
Hình 5.24 Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $q_{11}(s)$ và xấp xỉ bậc phân số	21
Hình 5.25 Đáp ứng bậc thang của hàm truyền $q_{22}(s)$ và xấp xỉ bậc phân số	21
Hình 5.26 Đáp ứng bậc thang của ngõ ra thứ 1	21
Hình 5.27 Đáp ứng bậc thang của ngõ ra thứ 2	21
Hình 5.28 Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ bồn nước	22
Hình 5.29 Sơ đồ Simulink chạy chế độ thời gian thực điều khiển hệ bồn liên kết	22
Hình 5.30 Đáp ứng mức chất lỏng trong cả hai bồn	22

DANH SÁCH BẢNG

Bảng 4.1 Quy luật tính thông số bộ điều khiển cho các trường hợp khác nhau	9
Bảng 5.1 Các chỉ số chất lượng của tháp VL bởi các phương pháp khác nhau	13
Bảng 5.2 Các chỉ số chất lượng của bộ tách dầu nặng bởi các phương pháp khác nhau	14
Bảng 5.3 Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho tháp OR	15
Bảng 5.4 Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho hệ HVAC	17
Bảng 5.5 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:

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

- Kỹ thuật phân ly đơn giản hóa của các nghiên cứu trước được sử dụng trong luận án. Tuy nhiên, việc tính toán và rút gọn các hàm truyền thành phần vẫn là vấn đề cần giải quyết, đặc biệt khi bậc của hệ đa biến tăng cao. Do đó, tác giả đề xuất sử dụng giải thuật tối ưu hóa bầy đàn (PSO) trong việc rút gọn và đơn giản hóa các hàm truyền thành phần của ma trận phân ly cũng như ma trận sau khi phân ly. Sử dụng thuật toán tiến hóa sẽ đơn giản hóa việc tính toán và tăng độ chính xác khi bậc của hệ đa biến tăng cao.

- Nghiên cứu tính toán phân số (fractional calculus) và ứng dụng trong lĩnh vực điều khiển, đặc biệt là bộ điều khiển PID bậc phân số. Đề xuất bộ điều khiển phân số và các phương pháp hiệu chỉnh thông số cho các bộ điều khiển đa biến. Cụ thể, tác giả đề xuất 2 phương pháp hiệu chỉnh: cho hệ bậc thấp (2×2) sử dụng cấu trúc mô hình nội và cho hệ bậc cao (3×3 , và 4×4) 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 và 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.

- 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- Δ** và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty) để phân tích, đánh giá ổn định bền vững cho các bộ điều khiển đề xuất. Kết quả mô phỏng đều minh chứng được sự ổn định bền vững khi so sánh với các nghiên cứu khác.

- Bên cạnh đó, khả năng ứng dụng thực tế của bộ điều khiển đề xuất cũng như điều khiển bậc phân số cũng được làm rõ bằng thực nghiệm sử dụng hệ bốn bồn nước liên kết (quadruple tank). Phương pháp bình phương tối thiểu trong nhận dạng hệ đơn biến được mở rộng sang nhận dạng hệ đa biến và ứng dụng để nhận dạng và mô hình hóa hệ 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 researchers from many different fields. In the control field, fractional orders of integral and derivative terms are applied in the classical PID controller and extended to a general PID controller with the order of the derivative and integral terms being real numbers. Many studies have proposed this fractional-order controller, mainly for single-input, single-output systems. Meanwhile, industrial processes are mostly complicated multivariable systems because of the mutual effects of the process variables. As a result of that, controlling these systems is a challenge because it is difficult to manipulate each control loop independently. Various control structures and methods have been proposed, but this is still an open problem that needs to be researched intensively. In this thesis, the author proposes different solutions to solve the problem of multivariable systems using fractional-order controllers. The contributions of the thesis are summarized as follows:

- Propose a new control structure for multivariable processes that combines the simplified decoupling technique and the Smith predictor to deal with the delay time in real systems. Although the controller structure is relatively complicated, the system performance is superior to other methods.

- The simplified decoupling technique of previous researches is adopted in this thesis. However, the burden of calculation when deriving each transfer function is still a problem that needs to be solved, especially in the case of a higher order of multivariable processes. Therefore, the author proposed to use particle swarm optimization (PSO) in reducing and simplifying the transfer functions of decoupling and decoupled matrices. Using the heuristic method will simplify calculations as well as increase accuracy in the case of higher-order multivariable processes.

- Research fractional calculus and its application in process control, especially the fractional-order PID controller (FOPID). Propose fractional-order controllers and their tuning rules for multivariable controllers. In general, the author proposes two methods: for a 2×2 process using internal model control and for 3×3 and 4×4 processes using multiple objective particle swarm optimization (MOPSO) with an objective function that meets the criteria of system performance and robustness simultaneously. The proposed methods are justified through simulation studies and also compared with other well-known methods using benchmark models in process control.

- Robust stability is an important criterion to prove whether the designed system can be applied in practice. In the thesis, the author uses the **M- Δ** structure and multiplicative output uncertainty to analyze and evaluate the robustness of the proposed controllers. The simulation results prove the robust stability of the proposed methods in comparison with other methods.

- In addition, the applicability of the proposed controller and fractional-order controllers are clarified by experiment using the quadruple tank. 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 controllers are adopted to control the system using the Real-Time Window Target of Matlab. The experimental results show that fractional-order controllers can be deployed in practical applications

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 các phương pháp này 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 đơn giản hóa
- Đề xuất cấu trúc điều khiển mới cho hệ đa biến nhằm cải thiện đáp ứng của hệ không những khi giá trị đặt thay đổi mà còn khi bị ảnh hưởng bởi nhiễu quá trình. Bên cạnh đó còn có khả năng loại bỏ ảnh hưởng của đặc tính trễ trong quá trình thiết kế. Đánh giá ổn định bền vững của cấu trúc điều khiển đề xuất.
- Nghiên cứu bộ điều khiển PID 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.
- Xây dựng mô hình thực nghiệm để kiểm chứng phương pháp đề xuất. Đề xuất phương pháp nhận dạng hệ đa biến để có mô hình toán phục vụ việc thiết kế các bộ điều khiển. Kiểm chứng kết quả trên mô hình thực nghiệm.

3. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu

- Trong luận án này, tác giả cũng giới hạn chỉ nghiên cứu hệ đa biến tuyến tính bậc vuông 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 2×2 , 3×3 , và 4×4 , là các hệ phổ biến trong lĩnh vực điều khiển quá trình. Trong phần thực nghiệm, do điều kiện về thiết bị, nên tác giả cũng chỉ kiểm chứng cho hệ 2×2 .

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 mô phỏng và so sánh với các phương pháp nổi bật khác từ các công trình trên các tạp chí 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:

▪ Ý nghĩa khoa học:

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

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

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

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

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

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

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

▪ Ý nghĩa thực tiễn :

- Các phương pháp thiết kế đề xuất trong luận án đều thuộc nhóm phương pháp thiết kế dựa vào mô hình (model-based methods), nên việc cần tìm mô hình toán của đối tượng là thiết yếu. Tuy nhiên, luôn có sự sai lệch giữa mô hình tìm được và mô hình thật của đối tượng dẫn đến phương pháp thiết kế khó ứng dụng được trong thực tế. Do đó, sự ổn định bền vững là một tiêu chí quan trọng minh chứng cho khả năng ứng dụng của hệ thống điều khiển. Trong luận án, tác giả sử dụng cấu trúc $M-\Delta$ và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty) để phân tích và đánh giá ổn định bền vững cho các phương pháp điều khiển đề xuất. Kết quả mô phỏng đã chứng tỏ sự ổn định bền vững của các phương pháp đề xuất.

- 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 và mô hình hóa mô hình bốn bồn nước liên kết (quadruple tank).

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

6. Cấu trúc của luận án: Luận án được trình bày trong 6 chương, bao gồm 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 [1–47]. Từ các tài liệu [48–100] 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 nghiên cứu, cấu trúc bộ điều khiển phân ly kết hợp với bộ dự báo Smith đa biến chưa được nghiên cứu. Do đó, trong luận án này, tác giả đề xuất sử dụng cấu trúc này để điều khiển hệ đa biến. Bên cạnh đó, 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 2×2 . Các công trình điển hình liên quan là các bài báo [85, 98, 100]. Công trình [85] sử dụng phân ly nghịch kết hợp với bộ điều khiển FOPID được thiết kế theo cấu trúc IMC trong 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 [100] 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 khi kết hợp điều khiển hồi tiếp (feedback) và feedforward. Bài báo [98] sử dụng điều khiển tập trung kết hợp với kỹ thuật phân ly đơn giản hóa cho hệ 2×2 . Về bộ điều khiển, nhóm tác giả sử dụng phương pháp giải thuật tìm kiếm, cụ thể là giải thuật bầy dơi động (dynamic bat algorithm) để thiết kế bộ điều khiển FOPID. Thật ra các kỹ thuật tiến hóa này chỉ nên sử dụng cho hệ mà các phương pháp thông thường chưa giải quyết triệt để (như hệ đa biến bậc cao). 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 bộ điều khiển bậc phân số** (F-SDSP).

Quy luật hiệu chỉnh thông số của bộ điều khiển đề xuất sử dụng cả cấu trúc mô hình nội (IMC) cho hệ đa biến bậc thấp (2×2) và sử dụng giải thuật tìm kiếm cho hệ bậc cao hơn (3×3 và 4×4), 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 **M- Λ** 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 trong điều khiển

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

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

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

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

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

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

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

❖ Biến đổi Laplace và Fourier

Biến đổi Laplace và Fourier là những công cụ cơ bản và quan trọng của kỹ thuật điều khiển. Chi tiết của các phép biến đổi này có thể tham khảo tài liệu [10]

❖ 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 α_i và β_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).

❖ Hàm truyền bậc phân số

Từ (2.4) 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 Oustaloup được mô tả bởi phương trình sau:

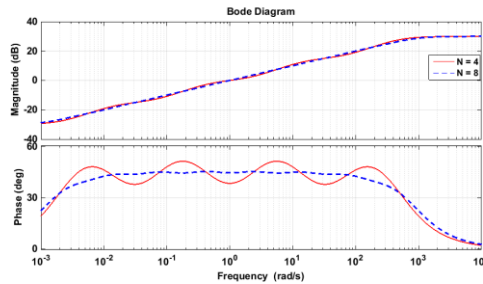
$$s^\alpha \cong s_{[\omega_l, \omega_h]}^\alpha \approx K \sum_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (2.6)$$

Trong đó, α 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 ω_l, ω_h được chọn lần lượt là $0.001\omega_c$ và $1000\omega_c$. Các thông số độ lợi, ze-rô và cực được tính bởi các công thức sau:

$$K = \omega_h^\alpha$$

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

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



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. Số nghiệm cực/ze-rô được chọn trong hai trường hợp $N = 4$ và $N = 8$. Để tăng tốc độ tính toán, trong luận án này tác giả chọn $N = 5$.

2.2 Bộ điều khiển PID bậc phân số

Bộ điều khiển PID phân số, ký hiệu $PI^\lambda D^\mu$, được đề xuất bởi Podlubny [15]. Hàm truyền tổng quát có dạng như sau:

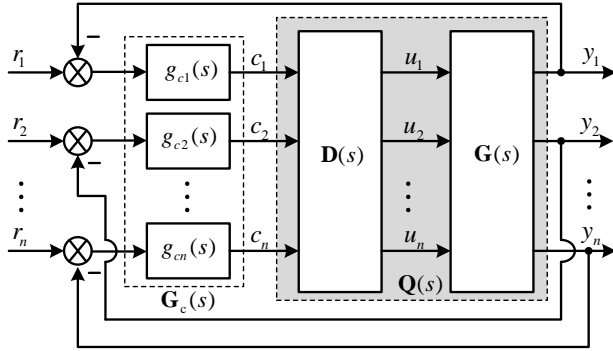
$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s^\lambda} + K_D s^\mu \quad (\lambda, \mu \geq 0) \quad (2.7)$$

Trong đó: K_p, K_I, K_D lần lượt là ba thông số của các khâu tỉ lệ, tích phân, và đạo hàm; λ, μ 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, \mathbf{G}_c là bộ điều khiển vòng kín, \mathbf{D} là bộ phân ly. \mathbf{G} và \mathbf{Q} lần lượt là quá trình đa biến và quá trình đa biến đã được phân ly:



Hình 2.2 Hệ thống điều khiển phân ly

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

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

Về lý thuyết có ba kỹ thuật phân ly nhưng trong luận án này chỉ sử dụng phân ly đơn giản hóa (tác giả đã phân tích trong luận án). Khi đó, các thành phần đường chéo của ma trận phân ly bằng đơn vị, $d_{ii} = 1, i = 1 \div n$

2.3.2 Phương pháp phân ly đơn giản (simplified decoupling)

Một cách tổng quát, thành phần (i, j) của ma trận phân ly $\mathbf{D}(s)$ có thể được xác định như sau:

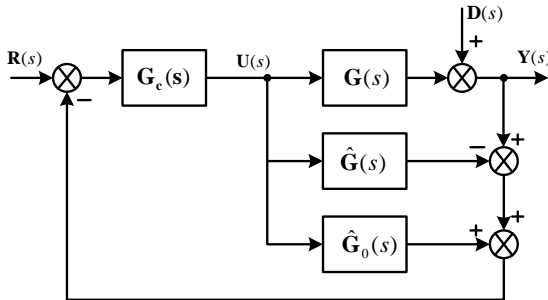
$$d_{ji} = d_{ii} \frac{c_{ij}}{c_{ii}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n; \quad i \neq j \quad (2.9)$$

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

$$q_{ii} = d_{ii} \frac{g_{ii}}{\Lambda_{ii}} \quad (2.10)$$

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

2.4 Bộ dự báo Smith đa biến



Hình 2.3. Cấu trúc điều khiển 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:

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

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

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

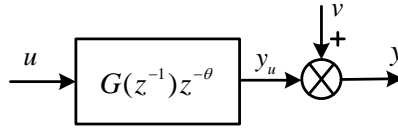
2.5 Phương pháp nhận dạng hệ đa biến

Tổng quan các nghiên cứu về nhận dạng hệ thống được trình bày trong luận án, từ các tài liệu [116 – 138]. 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.

2.5.1. 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; θ là thời gian trễ. Phương trình sai phân tuyến tính của hệ rời rạc, tuyến tính và bất biến có dạng sau:

$$y(t_k) + a_1 y(t_{k-1}) + \dots + a_{n_a} y(t_{k-n_a}) = b_1 u(t_{k-1}) + \dots + b_{n_b} u(t_{k-n_b}) + v(t_k) \quad (2.13)$$



Hình 3.1. Sơ đồ khối hệ tuyến tính rời rạc

Phương trình (2.13) có thể được biểu diễn dưới dạng vec-tơ theo sự tuyến tính của các tham số của mô hình:

$$y(t_k) = \boldsymbol{\varphi}^T(t_k)\boldsymbol{\theta} + v(t_k) \quad (2.14)$$

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**

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

Sử dụng phương pháp bình phương tối thiểu (Least-squares) nổi tiếng, ta có nghiệm của (2.14) như sau:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS} = \left[\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t_k)\boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \right]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \boldsymbol{\varphi}(t_k)y(t_k) \quad (2.15)$$

2.5.2 Phương pháp phân tách hệ tuyến tính đa biến

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

$$y(t) + \mathbf{A}_1 y(t-1) + \dots + \mathbf{A}_k y(t-k) = \mathbf{B}_0 u(t) + \mathbf{B}_1 u(t-1) + \dots + \mathbf{B}_n u(t-k) \quad (2.16)$$

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

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:

$$\mathbf{A}(q) = \begin{bmatrix} A_{11}(q) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_{22}(q) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & A_{mm}(q) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}(q) = \begin{bmatrix} B_{11}(q) & B_{12}(q) & \dots & B_{1m}(q) \\ B_{21}(q) & B_{22}(q) & \dots & B_{2m}(q) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{n1}(q) & B_{n2}(q) & \dots & B_{nm}(q) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

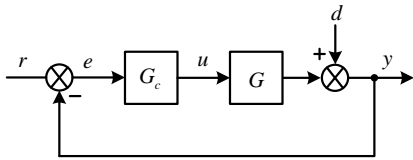
Trong đó $A_{11}(q), \dots, A_{mm}(q)$ là các đa thức với hệ số bậc cao nhất bằng 1, và bậc của các đa thức $B_{i1}(q), \dots, B_{im}(q)$ nhỏ hơn hoặc bằng bậc của $A_{ii}(q)$.

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 hệ thống đa biến bậc cao sẽ được giảm thiểu.

Chương 3. ĐÁNH GIÁ HỆ THỐNG VÀ ỔN ĐỊNH BỀN VỮNG

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

Xét vòng điều khiển hồi tiếp cơ bản như hình 3.1. Để đánh giá chất lượng của phương pháp đề xuất, trong luận án này, các chỉ tiêu chất lượng sau sẽ được xem xét.



Hình 3.1. Vòng điều khiển hồi tiếp cơ bản

3.1.1. Chỉ số IAE (Integral Absolute Error)

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

Trong đó, T là thời gian xác định và được chọn bằng thời gian mô phỏng của hệ thống. Từ chỉ số IAE, ta có các chỉ số chất lượng cũng được sử dụng trong luận án:

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

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

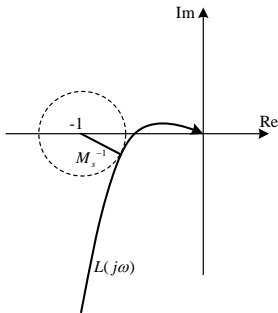
$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \approx \sum_{k=1}^N t_k |e_k| \quad (3.2)$$

3.1.3. Chỉ số TV (Total Variation)

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

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

3.1.4. Hàm độ nhạy cực đại



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

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

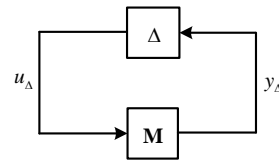
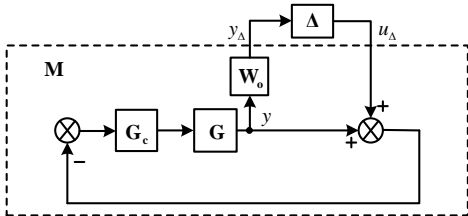
Từ hình vẽ ta thấy đại lượng M_s chính là nghịch đảo của khoảng cách ngắn nhất từ đường cong Nyquist của hàm truyền vòng hở $L(j\omega)$ đến điểm $(-1, j0)$ ở mặt phẳng phức. Để đảm bảo sự ổn định bền vững của hệ điều khiển vòng kín, giá trị điển hình của M_s từ $1.2 \div 2$ [139]

Hình 3.2. Mô tả hình học của hàm độ nhạy

3.2 Phân tích ổn định bền vững cho hệ đa biến

3.2.1. Cấu trúc phân tích ổn định bền vững

Để phân tích ổn định bền vững của hệ thống (hình 3.3), cấu trúc $M-\Delta$ như hình 3.4 được sử dụng. Nếu hệ danh định ổn định thì M ổn định và Δ là sai số có thể làm cho hệ thống mất ổn định.



Hình 3.3. Phân tích ổn định bền vững với sai số nhân đầu ra **Hình 3.4:** Cấu trúc $M-\Delta$ để phân tích ổn định bền vững

3.2.2 Điều kiện ổn định bền vững sử dụng SSV

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

$$\mu(M) \triangleq \frac{1}{\min \{ k_m \mid \det(\mathbf{I} - k_m \mathbf{M}\Delta) = 0, \bar{\sigma}(\Delta) \leq 1 \}} \quad (3.5)$$

Nếu không có cấu trúc Δ tồn tại, $\mu(M) = 0$

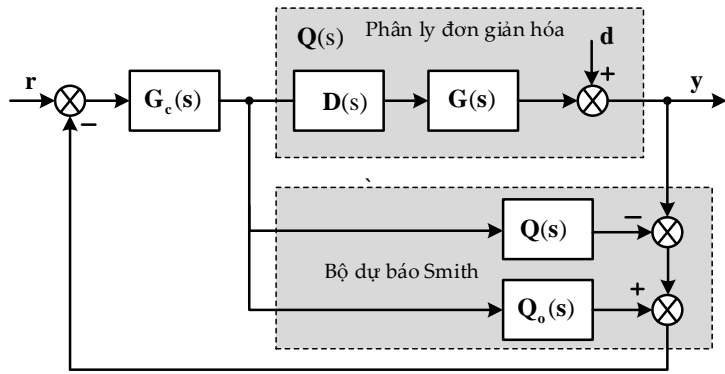
- ❖ **Định lý:** Giả sử rằng mô hình danh định M và tín hiệu không chắc chắn Δ là ổn định. Khi đó cấu trúc $M-\Delta$ ở hình 3.4 cũng ổn định với mọi Δ thỏa $\bar{\sigma}(\Delta) \leq 1, \forall \omega$ khi và chỉ khi: $\mu(M(j\omega)) < 1 \forall \omega$.

Trong đó, $M(s) = -W_o G G_c [\mathbf{I} + G G_c]^{-1}$ (3.6)

Chương 4. CÁC PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐỀ XUẤT

4.1 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 4.1. Trong đó, $D(s)$ là ma trận phân ly cho quá trình đa biến $G(s)$, $Q(s)$ là ma trận quá trình đã được phân ly ($Q(s) = G(s)D(s)$) và $Q_0(s)$ được suy ra từ $Q(s)$ khi loại bỏ tất cả các khâu trễ.



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

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

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

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

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

Các thành phần đường chéo của ma trận phân ly cũng như ma trận sau phân ly (sử dụng các công thức 4.2 và 4.3) 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 4.1 và 4.2 của luận án. Trong luận án này, tác giả đã đề xuất phương pháp sử dụng thuật toán tối ưu hóa bầy đàn (PSO) để xấp xỉ các thành phần trên về các dạng đơn giản và phổ biến trong lĩnh vực điều khiển quá trình.

4.2. Thuật toán tối ưu hóa bầy đàn để rút gọn mô hình.

4.2.1. 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:

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

$$\omega = \omega_{\max} - \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{M} k; \quad x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1) \quad (4.5)$$

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; ω_1 và ω_2 là các số thực được tạo ra ngẫu nhiên trong khoảng $[0-1]$; ω là trọng số quán tính; M là số bước lặp tối đa.

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

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

$$G_m(s) = \frac{K(\tau_3 s + 1)e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}; \quad G_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1} \quad (0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2) \quad (4.6)$$

Trong đó, τ_1 và τ_2 là hằng số thời gian, không mất tính tổng quát giả sử $\tau_1 > \tau_2 \geq 0$; K là độ lợi; τ_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); θ là thời gian trễ của hệ; α_2, α_1 là bậc phân số.

Đối với các hàm truyền bậc nguyên, từ hàm truyền tổng quát (4.6) ta có thể đạt được một số hàm truyền chẵn 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 4.7

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

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

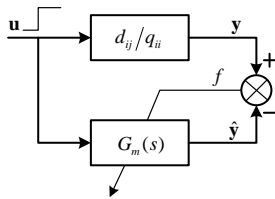
$$\bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s^\alpha + 1} \quad (0 < \alpha < 1) \quad (4.8); \quad \bar{G}_m(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1} \quad (0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2) \quad (4.9)$$

Thuật toán xấp xỉ được trình bày như sau:

Cùng với θ , 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.

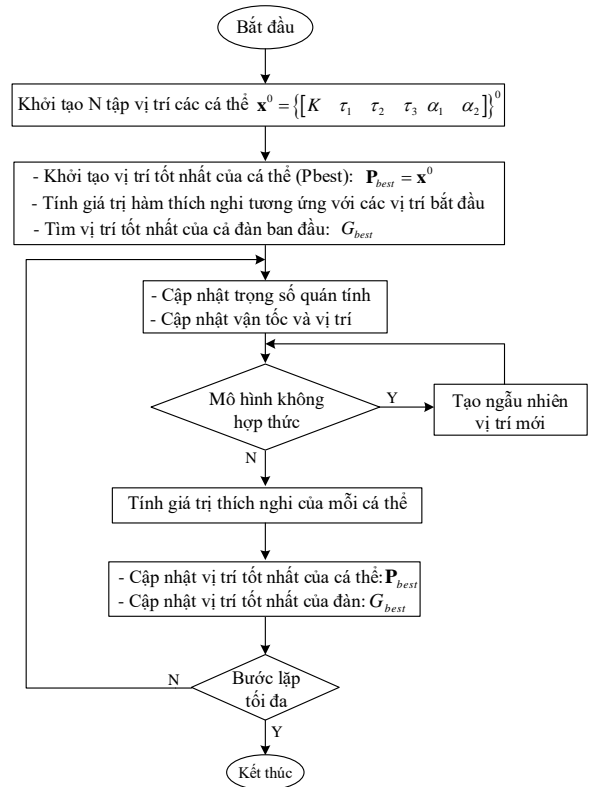
$$\mathbf{x} = [K \quad \tau_1 \quad \tau_2 \quad \tau_3 \quad \alpha_1 \quad \alpha_2]^T \quad (4.10)$$

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



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

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



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

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

Trong luận án này, tác giả đề xuất một bộ điều khiển PID phân số mới, tổng quát cho từng vòng điều khiển, gọi là bộ điều khiển $I^\sigma PI^\lambda D^\mu$. Phương trình tổng quát của bộ điều khiển có dạng sau:

$$g_c(s) = K_c \frac{1}{s^\sigma} \left(1 + \frac{1}{\tau_I s^\lambda} + \tau_D s^\mu \right) \frac{1}{\tau_F s + 1} \quad (4.12)$$

Trong đó, K_c , τ_I , τ_D lần lượt là độ lợi, thời gian tích phân và thời gian đạo hàm; λ , μ là bậc phân số của khâu tích phân và đạo hàm; σ 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 $\sigma = 0$; τ_F là thời hằng của bộ lọc thông thấp bậc 1, trong trường hợp không sử dụng bộ lọc ta có $\tau_F = 0$.

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

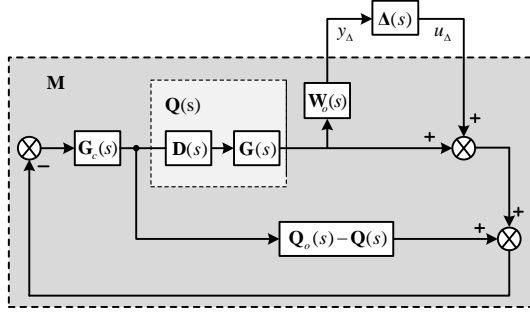
4.3.1.1. Quy luật hiệu chỉnh cho các quá trình diễn hình

Bảng 4.1. 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
$\bar{q}_o(s) = \frac{K}{\tau s^\alpha + 1}$ $(0 < \alpha < 1)$	$K_c = \frac{\tau}{K \tau_c}; \quad \tau_I = \tau; \quad \lambda = \alpha; \quad \sigma = 1 - \alpha$ $\tau_D = \tau_F = 0$
$\bar{q}_o(s) = \frac{K}{\tau_2 s^{\alpha_2} + \tau_1 s^{\alpha_1} + 1}$ $(0 < \alpha_1 \leq 1 < \alpha_2 < 2)$	$K_c = \frac{\tau_1}{2K \tau_c}; \quad \tau_I = \tau_1; \quad \tau_D = \frac{\tau_2}{\tau_1}; \quad \lambda = \alpha_1; \quad \sigma = 1 - \alpha_1$ $\mu = \alpha_2 - \alpha_1; \quad \tau_F = \frac{\tau_c}{2}$

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

Cấu trúc bộ điều khiển đề xuất (hình 5.1) được biến đổi về dạng cấu trúc **M- Δ** như hình 4.4.



Ma trận **M** theo công thức sau:

$$\mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_o(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}_o(s)\mathbf{G}_c(s)]^{-1} \quad (4.13)$$

Theo định lý mục 3.2.2, điều kiện để hệ ổn định bền vững với sai số nhân ở ngõ ra như sau:

$$\mu[\mathbf{M}(j\omega)] = \mu\left\{\mathbf{W}_o(j\omega)\mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}_o(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)]^{-1}\right\} < 1, \forall \omega \quad (4.14)$$

Hình 4.4. Cấu trúc **M- Δ** của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất

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

4.3.2.1. 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 4.5, trong đó:

```

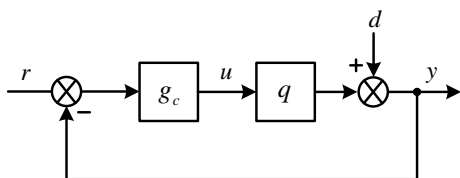
1:   A = ∅
2:   for i = 1: Nparticle
3:       initialize xi, vi
4:       constraint(xi)
5:       xPbest,i = xi
6:   end
7:   A = dominance(xPbest)
8:   k = 0
9:   while k ≤ MAX
10:      for i = 1: Nparticle
11:          vi(k + 1) = ωvi(k) + c1ω1(xPbest - xi(k)) + c2ω2(xGbest - xi(k))
12:          xi(k + 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 4.5. Lưu đồ giải thuật của thuật toán MOPSO

4.3.2.2. 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 4.6, 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.

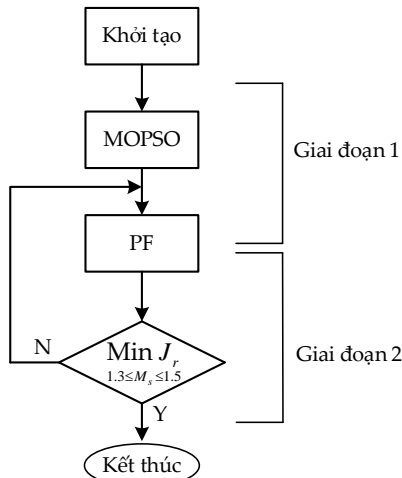


Hình 4.6 Cấu trúc hệ thống điều khiển vòng kín

Bộ điều khiển trong trường hợp này được suy ra từ bộ điều khiển đề xuất (4.12) khi không sử dụng bộ lọc ($\tau_F = 0$), và được viết lại như sau:

$$g_c(s) = \frac{1}{s^\sigma} \left(K_c + \frac{K_I}{s^\lambda} \right) \quad (4.15)$$

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

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

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

$\mathbf{J}_r, \mathbf{J}_d$ là các chỉ số IAE được tính như công thức (3.1)

$$\text{Thỏa các điều kiện biên sau: } \begin{cases} K_{c \min} < K_c < K_{c \max} \\ 0 < K_I < K_{I \max} \\ 0.7 \leq \lambda \leq 1 \\ 0 \leq \sigma \leq 0.3 \end{cases} \quad (4.16)$$

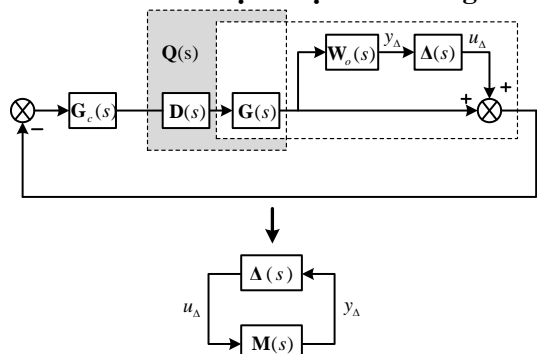
Trong đó, $\lambda \in [0.7, 1]$, ($\sigma \in [0, 0.3]$) và $K_{c \min}, K_{c \max}, K_{I \max}$ được chọn dựa trên đặc tính đáp ứng vòng hở của hệ thống

Giai đoạn 2: Sau khi đạt được đường PF từ giai đoạn 1, hàm cực đại độ nhạy theo (3.4) được sử dụng để lựa chọn thông số điều khiển cuối cùng nhằm đảm bảo sự ổn định bền vững của từng vòng điều khiển.

Hình 4.7 Lưu đồ của phương pháp chính định đề xuất

$$M_s \triangleq \max_{\omega \in [\omega_l, \omega_h]} \left| \frac{1}{1 + g_c(s)q(s)} \right|_{s=j\omega} \quad (4.17)$$

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



Theo hình 4.8, ma trận hàm truyền $\mathbf{M}(s)$ được tính như sau:

$$\mathbf{M}(s) = -\mathbf{W}_o(s)\mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}(s)\mathbf{G}_c(s)]^{-1} \quad (4.18)$$

Theo định lý ổn định bền vững ở mục 3.2.2, 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:

$$\mu[\mathbf{M}(j\omega)] = \mu \left\{ \mathbf{W}_o(j\omega)\mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)[\mathbf{I} + \mathbf{Q}(j\omega)\mathbf{G}_c(j\omega)]^{-1} \right\} < 1, \quad \forall \omega \quad (4.19)$$

Hình 4.8. Cấu trúc $\mathbf{M}\text{-}\Delta$ đánh giá ổn định bền vững

Chương 5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

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

Để đảm bảo tính khách quan khi mô phỏng kiểm chứng các phương pháp đề xuất, đồng thời để dễ dàng so sánh với các phương pháp 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.

5.1.1 Phương pháp đề xuất áp dụng cho hệ TITO

5.1.1.1 Mô hình tháp Vinante và Luyben (VL)

Ma trận hàm truyền của tháp VL được giới thiệu đầu tiên bởi Luyben [143], hàm truyền có dạng như sau:

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

Ma trận phân ly tính được như sau:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.591 \\ \frac{0.651(9.2s+1)e^{-1.45s}}{9.5s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Hai thành phần đường chéo của ma trận sau khi phân ly tính được theo bảng 4.2 (trong luận án) như sau:

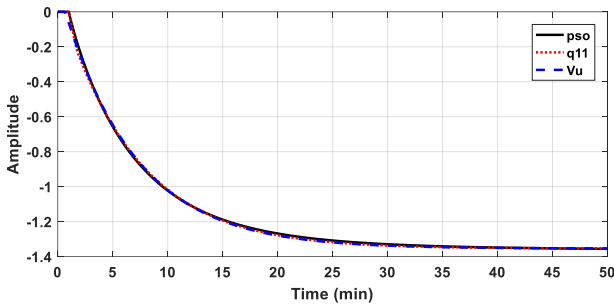
$$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}} = \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} + \left(\frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \right) \left(\frac{2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} \right) \left(\frac{9.2s+1}{4.3e^{-0.35s}} \right) \quad (5.2)$$

$$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}} = \frac{4.3e^{-0.35s}}{9.2s+1} - \left(\frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \right) \left(\frac{2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} \right) \left(\frac{7s+1}{2.2e^{-s}} \right) \quad (5.3)$$

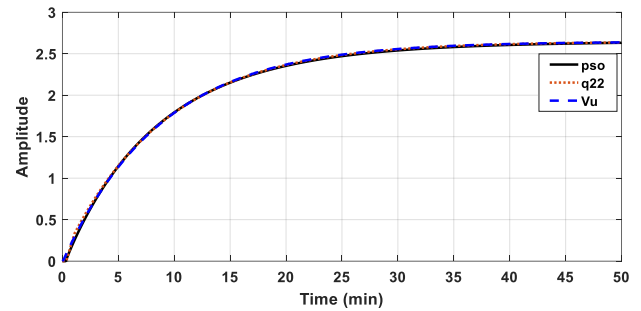
Giải thuật PSO sẽ được sử dụng để xấp xỉ hai hàm truyền phức tạp q_{11} và q_{22} (phương trình 5.2 và 5.3), kết quả xấp xỉ:

$$\bar{q}_{11} = \frac{-1.3629e^{-s}}{6.6757s^{0.97} + 1}; \quad \bar{q}_{22} = \frac{2.6679e^{-0.3s}}{8.8871s^{0.9683} + 1} \quad (5.4)$$

Đáp ứng bậc thang ở miền thời gian của các hàm truyền gốc q_{11} và q_{22} và các hàm xấp xỉ tương ứng được so sánh ở các hình 5.1 và 5.2. Đáp ứng xấp xỉ cũng được so sánh với phương pháp đồng nhất hệ số (CM) do Vu và Lee đề xuất [67] Trong trường hợp này, các phương pháp tương đương nhau và gần như tương đương với đáp ứng của hàm truyền gốc.



Hình 5.1. Đáp ứng bậc thang của q_{11} và hàm xấp xỉ (VL)

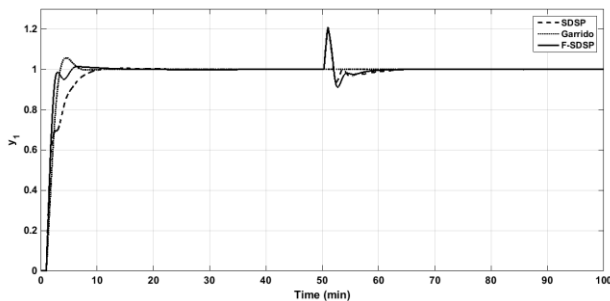


Hình 5.2. Đáp ứng bậc thang của q_{22} và hàm xấp xỉ (VL)

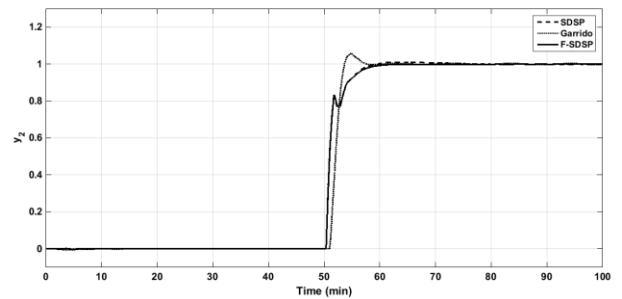
Dựa vào bảng 4.3 trong luận án, ta tính được thông số bộ điều khiển đề xuất tương ứng cho hai vòng. Trong trường hợp này thời hằng đáp ứng mong muốn cho hai vòng được chọn lần lượt là $\tau_c = 1.9$ và $\tau_c = 1.6$. Hai bộ điều khiển FOPI cho hai vòng có dạng như sau:

$$g_{c1}(s) = -2.5765 \frac{1}{s^{0.03}} \left(1 + \frac{1}{6.6757s^{0.97}} \right) \quad g_{c2}(s) = 2.082 \frac{1}{s^{0.0317}} \left(1 + \frac{1}{8.8871s^{0.9683}} \right) \quad (5.5)$$

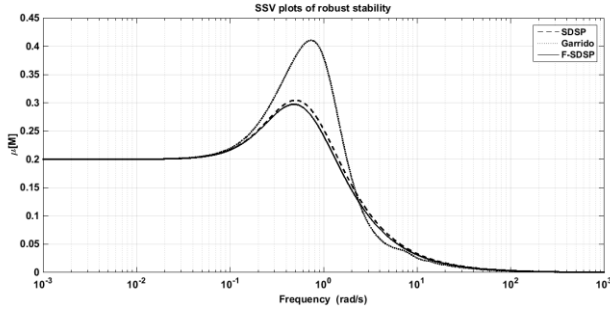
Kết quả mô phỏng giải thuật đề xuất và so sánh với các phương pháp: phân ly đơn giản hóa kết hợp dự báo Smith với bộ điều khiển bậc nguyên (SDSP [144]) và phân ly nghịch tập trung (Garrido [68]) và được trình bày ở hình 5.3a, b. Hình 5.4 chứng tỏ sự ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất. Bảng 5.1 tổng kết các chỉ tiêu chất lượng.



Hình 5.3a. Các đáp ứng bậc thang của vòng 1 (tháp VL)



Hình 5.3b. Các đáp ứng bậc thang của vòng 2 (tháp VL)



Hình 5.4. Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của tháp VL

Bảng 5.1. Các chỉ số chất lượng của tháp VL

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

5.1.1.2 Bộ tách dầu nặng (Heavy oil fractionator)

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

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

Ma trận phân ly đạt được như sau:

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{0.437(27s+1)e^{-s}}{60s+1} \\ -\frac{0.9423(60s+1)e^{-4s}}{50s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

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

$$q_{11} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}} = \frac{4.05e^{-27s}}{27s+1} - \left(\frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \right) \left(\frac{3.39e^{-18s}}{50s+1} \right) \left(\frac{60s+1}{5.72e^{-14s}} \right) \quad (5.7)$$

$$q_{22} = g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}} = \frac{5.72e^{-14s}}{60s+1} - \left(\frac{1.77e^{-28s}}{60s+1} \right) \left(\frac{5.39e^{-18s}}{50s+1} \right) \left(\frac{27s+1}{4.05e^{-27s}} \right) \quad (5.8)$$

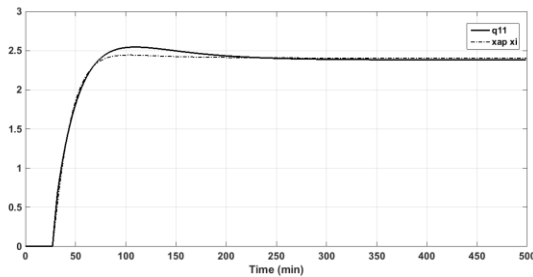
Sử dụng giải thuật PSO xấp xỉ hai hàm truyền trên, kết quả đạt được như sau:

$$\bar{q}_{11}(s) = \frac{2.3979e^{-27s}}{15.1333s^{1.1334} + 6.9815s + 1}; \quad \bar{q}_{22}(s) = \frac{3.3877e^{-14s}}{45.6092s^{0.9967} + 1} \quad (5.9)$$

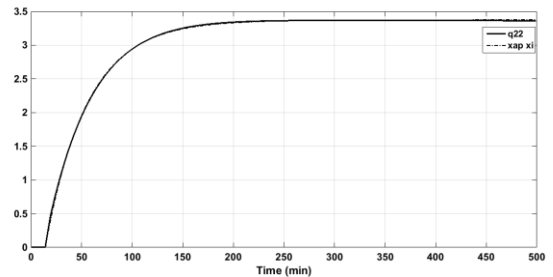
Các hình 5.5 và 5.6 minh họa đáp ứng bậc thang của hàm truyền gốc so với hàm truyền xấp xỉ được. Dễ dàng nhận thấy rằng sử dụng giải thuật PSO cho kết quả xấp xỉ khá tốt, ví dụ như trong trường hợp đáp ứng của vòng 2, đường đáp ứng của hàm gốc và hàm xấp xỉ gần như trùng nhau.

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:

$$g_{c1}(s) = 0.0622 \left(1 + \frac{1}{4.166s} + 5.7077s^{0.1759} \right) \frac{1}{7s+1}; \quad g_{c2}(s) = \frac{0.6732}{s^{0.0033}} \left(1 + \frac{1}{45.6092s^{0.9967}} \right) \quad (5.10)$$

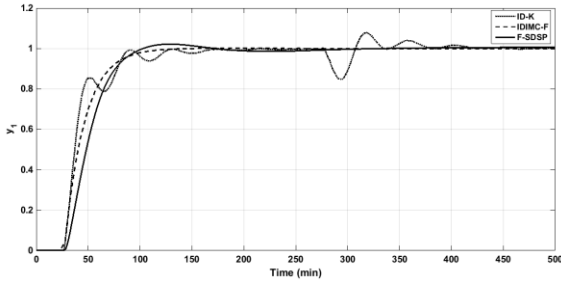


Hình 5.5. Đáp ứng bậc thang của q_{11} và hàm xấp xỉ (heavy oil)

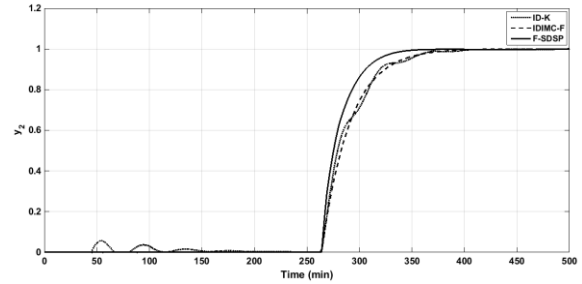


Hình 5.6. Đáp ứng bậc thang của q_{22} và xấp xỉ (heavy oil)

Các kết quả mô phỏng của phương pháp đề xuất được thể hiện ở các hình 5.7 a, 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 [70].

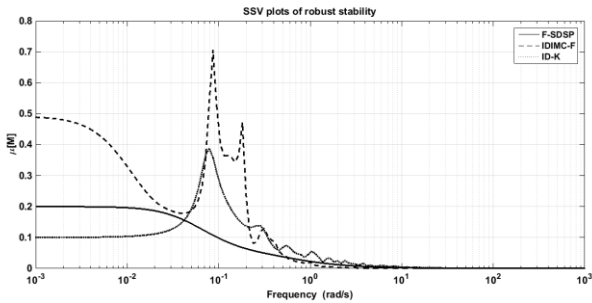


Hình 5.7 a. Đáp ứng bậc thang của vòng 1 (heavy oil)



Hình 5.7 b. Đáp ứng bậc thang của vòng 2 (heavy oil)

Các thông số về chỉ tiêu chất lượng và ổn định bền vững được liệt kê trong bảng 5.2. Bên cạnh đó, hình 5.8 mô tả đồ thị đánh giá sự ổn định bền vững của bộ điều khiển đề xuất so với các phương pháp khác.



Hình 5.8. Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững

Bảng 5.2. Các chỉ số chất lượng của bộ tách dầu nặng bởi các phương pháp khác nhau

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

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

5.1.2.1 Tháp chưng cất Ogunnaike và Ray (OR)

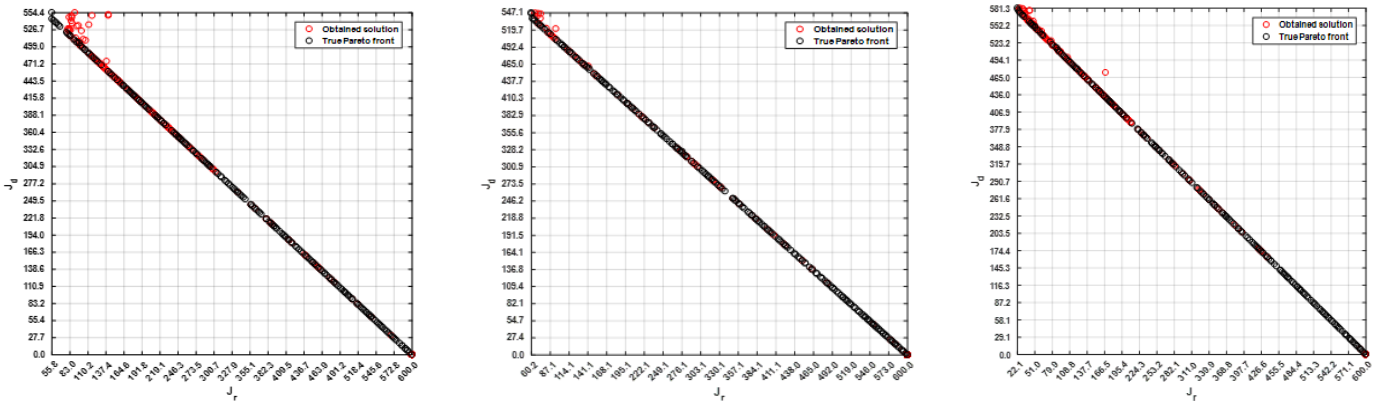
Tháp chưng cất OR nổi tiếng dùng để phân tách hỗn hợp ethanol và nước được sử dụng nhiều trong các nghiên cứu mô phỏng trong lĩnh vực điều khiển quá trình [55, 67-69]. Ma trận hàm truyền vòng hở và ma trận phân ly:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.66e^{-2.6s}}{6.7s+1} & \frac{-0.61e^{-3.5s}}{8.64s+1} & \frac{-0.0049e^{-s}}{9.06s+1} \\ \frac{1.11e^{-6.5s}}{3.25s+1} & \frac{-2.36e^{-3s}}{5s+1} & \frac{-0.01e^{-1.2s}}{7.09s+1} \\ \frac{-34.68e^{-9.2s}}{8.15s+1} & \frac{46.2e^{-9.4s}}{10.9s+1} & \frac{0.87(11.61s+1)e^{-s}}{(3.89s+1)(18.8s+1)} \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.7549 \frac{(0.8337s+1)}{0.533s+1} e^{-0.9s} & 0.0062e^{-0.5233s} \\ 0.3905e^{-2.71s} & 1 & -0.0014 \\ 19.8247 \frac{(13.8874s+1)}{8.7956s+1} e^{-8.2s} & -23.1741 \frac{(2.0113s+1)}{5.5621s+1} e^{-8.4s} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

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

$$\bar{q}_{11} = \frac{0.3298(23.1802s+1)e^{-2.6s}}{(21.1355s+1)(3.7363s+1)}; \quad \bar{q}_{22} = \frac{-1.2973e^{-3s}}{(1.2739s+1)(0.5014s+1)}; \quad \bar{q}_{33} = \frac{0.5601(17.4859s+1)e^{-s}}{(20s+1)(2.6915s+1)} \quad (5.12)$$

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 5.9 a, b, và c minh họa kết quả các đường PF đạt được của mỗi vòng điều khiển, ta thấy tập các nghiệm khả dĩ của bài toán tối ưu hội tụ về đường Pareto. Thông số điều khiển cuối cùng đạt được được tổng hợp trong bảng 5.3



Hình 5.9 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) [55] và bộ điều khiển PI tập trung (CPI) [146]. Kết quả mô phỏng như trong các hình 5.10 a, b, và c. Tương tự như ví dụ trước, tiêu chuẩn μ 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:

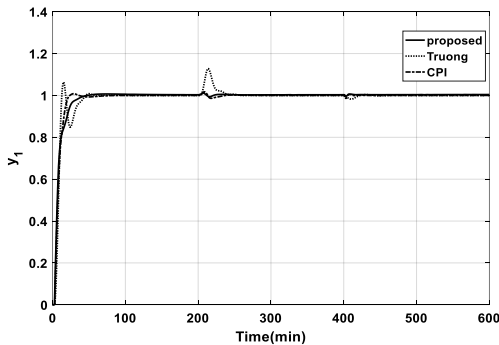
$$W_o(s) = \text{diag} \left\{ -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1}, -\frac{s+0.2}{0.5s+1} \right\} \quad (5.13)$$

Ma trận này tương ứng xấp xỉ 20% sai số của thông số độ lợi. Hình 5.11 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 μ có đỉnh vượt quá 1, nghĩa là hệ thống điều khiển sẽ mất ổn định trong trường hợp này.

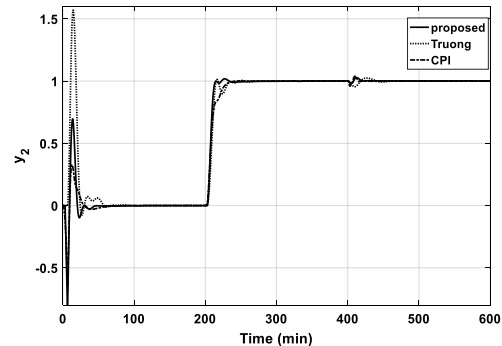
Bảng 5.3. Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho tháp OR.

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

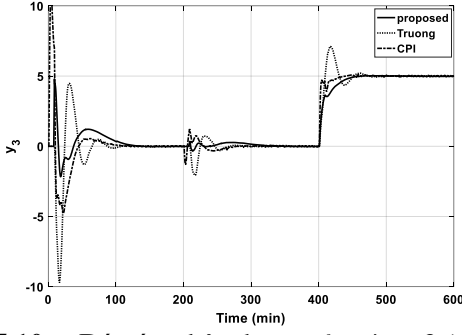
* $G_c(s)$: ma trận đủ bậc (3×3), nghĩa là theo phương pháp này ta cần 9 bộ điều khiển PI, chi tiết xin xem trong tài liệu [146]



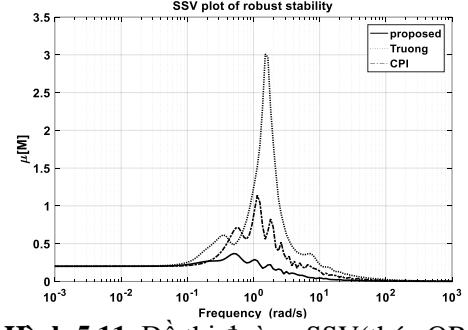
Hình 5.10 a. Đáp ứng bậc thang của vòng 1 (tháp OR)



Hình 5.10 b. Đáp ứng bậc thang của vòng 2 (tháp OR)



Hình 5.10 c. Đáp ứng bậc thang của vòng 3 (tháp OR)



Hình 5.11. Đồ thị đường SSV (tháp OR)

5.1.2.2. Hệ thống điều khiển nhiệt độ HVAC (hệ 4x4)

Mô hình điều khiển nhiệt độ cho 4 phòng thông nhau, được biết như là quá trình HVAC [64]. Ma trận hàm truyền đại diện cho quá trình được biểu diễn thông qua ma trận (4x4) như phương trình (6.14)

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{-0.098e^{-17s}}{122s+1} & \frac{-0.036e^{-27s}}{149s+1} & \frac{-0.014e^{-32s}}{158s+1} & \frac{-0.017e^{-30s}}{155s+1} \\ \frac{-0.043e^{-25s}}{147s+1} & \frac{-0.092e^{-16s}}{130s+1} & \frac{-0.011e^{-33s}}{156s+1} & \frac{-0.012e^{-34s}}{157s+1} \\ \frac{-0.012e^{-31s}}{153s+1} & \frac{-0.016e^{-34s}}{151s+1} & \frac{-0.102e^{-16s}}{118s+1} & \frac{-0.033e^{-26s}}{146s+1} \\ \frac{-0.013e^{-32s}}{156s+1} & \frac{-0.015e^{-31s}}{159s+1} & \frac{-0.029e^{-25s}}{144s+1} & \frac{-0.108e^{-18s}}{128s+1} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

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

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-0.341(121.918s+1)e^{-9.151s}}{146.753s+1} & \frac{-0.081(132.251s+1)e^{-11.943s}}{164.976s+1} & \frac{-0.115(124.604s+1)e^{-8.887s}}{147.929s+1} \\ \frac{-0.457(130.872s+1)e^{-8.77s}}{147.641s+1} & 1 & \frac{-0.049(235.202s+1)e^{-12.986s}}{228.983s+1} & \frac{-0.04(188.514s+1)e^{-14.432s}}{170.865s+1} \\ \frac{-0.03(187.93s+1)}{175s+1} & \frac{-0.093(97.617s+1)e^{-15.187s}}{117.144s+1} & 1 & \frac{-0.304(118.386s+1)e^{-9.165s}}{145.037s+1} \\ \frac{-0.049(1946.796s+1)e^{-11.409s}}{1946.775s+1} & \frac{-0.073(152.319s+1)e^{-6.741s}}{166.805s+1} & \frac{-0.252(124.823s+1)e^{-6.104s}}{138.501s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

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:

$$q_{11} = \frac{-0.0804e^{-17s}}{109.0896s+1}; q_{22} = \frac{-0.0736e^{-16s}}{117.2055s+1}; q_{33} = \frac{-0.092e^{-16s}}{112.2966s+1}; q_{44} = \frac{-0.097e^{-18s}}{121.0125s+1} \quad (5.16)$$

Trong ví dụ này, phương pháp bộ điều khiển PI tập trung (CPI) đề xuất bởi Ghosh và Pan [146] và phương pháp tái hiệu chỉnh tối ưu (1-ODP) đề xuất bởi Khandelwall và Detroja [147] được lựa chọn để so sánh với phương pháp đề xuất. 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 5.4. 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.

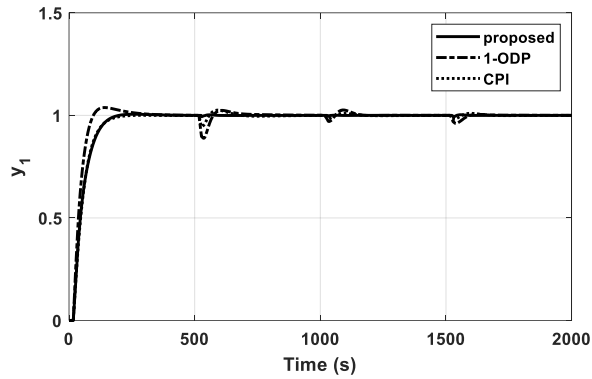
Bảng 5.4. Các thông số điều khiển và các chỉ tiêu chất lượng cho hệ HVAC

Phương pháp	Vòng	K_{ci}	K_{hi}	λ_i	σ_i	$\mu[M]$	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	—			

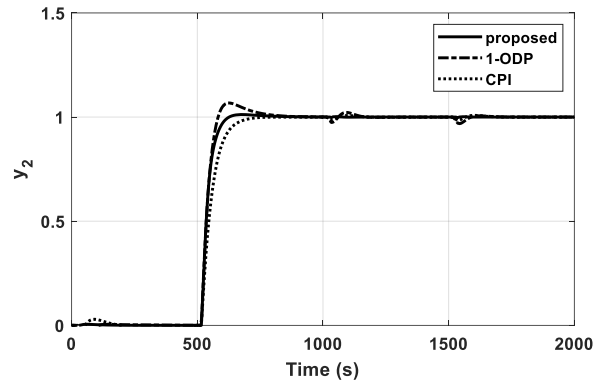
1-ODP	—	$G_{c-1ODP}(s)^*$	—	—	0.2287	372.03	340.492
CPI	—	$G_{c-CPI}(s)^{**}$	—	—	0.1999	376.60	200.588

* $G_{c-1ODP}(s)$ và ** $G_{c-CPI}(s)$: là các ma trận điều khiển đủ bậc (4×4), nghĩa là theo các phương pháp này ta cần 16 bộ điều khiển thành phần, chi tiết xin xem trong tài liệu [146]

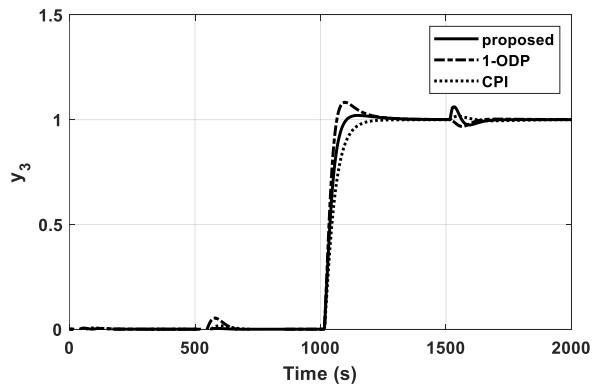
Trong phần này, sự thay đổi tuần tự của giá trị đặt được thực hiện ở các thời điểm $t = 0$ (s), $t = 500$ (s), $t = 1000$ (s), và $t = 1500$ (s) lần lượt cho các vòng điều khiển từ 1 đến 4. Hình 5.12 a, b, c và d minh họa đáp ứng của bộ điều khiển đề xuất và các bộ điều khiển khác khi giá trị đặt và nhiễu thay đổi.



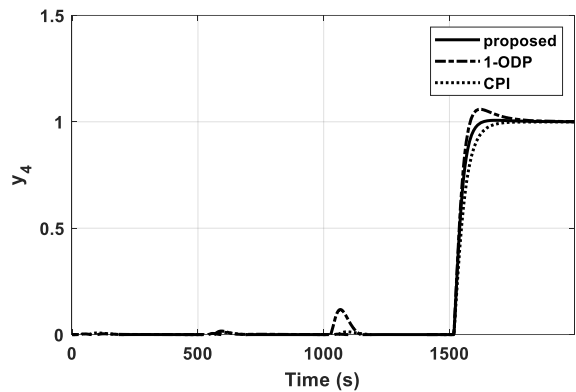
(a)



(b)

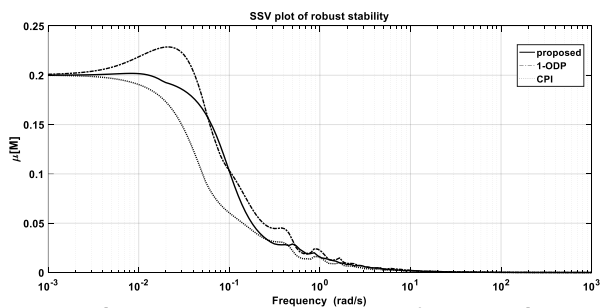


(c)



(d)

Hình 5.12 a, b, c và d. Đáp ứng bậc thang của các vòng điều khiển 1, 2, 3, và 4



Hình 5.13 biểu diễn đồ thị của μ 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.

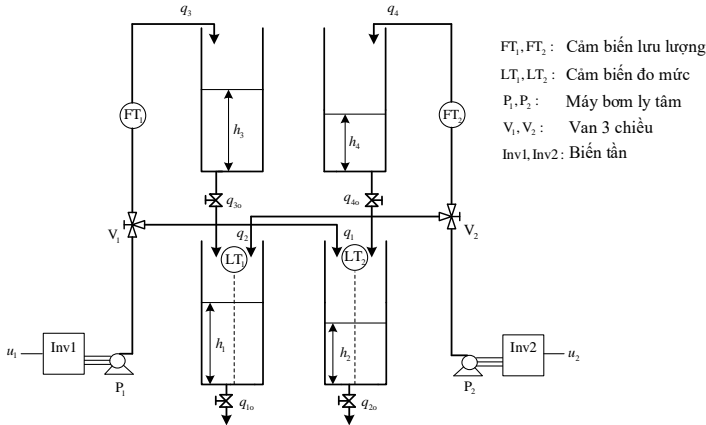
Hình 5.13 Đồ thị đường SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ HVAC

5.2 Thực nghiệm điều khiển phân số cho hệ đa biến

Để kiểm chứng khả năng ứng dụng của cấu trúc bộ điều khiển đề xuất cũng như khả năng thực thi của bộ điều khiển phân số cho hệ đa biến, trong luận án này, tác giả thực nghiệm trên hệ bốn bồn nước liên kết (quadruple tank).

5.2.1 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 γ_1 và γ_2 ($0 < \gamma_1, \gamma_2 < 1$). Mục chất lỏng trong hai bồn dưới là h_1, h_2 (m) và được đo bằng 2 cảm biến điện dung (LT₁, LT₂) 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 (m²)

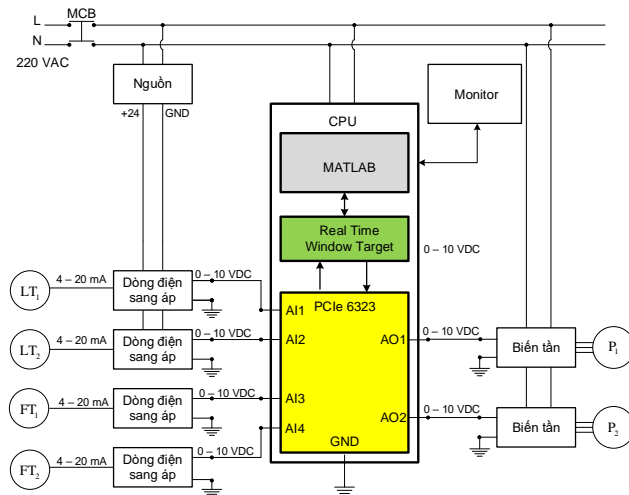


Ta có ma trận hàm truyền mô tả quan hệ vào-ra có dạng như sau:

$$\begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_1(1-\gamma_1)}{(\tau_1s+1)(\tau_3s+1)} & \frac{K_2\gamma_2}{\tau_1s+1} \\ \frac{K_3\gamma_1}{\tau_2s+1} & \frac{K_4(1-\gamma_2)}{(\tau_2s+1)(\tau_4s+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Trong đó: $K_1 = \frac{\tau_1 k_1}{A_1}$; $K_2 = \frac{\tau_1 k_2}{A_1}$; $K_3 = \frac{\tau_2 k_1}{A_2}$; $K_4 = \frac{\tau_2 k_2}{A_2}$ (5.18)

Hình 5.14. Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết



Hình 5.15 (a) Mô hình của hệ bồn nước

(b) Sơ đồ bộ điều khiển

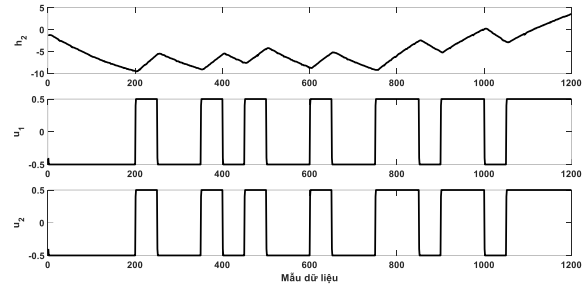
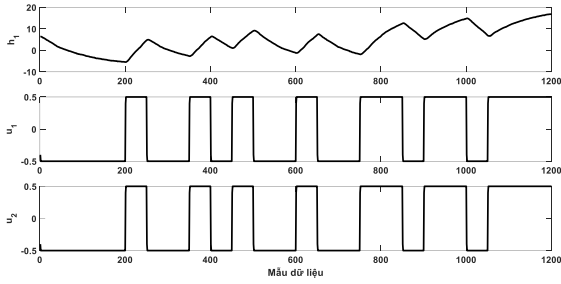
Nhận xét hệ bốn bồn nước liên kết là hệ 2×2 với tín hiệu ngõ vào là hai điện áp điều khiển máy bơm và hai ngõ ra là mức chất lỏng trong hai bồn dưới. Hệ này được chọn nhiều mô phỏng học thuật hay thực nghiệm trong lĩnh vực điều khiển quá trình vì đặc tính động học của hệ sẽ thay đổi khác nhau tùy thuộc vào hệ số γ_1, γ_2 . Hình 5.15 (a) là phần cứng thực tế sau khi thi công bao gồm hệ bồn nước và tủ điều khiển. Hình 5.15 (b) là sơ đồ bộ thu thập dữ liệu (card DAQ PCIe 6323) và các thiết bị phần cứng khác sử dụng trong mô hình.

5.2.2 Nhận dạng hệ thống sử dụng phương pháp LS đề xuất

Theo như lý thuyết nhận dạng trình bày ở chương 2, tác giả tiến hành thực nghiệm để tìm mô hình toán học cho hệ thống

5.2.2.1 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 2×2 , phương trình (5.17). 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 5.16. Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 1

Hình 5.17. Bộ dữ liệu vào-ra để nhận dạng cho ngõ ra thứ 2

5.2.2.2. Áp dụng phương pháp LS cho hệ đa biến (TITO)

Phương trình 5.17 có thể biểu diễn lại bằng dạng ma trận hàm truyền tổng quát như sau:

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(q) & G_{12}(q) \\ G_{21}(q) & G_{22}(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

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:

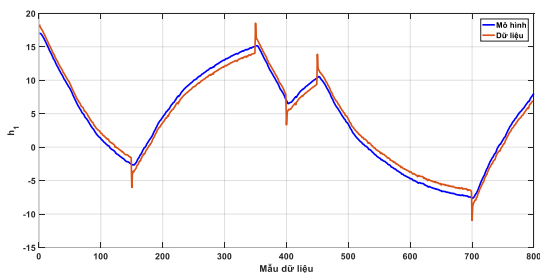
$$V_{LS1} = \frac{1}{N} \sum_{k=n_1+1}^N [A_{11}(q)y_1(k) - (B_{11}(q)r_1(k) + B_{12}(q)r_2(k))]^2 \quad (5.20)$$

Nghiệm của (5.20) được tính theo phương trình (2.15), trong đó:

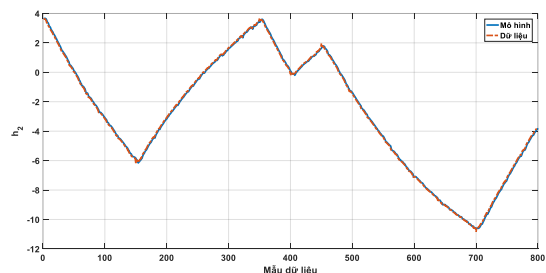
- n_1, n_2, n_3 lần lượt là bậc của đa thức $A_{11}(q), B_{11}(q), B_{12}(q)$ ($n_1 > n_2 > n_3$)
- $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1(n_1 + 1) \\ y_1(n_1 + 2) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}; \boldsymbol{\theta} = [a_{11,1} \dots a_{11,n_1} \quad b_{11,1} \dots b_{11,n_2} \quad b_{12,1} \dots b_{12,n_3}]^T$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

5.2.2.3. Đánh giá mô hình nhận dạng

Kết quả đánh giá 800 mẫu sau khi nhận dạng được bằng giải thuật LS:



Hình 5.18 Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 1



Hình 5.19 Kết quả đánh giá mô hình nhận dạng được ở ngõ ra thứ 2

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)

Thông số θ đạt được cho hai vòng như sau :

$$\theta_1 = \begin{bmatrix} -1.4371 \\ -0.0059 \\ 0.4430 \\ 0.0000 \\ 0.0002 \end{bmatrix} \quad \theta_2 = \begin{bmatrix} -1.4280 \\ 0.0183 \\ 0.4098 \\ 0.0002 \\ 0.0001 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$G_{11}(s) = \frac{0.0002395s^3 + 0.008916s^2 + 0.2691s + 2.807}{s^4 + 15.44s^3 + 1053s^2 + 877.5s + 1.777} \quad (5.22)$$

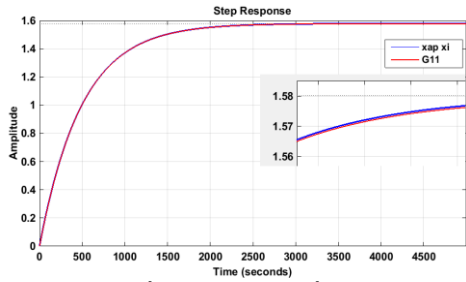
$$G_{12}(s) = \frac{0.001006s^3 + 0.03744s^2 + 1.13s + 11.79}{s^4 + 15.44s^3 + 1053s^2 + 877.5s + 1.777} \quad (5.23)$$

$$G_{21}(s) = \frac{0.001414s^3 + 0.05352s^2 + 1.618s + 16.96}{s^4 + 16.67s^3 + 1065s^2 + 1232s + 2.388} \quad (5.24)$$

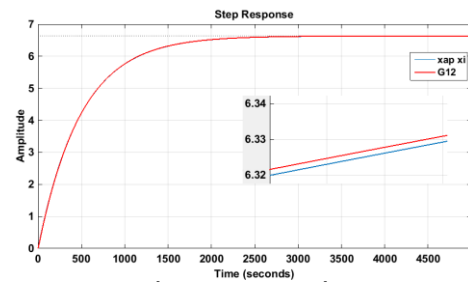
$$G_{22}(s) = \frac{0.0006391s^3 + 0.02419s^2 + 0.7314s + 7.669}{s^4 + 16.67s^3 + 1065s^2 + 1232s + 2.388} \quad (5.25)$$

Từ các phương trình khảo sát động học của hệ bồn nước, ta thấy các hàm truyền thành phần chỉ có bậc 1 hoặc 2. Do đó, ta sử dụng kỹ thuật xấp xỉ dùng giải thuật PSO đã đề xuất, các hàm truyền trên (5.22) đến (5.25) được xấp xỉ thành:

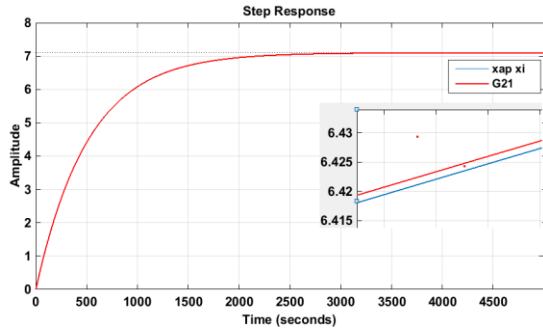
$$\bar{G}_{11}(s) = \frac{1.5825e^{-6.85s}}{496.2227s + 1}; \quad \bar{G}_{12}(s) = \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1}; \quad \bar{G}_{21}(s) = \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1}; \quad \bar{G}_{22}(s) = \frac{3.2158e^{-6.55s}}{517.9853s + 1} \quad (5.26)$$



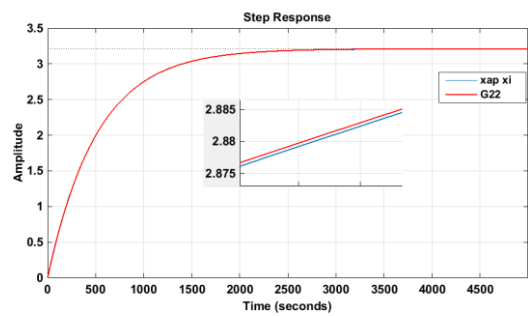
Hình 5.20. Đáp ứng nấc của hàm truyền $G_{11}(s)$ và hàm xấp xỉ



Hình 5.21. Đáp ứng nấc của hàm truyền $G_{12}(s)$ và hàm xấp xỉ



Hình 5.22. Đáp ứng nấc của hàm truyền $G_{21}(s)$ và hàm xấp xỉ



Hình 5.23. Đáp ứng nấc của hàm truyền $G_{22}(s)$ và hàm xấp xỉ

5.2.3 Thiết kế bộ điều khiển

Áp dụng kỹ thuật phân ly đơn giản hóa cho hệ 2×2 , ta tính được các thành phần của ma trận phân ly như sau:

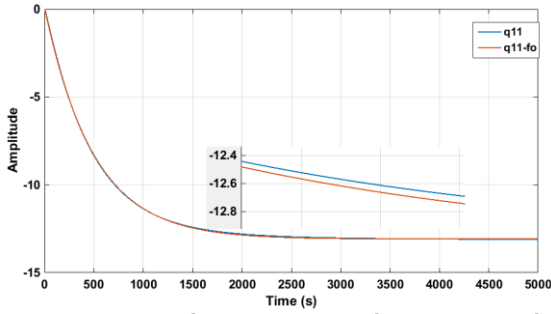
$$d_{12} = -\frac{\bar{G}_{12}}{\bar{G}_{11}} = -\frac{4.1966(496.2227s + 1)}{495.2328s + 1}; \quad d_{21} = -\frac{\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{22}} = -\frac{2.21(517.9853s + 1)}{516.9899s + 1} \quad (5.27)$$

Theo bảng 4.2 cho hệ 2×2 , các thành phần đường chéo của ma trận hàm truyền sau khi phân ly tính được như sau:

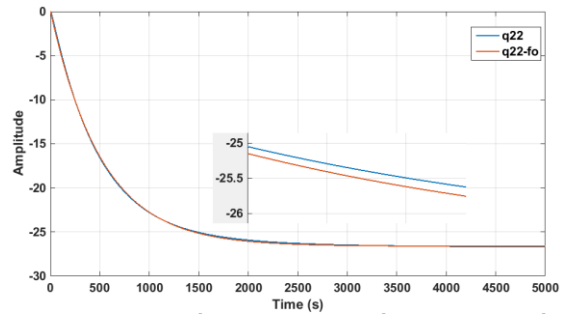
$$q_{11}(s) = \bar{G}_{11} - \frac{\bar{G}_{12}\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{22}} = \frac{1.5825e^{-6.85s}}{496.2227s + 1} - \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1} \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1} \frac{3.2158e^{-6.55s}}{517.9853s + 1} \quad (5.28)$$

$$q_{22}(s) = \bar{G}_{22} - \frac{\bar{G}_{12}\bar{G}_{21}}{\bar{G}_{11}} = \frac{3.2158e^{-6.55s}}{517.9853s + 1} - \frac{6.6411e^{-5.12s}}{495.2328s + 1} \frac{7.1072e^{-5.18s}}{516.9899s + 1} \frac{1.5825e^{-6.85s}}{496.2227s + 1} \quad (5.29)$$

Hai công thức (5.28) và (5.29) khá phức tạp và không thể dùng để thiết kế bộ điều khiển tương ứng. Sử dụng giải thuật PSO đề xuất để xấp xỉ q_{11} và q_{22} về dạng hàm truyền có bậc phân số như đề xuất, công thức (4.9). Hình 5.24 và 5.25 là đáp ứng bước của hàm gốc và hàm xấp xỉ theo giải thuật PSO của q_{11} và q_{22}



Hình 5.24. Đáp ứng nấc của hàm truyền $q_{11}(s)$ và xấp xỉ bậc phân số của nó



Hình 5.25. Đáp ứng nấc của hàm truyền $q_{22}(s)$ và xấp xỉ bậc phân số của nó

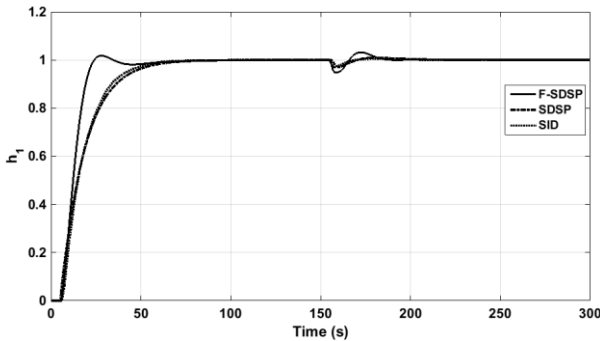
Kết quả xấp xỉ đạt được:

$$\bar{q}_{11}(s) = \frac{-13.0755e^{-3.7s}}{219.4076s^{1.2489} + 482.2408s + 1}; \bar{q}_{22}(s) = \frac{-26.7e^{-3.45s}}{1209.2s^{1.7} + 540.7s + 1} \quad (5.30)$$

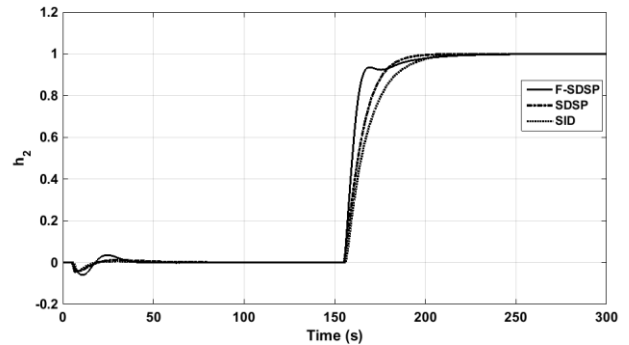
Từ hai hàm truyền của hệ sau khi phân ly đạt được và xấp xỉ về dạng bậc phân số như trên, phương trình (5.30), ta sử dụng phương pháp thiết kế bộ điều khiển đã đề xuất trong chương 4, các công thức tính toán đã tổng kết trong bảng 4.1. Hai bộ điều khiển đạt được có dạng như sau:

$$g_{c1}(s) = -3.3528 \left(1 + \frac{1}{482.2408s} + 0.455s^{0.2489} \right) \frac{1}{2.5s + 1}; g_{c2}(s) = -2.0251 \left(1 + \frac{1}{540.7s} + 2.2364s^{0.7} \right) \frac{1}{2.5s + 1} \quad (5.31)$$

Kết quả mô phỏng đáp ứng hệ bồn nước được thể hiện ở hình 5.26 và 5.27. Để đánh giá hiệu quả của phương pháp đề xuất (F-SDSP), tác giả đã so sánh với phương pháp của chính tác giả đề xuất trước SDSP ([144]) sử dụng bậc nguyên và phương pháp phân ly nghịch kết hợp với bộ dự báo Smith của Garrido (SID) [80]. Tín hiệu vào được thay đổi lần lượt ở hai ngõ vào tại các thời điểm $t = 0$ và $t = 150$ (s)

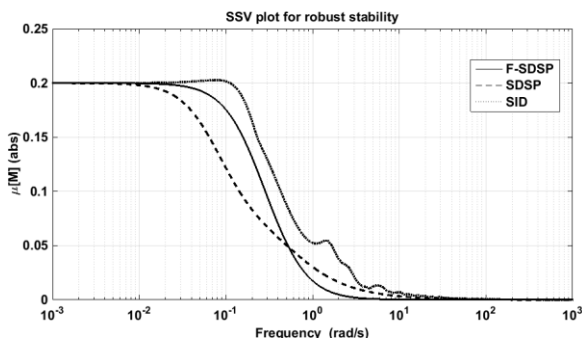


Hình 5.26. Đáp ứng bậc thang ngõ ra thứ 1



Hình 5.27. Đáp ứng bậc thang 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 5.5). Các chỉ số chất lượng còn lại (IAE và ITAE) tóm tắt trong bảng 5.5 cũng chứng tỏ phương pháp F-SDSP cho kết quả ưu việt hơn các phương pháp còn lại.

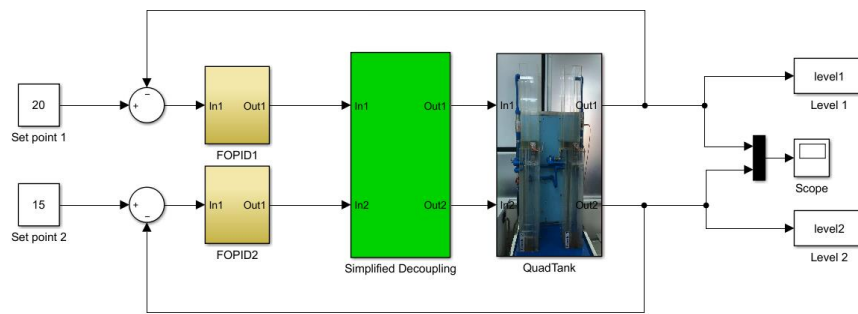


Hình 5.28. Biểu đồ SSV đánh giá ổn định bền vững của hệ bồn nước

Bảng 5.5 Các chỉ số chất lượng của hệ bồn nước

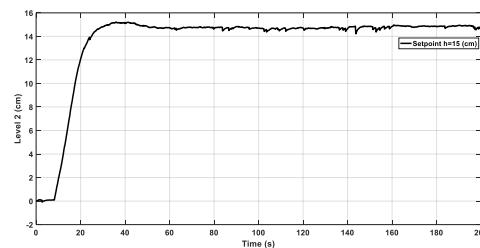
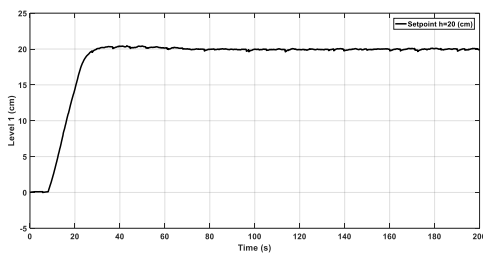
Phương pháp	IAE	ITAE	TV	$\mu[M]$
F-SDSP	21.2353	1739.5	12.4502	0.2000
SDSP	31.2305	2713.2	5.3683	0.2000
SID	24.9496	2165.3	26.4776	0.2027

Hình 5.28 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 μ trong bảng 5.5 cũng chứng tỏ điều này. Thực thi bộ điều khiển phân số theo các phương trình (5.31) cùng với bộ phân ly đơn giản hóa (5.27) sử dụng Simulink của Matlab chạy trong chế độ thời gian thực (Real-Time Window Target). Sơ đồ bộ điều khiển của hệ thống được xây dựng trên Simulink như hình 5.29



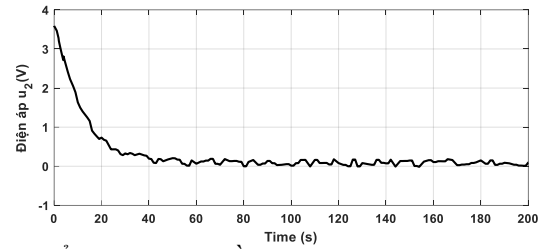
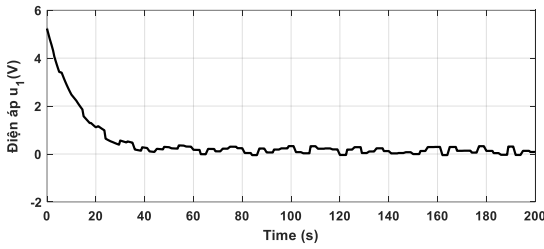
Hình 5.29. Sơ đồ Simulink chạy chế độ thời gian thực điều khiển hệ bồn liên kết

Kết quả điều khiển hệ bồn liên kết được trình trong hình 5.30 a và b. Từ hình ta có thể thấy đáp ứng điều khiển của cả hai bồn tương tự như kết quả mô phỏng (hình 5.26 và 5.27). 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 đồ thị đáp ứng, ta thấy đáp ứng có dao động nhẹ, nguyên do chủ yếu là do nhiễu của cảm biến khi bơm nước đổ vào bồn dẫn đến mức chất lỏng không ổn định. Quá trình thực nghiệm cũng chứng tỏ bộ điều khiển phân số có khả năng thực thi trong việc điều khiển hệ thống thật.



Hình 5.30 a, b. Đáp ứng mức chất lỏng trong cả hai bồn

Hình 5.31 a, b mô tả các tín hiệu điện áp điều khiển ở ngõ ra. Ta nhận thấy khi mức chất lỏng đạt được giá trị mong muốn, các tín hiệu điều khiển thay đổi rất ít với mục tiêu duy trì điểm xác lập của hệ. Các tín hiệu điều khiển thực nghiệm có sự dao động với tần số thấp do nhiễu của tín hiệu đo cũng như do sự dao động của mức chất lỏng trong bồn chứa như đã trình bày trên.



Hình 5.31 a, b. Điện áp điều khiển của cả hai bồn

Chương 6. KẾT LUẬN

6.1 Các kết quả đạt được

Qua quá trình thực hiện luận án, tác giả tập trung nghiên cứu để giải quyết các vấn đề đã đặt ra khi điều khiển quá trình đa biến. Các kết quả nghiên cứu đạt được thông qua bộ điều khiển PID bậc phân số cũng như phát triển cấu trúc bộ điều khiển cho hệ đa biến. Các kết quả nghiên cứu được tổng kết như sau:

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

Đề xuất cấu trúc điều khiển cho hệ đa biến kết hợp giữa phân ly đơn giản hóa và bộ dự báo Smith đa biến. Các hàm truyền thành phần của ma trận phân ly và ma trận hệ thống sau khi phân ly thường rất phức tạp đặc biệt khi bậc của hệ đa biến tăng cao. Trong nghiên cứu này, để đơn giản hóa các hàm truyền trên nhằm dễ dàng hơn trong thiết kế bộ điều khiển, tác giả đề xuất sử dụng thuật toán tối ưu bầy đàn (PSO) để xấp xỉ thành hàm truyền về các dạng đơn giản với bậc nguyên và cả bậc phân số đạt được sự hiệu quả và độ chính xác cao khi so sánh với các phương pháp xấp xỉ, rút gọn hiện có. Tuy nhiên, phương pháp đề xuất chỉ phù hợp cho các hệ tuyến tính với dạng của hàm truyền giả định được biết trước, chưa giải quyết được bài toán tổng quát của hệ đa biến bất kỳ. Bên cạnh đó, bộ dự báo Smith đa biến được kết hợp vào cấu trúc phân ly đơn giản hóa, việc này nhằm loại bỏ thành phần khâu trễ trong phương trình đặc tính của hệ kín, dẫn đến việc phân tích thiết kế sẽ thuận tiện hơn.

Dựa trên cấu trúc đề xuất, tác giả cũng đã đề xuất các phương pháp hiệu chỉnh bộ điều khiển PI/PID bậc phân số cho các hệ đa biến khác nhau. Cụ thể như sau:

- Đề xuất quy luật hiệu chỉnh thông số cho bộ điều khiển đề xuất sử dụng cấu trúc mô hình nội dùng cho hệ đa biến bậc thấp (2×2). Các thông số của bộ điều khiển tính được thông qua tiêu chí thời gian đáp ứng mong muốn. Tuy nhiên, phương pháp này không tổng quát vì không phải trường hợp nào cũng đưa bộ điều khiển IMC về dạng bộ điều khiển bậc phân số. Đối với hệ đa biến, phương pháp này chỉ phù hợp cho hệ 2×2 .
- Đối với hệ bậc cao (3×3 và 4×4), 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 của bài toán tối ưu là cực tiểu hai chỉ số sai số đáp ứng khi giá trị đặt và nhiễu thay đổi. Nghiệm khả dĩ của bài toán tối ưu hóa đa mục tiêu sẽ hội tụ về đường Pareto, và từ đó tiêu chí ổn định bền vững theo chỉ số hàm độ nhạy cực đại sẽ sử dụng để lựa chọn nghiệm phù hợp nhất từ đường Pareto nhằm đảm bảo tính ổn định bền vững của hệ thống thiết kế.

Sự ổn định bền vững cho toàn bộ cấu trúc điều khiển sẽ được đánh giá lại sử dụng cấu trúc $M-\Delta$ và sai số nhân đầu ra (multiplicative output uncertainty). Thông thường, cấu trúc này được sử dụng cho hệ bậc nguyên và trong luận án này, tác giả mở rộng sang hệ có bộ điều khiển bậc phân số. Kết quả mô phỏng chứng tỏ sự ổn định bền vững của cấu trúc đề xuất và đồng thời cũng tốt hơn so với các phương pháp và cấu trúc điều khiển khác.

Mô hình thực nghiệm hệ bồn nước liên kết (quadrature tank, hệ 2×2) được sử dụng để kiểm chứng phương pháp đề xuất. Đầu tiên, *phương pháp nhận dạng cho hệ đa biến bằng cách sử dụng kỹ thuật phân ly ma trận* (MFD) để chuyển đổi hệ MIMO thành hệ nhiều ngõ vào, một ngõ ra (MISO). Từ đó áp dụng phương pháp bình phương tối thiểu (least squares method) của hệ đơn biến để nhận dạng và mô hình hóa hệ đa biến. Sau đó, phương pháp đề xuất cho hệ 2×2 được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển bậc phân số và kiểm chứng kết quả điều khiển trên mô hình thực nghiệm. Bộ điều khiển được thiết kế trên Matlab và hoạt động tốt ở chế độ điều khiển thời gian thực (Real-Time Window Target).

6.2 Hạn chế và hướng phát triển

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

- Các phương pháp đề xuất vẫn chưa tổng quát để giải quyết bài toán điều khiển cho hệ đa biến. Việc thiết kế bộ điều khiển FOPID với đầy đủ quy luật hiệu chỉnh cho cả 5 thông số vẫn đang là vấn đề thách thức cho các nhà nghiên cứu trong lĩnh vực này. Hơn nữa, phương pháp thiết kế tương minh cho hệ đa biến bậc cao thay vì sử dụng các giải thuật tìm kiếm cũng là bài toán mở trong lĩnh vực này.
- Khi kiểm chứng trên mô hình thực nghiệm, bộ điều khiển thiết kế vẫn chạy trên Matlab sử dụng chế độ thời gian thực. Việc triển khai hoàn toàn bộ điều khiển số của điều khiển bậc phân số chưa được nghiên cứu trong luận án. Và đây cũng là hướng nghiên cứu cần được tập trung phát triển để đưa điều khiển bậc phân số vào ứng dụng.
- Mô hình thực nghiệm trong luận án chỉ kiểm chứng được hệ 2×2 , các hệ bậc cao hơn như các mô hình tháp chưng cất do hạn chế về kinh phí và thiết bị nên chưa được triển khai trong luận án. Đây cũng là hướng nghiên cứu ứng dụng quan trọng để đưa các lý thuyết điều khiển vào ứng dụng thực tế đem lại lợi ích kinh tế to lớn.

Các công trình đã công bố

1. **Chuong, V.L.**; Vu, T.N.L.; Truong, N.T.N.; Jung, J.H. “The Pareto optimal robust design of generalized-order PI Controllers based on the decentralized structure for multivariable processes”, *Korean Journal of Chemical Engineering*, 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”, *4th 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] Sami, I.; Ullah, S.; Ullah, N.; Ro J.-S. Sensorless fractional order composite sliding mode control design for wind generation system. *ISA Transaction*, 2021, *111*, pp. 275–289.
- [2] Correa-Escudero, I.L.; Gómez-Aguilar, J.F.; López- López, M.G.; Alvarado-Martínez, V.M. Correcting dimensional mismatch in fractional models with power, exponential and proportional kernel: Application to electrical systems. *Results in Physics*, 2022, *40*, 105867.
- [3] Latif, A.; Hussain, S.M.S.; Das, D.C.; Ustun, T.S.; Iqbal, A. A review on fractional order (FO) controllers' optimization for load frequency stabilization in power network. *Energy Reports*, 2021, *7*, pp. 4009–4021.
- [4] Paola, M.D.; Pinnola, F.P. and Zingales, M. Fractional differential equations and related exact mechanical models. *Computers & Mathematics with Applications*, 2013, *66(5)*, pp. 608–620.
- [5] Homaeinezhad, M.R.; Shahhosseini, A. Fractional order actuation systems: Theoretical foundation and application in feedback control in mechanical systems. *Applied Mathematical Modelling*, 2020, *87*, pp. 625–639.
- [6] Chauchois, A.; Didier, D.; Emmanuel, A.; Bruno, D. Use of noninteger identification models for monitoring soil water content. *Measurement Science and Technology*, 2003, *14(6)*, 868.
- [7] Magin, R.L. *Fractional calculus in bioengineering*, Begell House Inc., 2006.
- [8] Freeborn, T.J. A survey of fractional-order circuit models for biology and biomedicine, *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2013, *3(3)*, pp. 416–424.
- [9] K.S. Miller and B. Ross, *An Introduction to the Fractional Calculus and Fractional Differential Equations*, 1st edition, Wiley-Interscience, NY, USA, 1993.
- [10] Monje, C.A.; Chen, Y.Q.; Vinagre, B.M.; Xue, D.; Feliu, V. *Fractional order Systems and Controls: Fundamentals and Applications*, Springer, London, 2010.
- [11] Petrás, I. *Fractional-Order Nonlinear Systems: Modeling, Analysis and Simulation*, Springer Science & Business Media, 2011.
- [12] W. Mitkowski, J. Kacprzyk, *Advances in the theory and application of non-integer order systems*, Springer, 2013.
- [13] Valério, D.; Costa, J.S.d. *An introduction to fractional control*. The Institution of Engineering and Technology, London, 2013.
- [14] Bode, H.W. *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, New York, D. Van Nostrand Company, Inc., 1945
- [15] Podlubny, I. Fractional-order systems and $PI^\lambda D^\mu$ controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, *44(1)*, pp. 208–214.
- [16] Podlubny, I.; Petrás, I.; Vinagre, B.M.; O'Leary, P.; Dorcák, L. Analogue realizations of fractional-order controllers, *Nonlinear Dynamics*, 2002, *29*, pp. 281–296.
- [17] Brancík, L.; Valsa, J.; Gonzalez, E.; Terpak, J.; Petras, I.; Pivka, L. Analogue realizations of fractional-order dynamical systems, *Entropy*, 2013, *15(10)*, pp. 4199–4214.
- [18] Li, Z.; Ding, J.; Wu, M.; Lin, J. Discrete fractional order PID controller design for nonlinear systems. *International Journal of Systems Science*, 2021, *52(15)*, pp. 3206–3213.
- [19] Malik, S.A.; Mir, A.H. FPGA Realization of Fractional Order Neuron. *Applied Mathematical Modelling*, 2020, *81*, pp. 372–385.
- [20] Kapoulea, S.; Psychalinos, C.; Elwakil, A.S.; Hosseinia S. H. Realization of fractional-order PID loop-shaping controller for mechatronic applications. *Integration-the VLSI Journal*, 2021, *80*, pp. 5–12.
- [21] Chen, Y.Q.; Petrás, I.; Xue, D. Fractional order control- a tutorial. *Proc. of the American Control Conference (ACC)*, 2009, St. Louis, USA.
- [22] Lou, Y. and Chen, Y.Q. Fractional-order [proportional derivative] controller for robust motion control: Tuning procedure and validation. *Proc. of the American Control Conference (ACC)*, 2009, St. Louis, USA.

- [23] Monje, C.A.; Calderon, A. J.; Vinagre, B. M.; Feliu, V.; Chen, Y.Q. On fractional PI^λ controllers: some tuning rules for robustness to plant uncertainties, *Nonlinear Dynamics*, 2004, 38(1), pp. 369–381.
- [24] Chen, Y.Q.; Xue, D. and Bhaskaran, T. Practical tuning rule development for fractional order proportional and integral controllers, *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 2008, 3(2), 021403.
- [25] Suárez, I.; Vinagre, B. M.; Calderón, A. J.; Monje, C.A.; Chen, Y.Q. Using fractional calculus for lateral and longitudinal control of autonomous vehicles, A chapter in the Lecture Notes in Computer Science, Springer Verlag, 2003, vol. 2809.
- [26] Luo, Y.; Zhang, T.; Lee, B.; Kang, C.; Chen, Y.Q. Disturbance observer design with Bode’s ideal cut-off filter in hard-disc-drive servo system mechatronics. *Mechatronics*, 2013, 23(7), pp. 856–862.
- [27] Luo, Y.; Zhang, T.; Lee, B.; Kang, C.; Chen, Y.Q. Fractional-order proportional derivative controller synthesis and implementation for hard-disk-drive servo system. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2014, 22(1), pp. 281–289.
- [28] Li, Y.; Chen, Y.Q. Stability analysis of fractional order universal adaptive stabilization. *New Trends in Nanotechnology and Fractional Calculus Applications*, 2009, Springer, pp. 357–368.
- [29] Jiao, Z.; Chen, Y.Q. Stability of fractional-order linear time-invariant systems with multiple noncommensurate orders. *Computer and Mathematics with Applications*, 2012, 64(10), pp. 3053–3058.
- [30] Li, Y.; Chen, Y.Q.; Podlubny, I. Mittag-Leffler stability of fractional order nonlinear dynamic systems, *Automatica*, 2009, 45(8), pp. 1965–1969.
- [31] Liang, J.; Chen, Y.Q.; Vingre, B. M.; Podlubny, I. Identification of a fractional linear diffusion-wave equation from noisy boundary measurements. *Proc. of the 1st IFAC Symposium on Fractional Differentiation and its Applications*, 2004, Bordeaux, France.
- [32] Yin, C.; Dadras, S.; Zhong, S.; Chen, Y.Q. Control of a novel class of fractional-order chaotic systems via adaptive sliding mode control approach. *Applied Mathematical Modelling*, 2013, 37(4), pp. 2469–2483.
- [33] Malek, H.; Dadras, S.; Chen, Y.Q. A fractional order maximum power point tracker: Stability analysis and experiments. *Proc. of the 51st Annual Conference on Decision and Control (CDC)*, 2012, Maui, Hawaii, USA.
- [34] Maamri, N.; Trigeassou, J. C.; Mehdi, D. A frequency approach to the stability of fractional differential equations with time delays. *Proc. of the European Control Conference*, 2009, Budapest, Hungary.
- [35] Tenoutit, M.; Maamri, N.; Trigeassou, J.C. An identification procedure for the tuning of a robust fractional controller. *Proc. of the 6th Workshop on Fractional Differentiation and its Applications*, 2013, Grenoble, France.
- [36] Malti, R.; Moreau, X.; Khemani, F.; Oustaloup, A. Stability and resonance conditions of elementary fractional transfer functions, *Automatica*, 2011, 47(11), pp. 2462–2467.
- [37] Malti, R.; Aoun, M.; Sabatier, J.; Oustaloup, A. Tutorial on system identification using fractional differentiation models, *Proc. of the 14th IFAC Symposium on System Identification*, 2006, Newcastle, Australia.
- [38] Malti, R.; Victor, S.; Oustaloup, A. Advances in system identification using fractional models, *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 2008, 3(2), 021401.
- [39] Benchellal, A.; Poinot, T.; Trigeassou, J.C. Fractional modeling and identification of a thermal process. *Journal of Vibration and Control*, 2008, 14(9-10).
- [40] Victor, S.; Malti, R.; Garnier, H.; Oustaloup, A. Parameter and differentiation order estimation in fractional models. *Automatica*, 2013, 49(4), pp. 926–935.
- [41] Maachou, A.; Malti, R.; Melchior, P.; Battaglia, J. L.; Oustaloup, A.; Hay, B. Nonlinear thermal system identification using fractional Volterra series. *Control Engineering Practice*, 2014, 29, pp. 50–60.
- [42] Matignon, D. Stability results for fractional differential equations with applications to control processing. *Computational Engineering in Systems and Applications Multiconference*, 1996, 2, pp. 963–968, Lille, France.
- [43] Matignon, D. Stability properties for generalized fractional differential systems. *ESAIM: Proc.*, 1998, 5, pp. 145–158.

- [44] Ahn, H.S.; Chen, Y.Q. Necessary and sufficient stability condition of fractional-order interval linear systems, *Automatica*, 2008, *44*(11), pp. 2985–2988.
- [45] Hamamci, S.E. An algorithm for stabilization of fractional-order time delay systems using fractional-order PID controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, *52*(10), pp. 1964–1969.
- [46] Dzielinski, A.; Sierociuk, D. Stability of discrete fractional order state-space systems. *Journal of Vibration and Control*, 2008, *14*(9-10).
- [47] Hwanga, C.; Cheng, Y.C. A numerical algorithm for stability testing of fractional delay systems. *Automatica*, 2006, *42*(5), pp. 825–831.
- [48] Hu, W.; Cai, W.J.; Xiao, G. Decentralized Control System Design for MIMO Processes with Integrators/Differentiators. *Ind. Eng. Chem. Res.* 2010, *49*(24), pp. 12521–12528.
- [49] Ammathil, R.; Narsaiah, T.B.; Rao, A.S. Design of decentralised Smith predictor for multivariable non-square processes with multiple time delays. *Int. J. Modeling, Identification and Control*, 2014, *21*(2), pp. 147–159.
- [50] Chandramohan goud, E.; Rao, A.S.; Chidambaram, M. Improved Decentralized PID Controller design for MIMO processes. *IFAC papersOnline*, 2020, *53*(1), pp. 153–158.
- [51] Wang, Y.J. Tuning optimal and robust decentralized PID controllers for two-input two-output time delay systems with a decouper based on frequency domain robustness specifications. *Franklin Open*, 2024, *6*, 100072.
- [52] Dan Chen; Seborg, D.E. Relative Gain Array Analysis for Uncertain Process Model. *AIChE Journal*, 2002, *48*(2), pp. 302–310.
- [53] McAvoy, T.; Arkun, R.; Chen, R.; Robinson, D.; Schnelle, P.D. A New Approach to Defining a Dynamic Relative Gain. *Control Engineering Practice*, 2003, *11*(8), pp. 907–914.
- [54] He, M.J.; Cai, W.J.; Ni, W.; Xie, L.H. RGA based control system configuration for multivariable processes. *Journal of Process Control*, 2009, *19*, pp. 1036–1042.
- [55] Vu, T.N.L.; Lee, M. Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes. *Journal of Process Control*, 2010, *20*, pp. 922–933.
- [56] Kumar, V.V.; Rao, V.S.R.; Chidambaram, M. Centralized PI controllers for interacting multivariable processes by synthesis method. *ISA Transactions*, 2012, *51*, pp. 400–409.
- [57] Qin, S.J.; Badgwell, T.A. A survey of industrial model predictive control technology. *Control Engineering Practice*, 2003, *11*, pp. 733–764.
- [58] Forbes, M.G.; Patwardhan, R.S.; Hamadah, H.; Gopaluni, R.B. Model Predictive Control in Industry: Challenges and Opportunities. *IFAC PapersOnline*, 2015, *48*(8), pp.531–538.
- [59] Harold L.W. Inverted decoupling: a neglected technique. *ISA Transactions*, 1997, *36*(1), pp. 3–10.
- [60] Gagnon, E.; Pomerleau, A.; Desbiens, A. Simplified, ideal or inverted decoupling? *ISA Transactions*, 1998, *37*, pp. 265–276.
- [61] Liu, L.; Tian, S.; Xue, D.; Zhang, T.; Chen, Y.Q.; Zhang, S. A Review of Industrial MIMO Decoupling Control. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2019, *17*, pp. 1–9.
- [62] Wang, Q.G.; Huang, B.; Xin, G. Auto-tuning of TITO decoupling controllers from step tests. *ISA Transactions*, 2000, *39*, pp. 407–418.
- [63] Chen, P.; Zhang, W. Improvement on an inverted decoupling technique for a class of stable linear multivariable processes. *ISA Transactions*, 2007, *46*, pp.199–210.
- [64] Shen, Y.; Cai, W.J.; Li, S. Normalized decoupling control for high-dimensional MIMO processes for application in room temperature control HVAC systems. *Control Engineering Practice*, 2010, *18*, pp. 652–664.
- [65] Sun, L.; Dong, J.; Li, D.; Lee, K.Y. A practical multivariable control approach based on inverted decoupling and decentralized active disturbance rejection control. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 2016, *55*(7), pp. 2008–2019.
- [66] Rajapandiyani, C.; Chidambaram, M. Controller Design for MIMO Processes Based on Simple Decoupled Equivalent Transfer Functions and Simplified Decoupler. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 2012, *51*, pp. 12398–12410.

- [67] Vu, T.N.L.; Lee, M. An Extended Method of Simplified Decoupling for Multivariable Processes with Multiple Time Delays. *Journal of Chem. Eng. Japan*, 2013, 46(4), pp. 279–293.
- [68] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F. Centralized Inverted Decoupling Control. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 2013, 52(23), pp. 7854–7866.
- [69] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F. An extended approach of inverted decoupling. *Journal of Process Control*, 2011, 21(1), pp. 55–68.
- [70] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F. Inverted decoupling internal model control for square stable multivariable time delay systems. *Journal of Process Control*, 2014, 24(11), pp. 1710–1719.
- [71] Normey-Rico, J.E.; Camacho, E.F. Unified approach for robust dead-time compensator design, *Journal of Process Control*, 2009, 19(1), pp. 38–47.
- [72] Sanz, R.; Garcia, P.; Albertos, P. A generalized Smith predictor for unstable time-delay SISO systems. *ISA Transactions*, 2018, 72, pp. 197–204.
- [73] Raja, G.L.; Ali, A. Smith predictor based parallel cascade control strategy for unstable and integrating processes with large time delay. *Journal of Process Control*, 2017, 52, pp. 57–65.
- [74] Torrico, B.C.; Pereira, R.D.O.; Sombra, A.K.R.; Nogueira, F.G. Simplified filtered Smith predictor for high-order dead-time processes, *ISA Transactions*, 2021, 109, pp. 11–21.
- [75] Raja, G.L.; Ali, A. Enhanced tuning of Smith predictor-based series cascaded control structure for integrating processes, *ISA Transactions*, 2021, 114, pp. 191–205.
- [76] Rao, A.S.; Chidambaram, M. Smith delay compensator for multivariable non-square systems with multiple time delays. *Computers and Chem. Eng.*, 2006, 30(8), pp. 1243–1255.
- [77] Santos, T.L.M.; Torrico, B.C.; Normey-Rico, J.E. Simplified filtered Smith predictor for MIMO processes with multiple time delays. *ISA Transactions*, 2016, 65, pp. 339–349.
- [78] Rodríguez, C.; Normey-Rico, J.E.; Guzmán, J.L.; Berenguel, M. On the filtered Smith predictor with feedforward compensation. *Journal of Process Control*, 2016, 41(1), pp. 35–46.
- [79] Amaral, D.L.; Torrico, B.C.; Nogueira, F.G.; Pereira, R.D.O.; Santos, T.L.M. A unified tuning rule of the simplified filtered Smith predictor for SISO and square MIMO high-order dead-time processes. *Control Engineering Practice*. 2023, 141, 105697.
- [80] Garrido, J.; Vázquez, F.; Morilla, F.; Normey-Rico, J.E. Smith predictor with inverted decoupling for square multivariable time delay systems. *International Journal of Systems Science*, 2016, 47(2), pp. 374–388.
- [81] Chen, Y.Q.; Bhaskaran, T.; Xue, D. Practical Tuning Rule Development for Fractional Order Proportional and Integral Controllers. *J. Computational and Nonlinear Dynamics*, 2008, 3(2), 021403.
- [82] Li, D.; Liu, L.; Jin, Q.; Hirasawa, K. Maximum sensitivity based fractional IMC-PID controller design for non-integer order system with time delay. *J. Process Control*, 2015, 31, pp. 17–29.
- [83] Amoura K, et al. Closed-loop step response for tuning PID-fractional-order-filter controllers. *ISA Transactions*, 2016, 64, pp. 247–257.
- [84] Li M.; P. Zhou; Z. Zhao; J. Zhang; Two-degree-of-freedom fractional order-PID controllers design for fractional order processes with dead-time. *ISA Transactions*, 2016, 61, pp. 147–154.
- [85] Li, D.; He, X.; Song, T.; Jin, Q. Fractional Order IMC Controller Design for Two-input-two-output Fractional Order System, *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2019, 17, pp. 1–12.
- [86] Ranjan, A.; Mehta, U. Fractional filter IMC-TDD controller design for integrating processes. *Results in Control and Optimization*, 2022, 8, 100155.
- [87] Ranjan, A.; Mehta, U.; Saxena, S. A comprehensive review of modified Internal Model Control (IMC) structures and their filters for unstable processes. *Annual Reviews in Control*, 2023, 56, 100895.
- [88] Luo, Y.; Chen, Y.Q.; Wang, C.Y.; Pi, Y.G. Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems. *J. Process Control*, 2010, 20(7), pp. 823–831.

- [89] Beschi, M.; Padula, F.; Visioli, A. Fractional robust PID control of a solar furnace. *Control Engineering Practice*, 2016, 56, pp. 190–199.
- [90] Keyser, D.R.; Muresan, C.I.; Ionescu, C.M. A novel auto-tuning method for fractional order PI/PD controllers. *ISA Transactions*, 2016, 62, pp. 268–275.
- [91] Dastjerdi, A.A.; Saikumar, N.; HosseinNia, S.H. Tuning guidelines for fractional order PID controller: Rules of thumb. *Mechatronics*, 2018, 56, pp. 26–36.
- [92] Dastjerdi, A.A.; Vinagre, B.M.; Chen, Y.Q.; HosseinNia, S.H. Linear fractional order controller: A survey in the frequency domain. *Annual Reviews in Control*, 2019, 47, pp. 51–70.
- [93] Chen, P.; Luo, Y.; Peng, Y.; Chen, Y.Q. Optimal robust fractional order PI^λD controller synthesis for first order plus time delay systems. *ISA Transactions*, 2021, 114, pp. 136–149.
- [94] Yumuk, E.; Guzelkaya, M.; Eksin, I. A robust fractional-order controller design with gain and phase margin specification based on delayed Bode’s ideal transfer function. *Journal of the Franklin Institute*, 2022, 359(11), pp. 5341–5353.
- [95] Hajiloo, A.; Nariman-zadeh, N.; Moeini, A. Pareto optimal robust design of fractional-order PID controllers for systems with probabilistic uncertainties, *Mechatronics*, 2012, 22, pp. 788–801.
- [96] Moradi, M. A genetic-multivariable fractional order PID control to multi-input multi-output processes, *J. Process Control*, 2014, 24, pp. 336–343.
- [97] Sánchez, H.S.; Padula, F.; Visioli, A. Vilanova, R. Tuning rules for robust FOPID controllers based on multi-objective optimization with FOPDT models. *ISA Transactions*, 2017, 66, pp. 344–361.
- [98] Haji, V.H.; Monje, C.A. Fractional order PID control of a MIMO distillation column process using improved bat algorithm. *Soft Computing*, 2018, 23(18), pp. 8887–8906.
- [99] Karahan, O. Design of optimal fractional order fuzzy PID controller based on cuckoo search algorithm for core power control in molten salt reactors. *Progress in Nuclear Energy*, 2021, 139, 103868.
- [100] Roy, P.; Roy, B.K. Fractional order PI control applied to level control in coupled two tank MIMO system with experimental validation, *Control Engineering Practice*, 2016, 48, pp. 119–135.
- [101] Mainardi, F.; Pironi, P. The fractional Langevin equation: Brownian motion revisited. *Extracta Mathematicae*, 1996, 11(1), pp. 140–154.
- [102] Van der Pol, B.; Van der Mark, J. Frequency demultiplication, *Nature*, 1927, 120(3019), pp. 363–364.
- [103] Barbosa, R.S.; Machado, J.A.T.; Ferreira, I.M.; Tar, J. K. Dynamics of the fractional-order Van der Pol oscillator. in *Proc. of the IEEE International Conference on Computational Cybernetics (ICCC’04)*, 2004, Vienna, Austria.
- [104] Barbosa, R.S.; Vinagre, B.M.; Calderon, A.J. Analysis of the Van der Pol oscillator containing derivatives of fractional order. *Journal of Vibration and Control*, 2007, 13(9–10), pp. 1291–1301.
- [105] Hristov, J. An exercise with the He’s variation iteration method to a fractional Bernoulli equation arising in a transient conduction with a non-linear boundary heat flux”, *International Review of Chemical Engineering*, 2012, 4(5), pp. 489–497.
- [106] Shah, P.; Agashe, S. Review of fractional PID controller. *Mechatronics*, 2016, 38, pp. 29 – 41.
- [107] Das S.; Saha, S.; Gupta, A. On the selection of tuning methodology of FOPID controllers for the control of higher order processes, *ISA Transactions*, 2011, 50(3), pp. 376–388.
- [108] Shah, P.; Agashe, S. Design and optimization of fractional PID controller for higher order control system. *International Conference of IEEE (ICART) 2013*, pp. 588–592.
- [109] Feliu-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, 69(2), pp. 185–197.
- [110] Pan, I.; Das, S.; Gupta, A. Handling packet dropouts and random delays for unstable delayed processes in NCS by optimal tuning of controllers with evolutionary algorithms. *ISA Transactions* 2011, 50(4), pp. 557–572.

- [111] Cheng, Y.C.; Hwang, C. Stabilization of unstable first-order time delay systems using fractional-order PD controllers. *Journal of Chin. Inst. Eng.* 2006, 29(2), pp. 241–249.
- [112] Petrás, I. Stability of fractional-order systems with rational orders: A survey *Fractional Calculus and Applied Analysis*, 2009, 10(3).
- [113] Tavazoei, M.S.; Haeri, M. A note on the stability of fractional order systems. *Math. Comput. Simul.* 2009, 79(5), pp. 1566–576.
- [114] Das, S.; Gupta, A. Fractional order modeling of a PHWR under step-back condition and control of its global power with a robust controller. *Nuclear Sci. IEEE Trans.* 2011, 58(5), pp.2431–2441.
- [115] Manabe, S. Early development of fractional order control. *American society of mechanical engineers*, 2003, pp. 609–619.
- [116] Lennart Ljung, *System Identification: Theory for the User*, 2th Edition, Prentice Hall, 1999.
- [117] Van den Hof, P.M.J.; Bombois, X. *System Identification for Control*, Lecture Notes DISC Course, March 2004.
- [118] Zhu, Y. *Multivariable System Identification for Process Control*, Elsevier Science & Technology Books, 2001.
- [119] Liu, T.; Gao, F. *Industrial Process Identification and Control Design*, Springer-Verlag London Limited, 2012.
- [120] Hang, C.C.; Astrom, K.J.; Wang, Q.G. Relay feedback auto-tuning of process controllers – a tutorial review. *Journal of Process Control*, 2002, 12, pp. 143–162.
- [121] Zhu, Y. System Identification for Process Control: Recent Experience and Outlook. *14th IFAC Symposium on System Identification*, Newcastle, Australia, 2006.
- [122] Liu, T.; Wang, Q.G.; Huang, H.P. A tutorial review on process identification from step or relay feedback test. *Journal of Process Control*, 2013, 23, pp. 1597–1623.
- [123] De la Torre, L.; Chacón, J.; Sánchez-Moreno, J.; Dormido, S. An event-based adaptation of the relay feedback experiment for frequency response identification of stable processes. *ISA Transactions*, 2023, 139, pp. 510–523.
- [124] Hofreiter, M. Decentralized relay feedback identification of TITO systems. *IFAC PapersOnline*, 2023, 56(2), pp. 7759–7764.
- [125] Yuz, J.I.; Goodwin, G.C. Robust Identification of Continuous-time Systems from Sampled Data. in: Garnier, H.; Wang, L. Identification of Continuous-time Models from Sampled Data. *Advances in Industrial Control*. Springer, London, 2008.
- [126] Mei, H.; Li, S.; Cai, W.J.; Xiong, Q. Decentralized closed-loop parameter identification for multivariable processes from step responses. *Math. and Computers in Simulation*, 2005, 68, pp. 171–192.
- [127] Bazanella, A.S.; Gevers, M.; Miskovic, L. Closed-Loop Identification of MIMO Systems: A New Look at Identifiability and Experiment Design. *European Journal of Control*, 2010, 3, pp. 228–239.
- [128] Darby, M.L.; Nikolaou, M. Identification test design for multivariable model-based control: an industrial perspective. *Control Eng. Practice*, 2014, 22, pp. 165–180.
- [129] Jin, Q.; Wang, Z.; Wang, J. Least squares based iterative identification for multivariable integrating and unstable processes in closed loop. *Applied Math. and Comp.* 2014, 242, pp.10–19.
- [130] Haggblom, K.E. Improved design of experiments for identification of MIMO systems. *Computer Aided Chemical Engineering*, 2019, 46, pp. 781–786.
- [131] Deniz, F.N.; Tan, N. A Model Identification Method for Tuning of PID Controller in a Smith Predictor Structure. *IFAC-PapersOnline*, 2016, 49(10), pp. 13–18.
- [132] Burn, K.; Maerte, L.; Cox, C. A Matlab toolbox for teaching modern system identification methods for industrial process control. *Int. Journal of Mechanical Eng. Education*, 2015, 38(4).
- [133] Malti, R.; Victor, S.; Oustaloup, A.; Garnier, H. An optimal instrumental variable method for continuous-time fractional model identification. in *Proceeding of the 17th IFAC World Congress*, 2008, Seoul, South Korea.
- [134] Khadhraoui, A.; Jelassi, K.; Trigeassou, J.C; Melchior, P. Identification of Fractional Model by Least-Squares Method and Instrumental Variable. *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 2015, 10, 050801.

- [135] Bouyedda, H.; Ladaci, S.; Sedraoui, M.; Lashab, M.; Identification and Control design for a class of non-minimum Phase dead-time Systems based on fractional-order Smith Predictor and Genetic Algorithm Technique. *Int. J. Dynam. Control*, 2019, 7, pp. 914–925.
- [136] Narang, A. Identification and control of fractional and integer order systems. Ph.D. dissertation, Univeristy of Alberta, Canada, 2012.
- [137] Caponetto, R.; Dongola, G.; Fortuna, L.; Petras, I. *Fractional Order Systems: Modelling and Control Applications*, World Scientific, 2010.
- [138] Das, S. *Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls*, Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008.
- [139] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, 2001.
- [140] Kennedy, J.; Eberhart, R. Particle Swarm Optimization, *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, 1995, pp. 1942 – 1948.
- [141] Guedria, N.B. Improved accelerated PSO algorithm for mechanical engineering optimization problems. *Applied Soft Computing*, 2016, 40, pp. 455–467.
- [142] Wang, D.; Tan, D.; Liu, L. Particle swarm optimization algorithm: an overview. *Soft Computing*, 2018, 22, pp. 387–408.
- [143] Luyben, W.L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.* 1986, 25, pp. 654–660.
- [144] Chuong, V.L.; Vu, T.N.L.; Truong, N.T.N.; Jung, J.H. An Analytical Design of Simplified Decoupling Smith Predictors for Multivariable Processes. *Appl. Sci.* 2019, 9 (12), 2487.
- [145] Zhang, W. *Quantitative Process Control Theory*, Taylor & Francis Group, USA, 2012.
- [146] Ghosh, S.; Pan, S. Centralized PI controller design method for MIMO processes based on frequency response approximation, *ISA Transactions*, 2021, 110, pp. 117–128.
- [147] Khandelwal, S.; Detroja, K.P., The optimal detuning approach based centralized control design for MIMO processes, *J. of Process Control*, 2020, 96, pp. 23 – 36.