

การควบคุมความเร็วของระบบสองมวลโดยตัวควบคุมแมมดานีฟัซซีไอ-พี

SPEED CONTROL OF TWO-INERTIA SYSTEM USING MAMDANI FUZZY  
I-P CONTROLLER

นภภัทรพงศ์ สุขเสรีวัฒนากุล

NAPATPONG SUKSARITWATTANAGUL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2688-2

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมความเร็วของระบบสองมวลโดยตัวควบคุมแมมดानीฟuzzyไอ-พี

SPEED CONTROL OF TWO-INERTIA SYSTEM USING MAMDANI FUZZY  
I-P CONTROLLER



ณภัทรพงศ์ สุขเสรีวัฒนากุล

NAPATPONG SUKSARIWATTANAGUL

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 63505  
วัน,เดือน,ปี..... 29 ส.ค. 2549

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2388-2

**SPEED CONTROL OF TWO-INERTIA SYSTEM USING MAMDANI FUZZY  
I-P CONTROLLER**

**NAPATPONG SUKSARIWATTANAGUL**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2006**

**ISBN 974-15-2388-2**

**COPYRIGHT 2006**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมความเร็วของระบบสองมวลโดยตัวควบคุมแอมคานี พีชซีไอ-พี
นักศึกษา	นายณภัทรพงศ์ สุขเสรีวัฒนากุล
รหัสประจำตัว	46061506
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.จنگกล งามวิวิทย์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลโดยตัวควบคุมแอมคานีพีชซีไอ-พี ซึ่งมีโครงสร้างง่ายและใช้จำนวนกฎพีชซีน้อย โดยตัวควบคุมนี้ได้มาจากการจัดโครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิมที่ออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ และนำหลักการของพีชชีมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะตามต้องการ การวิเคราะห์เสถียรภาพจะใช้ทฤษฎีบทเกนน้อย เพื่อหาเสถียรภาพที่พอเพียงสำหรับการออกแบบระบบควบคุมแอมคานีพีชซีไอ-พี จากผลการจำลองและการทดลองเมื่อใช้ตัวควบคุมแอมคานีพีชซีไอ-พีควบคุมความเร็วของระบบสองมวล พบว่าตัวควบคุมที่นำเสนอนี้ สามารถควบคุมความเร็วของระบบสองมวลได้ตามที่ได้ออกแบบไว้โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว และสามารถขจัดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองมวลได้

<b>Thesis Title</b>	Speed Control of Two-Inertia System using Mamdani Fuzzy I-P Controller
<b>Student</b>	Mr. Napatpong Suksariwattanagul
<b>Student ID.</b>	46061506
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2006
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Jongkol Ngamwiwit

### **ABSTRACT**

This thesis proposes a speed control of two-inertia system using Mamdani fuzzy I-P controller. The structure of the Mamdani fuzzy I-P controller is simple and the number of the fuzzy control rules is small. The proposed controller is the modification from the conventional I-P controller designed by coefficient diagram method. The Mamdani fuzzy I-P controller can be designed easily by fuzzy principle to meet the desired control system performances. The sufficient condition for stability of the Mamdani fuzzy I-P control system is derived based on small gain theorem. The simulation and experimental results of the speed control of two-inertia system using the proposed Mamdani fuzzy I-P controller are shown that the required performance can be achieved, the steady-state error can be rejected and the torsional vibration of two-inertia system can also be suppressed.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ก็เพราะความเมตตาจาก รศ.ดร.จกมล งามวิวิทย์ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาในด้านทฤษฎีต่างๆ ในการควบคุม ตลอดจนคำแนะนำในการเขียนบทความและวิทยานิพนธ์ ทั้งยังคอยเอาใจใส่ ดูแลข้าพเจ้าเสมอมา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านเป็นอย่างมาก และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผศ.ถาวร เบญจนราสุทธิ์ เป็นอย่างยิ่งที่ได้ให้คำปรึกษาในทฤษฎีการควบคุม การหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ และข้อสงสัยต่างๆ เป็นอย่างดี

ขอขอบพระคุณ พี่กังวาน แสนสวาสดี ผู้ให้คำแนะนำทางด้านทฤษฎีพีชคณิตต่างๆ และได้ให้ข้อมูลรายละเอียดเกี่ยวกับอุปกรณ์ในการทำการทดลอง

ขอขอบคุณ นางสาวธนวรรณ สูญทุกข์ ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้ข้าพเจ้าเสมอมา

ขอขอบคุณ พี่ๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคน ในสาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ให้ความรู้และคอยให้ความช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์นี้

และสุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ของข้าพเจ้า ที่ได้เลี้ยงดู อบรมสั่งสอนให้กำลังใจและสนับสนุนให้ข้าพเจ้าได้รับการศึกษาตลอดระยะเวลาที่ผ่านมาจนปัจจุบัน รวมถึงญาติพี่น้องทุกคนที่ช่วยเป็นกำลังใจและสนับสนุนการศึกษาของข้าพเจ้า

ณภัทรพงศ์ สุขเสรีวัฒนากุล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
คำย่อและสัญลักษณ์.....	X
<b>บทที่ 1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 แนวคิดในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	3
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับพีชชี.....</b>	<b>5</b>
2.1 ทฤษฎีพีชชีเซต.....	5
2.2 ปฏิบัติการพื้นฐานสำหรับพีชชีเซต.....	9
2.3 ตัวแปรเชิงภาษา.....	11
2.4 โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมพีชชี.....	12
2.4.1 พีชชีพีเคชัน.....	12
2.4.2 กฎพีชชี.....	13
2.4.2.1 กฎแมมดานิพีชชี.....	13
2.4.2.2 กฎทีเอสพีชชี.....	13
2.4.3 พีชชีอินเฟอร์เรนซ์.....	14
2.4.4 คีพีชชีพีเคชัน.....	15
2.4.4.1 วิธีเงินเนอรอลไลซ์คีพีชชีฟายเออร์.....	16
2.4.4.2 วิธีเซ็นทรอยด์และวิธีมินออฟแมกซิมัมคีพีชชีฟายเออร์.....	16

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 3 ระบบสองมวล.....</b>	<b>17</b>
3.1 โครงสร้างของระบบสองมวล.....	17
3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล.....	18
<b>บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุมแอมคานีฟิชชีไอ-พี.....</b>	<b>22</b>
4.1 โครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิม.....	22
4.2 โครงสร้างของตัวควบคุมแอมคานีฟิชชีไอ-พี.....	23
4.3 การออกแบบตัวควบคุมฟิชชี.....	24
4.4 การวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟิชชี.....	27
<b>บทที่ 5 การวิเคราะห์เสถียรภาพ.....</b>	<b>30</b>
5.1 ทฤษฎีบทเกนน้อย.....	30
5.2 เงื่อนไขค่านอร์มของตัวควบคุมฟิชชีไอ-พี.....	31
5.3 เงื่อนไขเสถียรภาพแบบบีไอบีไอของระบบควบคุมแอมคานีฟิชชีไอ-พี...	32
<b>บทที่ 6 การจำลองและการทดลองระบบควบคุม.....</b>	<b>34</b>
6.1 การหาพารามิเตอร์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล.....	34
6.2 ผลการจำลองระบบควบคุม.....	36
6.3 ผลการทดลองระบบควบคุม.....	43
<b>บทที่ 7 สรุปผลการวิจัย.....</b>	<b>51</b>
6.1 สรุปผลการทดลอง.....	51
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	52
<b>เอกสารอ้างอิง.....</b>	<b>53</b>

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	55
ภาคผนวก ก รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	56
ภาคผนวก ข วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	63
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	66
ประวัติผู้เขียน.....	77

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	คำจำกัดความวิธีฟิชชีอินเฟอเรนซ์ที่นิยมใช้ในกฎแมมคานีฟิชชี..... 14
4.1	ค่าการเป็นสมาชิกอินพุตของกฎฟิชชีในแต่ละกฎตั้งแต่บริเวณ IC1 ถึง IC12..... 28
4.2	ผลลัพธ์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟิชชีไอ-พีบริเวณ IC1 ถึง IC12..... 29
5.1	ค่านอร์มของตัวควบคุมฟิชชีไอ-พีในบริเวณ IC1 ถึง IC12..... 32
6.1	ค่าพารามิเตอร์ของระบบสองมวล..... 35
6.2	ผลลัพธ์ค่านอร์มของตัวควบคุมฟิชชีไอ-พีในบริเวณ IC1 ถึง IC12..... 36

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของคริซปีเซตและฟิชซีเซต..... 6
2.2	ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟิชซีซิงเกิลตัน..... 7
2.3	ซัพพอร์ต แกน และความสูงของฟิชซีเซต..... 8
2.4	ปฏิบัติการคอมพลิเมนต์ อินเตอร์เซกชัน และยูเนียน..... 9
2.5	ตัวอย่างของตัวแปรเชิงภาษาที่มีชื่อว่า <i>speed</i> ..... 12
2.6	โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมฟิชซี..... 12
2.7	ผลลัพธ์ของฟิชซีอินเฟอเรนซ์ทั้ง 4 วิธี เมื่อแทนเอาต์พุตของกฎฟิชซีด้วยฟิชซีเซต..... 15
2.8	ผลลัพธ์ของฟิชซีอินเฟอเรนซ์ทั้ง 4 วิธี เมื่อแทนเอาต์พุตของกฎฟิชซีด้วยฟิชซีซิงเกิลตัน 15
3.1	โครงสร้างของระบบสองมวล..... 17
3.2	แบบจำลองของระบบสองมวล..... 18
4.1	ระบบควบคุมอนาล็อกไอ-พีคั้งเดิม..... 22
4.2	ระบบควบคุมไอ-พี..... 23
4.3	ระบบควบคุมแมมคานีฟิชซีไอ-พี..... 24
4.4	ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกค่าผิดพลาด..... 25
4.5	ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม..... 25
4.6	ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟิชซีไอ-พี..... 25
4.7	อินพุตสเปซของตัวควบคุมฟิชซีไอ-พี..... 27
5.1	ระบบควบคุมทั่วไป..... 30
6.1	บล็อกไดอะแกรมของระบบสองมวล..... 34
6.2	ผลตอบสนองระบบควบคุมวงเปิดของการควบคุมความเร็วระบบสองมวล..... 35
6.3	ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที..... 37
6.4	สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที..... 38
6.5	ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที..... 39
6.6	สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที..... 39
6.7	ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที..... 40
6.8	สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที..... 40
6.9	ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ..... 41
6.10	สัญญาณควบคุมที่ได้จากการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ..... 42

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.11 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที.....	42
6.12 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที.....	43
6.13 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที.....	44
6.14 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที.....	44
6.15 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที.....	45
6.16 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที.....	46
6.17 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที.....	46
6.18 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที.....	47
6.19 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ....	48
6.20 สัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ.....	48
6.21 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที.....	49
6.22 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที.....	49
ข.1 โครงสร้างมาตรฐานของระบบควบคุมวงปิดที่ออกแบบด้วยวิธี CDM.....	63

## คำย่อและสัญลักษณ์

$U$	หมายถึง เอกภพสัมพัทธ์
$\mu$	หมายถึง ฟังก์ชันการเป็นสมาชิก
$K_i$	หมายถึง อัตราขยายอินทิกรัล
$K_p$	หมายถึง อัตราขยายพหุคูณอันดับ
$T$	หมายถึง คาบเวลาการสุ่ม
$sp(nT)$	หมายถึง ค่าเซตพอยท์
$e(nT)$	หมายถึง ค่าผิดพลาด
$y(nT)$	หมายถึง ค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม
$\Delta y(nT)$	หมายถึง การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม
$u(nT)$	หมายถึง ค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม
$\Delta u(nT)$	หมายถึง การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม
$E_{ss}$	หมายถึง ค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว
$P_o$	หมายถึง เบอร์เซนดค่าพุ่งเกิน
$t_r$	หมายถึง เวลาไต่ขึ้น
$t_s$	หมายถึง เวลาเข้าที่

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 แนวคิดในการทำวิทยานิพนธ์

ในปัจจุบันนี้ วิศวกรรมระบบควบคุมเป็นศาสตร์ที่จำเป็นและสำคัญอย่างมากสำหรับอุตสาหกรรมการผลิตแทบทุกชนิด ทั้งนี้เป็นผลสืบเนื่องมาจากการแข่งขันทางเศรษฐกิจ เพื่อให้สามารถทำการผลิตได้อย่างรวดเร็ว มีประสิทธิภาพ และลดต้นทุนการผลิตให้ได้มากที่สุด วิศวกรรมระบบควบคุมจึงมีบทบาทอย่างมากที่จะทำให้วัตถุประสงค์ดังกล่าวเป็นจริง ตัวควบคุม (controller) คือ หัวใจสำคัญของระบบควบคุมที่จะช่วยให้ระบบนั้นๆ สามารถทำงานได้ดีตรงตามเป้าหมาย การเลือกชนิดของตัวควบคุมและการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้ได้ค่าที่เหมาะสมสำหรับแต่ละกระบวนการ (process) จึงเป็นปัจจัยสำคัญที่วิศวกรผู้ออกแบบระบบควบคุมจะต้องพิจารณา เพื่อที่จะสามารถทำให้กระบวนการหรือหน่วยการผลิตนั้นๆ ทำงานได้อย่างถูกต้อง แม่นยำ และมีประสิทธิภาพ

ตัวควบคุมดั้งเดิม (classical controller) ของระบบควบคุมที่นิยมใช้ในกระบวนการผลิตทางอุตสาหกรรม จะมีตัวควบคุมพี (proportional controller: P) ตัวควบคุมพีไอ (proportional-integral controller: PI) และตัวควบคุมพีไอดี (proportional-integral-derivative controller: PID) โดยพบว่ามากกว่าร้อยละ 90 เป็นตัวควบคุมพีไอ อย่างไรก็ตาม มีข้อจำกัดเมื่อนำตัวควบคุมเหล่านี้ไปควบคุมระบบไม่เป็นเชิงเส้น ระบบที่ไม่รู้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ระบบอันดับสูงและระบบที่มีความไม่แน่นอน เป็นต้น ดังนั้น ตัวควบคุมฟัซซีจึงได้เข้ามามีบทบาทในเรื่องการควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรม เนื่องจากมีข้อดีที่เป็นจุดเด่นหลายประการดังนี้

- ตัวควบคุมฟัซซี สามารถใช้กับระบบที่ไม่สามารถหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมฟัซซี จะใช้วิธีแปลงความรู้หรือประสบการณ์ของผู้เชี่ยวชาญ ให้เป็นกฎการควบคุมในรูปแบบของเงื่อนไข

- ตัวควบคุมฟัซซี สามารถควบคุมระบบไม่เป็นเชิงเส้นได้ เนื่องจากตัวควบคุมฟัซซีมีคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นอยู่ในตัว โดยสามารถกำหนดความสัมพันธ์ของกฎการควบคุมให้เป็นแบบไม่เชิงเส้น

- ตัวควบคุมฟัซซี สามารถควบคุมกระบวนการที่มีความไม่แน่นอนได้ เนื่องจากตัวควบคุมฟัซซีมีความคงทน (robustness) ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของกระบวนการ เพราะฟังก์ชันการเป็นสมาชิก (membership function) จะกำหนดเป็นช่วงบริเวณที่มีลักษณะต่างๆ เช่น ฟังก์ชันสามเหลี่ยม (triangular function) ฟังก์ชันสี่เหลี่ยมคางหมู (trapezoidal function) ฟังก์ชันเกาส์เซียน (gaussian function) และฟังก์ชันรูประฆังคว่ำ (bell function) เป็นต้น

แนวคิดของทฤษฎีฟัซซีเซต (fuzzy set) และฟัซซีลอจิก (fuzzy logic) [1,2] เริ่มขึ้นในปี ค.ศ.1965 โดยนักวิทยาศาสตร์ชาวอเมริกันชื่อ ศาสตราจารย์ L.A. Zadeh ต่อมาในช่วงกลางทศวรรษ ที่ 1970 ศาสตราจารย์ E.H. Mamdani ก็ได้นำทฤษฎีฟัซซีเซตและฟัซซีลอจิกมาประยุกต์ใช้ในการ ออกแบบตัวควบคุมฟัซซี (fuzzy controller) [3,4] และทำการควบคุมกลจักรไอน้ำเป็นครั้งแรก [5] หลังจากนั้นในปี ค.ศ.1980 เป็นต้นไป ตัวควบคุมฟัซซีก็ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในระบบควบคุม ทางอุตสาหกรรมมากขึ้น [6] เช่น ใช้ในระบบการควบคุมเตาเผาปูนซีเมนต์ [7] ระบบควบคุม กระบวนการทำน้ำอุ่น (warm water plant) [8] ระบบนำร่องยานยนต์อัตโนมัติ [9] อุตสาหกรรม เหล็ก [10] การควบคุมปฏิกรณ์นิวเคลียร์ [11] อุตสาหกรรมการทำกระดาษ [12] เป็นต้น รวมถึงการ ใช้งานทางวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ เช่น การควบคุมการเคลื่อนไหวของหุ่นยนต์ การ ควบคุมมอเตอร์ จนกระทั่งถึงการควบคุมตำแหน่งดาวเทียม [13]

จากการศึกษาและค้นคว้าพบว่า มีหลายบทความที่ได้นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบตัว ควบคุมฟัซซี ซึ่งจะกล่าวถึงบทความบางส่วนดังนี้

- การออกแบบและวิเคราะห์ตัวควบคุมฟัซซีพีไอ+ดี [14] เป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุม ที่ประกอบด้วยตัวควบคุมฟัซซีสองส่วน คือ ตัวควบคุมฟัซซีพีไอและตัวควบคุมฟัซซีดี ซึ่งทำให้ตัว ควบคุมมีโครงสร้างซับซ้อน นอกจากนี้ อินพุตของตัวควบคุมฟัซซีในแต่ละส่วนไม่เหมือนกัน จึง ต้องใช้จำนวนกฎควบคุมฟัซซีทั้งหมด 8 กฎ ทำให้ยากแก่การวิเคราะห์เสถียรภาพ

- ตัวควบคุมทากาจิ-ซุงเก โนฟัซซีพีไอ+ดี [15] ตัวควบคุมทากาจิ-ซุงเก โนฟัซซีพีดี+ไอ [16] และตัวควบคุมทากาจิ-ซุงเก โนฟัซซีพีไอดี [17] มีอัตราขยายพรอพอชันนัล (proportional gain) อัตราขยายอินทิกรัล (integral gain) และอัตราขยายเดริเวอทีฟ (derivative gain) เป็นค่าไม่คงที่ สามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอินพุตของตัวควบคุมฟัซซี แต่เนื่องจากค่า พารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟัซซีดังกล่าวมีจำนวนมาก จึงทำให้ต้องใช้เวลาในการปรับแต่ง ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟัซซี นอกจากนี้ โครงสร้างของตัวควบคุม [15,16] ประกอบด้วยตัว ควบคุมฟัซซีสองส่วน จึงทำให้ตัวควบคุมมีโครงสร้างซับซ้อน ซึ่งแตกต่างจากโครงสร้างของตัว ควบคุม [17] ซึ่งมีตัวควบคุมฟัซซีเพียงส่วนเดียว

- ตัวควบคุมฟัซซีพีไอดี [18] เป็นการนำเสนอการออกแบบตัวควบคุม โดยพิจารณาให้ อินพุตสเปซของตัวควบคุมเป็นสามมิติ ทำให้การปรับแต่งตัวควบคุมสะดวกมากขึ้น เพราะการ ทำงานของตัวควบคุมฟัซซีมีเพียงส่วนเดียว แต่มีความยุ่งยากในการออกแบบกฎควบคุมฟัซซีและ การวิเคราะห์เสถียรภาพมากขึ้น

- ตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีพีไอ+พีดี [19] เป็นการออกแบบตัวควบคุมซึ่งประกอบด้วย ตัวควบคุมฟัซซีพีไอและตัวควบคุมฟัซซีพีดี จึงทำให้ตัวควบคุมมีโครงสร้างซับซ้อน ตัวควบคุม แมมดานิฟัซซีพีไอ+พีดีนี้ได้มาจากการจัด โครงสร้างของตัวควบคุมพีไอดีที่ใช้วิธีการลองผิดลองถูก ในการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมซึ่งต้องใช้เวลาในการปรับแต่ง นอกจากนี้ ตัวควบคุมฟัซซีใน

แต่ละส่วนยังใช้กฎควบคุมพีชชีถึง 9 กฎด้วยกัน ทำให้การวิเคราะห์เสถียรภาพและการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีชชีมีความยุ่งยาก

ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแอมคานีพีชชีไอ-พีชชี ซึ่ง มีโครงสร้างง่าย เพราะมีตัวควบคุมพีชชีเพียงส่วนเดียวและใช้จำนวนกฎควบคุมพีชชีเพียง 4 กฎ จึงทำให้การออกแบบตัวควบคุมพีชชี การวิเคราะห์เสถียรภาพและการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีชชีมีความยุ่งยากน้อยลง โดยที่ตัวควบคุมแอมคานีพีชชีไอ-พีชชีนี้ได้มาจากการจัดโครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีชชีดั้งเดิมและนำหลักการของพีชชีมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุม สำหรับโครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีชชีดั้งเดิมเกิดจากการนำตัวควบคุมไอมาค่อในส่วนหน้า (forward part) และนำตัวควบคุมพีชชีมาต่อในลักษณะป้อนกลับ (feedback part) โดยมีจุดประสงค์เพื่อหลีกเลี่ยงสัญญาณควบคุมที่มีขนาดใหญ่ ซึ่งอาจทำให้เกิดสถานะอิ่มตัว (saturation phenomenon) ของกระบวนการที่ควบคุมได้ [20] นอกจากนี้ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอ-พีชชีได้ใช้วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (coefficient diagram method: CDM) ทำให้ระบบควบคุมมีความเร็วในการตอบสนอง โดยไม่มีค่าพุงเกิน มีเสถียรภาพและมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของกระบวนการ

## 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบตัวควบคุมแอมคานีพีชชีไอ-พีชชี สำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวลให้เข้าสู่ระดับสัญญาณอ้างอิงได้อย่างรวดเร็วโดยไม่มีเรโซแนนซ์การบิด และไม่มีความผิดพลาดที่สถานะคงตัว

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์หาเงื่อนไขเสถียรภาพบีโอบีโอ (bounded-input bounded-output stability) ของระบบควบคุมแอมคานีพีชชีไอ-พีชชีโดยใช้ทฤษฎีบทเกนน้อย (small gain theorem)

1.2.3 เพื่อศึกษาสมรรถนะของระบบควบคุมแอมคานีพีชชีไอ-พีชชี เปรียบเทียบกับระบบควบคุมไอ-พีชชี โดยการจำลองและทดลองการควบคุม

1.2.4 เพื่อศึกษาการออกแบบตัวควบคุมไอ-พีชชีดั้งเดิมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

## 1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบด้วยเนื้อหาทั้งหมด 7 บท ดังนี้

**บทที่ 1** บทนำ กล่าวถึงปัญหาการนำตัวควบคุมแบบดั้งเดิมมาใช้ควบคุมกระบวนการที่มีความซับซ้อน แนะนำตัวควบคุมพีชชีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ และขอบเขตของวิทยานิพนธ์

**บทที่ 2** ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับพีชชี กล่าวถึงทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับพีชชีเซต ซึ่งเป็นพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุมพีชชี

**บทที่ 3 โครงสร้างของระบบสองมวล** กล่าวถึงลักษณะโครงสร้างและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

**บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุมแอมคานีฟิชชีไอ-พี** กล่าวถึงโครงสร้างของตัวควบคุมแอมคานีฟิชชีไอ-พี การออกแบบตัวควบคุมฟิชชีและการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตของตัวควบคุมฟิชชี

**บทที่ 5 การวิเคราะห์เสถียรภาพ** กล่าวถึงการพิสูจน์หาเงื่อนไขเสถียรภาพแบบบีไอบีไอของระบบควบคุมแอมคานีฟิชชีไอ-พีโดยใช้ทฤษฎีบทเกนน้อย และการหาค่านอร์มของตัวควบคุมฟิชชีไอ-พี

**บทที่ 6 การจำลองและการทดลองระบบควบคุม** กล่าวถึงการทดสอบระบบควบคุม โดยนำตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ไปจำลองและทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

**บทที่ 7 สรุปผลการวิจัย** กล่าวถึงการสรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์ กล่าวถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ และประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

# ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับฟัซซี

ในการออกแบบตัวควบคุมฟัซซี เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมกระบวนการต่างๆ นั้นจำเป็นต้องอาศัยความรู้พื้นฐานทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวกับฟัซซีก่อน จากนั้นจึงทำความเข้าใจโครงสร้างและหลักการการทำงานของตัวควบคุมฟัซซี เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมให้เหมาะสมกับลักษณะการใช้งาน เนื้อหาในบทนี้ จะกล่าวถึงทฤษฎีฟัซซีเซต (fuzzy set theory) ปฏิบัติการพื้นฐานสำหรับฟัซซีเซต (basic operations for fuzzy sets) ตัวแปรเชิงภาษา (linguistic variable) และโครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีอันประกอบด้วยฟัซซิฟิเคชัน (fuzzification) กฎฟัซซี (fuzzy rules) ฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์ (fuzzy inference) และดีฟัซซิฟิเคชัน (defuzzification) ดังนี้

### 2.1 ทฤษฎีฟัซซีเซต

เซตดั้งเดิม หรือ คริสป์เซต (crisp set) เป็นแนวคิดที่มีประโยชน์มากต่อการแก้ปัญหาที่มีลักษณะกำหนดชัดเจน (well-defined) สามารถบ่งชี้ได้ว่าตัวแปรใดเป็นสมาชิกหรือไม่เป็นสมาชิกของเซตนั้นได้ ลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าการเป็นสมาชิกจะมีลักษณะที่เป็นไปอย่างฉับพลัน ใช้งานได้ดีกับสมาชิกที่มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจน โดยสิ่งที่บ่งบอกถึงการเป็นสมาชิกเรียกว่า ฟังก์ชันการเป็นสมาชิก (membership function) แสดงได้ดังนี้ [21]

#### นิยามที่ 1 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิก

ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของเซต เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $\mu$  ถูกนิยามดังนี้

$\mu_A(x)$  มีค่าเท่ากับ 1 เมื่อ  $x$  เป็นสมาชิกของเซต  $A$

$\mu_A(x)$  มีค่าเท่ากับ 0 เมื่อ  $x$  ไม่เป็นสมาชิกของเซต  $A$

หรือ 
$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & ; x \in A \\ 0 & ; x \notin A \end{cases} \quad (2.1)$$

ถึงแม้ว่าคริสป์เซตจะมีประโยชน์มากแต่ก็มีข้อจำกัดเช่นเดียวกัน เมื่อเกิดปัญหากรณีที่มีสมาชิกมีคุณลักษณะการเป็นสมาชิกเพียงบางส่วน ทำให้ไม่สามารถจัดให้เป็นสมาชิกของเซตใดเซตหนึ่งได้อย่างมั่นใจ ทฤษฎีฟัซซีเซตจึงเป็นแนวทางหนึ่งที่ใช้ในการแก้ปัญหาเหล่านี้

ทฤษฎีฟัซซีเซตถูกนำเสนอครั้งแรกโดยศาสตราจารย์ L.A. Zadeh ในช่วงปี ค.ศ. 1965 โดยเป็นการขยายแนวความคิดมาจากทฤษฎีเซต เพื่อแก้ปัญหาสมาชิกของเซตที่มีความไม่ชัดเจนหรือคลุมเครือ เนื่องจากฟัซซีเซตมีค่าฟังก์ชันการเป็นสมาชิกเป็นจำนวนจริงในช่วงปิดตั้งแต่ 0 ถึง 1 สามารถอธิบายได้ดังนี้

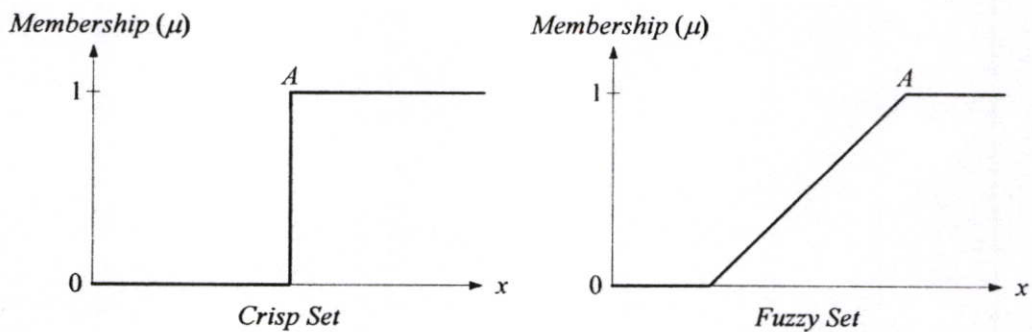
$$\mu_A(x) \in [0, 1] \text{ เป็นฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต } A \quad (2.2)$$

$\mu_A(x)$  มีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่า  $x$  เป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$  อย่างชัดเจน

$\mu_A(x)$  มีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 แสดงว่า  $x$  เป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$  อย่างไม่แน่ชัด

$\mu_A(x)$  มีค่าเท่ากับ 0 แสดงว่า  $x$  ไม่เป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$  อย่างชัดเจน

ตัวอย่างฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของเซตและฟัซซีเซตแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.1 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของเซตและฟัซซีเซต

## นิยามที่ 2 ฟัซซีเซต

กำหนดให้ออกภพสัมพัทธ์ (universe of discourse:  $U$ ) คือเซตที่มีสมาชิกเป็นสมาชิกทั้งหมดของขอบเขตที่ทำการพิจารณาและ  $x$  เป็นสมาชิกใดๆ ในออกภพสัมพัทธ์  $U$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $x \in U$  ฟัซซีเซต  $A$  ในออกภพสัมพัทธ์  $U$  จะถูกกำหนดลักษณะสมบัติด้วยฟังก์ชันการเป็นสมาชิก สามารถแสดงฟัซซีเซต  $A$  ได้ด้วยคู่ลำดับของสมาชิก  $x$  ใดๆ ในออกภพสัมพัทธ์  $U$  กับค่าระดับการเป็นสมาชิกของสมาชิกนั้นๆ ดังสมการ

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in U\} \quad (2.3)$$

ในกรณีทีเอกภพสัมพัทธ์  $U$  มีสมาชิกเป็นค่าต่อเนื่อง (continuous universe of discourse) ฟัซซีเซต  $A$  เขียนได้ดังนี้

$$A = \int_U \mu_A(x)/x \quad (2.4)$$

และในกรณีทีเอกภพสัมพัทธ์  $U$  มีสมาชิกเป็นค่าไม่ต่อเนื่อง (discrete universe of discourse)  $U = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  ฟัซซีเซต  $A$  เขียนเป็นคู่ลำดับได้ดังนี้

$$A = \{(x_1, \mu_A(x_1)), (x_2, \mu_A(x_2)), \dots, (x_n, \mu_A(x_n))\} \quad (2.5)$$

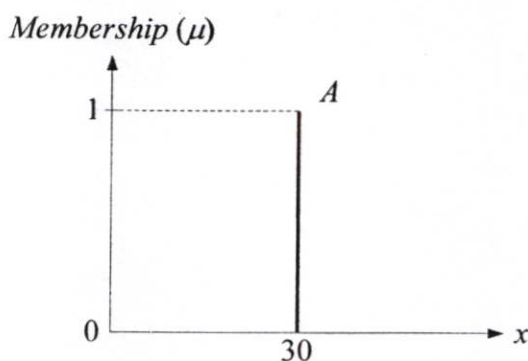
หรือ

$$A = \mu_A(x_1)/x_1 + \mu_A(x_2)/x_2 + \dots + \mu_A(x_n)/x_n = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i)/x_i \quad (2.6)$$

หมายเหตุ: เครื่องหมายผลรวมและเครื่องหมายอินทิกรัลในความสัมพันธ์ข้างต้นแทนการเขียนสมาชิก  $(x, \mu_A(x))$  แต่ละตัวเข้าด้วยกันเป็นเซต ไม่ได้หมายถึงการหาผลรวมหรือการหาอินทิกรัลทางคณิตศาสตร์แบบปกติ  $\mu_A(x_i)$  คือระดับการเป็นสมาชิกของ  $x_i$  และ / แทนความสัมพันธ์ระหว่าง  $\mu_A(x_i)$  กับ  $x_i$  ไม่ได้หมายถึงเครื่องหมายหาร

**นิยามที่ 3** ฟัซซีซิงเกิลตัน (fuzzy singleton)

ฟัซซีซิงเกิลตัน คือฟัซซีเซตที่มีสมาชิกเพียงตัวเดียวในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  ที่มีค่าระดับการเป็นสมาชิกเท่ากับ 1 แสดงได้ดังตัวอย่าง



รูปที่ 2.2 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีซิงเกิลตัน

ฟuzzyซึ่งเกิดขึ้น เป็นฟuzzyเซตที่มีความแน่นอนในระดับการเป็นสมาชิก จึงสามารถใช้แทนค่าตายตัว (crisp value) ซึ่งก็คือค่าที่มีความแน่นอนค่าหนึ่งได้

**นิยามที่ 4** ซัพพอร์ต (support)

ซัพพอร์ตของฟuzzyเซต  $A$  คือ ฟuzzyเซตที่มีสมาชิกทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  ที่มีค่าระดับการเป็นสมาชิกของฟuzzyเซต  $A$  มากกว่าศูนย์

$$\text{supp}(A) = \{x \in U \mid \mu_A(x) > 0\} \quad (2.7)$$

**นิยามที่ 5** แกน (core)

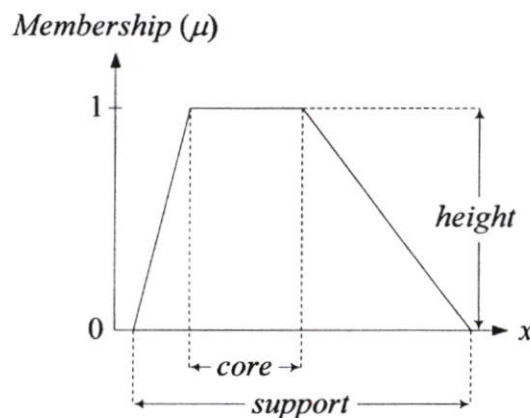
แกนของฟuzzyเซต  $A$  คือ ฟuzzyเซตที่มีสมาชิกทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  ที่มีค่าระดับการเป็นสมาชิกของฟuzzyเซต  $A$  เท่ากับหนึ่ง

$$\text{core}(A) = \{x \in U \mid \mu_A(x) = 1\} \quad (2.8)$$

**นิยามที่ 6** ความสูง (height)

ความสูงของฟuzzyเซต  $A$  หมายถึงค่าสูงสุดของระดับการเป็นสมาชิกในฟuzzyเซต  $A$  ของสมาชิกทุกตัวในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  ถ้าฟuzzyเซต  $A$  มีความสูงเท่ากับ 1 จะเรียกฟuzzyเซต  $A$  ว่าเป็นฟuzzyเซตปกติ (normal fuzzy set)

$$\text{height}(A) = \sup_{x \in U} \mu_A(x) \quad (2.9)$$



**รูปที่ 2.3** ซัพพอร์ต แกน และความสูงของฟuzzyเซต

## 2.2 ปฏิบัติการพื้นฐานสำหรับฟัซซีเซต

กำหนดให้  $A$  และ  $B$  เป็นฟัซซีเซตในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  โดยมีฟังก์ชันการเป็นสมาชิก  $\mu_A$  และ  $\mu_B$  ตามลำดับ ปฏิบัติการพื้นฐานสำหรับฟัซซีเซตสามารถแสดงนิยามได้ดังต่อไปนี้ [21]

**นิยามที่ 7** คอมพลีเมนต์ (complement)

เมื่อ  $\mu_A(x) \in [0,1]$  คอมพลีเมนต์ของฟัซซีเซต  $A$  ในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  เขียนแทนได้ด้วย  $\bar{A}$  สามารถกำหนดฟังก์ชันการเป็นสมาชิกนิยามสำหรับทุกค่า  $x \in U$  ได้ดังนี้

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad ; \forall x \in U \quad (2.11)$$

**นิยามที่ 8** อินเตอร์เซกชัน (intersection)

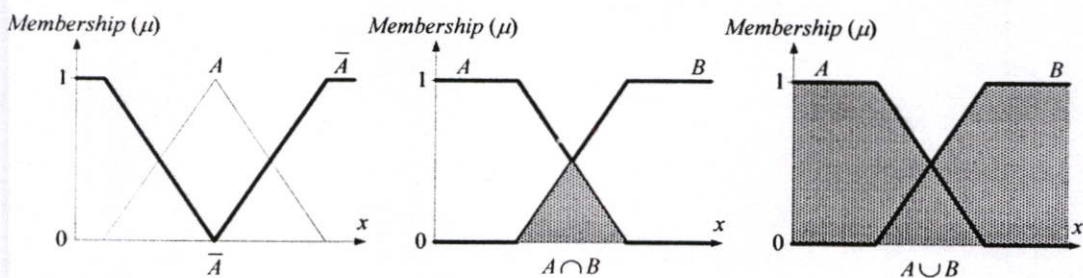
อินเตอร์เซกชันของฟัซซีเซต  $A$  และ  $B$  ในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A \cap B$  สามารถกำหนดฟังก์ชันการเป็นสมาชิกนิยามสำหรับทุกค่า  $x \in U$  ได้ดังนี้

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad ; \forall x \in U \quad (2.12)$$

**นิยามที่ 9** ยูเนียน (union)

ยูเนียนของฟัซซีเซต  $A$  และ  $B$  ในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A \cup B$  สามารถกำหนดฟังก์ชันการเป็นสมาชิกนิยามสำหรับทุกค่า  $x \in U$  ได้ดังนี้

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad ; \forall x \in U \quad (2.13)$$



**รูปที่ 2.4** ปฏิบัติการคอมพลีเมนต์ อินเตอร์เซกชัน และยูเนียน

**นิยามที่ 10** การเท่ากัน (equality)

ฟัซซีเซต  $A$  เท่ากับฟัซซีเซต  $B$  ก็ต่อเมื่อฟัซซีเซตทั้งสอง มีค่าระดับการเป็นสมาชิกเท่ากัน

$$A = B \leftrightarrow \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad ; \forall x \in U \quad (2.14)$$

และฟัซซีเซต  $A$  ไม่เท่ากับฟัซซีเซต  $B$  ก็ต่อเมื่อฟัซซีเซตทั้งสอง มีค่าระดับการเป็นสมาชิกไม่เท่ากัน

$$A \neq B \leftrightarrow \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \quad ; \forall x \in U \quad (2.15)$$

**นิยามที่ 11** เซตย่อยฟัซซีหรือสับเซต (fuzzy subset)

ฟัซซีเซต  $A$  เป็นสับเซตของฟัซซีเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A \subseteq B$  ก็ต่อเมื่อระดับการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$  มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับระดับการเป็นสมาชิกฟัซซีเซต  $B$

$$A \subseteq B \leftrightarrow \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad ; \forall x \in U \quad (2.16)$$

จากนิยามดังกล่าว ถ้าระดับการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$  ไม่เท่ากับระดับการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $B$  ดังนั้นฟัซซีเซต  $A$  เป็นสับเซตแท้ของฟัซซีเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A \subset B$

**นิยามที่ 12** กฎของดับเบิลเนกาชัน (double-negation law)

$$\overline{\overline{A}} = A \quad (2.17)$$

**นิยามที่ 13** กฎของดิมอร์แกน (DeMorgan's law)

$$\overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B} \quad \text{และ} \quad \overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B} \quad (2.18)$$

$$A \cup \overline{A} \neq U \quad \text{และ} \quad A \cap \overline{A} \neq \emptyset \quad (2.19)$$

**นิยามที่ 14** ผลคูณคาร์ทีเซียน (cartesian product)

กำหนด  $A_1, A_2, \dots, A_n$  เป็นฟัซซีเซตในเอกภพสัมพัทธ์  $U_1, U_2, \dots, U_n$  ตามลำดับ ผลคูณคาร์ทีเซียนของ  $A_1, A_2, \dots, A_n$  คือฟัซซีเซตในสเปซการคูณ  $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$  ซึ่งแสดงฟังก์ชันการเป็นสมาชิกดังนี้

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min[\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)] \quad (2.20)$$

$$x_1 \in U_1, x_2 \in U_2, \dots, x_n \in U_n$$

**นิยามที่ 15** ผลคูณพีชคณิต (algebraic product)

ผลคูณพีชคณิตของฟังก์ชันเซต  $A$  กับฟังก์ชันเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A \cdot B$

$$\mu_{A \cdot B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (2.21)$$

**นิยามที่ 16** ผลรวมพีชคณิต (algebraic sum)

ผลรวมพีชคณิตของฟังก์ชันเซต  $A$  กับฟังก์ชันเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A + B$

$$\mu_{A+B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (2.22)$$

**นิยามที่ 17** ผลรวมที่มีขอบเขต (bounded sum)

ผลรวมขอบเขตของฟังก์ชันเซต  $A$  กับฟังก์ชันเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A \oplus B$

$$\mu_{A \oplus B}(x) = \min\{1, \mu_A(x) + \mu_B(x)\} \quad (2.23)$$

**นิยามที่ 18** ผลต่างที่มีขอบเขต (bounded difference)

ผลต่างขอบเขตของฟังก์ชันเซต  $A$  กับฟังก์ชันเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $A \ominus B$

$$\mu_{A \ominus B}(x) = \max\{0, \mu_A(x) - \mu_B(x)\} \quad (2.24)$$

**2.3 ตัวแปรเชิงภาษา**

ตัวแปรเชิงภาษา (linguistic variables) คือตัวแปรที่เป็นถ้อยคำหรือประโยคทางธรรมชาติที่สามารถเข้าใจได้ทั่วไป สามารถนิยามได้ดังนี้ [22]

**นิยามที่ 19** ตัวแปรเชิงภาษา

ตัวแปรเชิงภาษาถูกนิยามด้วยฟังก์ชัน 5 ทอม (quintuple) คือ  $(x, T(x), U, G, M)$

โดยที่  $x$  คือชื่อของตัวแปรเชิงภาษา

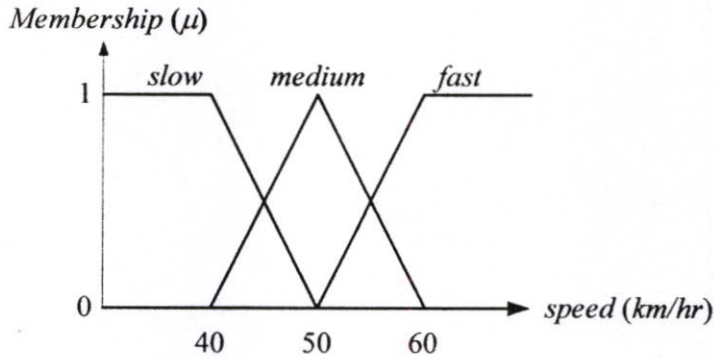
$T(x)$  คือเทอมเซต (term set) ของตัวแปรเชิงภาษา

$U$  คือเอกภพสัมพัทธ์

$G$  คือกฎเชิงไวยากรณ์ สำหรับการกำหนดชื่อในเทอมเซตของตัวแปรเชิงภาษา

$M$  คือกฎเชิงความหมาย สำหรับนิยามความหมายในเทอมเซตของตัวแปรเชิงภาษา

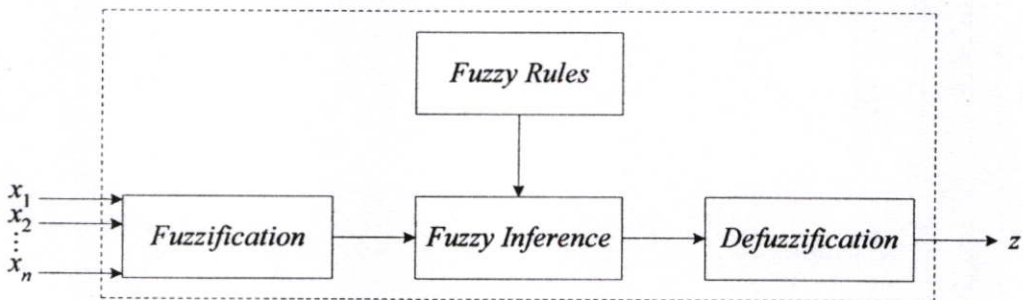
เทอมต่างๆ ของตัวแปรเชิงภาษา สามารถแสดงฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซตได้ ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างของตัวแปรเชิงภาษาที่มีชื่อว่า *speed*

## 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมฟัซซี

โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมฟัซซี (fuzzy logic controller: FLC) ประกอบด้วยส่วนของฟัซซีฟิเคชัน กฎฟัซซี ฟัซซีอินเฟอเรนซ์ และดีฟัซซีฟิเคชัน [23] ดังแสดงในรูปที่ 2.6 โดยกำหนดให้  $x_1, x_2, \dots, x_n$  เป็นอินพุตของตัวควบคุมฟัซซี และ  $z$  คือเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซี



รูปที่ 2.6 โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมฟัซซี

### 2.4.1 ฟัซซีฟิเคชัน (fuzzification)

การฟัซซีฟิเคชัน คือส่วนที่ทำการแปลงค่าอินพุต (input scale mapping) ของตัวควบคุมฟัซซี ให้เป็นค่าฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต นั่นคือ

$$\mu_A = \text{fuzzification}(x_0) \quad (2.25)$$

เมื่อ  $x_0$  คือค่าอินพุตของตัวควบคุมฟัซซีและ  $\mu_A$  คือค่าฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$

สำหรับการเลือกจำนวนและลักษณะรูปร่างของอินพุตฟัซซีเซต คือพารามิเตอร์หนึ่งในการออกแบบตัวควบคุมฟัซซี จะขึ้นอยู่กับความคิดเห็นของผู้ออกแบบโดยอาศัยหลักเกณฑ์ต่างๆ เช่น ความรู้และประสบการณ์ที่มีต่อกระบวนการที่จะควบคุม เพราะไม่มีหลักการและขั้นตอนทางคณิตศาสตร์ในการเลือกอินพุตฟัซซีเซต

#### 2.4.2 กฎฟัซซี (fuzzy rule)

กฎฟัซซีหรือกฎการควบคุมของตัวควบคุมฟัซซี คือส่วนที่ทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างตัวแปรอินพุต (input variable) กับตัวแปรเอาต์พุต (output variable) ของตัวควบคุมฟัซซี โดยกฎฟัซซีได้จากการแปลงความรู้และประสบการณ์ของผู้เชี่ยวชาญให้อยู่ในรูปของเงื่อนไข *IF ... THEN ...*

กฎฟัซซีแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ กฎแมมดานิฟัซซี (Mamdani fuzzy rule) และกฎทากาจิ-ซูเกโนฟัซซี (Takagi-Sugeno fuzzy rule) หรือเรียกว่ากฎทีเอสฟัซซี (TS fuzzy rule) [23]

##### 2.4.2.1 กฎแมมดานิฟัซซี

กฎแมมดานิฟัซซี คือกฎการควบคุมที่แสดงเอาต์พุตของกฎฟัซซีเป็นตัวแปรเชิงภาษาอยู่ในรูปของฟัซซีเซต กฎแมมดานิฟัซซีสำหรับตัวควบคุมฟัซซีที่อยู่ในรูปต่างๆ ไปแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1 \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2 \text{ AND } \dots \text{ AND } x_n \text{ is } A_n \\ & \text{THEN } y_1 \text{ is } B_1, y_2 \text{ is } B_2, \dots, y_m \text{ is } B_m \end{aligned} \quad (2.26)$$

เมื่อ  $x_1, x_2, \dots, x_n$  คือตัวแปรอินพุต  $y_1, y_2, \dots, y_m$  คือตัวแปรเอาต์พุต  $A_1, A_2, \dots, A_n$  คืออินพุตฟัซซีเซต  $B_1, B_2, \dots, B_m$  คือเอาต์พุตฟัซซีเซต และ *AND* คือปฏิบัติการฟัซซีลอจิกแอนด์ ทำหน้าที่เชื่อมโยงประโยคในกรณีทีระบบฟัซซีมีตัวแปรอินพุตมากกว่าหนึ่งตัว

ในทางทฤษฎี ตัวแปรเหล่านี้เป็นได้ทั้งต่อเนื่อง (continuous) หรือ ดิสครีต (discrete) แต่ในทางปฏิบัติแล้วเป็นดิสครีต เพราะตัวควบคุมฟัซซีถูกสร้างด้วยดิจิทัลคอมพิวเตอร์

##### 2.4.2.2 กฎทีเอสฟัซซี

กฎทีเอสฟัซซี คือกฎการควบคุมที่แสดงเอาต์พุตของกฎฟัซซีเป็นฟังก์ชันของตัวแปรอินพุต รูปแบบต่างๆ ไปของกฎทีเอสฟัซซีสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \text{IF } x_1 \text{ is } A_1 \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2 \text{ AND } \dots \text{ AND } x_n \text{ is } A_n \\ & \text{THEN } y_1 = f_1(x_1, x_2, \dots, x_n), y_2 = f_2(x_1, x_2, \dots, x_n), \dots, y_m = f_m(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{aligned} \quad (2.27)$$

เมื่อ  $f_1(x_1, x_2, \dots, x_n), f_2(x_1, x_2, \dots, x_n), \dots, f_m(x_1, x_2, \dots, x_n)$  เป็นฟังก์ชันของตัวแปรอินพุต ซึ่งอาจจะ เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นหรือฟังก์ชันไม่เชิงเส้นก็ได้ หากเลือกใช้ฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแล้ว จะทำให้การ วิเคราะห์ระบบควบคุมฟัซซีมีความยุ่งยาก ด้วยเหตุนี้ในทางปฏิบัติจึงนิยมเลือกใช้ฟังก์ชันเชิงเส้น

ดังนั้น ตัวควบคุมฟัซซีจึงแบ่งเป็น 2 ชนิดตามกฎฟัซซีที่ใช้คือ ตัวควบคุมเมมคานีฟัซซี และตัวควบคุมทากาจิ-ซูเกโนฟัซซี หรือตัวควบคุมทีเอสฟัซซี ในบางครั้งเมื่อกล่าวถึงตัวควบคุม ฟัซซีต่างๆ ไปก็จะหมายถึงตัวควบคุมเมมคานีฟัซซี

### 2.4.3 ฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์ (fuzzy inference)

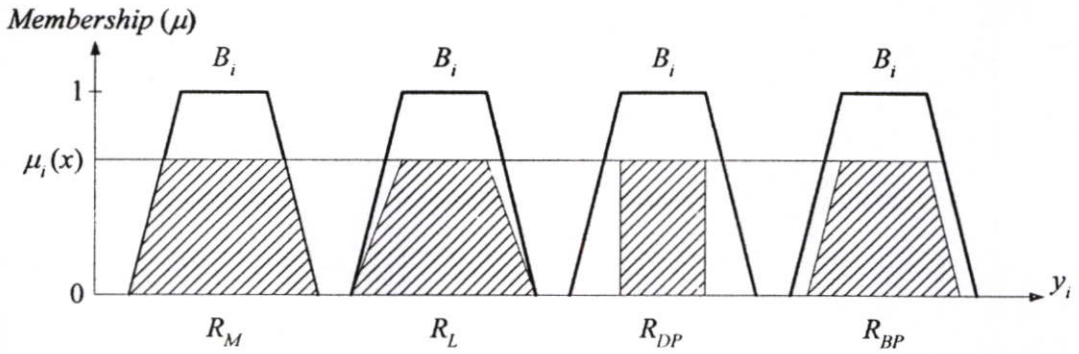
ฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์ หรือส่วนตัดสินใจ (decision making logic) เป็นส่วนที่สำคัญของ ระบบฟัซซีซึ่งมีความสามารถในการตัดสินใจเลียนแบบมนุษย์ ส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการหาผลลัพธ์ ของกฎฟัซซีในแต่ละกฎจากค่าการเป็นสมาชิกอินพุต กฎเมมคานีฟัซซีและกฎทีเอสฟัซซีจะใช้ วิธีการฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์แตกต่างกัน

สำหรับกฎเมมคานีฟัซซี นิยมใช้ฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์ 4 วิธีได้แก่ มินิมัมอินเฟอร์เรนซ์แบบ เมมคานี (Mamdani minimum inference) อินเฟอร์เรนซ์การคูณแบบลาร์เซน (Larsen product inference) อินเฟอร์เรนซ์การคูณแบบดราสติก (Drastic product inference) และอินเฟอร์เรนซ์การคูณที่มีขอบเขต (Bounded product inference) แสดงดังตารางต่อไปนี้

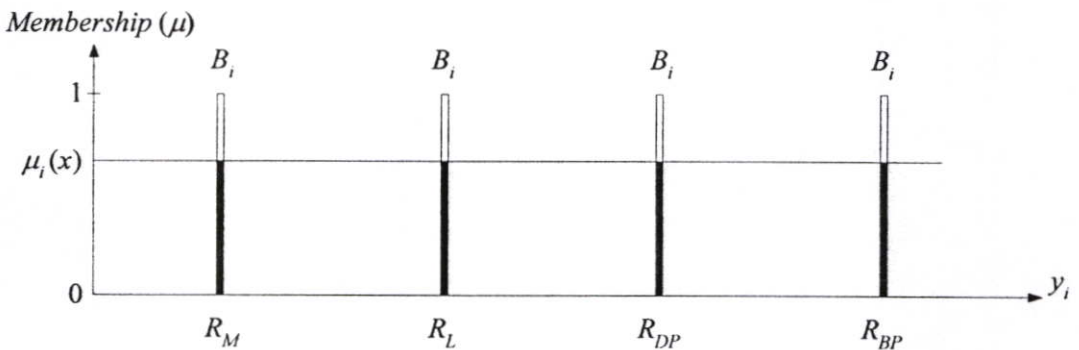
ตารางที่ 2.1 คำจำกัดความวิธีฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์ที่นิยมใช้ในกฎเมมคานีฟัซซี

วิธีฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์	คำจำกัดความ
Mamdani minimum inference, $R_M$	$\min[\mu_i, \mu_{B_i}(y_i)]$
Larsen product inference, $R_L$	$\mu_i \times \mu_{B_i}(y_i)$
Drastic product inference, $R_{DP}$	$\begin{cases} \mu_i, & \text{for } \mu_{B_i}(y_i) = 1 \\ \mu_{B_i}, & \text{for } \mu_i = 1 \\ 0, & \text{for } \mu_i < 1 \quad \text{and} \quad \mu_{B_i}(y_i) < 1 \end{cases}$
Bounded product inference, $R_{BP}$	$\max[0, \mu_i + \mu_{B_i}(y_i) - 1]$

จากตารางที่ 2.1 สัญลักษณ์  $\mu_{B_i}(y_i)$  คือฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $B_i$  ซึ่ง สามารถแสดงรูปอธิบายคำจำกัดความของวิธีฟัซซีอินเฟอร์เรนซ์ทั้ง 4 วิธี ดังแสดงในรูปที่ 2.7 และ รูปที่ 2.8 ตามลำดับ



รูปที่ 2.7 ผลลัพธ์ของฟัซซีอินเฟอเรนซ์ทั้ง 4 วิธี เมื่อแทนเอาต์พุตของกฎฟัซซีด้วยฟัซซีเซต



รูปที่ 2.8 ผลลัพธ์ของฟัซซีอินเฟอเรนซ์ทั้ง 4 วิธี เมื่อแทนเอาต์พุตของกฎฟัซซีด้วยฟัซซีซิงเกิลตัน

จากรูปที่ 2.7 เมื่อแทนเอาต์พุตของกฎฟัซซีด้วยฟัซซีเซต จะพบว่า แต่ละวิธีจะให้ผลลัพธ์ของฟัซซีอินเฟอเรนซ์ที่แตกต่างกัน ซึ่งแสดงในบริเวณแรเงา แต่จากรูปที่ 2.8 เมื่อแทนเอาต์พุตของกฎฟัซซีด้วยฟัซซีซิงเกิลตัน จะพบว่า แต่ละวิธีจะให้ผลลัพธ์ของฟัซซีอินเฟอเรนซ์ที่เหมือนกัน

สำหรับกฎทีเอสฟัซซีในรูปทั่วไปดังแสดงในสมการที่ (2.27) นั้น มีผลลัพธ์ของฟัซซีอินเฟอเรนซ์คือ  $\mu_i \times f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$  ซึ่งก็คือการถ่วงน้ำหนัก (weighting) เอาต์พุตของกฎฟัซซีในแต่ละกฎด้วยค่าการเป็นสมาชิกอินพุต ทำให้สามารถเขียนผลลัพธ์ในรูปของสมการคณิตศาสตร์ได้ง่ายกว่าวิธีฟัซซีอินเฟอเรนซ์สำหรับกฎแมมดานีฟัซซี

#### 2.4.4 ดีฟัซซีฟิเคชัน (defuzzification)

การดีฟัซซีฟิเคชัน คือส่วนที่ทำการแปลงเอาต์พุตฟัซซีเซตที่ได้มาจากขั้นตอนฟัซซีอินเฟอเรนซ์ให้เป็นค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซี เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมกระบวนการ วิธีการดีฟัซซีฟิเคชันมีดังนี้

#### 2.4.4.1 วิธีเงินเนอรอลไลซ์ดีฟัซซี่ฟายเออร์

กำหนดให้  $z$  คือตัวแปรเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซี่  $N$  คือจำนวนกฎฟัซซี่  $\mu_i$  คือค่าการเป็นสมาชิกอินพุตของกฎฟัซซี่ในแต่ละกฎ โดยที่  $i = 1, 2, \dots, N$  และ  $\alpha$  คือพารามิเตอร์ในการออกแบบ ซึ่งการหาผลลัพธ์ของวิธีเงินเนอรอลไลซ์ดีฟัซซี่ฟายเออร์ (generalized defuzzifier) แสดงได้ดังสมการนี้

$$z = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_i^\alpha \cdot y_i}{\sum_{i=1}^N \mu_i^\alpha} \quad (2.28)$$

โดยที่  $y_i$  คือเอาต์พุตฟัซซี่เซตของกฎฟัซซี่ในแต่ละกฎ ถ้าใช้กฎแมมดานิฟัซซี่ที่มีผลลัพธ์อยู่ในรูปของฟัซซี่ซิงเกิลตัน  $y_i$  หมายถึงเอาต์พุตฟัซซี่ซิงเกิลตัน  $B_i$  และถ้าใช้กฎทีเอสฟัซซี่  $y_i$  หมายถึงเอาต์พุตฟัซซี่ฟังก์ชัน  $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$

#### 2.4.4.2 วิธีเซ็นทรอยด์และวิธีมินออฟแมกซิมัมดีฟัซซี่ฟายเออร์

จากวิธีเงินเนอรอลไลซ์ดีฟัซซี่ฟายเออร์ ค่า  $\alpha$  จะอยู่ในเงื่อนไข  $0 \leq \alpha < \infty$  สำหรับค่า  $\alpha$  ที่แตกต่างกันสามารถให้วิธีดีฟัซซี่ฟายเออร์ที่ต่างกัน เมื่อ  $\alpha = 1$  เรียกวิธีดีฟัซซี่ฟายเออร์นี้ว่า เซ็นทรอยด์ดีฟัซซี่ฟายเออร์ (centroid defuzzifier) เป็นวิธีที่นิยมใช้กันมากที่สุด โดยจะเป็นการหาจุดกึ่งกลางถ่วงน้ำหนักของเอาต์พุตฟัซซี่เซตจากกฎต่างๆ

เมื่อ  $\alpha = \infty$  เรียกวิธีดีฟัซซี่ฟายเออร์นี้ว่า มินออฟแมกซิมัมดีฟัซซี่ฟายเออร์ (mean of maximum defuzzifier) เป็นการหาค่าเฉลี่ยของเอาต์พุตฟัซซี่เซตที่มีค่าการเป็นสมาชิกสูงสุด เหมาะสำหรับระบบที่ต้องการใช้เวลาในการคำนวณน้อยและไม่ต้องการความถูกต้องมากนัก

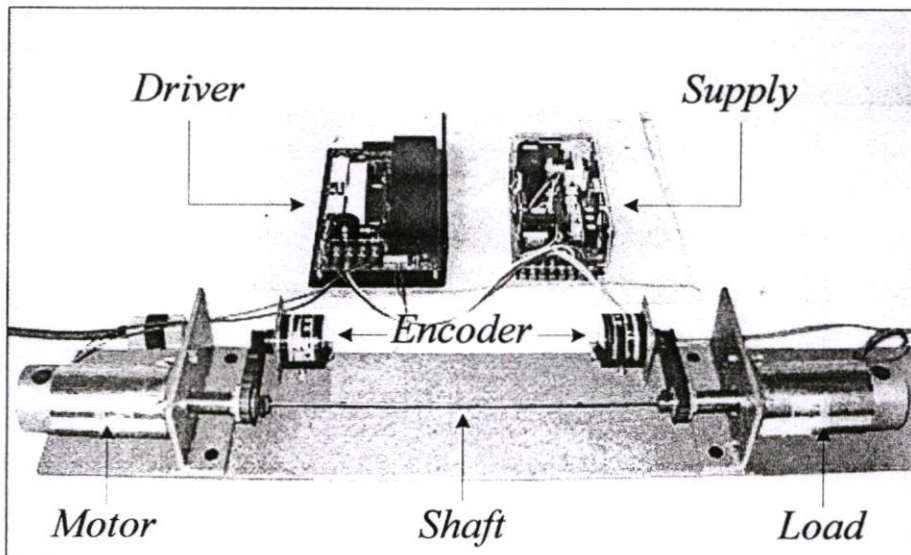
## บทที่ 3

### ระบบสองมวล

จากทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับฟิซซีในบทที่ 2 ทำให้ได้ทราบว่า ตัวควบคุมฟิซซีที่ใช้ควบคุมกระบวนการต่างๆ นั้น จะต้องกำหนดตัวแปรที่นำมาใช้เป็นตัวแปรอินพุตและเอาต์พุต การรู้โครงสร้างของกระบวนการที่จะควบคุม จึงมีความสำคัญต่อการทำความเข้าใจความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของระบบควบคุม ในกรณีที่น่าตัวควบคุมฟิซซีไปใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวล ก็มีความจำเป็นต้องทราบถึงโครงสร้างของระบบสองมวล เพื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่จะนำมาพิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งจะเป็นค่าตัวแปรเพื่อการออกแบบกฎฟิซซีต่อไป ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดโครงสร้างของระบบสองมวล และการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

#### 3.1 โครงสร้างของระบบสองมวล

ระบบสองมวลเป็นระบบเชิงกลที่ถูกรวมมากในวงการอุตสาหกรรม เช่น ระบบขับเคลื่อนรีดโลหะ เป็นต้น โครงสร้างของระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการแสดงได้ดังรูปที่ 3.1

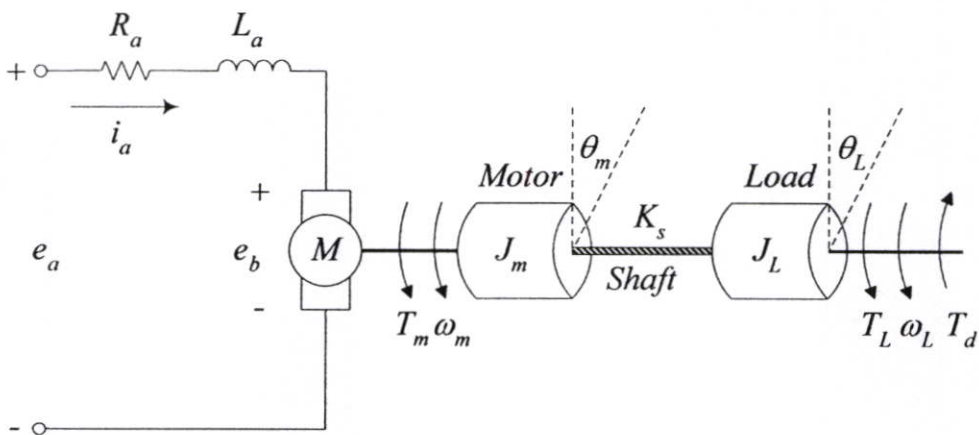


รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบสองมวล

โครงสร้างของระบบสองมวลที่แสดงในรูปที่ 3.1 จะประกอบด้วยมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC motor) จำนวน 2 ตัว ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขับ ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นภาระ (load) โดยมอเตอร์ทั้งสองจะเชื่อมต่อกันด้วยเพลาที่มีความยืดหยุ่น และมีเอนโคเดอร์ (encoder) ทำหน้าที่วัดความเร็วของมอเตอร์ (รายละเอียดส่วนประกอบของระบบสองมวลแสดงอยู่ในภาคผนวก ก)

### 3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

ในหัวข้อนี้จะแสดงการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อศึกษาคุณสมบัติของระบบสองมวล จากโครงสร้างในรูปที่ 3.1 สามารถแสดงแบบจำลองของระบบสองมวลได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 แบบจำลองของระบบสองมวล

แบบจำลองของระบบสองมวลที่แสดงในรูปที่ 3.2 นั้น เป็นแบบที่แสดงการควบคุมความเร็ว  $\omega_m$  ของมอเตอร์ที่ขับเพลาที่มีภาระ โดยพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แสดงในรูปมีความหมายดังต่อไปนี้

- $e_a$  คือ แรงดันอินพุต (input voltage applied to the armature)
- $R_a$  คือ ความต้านทานของอาร์เมเจอร์ (armature resistance)
- $L_a$  คือ ความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์ (armature inductance)
- $i_a$  คือ กระแสของอาร์เมเจอร์ (armature current)
- $e_b$  คือ แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ (back electromotive force)
- $K_e$  คือ ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ (back electromotive force constant)

$\omega_m$	คือ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ (motor speed)
$K_m$	คือ ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ (motor torque constant)
$T_m$	คือ แรงบิดของมอเตอร์ (motor torque)
$J_m$	คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ (moment of motor inertia)
$\theta_m$	คือ มุมการหมุนของมอเตอร์ (angle of motor rotation)
$K_s$	คือ ค่าความแข็งตึงของเพลา (torsional stiffness of drive shaft)
$T_L$	คือ แรงบิดของภาระ (load torque)
$J_L$	คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของภาระ (moment of load inertia)
$\theta_L$	คือ มุมการหมุนของภาระ (angle of load rotation)
$\omega_L$	คือ ความเร็วเชิงมุมของภาระ (load speed)
$T_d$	คือ แรงบิดการรบกวน (disturbance torque)

ในวิทยานิพนธ์นี้ การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลจะเป็นการหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตคือแรงดันไฟฟ้า  $E_a(s)$  และสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการคือความเร็วของมอเตอร์  $\omega_m(s)$  จากแบบจำลองของระบบสองมวล เมื่อพิจารณาว่ามีการป้อนแรงดันอินพุต  $e_a$  ให้กับมอเตอร์เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า  $i_a$  ในวงจรไฟฟ้าเมื่อใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์รอบวงจรไฟฟ้าจะได้

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \left( \frac{d}{dt} i_a(t) \right) + e_b(t) \quad (3.1)$$

โดยที่  $e_b(t)$  คือ แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ เกิดจากขดลวดตัวนำของอาร์เมเจอร์ในโรเตอร์หมุนตัดผ่านเส้นแรงแม่เหล็กของฟิลด์ จึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าขึ้นในขดลวดตัวนำตามกฎของฟาราเดย์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์กับความเร็วของมอเตอร์แสดงได้ดังนี้

$$e_b(t) = K_e \omega_m(t) \quad (3.2)$$

เมื่อแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.1) และ (3.2) แล้วหากระแสอาร์เมเจอร์จะได้

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - K_e \omega_m(s)}{L_a s + R_a} \quad (3.3)$$

กำหนดให้เส้นแรงแม่เหล็กของฟิลด์ที่เกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำเป็นค่าคงที่ แรงบิดของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสอาร์เมเจอร์  $I_a(s)$  ดังนี้

$$T_m(s) = K_m I_a(s) \quad (3.4)$$

แทนสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้

$$T_m(s) = \frac{K_m}{L_a s + R_a} \cdot [E_a(s) - K_e \omega_m(s)] \quad (3.5)$$

เมื่อพิจารณาแรงบิดของมอเตอร์ในเชิงกลพบว่า  $T_m(s)$  ประกอบด้วยเทอมต่างๆ ดังต่อไปนี้

$$T_m(s) = T_f(s) + T_L(s) + f_m \omega_m(s) + J_m s \omega_m(s) \quad (3.6)$$

โดยที่  $T_f$  คือแรงบิดที่ต่องานการสูญเสียเนื่องจากการเสียดทานและ  $f_m$  คือสัมประสิทธิ์วิสกอสฟริคชัน (viscous friction) ของมอเตอร์ซึ่งมักจะมีค่าต่ำ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงประมาณให้  $T_f = 0$  และ  $f_m = 0$  เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ ซึ่งสามารถหาค่า  $\omega_m(s)$  จากสมการที่ (3.6) ได้ดังนี้

$$\omega_m(s) = \frac{T_m(s) - T_L(s)}{J_m s} \quad (3.7)$$

ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์  $\omega_m(t)$  หรืออีกนัยหนึ่งคืออัตราการเปลี่ยนมุมการหมุนของมอเตอร์  $\theta_m(t)$  ต่อเวลา  $t$  ดังนั้นจึงสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ  $\theta_m(s)$  กับ  $\omega_m(s)$  ได้ดังนี้

$$\theta_m(s) = \frac{\omega_m(s)}{s} \quad (3.8)$$

สำหรับการพิจารณาหาแรงบิดของภาระ  $T_L(s)$  สามารถหาได้ในทำนองเดียวกันกับมอเตอร์ ซึ่งจะได้ความเร็วเชิงมุม  $\omega_L(s)$  และมุมการหมุน  $\theta_L(s)$  ของภาระตามลำดับดังนี้

$$\omega_L(s) = \frac{T_L(s) - T_d(s)}{J_L s} \quad (3.9)$$

$$\theta_L(s) = \frac{\omega_L(s)}{s} \quad (3.10)$$

จากการศึกษา พบว่าแรงบิดของภาระ  $T_L(s)$  จะแปรผันกับผลต่างระหว่างมุมการหมุนของมอเตอร์  $\theta_m(s)$  กับมุมการหมุนของภาระ  $\theta_L(s)$  แสดงได้ดังสมการ

$$T_L(s) = K_s \cdot [\theta_m(s) - \theta_L(s)] \quad (3.11)$$

หรือ

$$T_L(s) = \frac{K_s}{s} \cdot [\omega_m(s) - \omega_L(s)] \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.5), (3.7), (3.9) และ (3.12) เมื่อกำหนดให้แรงบิดการรบกวน  $T_d(s) = 0$  แล้วจะสามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองมวลได้ดังนี้

$$P(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_0}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.13)$$

โดยที่สัมประสิทธิ์  $a_0 = \frac{K_m K_s}{J_m J_L L_a}$ ,  $a_2 = \frac{K_m}{J_m L_a}$ ,  $b_0 = \frac{K_m K_e K_s}{J_m J_L L_a}$ ,  $b_1 = \frac{K_s R_a (J_m + J_L)}{J_m J_L L_a}$ ,  
 $b_2 = \frac{K_s L_a (J_m + J_L) + K_m K_e J_L}{J_m J_L L_a}$ ,  $b_3 = \frac{R_a}{L_a}$  และ  $b_4 = 1$

ในบทต่อไป จะกล่าวถึงโครงสร้างและการออกแบบตัวควบคุมแอมคานีฟิชซีไอ-พี เพื่อนำไปควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

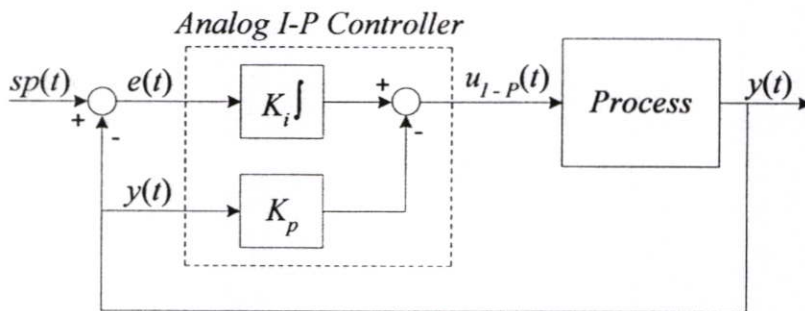
## บทที่ 4

### การออกแบบตัวควบคุมแอมคานีพีซีไอ-พี

ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงแบบจำลองของระบบสองมวล ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าและความเร็วของมอเตอร์ตามลำดับแล้ว ในบทนี้ จะกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมแอมคานีพีซีไอ-พี ซึ่งประกอบด้วย โครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิม โครงสร้างของตัวควบคุมแอมคานีพีซีไอ-พี การออกแบบและการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีซีไอ-พี ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้จะนำไปใช้ในการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลให้ได้สมรรถนะตามที่ต้องการต่อไป

#### 4.1 โครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิม

พิจารณาระบบควบคุมอนาล็อกไอ-พีดั้งเดิม แสดงดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิมดังแสดงในกรอบเส้นประ และกระบวนการ (process)



รูปที่ 4.1 ระบบควบคุมอนาล็อกไอ-พีดั้งเดิม

อินพุตของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิม คือ ค่าผิดพลาด  $e(t)$  และค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม  $y(t)$  เอาต์พุตของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิม คือ  $u_{I-P}(t)$  ซึ่งจะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.1)

$$u_{I-P}(t) = K_i \int e(t) dt - K_p y(t) \quad (4.1)$$

โดยที่  $K_i$  คืออัตราขยายอินทิกรัล (integral gain) และ  $K_p$  คืออัตราขยายพหุคูณ (proportional gain) ของตัวควบคุมอนาล็อกไอ-พีดั้งเดิม

## 4.2 โครงสร้างของตัวควบคุมแอมคานีพีซีไอ-พี

โครงสร้างของตัวควบคุมแอมคานีพีซีไอ-พี จะได้มาจากการจัดโครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิม ดังนั้น เมื่อแปลงลาปลาซ (Laplace-transform) และจัดรูปเอาต์พุตของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิมในสมการที่ (4.1) ใหม่จะได้สมการที่ (4.2)

$$sU_{I-P}(s) = K_I E(s) - K_P sY(s) \quad (4.2)$$

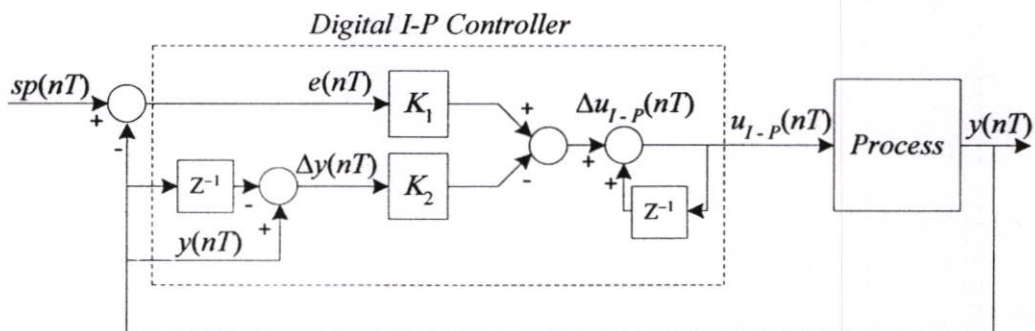
และเมื่อแปลงลาปลาซกลับ (inverse Laplace-transform) ของสมการที่ (4.2) จะได้

$$\frac{d}{dt}u_{I-P}(t) = K_I e(t) - K_P \frac{d}{dt}y(t) \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.3) ทำให้อยู่ในรูปดิครีต-ไทม์ (discrete-time) ได้ โดยประมาณเทอมของอนุพันธ์ด้วยวิธีผลต่างสองจุด (two-point difference) และจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการเอาต์พุตของตัวควบคุมไอ-พีดังนี้

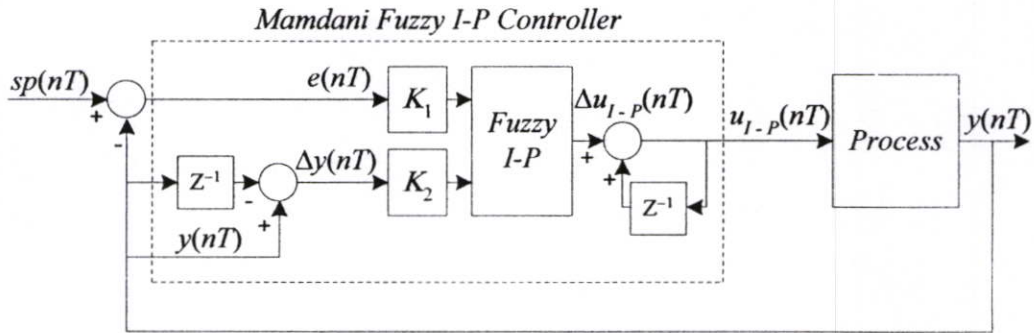
$$u_{I-P}(nT) = K_1 e(nT) - K_2 \Delta y(nT) + u_{I-P}(nT - T) \quad (4.4)$$

โดยที่  $K_1 = K_I T$ ,  $K_2 = K_P$  และ  $T$  คือคาบเวลาการสุ่ม (sampling time) ดังนั้น จากสมการที่ (4.4) จะสามารถแสดงโครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีได้ในกรอบเส้นประ ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ระบบควบคุมไอ-พี

จากรูปที่ 4.2 เมื่อแทนที่ผลต่างของ  $K_1e(nT) - K_2\Delta y(nT)$  ด้วยตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี ซึ่งจะนำไปสู่โครงสร้างของตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 โดยที่อินพุตของตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีคือ ค่าผิดพลาด  $e(nT)$  และการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม  $\Delta y(nT)$



รูปที่ 4.3 ระบบควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี

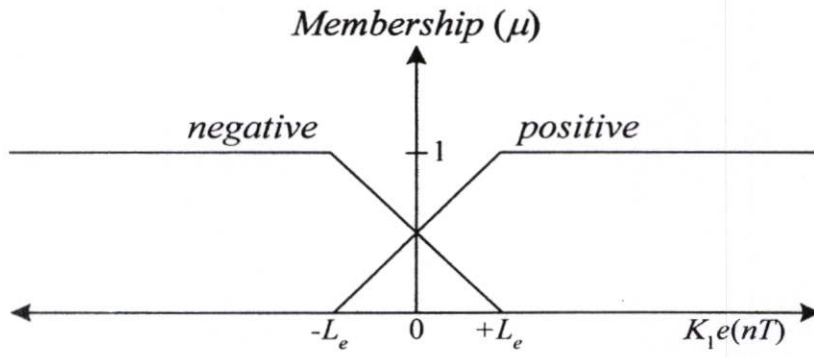
จากสมการที่ (4.4) เมื่อแทนที่เทอม  $K_1e(nT) - K_2\Delta y(nT)$  ด้วย  $\Delta u_{I-P}(nT)$  ดังนั้น สัญญาณควบคุมของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พีจะแสดงได้ดังสมการนี้

$$u_{I-P}(nT) = \Delta u_{I-P}(nT) + u_{I-P}(nT - T) \quad (4.5)$$

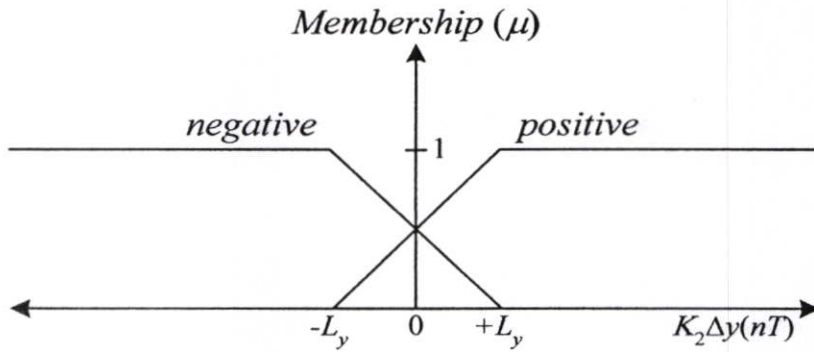
โดยที่  $\Delta u_{I-P}(nT)$  คือการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี

### 4.3 การออกแบบตัวควบคุมฟัซซี

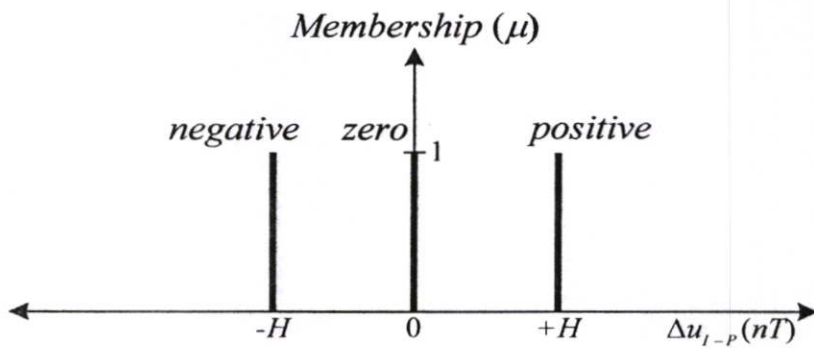
โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีประกอบด้วย การฟัซซีฟิเคชัน กฎฟัซซี ฟัซซีอินเฟอเรนซ์ และการดีฟัซซีฟิเคชัน ซึ่งได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพและหลีกเลี่ยงจำนวนกฎที่มากเกินไป ในขั้นตอนของการฟัซซีฟิเคชัน จะกำหนดให้ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกอินพุตของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พีชื่อว่า ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกค่าผิดพลาด และฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกอินพุตทั้งสองประกอบด้วยฟัซซีเซตที่มีชื่อว่า negative และ positive และกำหนดให้ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี เป็นแบบฟัซซีซิงเกิลตัน ซึ่งประกอบด้วยฟัซซีเซตที่มีชื่อว่า negative zero และ positive แสดงดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกค่าผิดพลาด



รูปที่ 4.5 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม



รูปที่ 4.6 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีชซีไอ-พี

จากฟังก์ชันการเป็นสมาชิกอินพุตในรูปที่ 4.4 และ 4.5 สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$\mu_{en}(nT) = \begin{cases} 1 & ;(-\infty, -L_e] \\ \frac{L_e - K_1 e(nT)}{2L_e} & ;[-L_e, +L_e] \\ 0 & ;[+L_e, +\infty) \end{cases} ; \mu_{ep}(nT) = \begin{cases} 0 & ;(-\infty, -L_e] \\ \frac{L_e + K_1 e(nT)}{2L_e} & ;[-L_e, +L_e] \\ 1 & ;[+L_e, +\infty) \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\mu_{\Delta y_n}(nT) = \begin{cases} 1 & ;(-\infty, -L_y] \\ \frac{L_y - K_2 \Delta y(nT)}{2L_y} & ;[-L_y, +L_y] \\ 0 & ;[+L_y, +\infty) \end{cases} ; \mu_{\Delta y_p}(nT) = \begin{cases} 0 & ;(-\infty, -L_y] \\ \frac{L_y + K_2 \Delta y(nT)}{2L_y} & ;[-L_y, +L_y] \\ 1 & ;[+L_y, +\infty) \end{cases} \quad (4.7)$$

- โดยที่  $\mu_{en}(nT)$  คือฟังก์ชันเซตที่มีชื่อว่า negative ของฟังก์ชันการเป็นสมาชิกค่าผิดพลาด  
 $\mu_{ep}(nT)$  คือฟังก์ชันเซตที่มีชื่อว่า positive ของฟังก์ชันการเป็นสมาชิกค่าผิดพลาด  
 $\mu_{\Delta y_n}(nT)$  คือฟังก์ชันเซตที่มีชื่อว่า negative ของฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม  
 $\mu_{\Delta y_p}(nT)$  คือฟังก์ชันเซตที่มีชื่อว่า positive ของฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม  
 $L_e$   $L_y$  และ  $H$  คือค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี

ในการกำหนดกฎการควบคุมของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี สามารถแสดงได้ 4 กฎ (R1-R4) ดังสมการที่ (4.8) และกฎฟัซซีดังกล่าวเป็นกฎชนิดแมมดานีฟัซซี จึงเรียกตัวควบคุมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ว่า ตัวควบคุมแมมดานีฟัซซีไอ-พี

- (R1) IF  $e(nT)$  is negative AND  $\Delta y(nT)$  is negative THEN  $\Delta u_{(I-P)_1}$  is zero  
 (R2) IF  $e(nT)$  is negative AND  $\Delta y(nT)$  is positive THEN  $\Delta u_{(I-P)_2}$  is negative  
 (R3) IF  $e(nT)$  is positive AND  $\Delta y(nT)$  is negative THEN  $\Delta u_{(I-P)_3}$  is positive  
 (R4) IF  $e(nT)$  is positive AND  $\Delta y(nT)$  is positive THEN  $\Delta u_{(I-P)_4}$  is zero

เมื่อ  $\Delta u_{(I-P)_1}$  ถึง  $\Delta u_{(I-P)_4}$  คือการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของกฎการควบคุมในแต่ละกฎ

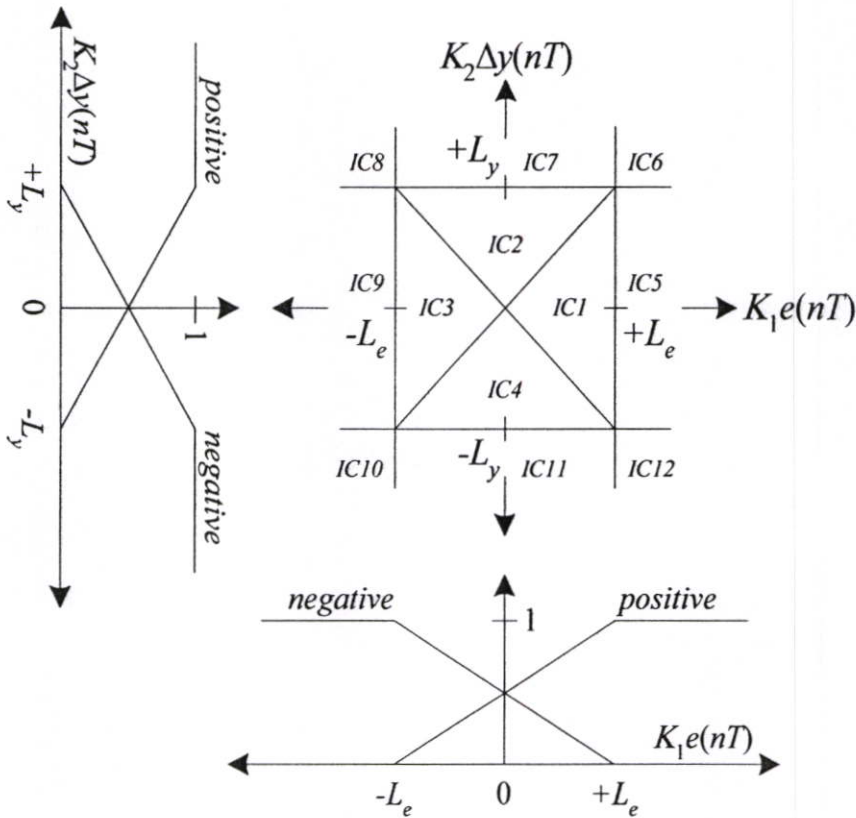
สำหรับการดีฟัซซิฟิเคชันที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้เลือกใช้วิธีเช่นทรอยด์ดีฟัซซิฟายเออร์คำนวณหาผลลัพธ์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี ดังสมการที่ (4.9)

$$\Delta u_{I-P}(nT) = \frac{\sum_{r=1}^4 \Delta u_{(I-P)_r} \cdot \mu_{(I-P)_r}}{\sum_{r=1}^4 \mu_{(I-P)_r}} \quad (4.9)$$

โดยที่  $\Delta u_{(I-P)_r}$  คือค่าเอาต์พุตฟัซซีซึ่งเกิดต้นของกฎฟัซซีในแต่ละกฎและ  $\mu_{(I-P)_r}$  คือค่าการเป็นสมาชิกอินพุตของกฎฟัซซีในแต่ละกฎ

#### 4.4 การวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซี

จากฟังก์ชันการเป็นสมาชิกค่าผิดพลาด และฟังก์ชันการเป็นสมาชิกการเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของระบบควบคุม สามารถแบ่งอินพุตสเปซ (input space) ของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี ออกเป็น 12 บริเวณ (input component: IC) ดังแสดงในรูปที่ 4.7 เพื่อวิเคราะห์หาผลลัพธ์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พีในแต่ละบริเวณ ซึ่งจะนำผลลัพธ์ที่ได้ไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบควบคุมในบทต่อไป



รูปที่ 4.7 อินพุตสเปซของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี

จากรูปที่ 4.7 เมื่อพิจารณาบริเวณ IC1 ค่าการเป็นสมาชิกอินพุตของกฎฟัซซีในแต่ละกฎสามารถหาได้โดยใช้กฎฟัซซีจากสมการที่ (4.8) และใช้ปฏิบัติการฟัซซีลอจิก AND ดังต่อไปนี้

$$(R1) \mu_{(I-P)_1} = \min\{\mu_{en}, \mu_{\Delta y}\} = \min\left\{\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}, \frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}\right\} = \frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e} \quad (4.10)$$

$$(R2) \mu_{(I-P)_2} = \min\{\mu_{en}, \mu_{\Delta y}\} = \min\left\{\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}, \frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y}\right\} = \frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e} \quad (4.11)$$

$$(R3) \mu_{(I-P)_3} = \min\{\mu_{ep}, \mu_{\Delta y}\} = \min\left\{\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}, \frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}\right\} = \frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y} \quad (4.12)$$

$$(R4) \mu_{(I-P)_4} = \min\{\mu_{ep}, \mu_{\Delta y}\} = \min\left\{\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}, \frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y}\right\} = \frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y} \quad (4.13)$$

สำหรับบริเวณ IC2 ถึง IC12 ก็สามารถหาค่าการเป็นสมาชิกอินพุตของกฎฟัซซีในแต่ละกฎได้ โดยอาศัยแนวทางเดียวกับบริเวณ IC1 และแสดงทั้ง 12 บริเวณได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าการเป็นสมาชิกอินพุตของกฎฟัซซีในแต่ละกฎตั้งแต่บริเวณ IC1 ถึง IC12

#IC	$\mu_{(I-P)_1}$	$\mu_{(I-P)_2}$	$\mu_{(I-P)_3}$	$\mu_{(I-P)_4}$
IC1	$\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}$	$\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}$	$\frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$
IC2	$\frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}$	$\frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}$
IC3	$\frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}$	$\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}$
IC4	$\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}$	$\frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}$	$\frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$
IC5	0	0	$\frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$
IC6	0	0	0	1
IC7	0	$\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}$	0	$\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}$
IC8	0	1	0	0
IC9	$\frac{L_y - K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	$\frac{L_y + K_2\Delta y(nT)}{2L_y}$	0	0
IC10	1	0	0	0
IC11	$\frac{L_e - K_1e(nT)}{2L_e}$	0	$\frac{L_e + K_1e(nT)}{2L_e}$	0
IC12	0	0	1	0

เมื่อแทนค่าเอาท์พุตพีชชีซึ่งเกิดขึ้น  $\Delta u_{(I-P)_r}$  ของกฎพีชชีในแต่ละกฎด้วย *negative* =  $-H$  *zero* = 0 และ *positive* =  $+H$  และแทนค่าการเป็นสมาชิกอินพุต  $\mu_{(I-P)_r}$  ของกฎพีชชีในแต่ละกฎ ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ลงในสมการที่ (4.9) โดยพิจารณาบริเวณ IC1 ก่อนจะได้

$$\Delta u_{I-P}(nT) = \frac{HL_y K_1 e(nT) - HL_e K_2 \Delta y(nT)}{4L_e L_y - 2L_y K_1 e(nT)} \quad (4.14)$$

ในการทำงานเดียวกัน ตั้งแต่บริเวณ IC2 ถึง IC12 ก็สามารถคำนวณหาผลลัพธ์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาท์พุตของตัวควบคุมพีชชีไอ-พีได้ โดยอาศัยแนวทางเดียวกับการคำนวณหาผลลัพธ์บริเวณ IC1 ซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 4.2 จะพบจากตารางว่า ในแต่ละบริเวณของอินพุตสเปซ จะให้ผลลัพธ์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาท์พุตของตัวควบคุมพีชชีไอ-พีที่แตกต่างกัน

ตารางที่ 4.2 ผลลัพธ์การเปลี่ยนแปลงค่าเอาท์พุตของตัวควบคุมพีชชีไอ-พีบริเวณ IC1 ถึง IC12

#IC	$\Delta u_{I-P}(nT)$
IC1	$\frac{HL_y K_1 e(nT) - HL_e K_2 \Delta y(nT)}{4L_e L_y - 2L_y K_1 e(nT)}$
IC2	$\frac{HL_y K_1 e(nT) - HL_e K_2 \Delta y(nT)}{4L_e L_y - 2L_e K_2 \Delta y(nT)}$
IC3	$\frac{HL_y K_1 e(nT) - HL_e K_2 \Delta y(nT)}{4L_e L_y + 2L_y K_1 e(nT)}$
IC4	$\frac{HL_y K_1 e(nT) - HL_e K_2 \Delta y(nT)}{4L_e L_y + 2L_e K_2 \Delta y(nT)}$
IC5	$\frac{HL_y - HK_2 \Delta y(nT)}{2L_y}$
IC6	0
IC7	$\frac{-HL_e + HK_1 e(nT)}{2L_e}$
IC8	$-H$
IC9	$\frac{-HL_y - HK_2 \Delta y(nT)}{2L_y}$
IC10	0
IC11	$\frac{HL_e + HK_1 e(nT)}{2L_e}$
IC12	$H$

## บทที่ 5

### การวิเคราะห์เสถียรภาพ

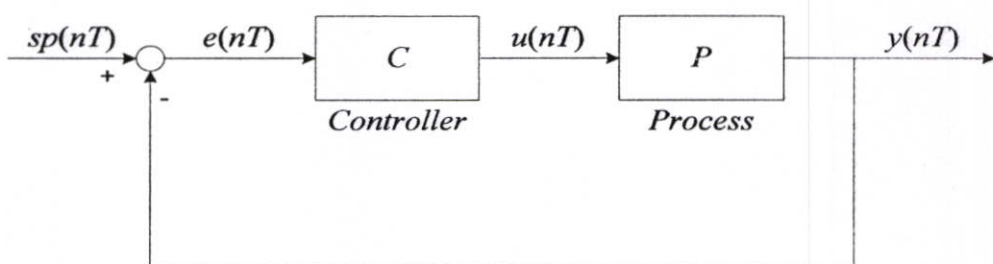
การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบควบคุมนั้น จุดประสงค์หลักก็เพื่อศึกษาว่าระบบที่จะควบคุมนั้นมีเสถียรภาพหรือไม่ เมื่อเกิดมีการรบกวนในระบบควบคุมหรือพารามิเตอร์ของระบบควบคุมเปลี่ยนแปลงไป

วิชานี้จะใช้หลักเกณฑ์การวิเคราะห์เสถียรภาพแบบบีโอบีโอในการตัดสินใจเสถียรภาพของระบบควบคุม กล่าวคือ ระบบควบคุมจะมีเสถียรภาพ เมื่อสัญญาณอินพุตที่มีขอบเขตจำกัดป้อนเข้ามาในระบบควบคุมและให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขอบเขตด้วย

การวิเคราะห์เสถียรภาพแบบบีโอบีโอของระบบควบคุมแวนคานีฟิชชีไอ-พีที่นำเสนอในวิชานี้จะใช้ทฤษฎีบทเกณฑ์ในการหาเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบควบคุมดังกล่าว เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแวนคานีฟิชชีไอ-พี

#### 5.1 ทฤษฎีบทเกณฑ์

ทฤษฎีบทเกณฑ์ เป็นวิธีการตรวจสอบเสถียรภาพแบบบีโอบีโอของระบบควบคุมทั่วไป ทั้งที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 5.1 โดยที่  $C$  คือตัวควบคุมและ  $P$  คือกระบวนการที่ถูกควบคุม



รูปที่ 5.1 ระบบควบคุมทั่วไป

จากรูปที่ 5.1 อินพุตของระบบควบคุมคือ  $sp(nT)$  เอาต์พุตของตัวควบคุมคือ  $u(nT) = C \cdot e(nT)$  อินพุตของกระบวนการคือ  $u(nT)$  และเอาต์พุตของระบบควบคุมคือ  $y(nT) = P \cdot u(nT)$

สำหรับตัวควบคุม  $C$  และกระบวนการที่ถูกควบคุม  $P$  ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพแบบบีโอบีโอของระบบควบคุมวงปิดดังสมการ

$$\|C \cdot e(nT)\| \leq \alpha_c \|e(nT)\| + \beta_c \quad ; \alpha_c, \beta_c \geq 0 \quad (5.1)$$

และ

$$\|P \cdot u(nT)\| \leq \alpha_p \|u(nT)\| + \beta_p \quad ; \alpha_p, \beta_p \geq 0 \quad (5.2)$$

แล้ว จะสามารถหาเงื่อนไขเสถียรภาพแบบบีโอบีโอของระบบควบคุมวงปิดได้ โดยใช้ทฤษฎีบทเกณฑ์น้อย ซึ่งมีเงื่อนไขคือ

$$\alpha_c \cdot \alpha_p < 1 \quad (5.3)$$

เมื่อ  $\alpha_c, \alpha_p, \beta_c$  และ  $\beta_p$  คือค่าคงที่ และนอร์ม  $\|\cdot\|$  ในวิทยานิพนธ์นี้หมายถึง  $\|\cdot\|_\infty$  อินฟินิตี นอร์ม และจากสมการที่ (5.2) สำหรับกระบวนการที่ถูกควบคุม  $P$  สามารถหาค่า  $\alpha_p$  ได้จากสมการต่อไปนี้ [24]

$$\|P \cdot u(nT)\| \leq \|P\| \cdot \|u(nT)\| \quad ; \|P\| < \infty \quad (5.4)$$

เมื่อ  $\alpha_p = \|P\|$  โดยที่  $\|P\|$  หมายถึงค่าอัตราขยาย (magnitude) ของกระบวนการที่มากที่สุด ดังนั้น การพิจารณาหาค่านอร์มของตัวควบคุมพีชซีไอ-พีก็คือการหาค่า  $\alpha_c$  นั่นเอง

## 5.2 เงื่อนไขค่านอร์มของตัวควบคุมพีชซีไอ-พี

จากการวิเคราะห์ในบทที่ 4 พบว่า การเปลี่ยนแปลงค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีชซีไอ-พี ในบริเวณ IC1 ดังแสดงในสมการที่ (4.14) นั้น เมื่อหาค่านอร์มของ  $\Delta u_{I-P}(nT)$  จะได้ว่า

$$\|\Delta u_{I-P}(nT)\| = \left\| \frac{HL_y K_1 e(nT) - HL_e K_2 \Delta y(nT)}{4L_e L_y - 2L_y K_1 e(nT)} \right\| \quad (5.5)$$

บริเวณของ IC1 นอร์มของ  $\Delta u_{I-P}(nT)$  มีค่ามากที่สุด เมื่อ  $K_1 e(nT) = 0$  จะได้ว่า

$$\|\Delta u_{I-P}(nT)\| \leq \left| \frac{HL_y K_1 + HL_e K_2}{4L_e L_y} \right| \cdot \|e(nT)\| + \left| \frac{HL_e K_2}{4L_e L_y} \right| \cdot \|sp(nT) - y(nT - T)\| \quad (5.6)$$

แทน  $M_1 = \sup_{n \geq 1} |sp(nT) - y(nT - T)|$  จะได้

$$\|\Delta u_{l-p}(nT)\| \leq \alpha_{l-p} \|e(nT)\| + \beta_{l-p} \quad (5.7)$$

โดยที่  $\alpha_{l-p} = \left| \frac{HL_y K_1 + HL_e K_2}{4L_e L_y} \right|$  คือค่านอร์มของตัวควบคุมพีชซีไอ-พีและ  $\beta_{l-p} = \left| \frac{HL_e K_2}{4L_e L_y} \right| \cdot M_1$  คือค่าคงที่

สำหรับ  $\|\Delta u_{l-p}(nT)\|$  ของบริเวณ IC2 ถึง IC12 สามารถหาได้โดยอาศัยแนวทางเดียวกับกรณีของ IC1 ค่านอร์ม  $\alpha_{l-p}$  ของตัวควบคุมพีชซีไอ-พี ทั้ง 12 บริเวณที่หาได้นั้นคือค่านอร์มที่มากที่สุดในแต่ละบริเวณและแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่านอร์มของตัวควบคุมพีชซีไอ-พีในบริเวณ IC1 ถึง IC12

บริเวณของ IC	$\alpha_{l-p}$
IC1, IC2, IC3, IC4	$\left  \frac{HL_y K_1 + HL_e K_2}{4L_e L_y} \right $
IC5, IC9	$\left  \frac{HK_2}{2L_y} \right $
IC7, IC11	$\left  \frac{HK_1}{2L_e} \right $
IC6, IC8, IC10, IC12	0

### 5.3 เงื่อนไขเสถียรภาพแบบบีโอบีโอของระบบควบคุมแอมดานีพีชซีไอ-พี

จากสมการเอาท์พุทของตัวควบคุมพีชซีไอ-พีซึ่งแสดงดังสมการที่ (4.5) เมื่อหาค่า นอร์มของ  $u_{l-p}(nT)$  จะได้

$$\begin{aligned} \|u_{l-p}(nT)\| &= \|\Delta u_{l-p}(nT) + u_{l-p}(nT - T)\| \\ &\leq \|\Delta u_{l-p}(nT)\| + M_{l-p} \end{aligned} \quad (5.8)$$

โดยที่  $M_{I-P} = \sup_{n \geq 1} |u_{I-P}(nT - T)|$  หลังจากแทนค่า  $\|\Delta u_{I-P}(nT)\|$  ที่แสดงในสมการที่ (5.7) ลงในสมการที่ (5.8) แล้วจะได้

$$\|u_{I-P}(nT)\| \leq \alpha_{I-P} \|e(nT)\| + \beta_{I-P} + M_{I-P} \quad (5.9)$$

$$\|u_{I-P}(nT)\| \leq \alpha_c \|e(nT)\| + \beta_c \quad (5.10)$$

โดยที่  $\alpha_c = \alpha_{I-P}$  และ  $\beta_c = \beta_{I-P} + M_{I-P}$  เมื่อแทนค่า  $\alpha_c = \alpha_{I-P}$  และ  $\alpha_p = \|P\|$  ลงในสมการที่ (5.3) แล้ว จะได้เงื่อนไขเสถียรภาพแบบบีโอบีโอของระบบควบคุมแอมคานีฟิชชี่ไอ-พี แสดงดังสมการนี้

$$\alpha_{I-P} \cdot \|P\| < 1 \quad (5.11)$$

ดังนั้น ในการออกแบบระบบควบคุมแอมคานีฟิชชี่ไอ-พีให้มีเสถียรภาพ จะต้องเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแอมคานีฟิชชี่ไอ-พี  $K_1, K_2, L_c, L_y$  และ  $H$  ให้ได้ค่า  $\alpha_{I-P}$  ที่สอดคล้องกับสมการที่ (5.11)

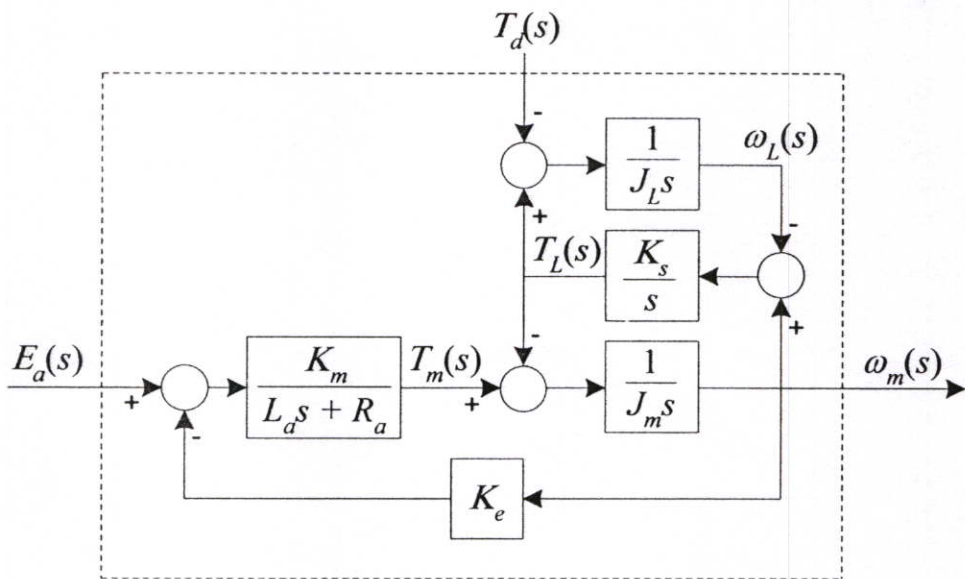
## บทที่ 6

### การจำลองและการทดลองระบบควบคุม

เมื่อได้ออกแบบตัวควบคุมแอมคานีฟิซซีไอ-พีในบทที่ 4 พร้อมทั้งหาเงื่อนไขเสถียรภาพของตัวควบคุมแอมคานีฟิซซีไอ-พีในบทที่ 5 แล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบการทำงานของระบบควบคุมแอมคานีฟิซซีไอ-พี โดยนำตัวควบคุมแอมคานีฟิซซีไอ-พีไปควบคุมความเร็วของระบบสองมวล เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงการหาพารามิเตอร์ของฟังก์ชันระบบสองมวล ผลการจำลองและผลการทดลองระบบควบคุม โดยเปรียบเทียบระหว่างตัวควบคุมแอมคานีฟิซซีไอ-พีและตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิม

#### 6.1 การหาพารามิเตอร์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลคือ ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตคือแรงดันไฟฟ้า  $E_a(s)$  มีหน่วยเป็นโวลต์ (V) และสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการคือความเร็วของมอเตอร์  $\omega_m(s)$  มีหน่วยเป็น 1,000 รอบต่อนาที (krpm) สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 6.1



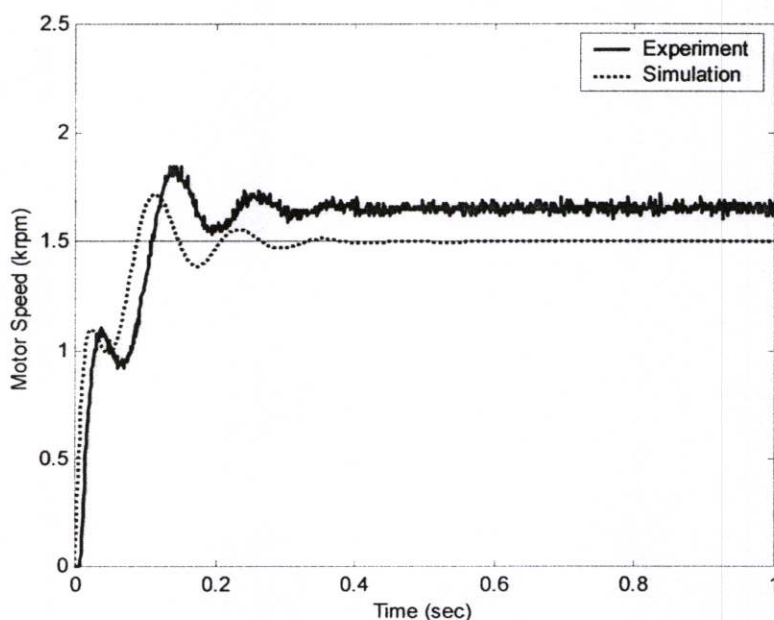
รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองมวล

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบสองมวลที่แสดงในตารางที่ 6.1 ลงในสมการที่ (3.13) แล้ว (รายละเอียดส่วนประกอบของระบบสองมวลอยู่ในภาคผนวก ก) จะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลเพื่อใช้สำหรับจำลองหาผลตอบสนอง สำหรับความหมายของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในรูปที่ 6.1 ได้แสดงไว้ในบทที่ 3

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบสองมวล

$R_a$	$L_a$	$K_e$	$K_m$	$J_m$	$J_L$
0.25 $\Omega$	0.10 mH	4 V / krpm	3.8 N · cm / A	0.7 kg · cm <sup>2</sup>	0.7 kg · cm <sup>2</sup>

ในการหาค่าพารามิเตอร์ของ  $K_s$  ซึ่งเป็นค่าความแข็งตึงของเพลา (torsional stiffness of drive shaft) จะหาได้โดยกำหนดให้แรงบิดการรบกวน  $T_d(s) = 0$  และคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุต  $E_a(s)$  จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล เพื่อควบคุมให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที พบว่า จะต้องป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 6 โวลต์ จากนั้นทำการทดลองป้อนสัญญาณอินพุตด้วยค่าดังกล่าวโดยไม่มีการป้อนกลับ และเก็บสัญญาณเอาต์พุตของระบบสองมวลเป็นค่าความเร็วของมอเตอร์  $\omega_m(s)$  ไว้และทำการจำลองระบบรูปที่ 6.1 เพื่อหาค่า  $K_s$  ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตใกล้เคียงกับผลการทดลอง แสดงดังรูปที่ 6.2 ก็จะได้ค่า  $K_s$  ที่มีความถูกต้องใกล้เคียงกับค่าความแข็งตึงของเพลา ซึ่งค่า  $K_s$  ที่หามาได้มีค่าเท่ากับ 15 N · m / rad



รูปที่ 6.2 ผลตอบสนองระบบควบคุมวงเปิดของการควบคุมความเร็วระบบสองมวล

จากรูปที่ 6.2 พบว่า ผลตอบสนองวงเปิดที่ได้จากการควบคุมความเร็วของระบบสองมวล มีเรโซแนนซ์การบิดเกิดขึ้น และผลตอบสนองที่ได้จากการจำลองมีระดับสัญญาณเอาต์พุตต่ำกว่า ผลตอบสนองที่ได้จากการทดลอง

## 6.2 ผลการจำลองระบบควบคุม

ในการจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที จะทำการเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแอมคานีฟิซซีไอ-พีกับผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมไอ-พี โดยใช้คาบเวลาการสุ่ม  $T = 0.001$  วินาที ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (coefficient diagram method: CDM) หาค่าพารามิเตอร์  $K_i$  และ  $K_p$  ของตัวควบคุมไอ-พี ซึ่งวิธีการนี้ผู้ออกแบบสามารถกำหนดโพลีโนเมียลคุณลักษณะของระบบวงปิดให้มีความเร็วในการตอบสนอง มีเสถียรภาพและมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของกระบวนการได้ (รายละเอียดวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์อยู่ในภาคผนวก ข) โดยให้  $\gamma_1 = 36.7$ ,  $\gamma_2 = 1$ ,  $\gamma_3 = 2$  และ  $\tau = 0.8$  จะได้  $K_i = 21.72$  และ  $K_p = 13.38$  หลังจากนั้นนำค่าพารามิเตอร์  $T$ ,  $K_i$  และ  $K_p$  ดังกล่าวไปหา  $K_1$  และ  $K_2$  ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแอมคานีฟิซซีไอ-พีจะได้  $K_1 = 0.02172$  และ  $K_2 = 13.38$  เมื่อเลือกค่าขอบเขตของฟังก์ชันการเป็นสมาชิก  $L_e = 0.0075$ ,  $L_y = 0.095$  และ  $H = 0.055$  ให้สอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพในสมการที่ (5.11) และแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ลงในตารางที่ 5.1 จะได้ผลลัพธ์ค่านอร์มของตัวควบคุมฟิซซีไอ-พีในแต่ละบริเวณแสดงในตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.2 ผลลัพธ์ค่านอร์มของตัวควบคุมฟิซซีไอ-พีในบริเวณ IC1 ถึง IC12

บริเวณของ IC	$\alpha_{I-P}$
IC1, IC2, IC3, IC4	1.9764
IC5, IC9	3.8732
IC7, IC11	0.0796
IC6, IC8, IC10, IC12	0

จากตารางที่ 6.2 ค่านอร์มของตัวควบคุมฟิซซีไอ-พีที่มีค่ามากที่สุดคือ  $\alpha_{I-P} = 3.8732$  ในส่วนค่านอร์มของกระบวนการ สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุต  $\omega_m(s)$  กับสัญญาณอินพุต  $E_o(s)$  ของระบบสองมวล นั่นคือ

$$P(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_o(s)} \quad (6.1)$$

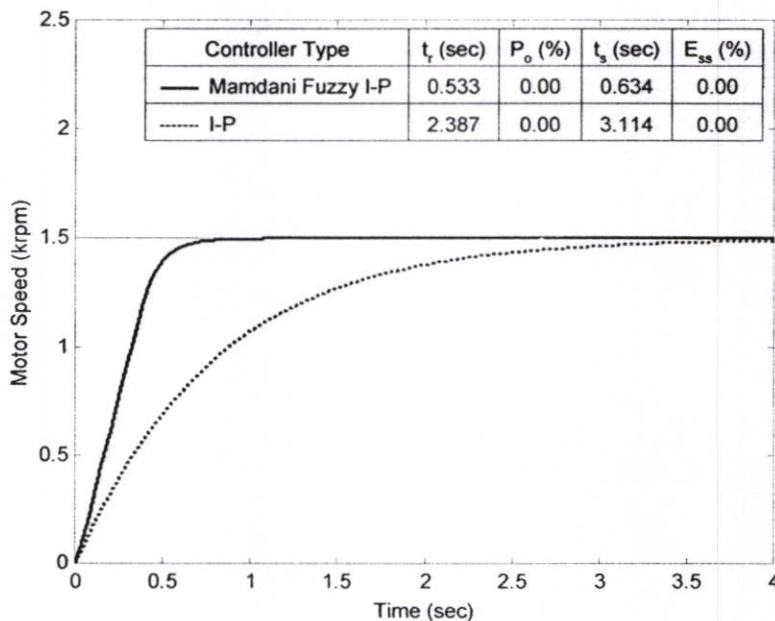
ทำการแปลงแซดของ  $P(s)$  โดยใช้คาบเวลาการสุ่ม  $T = 0.001$  วินาที และใช้อุปกรณ์จับระดับสัญญาณอันดับศูนย์ (zero-order hold) แล้วหาค่าอินฟินิตีมนอร์มของระบบสองมวล  $P(z)$  จะได้

$$\|P(z)\| = \sup_{|z|=1} \left| \frac{\omega_m(z)}{E_a(z)} \right| = 0.25 \quad (6.2)$$

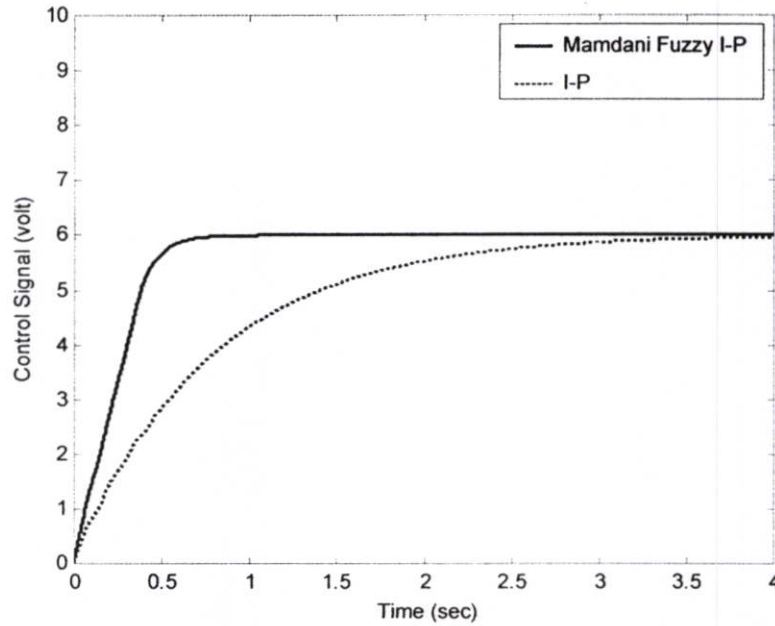
เมื่อแทนค่านอร์มของกระบวนการ  $\|P(z)\| = 0.25$  และค่านอร์มของตัวควบคุมฟัซซีไอ-พี  $\alpha_{I-P} = 3.8732$  ในสมการเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบควบคุมแอมคานีฟัซซีไอ-พี

$$\alpha_{I-P} \cdot \|P\| < 1$$

จะได้  $0.9683 < 1$  ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพ นั่นคือ ค่าพารามิเตอร์ที่เลือกมาสามารถทำให้ระบบควบคุมแอมคานีฟัซซีไอ-พีมีเสถียรภาพ หลังจากนั้นทำการจำลองระบบควบคุมเพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุม โดยนำตัวควบคุมแอมคานีฟัซซีไอ-พี และตัวควบคุมไอ-พีที่ได้ ออกแบบไว้ข้างต้นไปจำลองควบคุมความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุม แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 และรูปที่ 6.4 ตามลำดับ



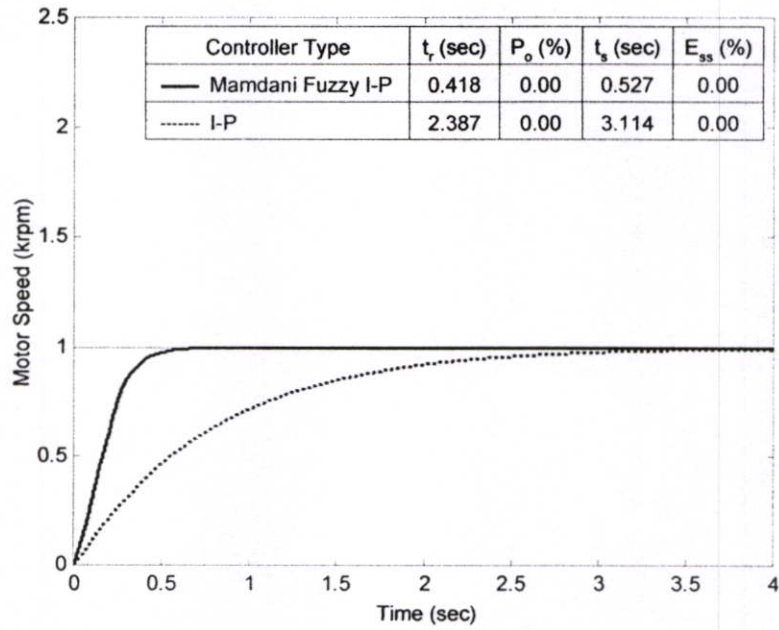
รูปที่ 6.3 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที



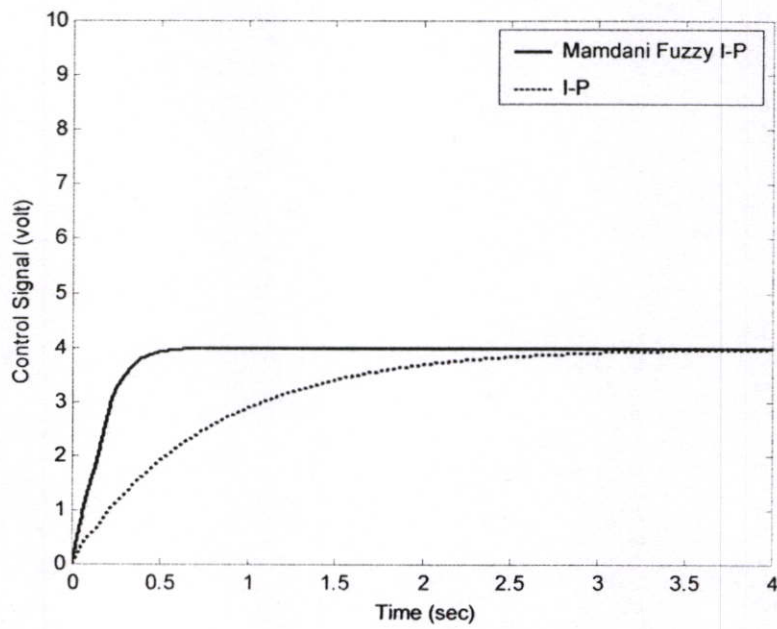
รูปที่ 6.4 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที

เมื่อพิจารณาผลการจำลองจากรูปที่ 6.3 จะเห็นว่า ตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี และตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว (steady state error) และไม่มีค่าพุ่งเกิน (overshoot) เกิดขึ้น และสามารถขจัดเรโซแนนซ์การบิดได้ และจากรูปที่ 6.4 จะเห็นว่าสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีจะมีค่าเวลาไต่ขึ้น (rise time) เร็วกว่าสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมไอ-พีในตอนเริ่มต้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีสามารถควบคุมระบบให้มีผลตอบสนองเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่า

การจำลองต่อไป จะนำตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีและตัวควบคุมไอ-พีที่ออกแบบเพื่อควบคุมความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที ไปจำลองควบคุมความเร็ว 1,000 และ 2,000 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เพื่อศึกษาความสามารถของตัวควบคุมว่า เมื่อไปควบคุมที่ระดับสัญญาณอ้างอิงอื่น จะยังสามารถควบคุมได้หรือไม่ ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที แสดงดังรูปที่ 6.5 และรูปที่ 6.6 ตามลำดับ

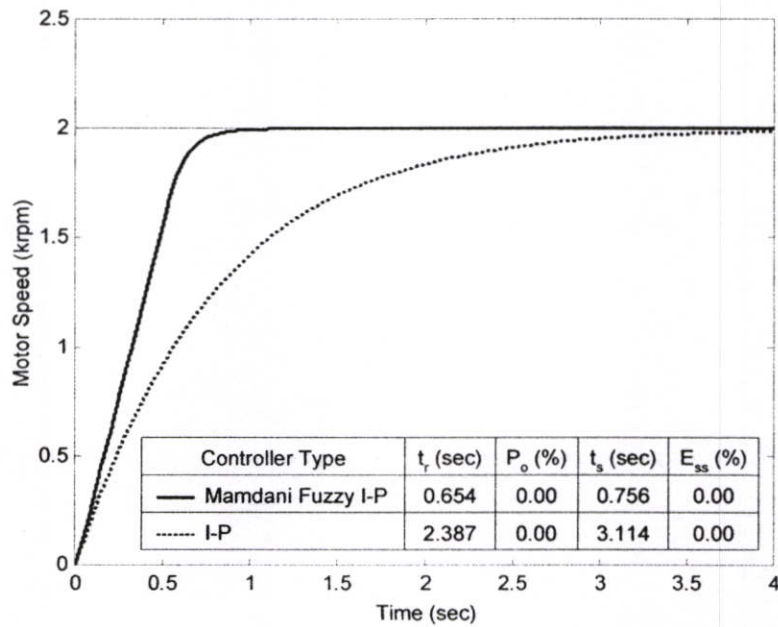


รูปที่ 6.5 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที

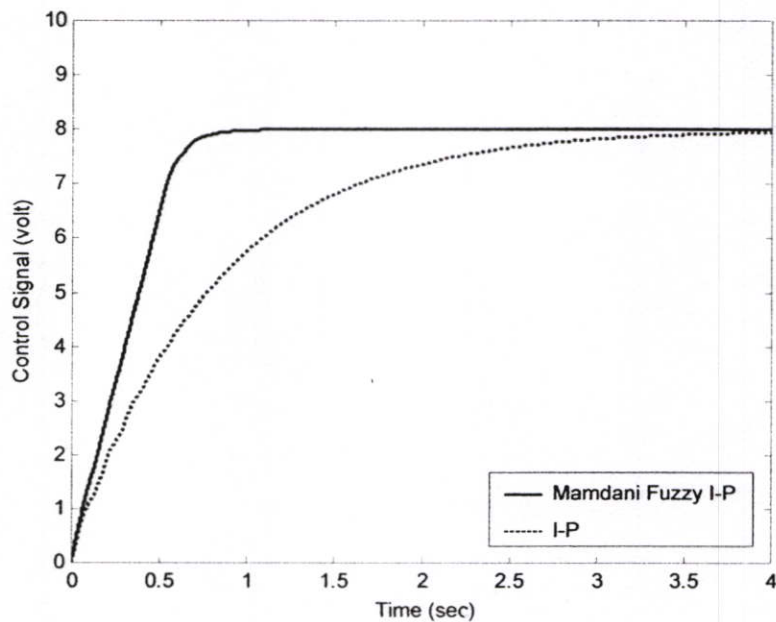


รูปที่ 6.6 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที

เมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที ผลตอบสนองของระบบควบคุม และสัญญาณควบคุม แสดงดังรูปที่ 6.7 และรูปที่ 6.8 ตามลำดับต่อไปนี้



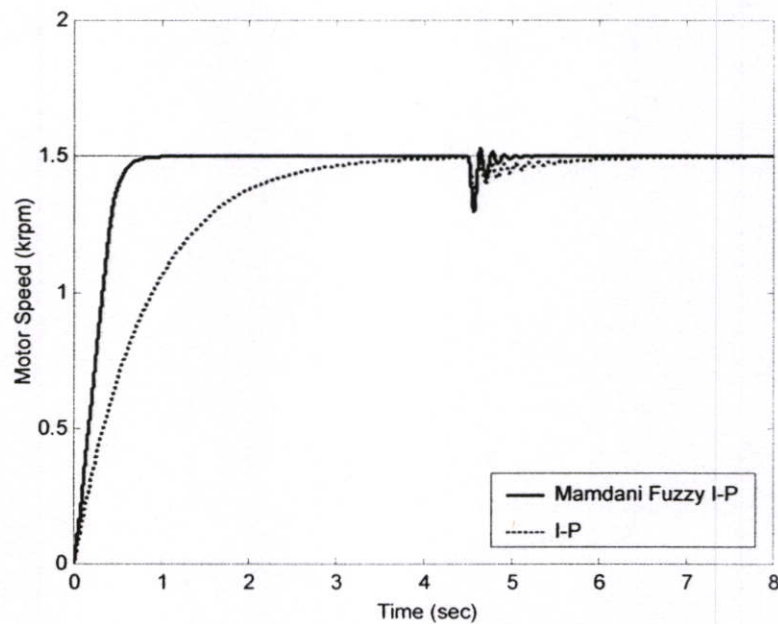
รูปที่ 6.7 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที



รูปที่ 6.8 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที

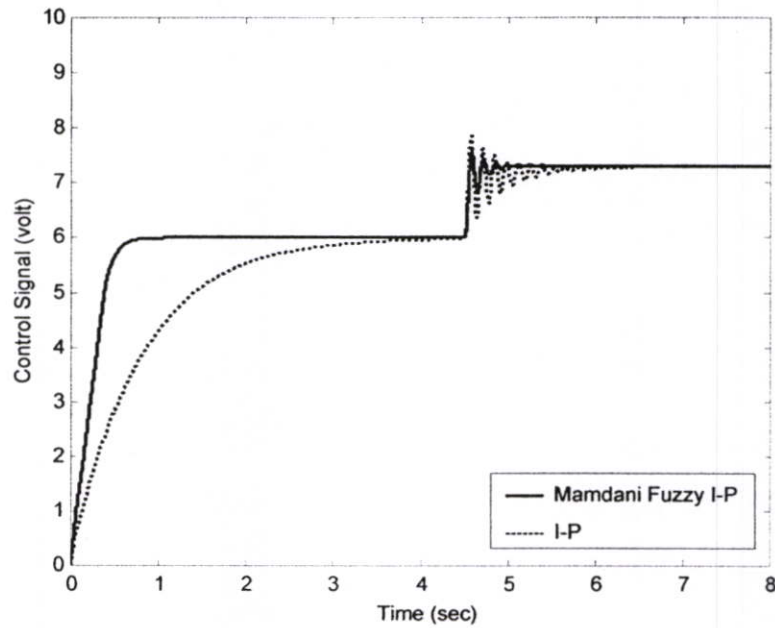
จากผลการจำลองการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีและตัวควบคุมไอ-พีที่ ออกแบบเพื่อควบคุมความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที ไปจำลองควบคุมความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที และ 2,000 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม พบว่า ตัวควบคุมทั้งสอง สามารถควบคุมที่ความเร็วดังกล่าวได้ โดยตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีสามารถควบคุมให้ ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สภาวะอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี และตัวควบคุมทั้งสอง สามารถควบคุมให้ผลตอบสนองไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัวและไม่มีค่าพุ่งเกินเกิดขึ้น และสามารถจัดเรโซแนนซ์การบิดได้

การจำลองต่อไปจะนำตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี และตัวควบคุมไอ-พีที่ออกแบบ เพื่อควบคุมความเร็วที่ 1,500 รอบต่อนาที ไปจำลองควบคุมระบบที่มีการรบกวน เพื่อทดสอบ ความสามารถในการจัดอทธิพลการรบกวน และในการจำลองได้กำหนดให้  $T_d = 0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$  เป็น แรงบิดการรบกวนเข้ามาในระบบที่เวลา 4.5 วินาที ซึ่งผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณ ควบคุมแสดงดังรูปที่ 6.9 และรูปที่ 6.10 ตามลำดับ



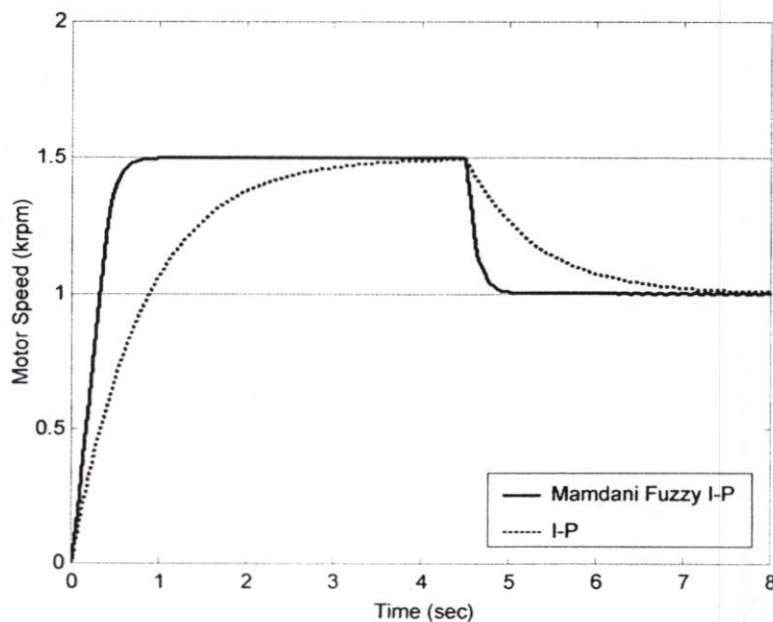
รูปที่ 6.9 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ

จากการจำลอง จะเห็นว่า เมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบที่เวลา 4.5 วินาที ตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบกลับเข้าสู่สภาวะอ้างอิงได้ โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่ สภาวะคงตัว

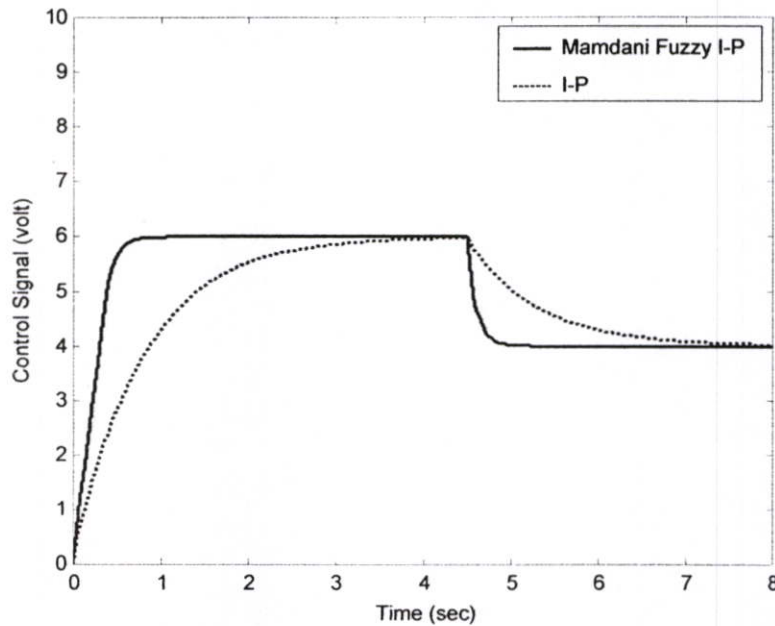


รูปที่ 6.10 สัญญาณควบคุมที่ได้จากการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ

การจำลองต่อไปจะนำตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี และตัวควบคุมไอ-พีที่ออกแบบเพื่อควบคุมความเร็วที่ 1,500 รอบต่อนาที ไปจำลองควบคุมระบบที่มีการลดความเร็วจาก 1,500 เป็น 1,000 รอบต่อนาที ที่เวลา 4.5 วินาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ได้ผลตอบสนองของระบบและสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 6.11 และรูปที่ 6.12 ตามลำดับ



รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที

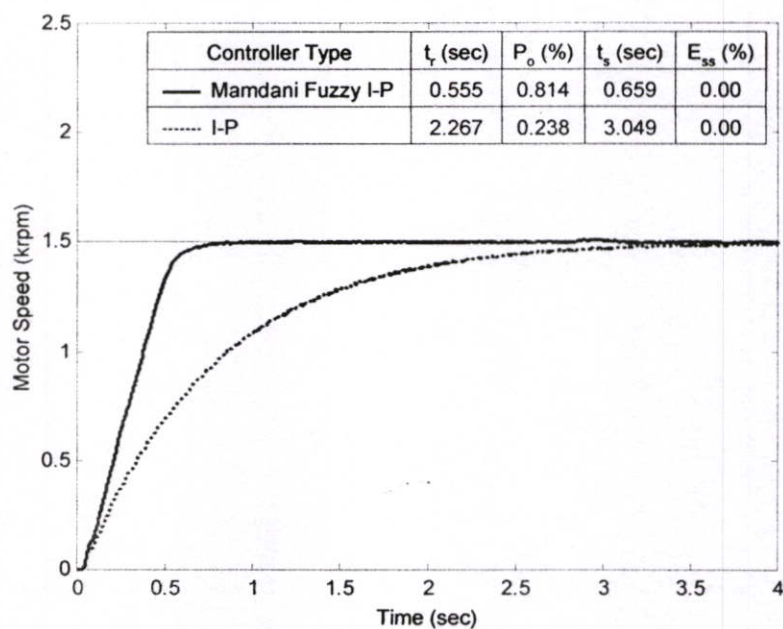


รูปที่ 6.12 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที

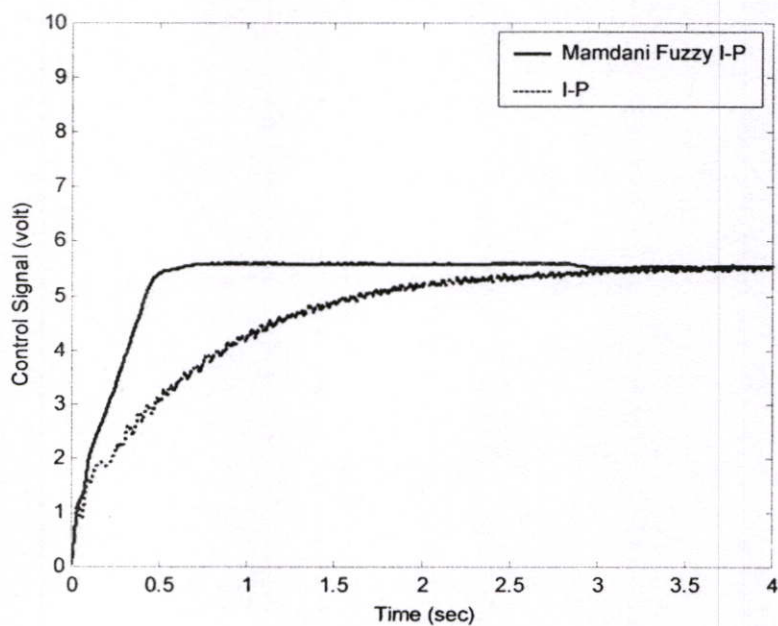
จากผลการจำลองที่แสดงในรูปที่ 6.11 จะเห็นว่า เมื่อลดความเร็วที่ต้องการควบคุมจาก 1,500 รอบต่อนาที เป็น 1,000 รอบต่อนาทีที่เวลา 4.5 วินาที ตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที ได้เร็วและเร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัวและสัญญาณควบคุมมีขนาดลดลงตามความเร็วที่ได้ลดลงดังแสดงในรูปที่ 6.12

### 6.3 ผลการทดลองระบบควบคุม

เมื่อรู้แนวโน้มผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีและระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมไอ-พีจากการจำลองระบบควบคุมแล้ว อันดับต่อไปจะทำการทดลองระบบควบคุมโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเป็นค่าเดียวกันกับการจำลองระบบควบคุม โดยมีเนื้อหาการทดลองเหมือนกับการจำลองระบบควบคุม ในอันดับแรกจะแสดงผลการทดลองควบคุมความเร็วที่ 1,500 รอบต่อนาที ซึ่งได้ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 6.13 และรูปที่ 6.14 ตามลำดับ



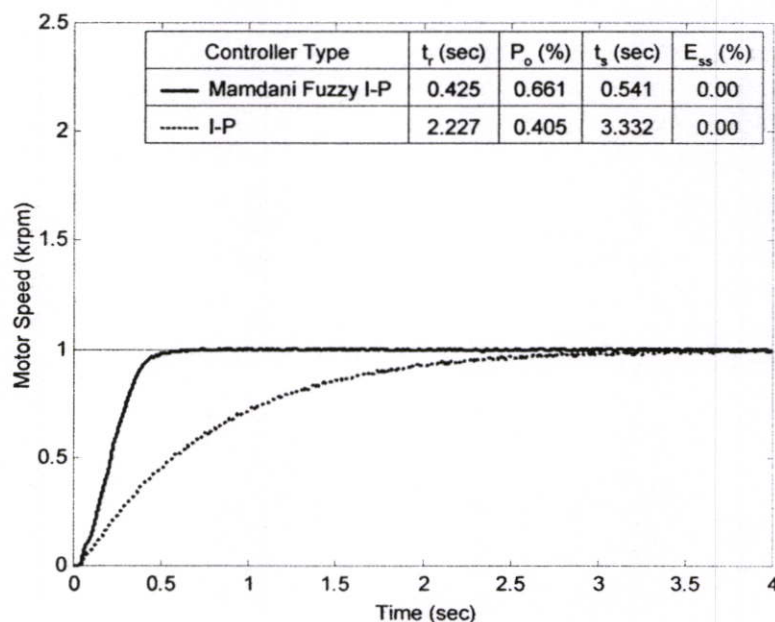
รูปที่ 6.13 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที



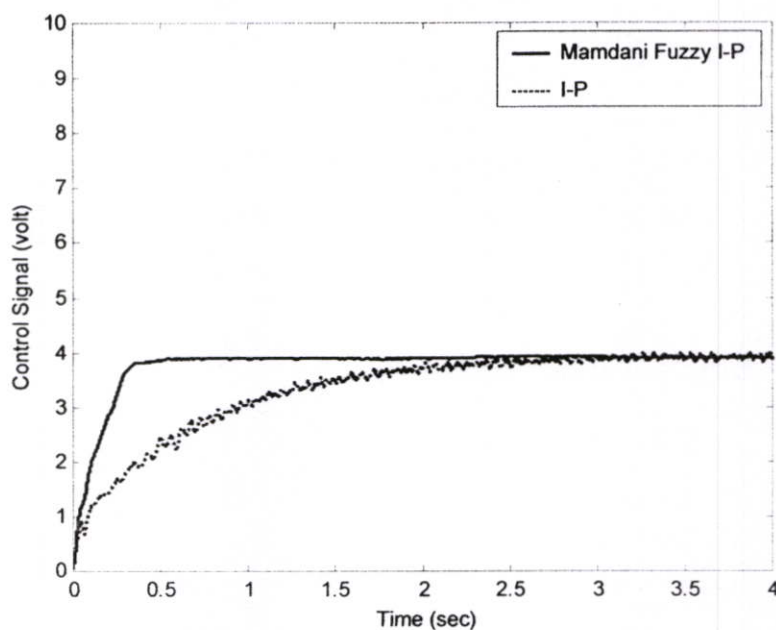
รูปที่ 6.14 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที

จากผลการทดลองในรูปที่ 6.13 จะเห็นว่า ตัวควบคุมแมมดานิฟuzzyไอ-พีสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สภาวะอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี แต่มีค่าพุ่งเกินเกิดขึ้นเล็กน้อยสำหรับตัวควบคุมแมมดานิฟuzzyไอ-พี อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว และสามารถขจัดเรโซแนนซ์การบิดได้ และเมื่อพิจารณารูปที่ 6.14 จะเห็นว่า สัจฉญาณควบคุมของตัวควบคุมแมมดานิฟuzzyไอ-พีจะมีค่าเวลาได้ขึ้นเร็วกว่าสัจฉญาณควบคุมของตัวควบคุมไอ-พีในตอนเริ่มต้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ตัวควบคุมแมมดานิฟuzzyไอ-พี สามารถควบคุมให้ผลตอบสนองระบบเข้าสู่สภาวะอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี

การทดลองต่อไป จะนำตัวควบคุมแมมดานิฟuzzyไอ-พีและตัวควบคุมไอ-พีที่ออกแบบเพื่อควบคุมความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที ไปทดลองควบคุมความเร็ว 1,000 และ 2,000 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เพื่อศึกษาคุณสมบัติประสิทธิภาพและความสามารถของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ว่า เมื่อไปควบคุมที่ระดับสัจฉญาณอ้างอิงอื่น จะยังสามารถควบคุมได้หรือไม่ ผลตอบสนองและสัจฉญาณควบคุมของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที แสดงดังรูปที่ 6.15 และรูปที่ 6.16 ตามลำดับ

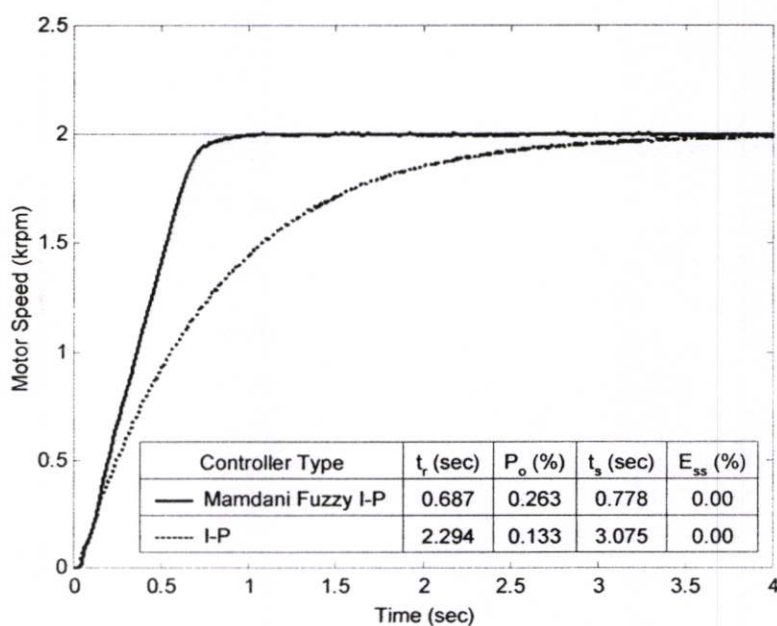


รูปที่ 6.15 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที

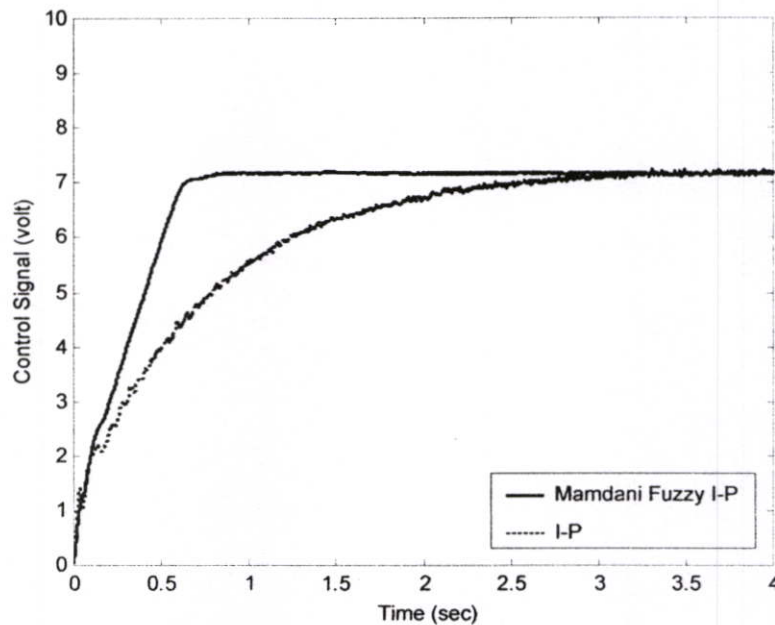


รูปที่ 6.16 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที

เมื่อเพิ่มความเร็วของระบบสองมวลเป็น 2,000 รอบต่อนาที เพื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็วนี้ ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลอง แสดงดังรูปที่ 6.17 และรูปที่ 6.18 ตามลำดับ



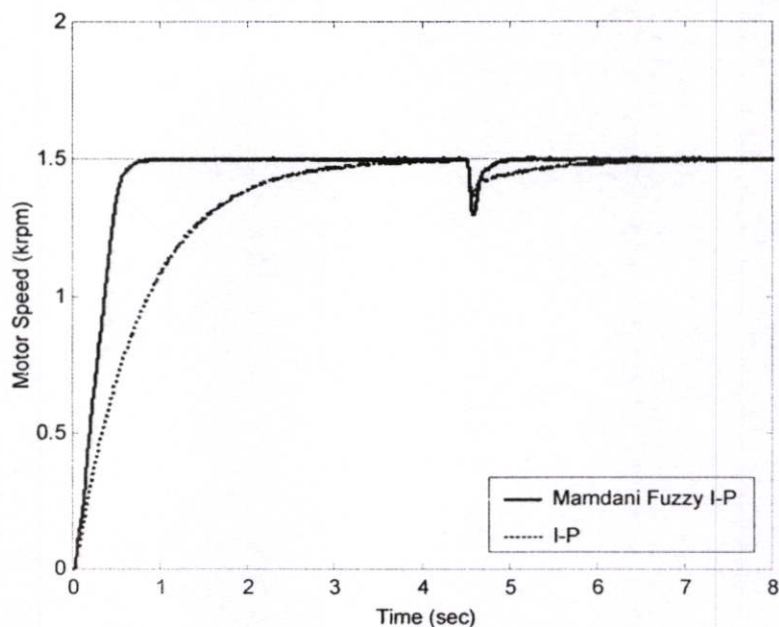
รูปที่ 6.17 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที



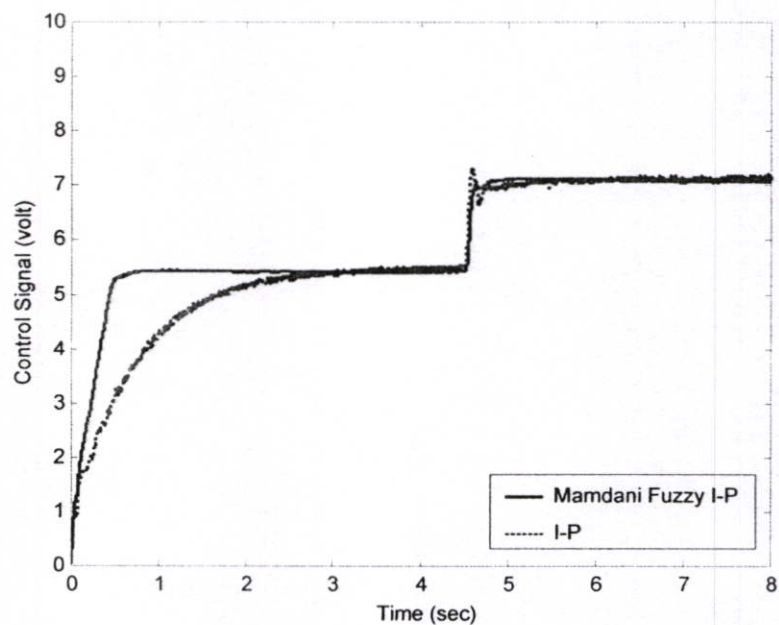
รูปที่ 6.18 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 2,000 รอบต่อนาที

จากผลการทดลองการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี และตัวควบคุมไอ-พี ที่ออกแบบเพื่อควบคุมความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที ไปทดลองควบคุมความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที และ 2,000 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม พบว่า ตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมที่ความเร็วดังกล่าวได้ โดยตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พีสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี แต่มีค่าพุ่งเกินเกิดขึ้นเล็กน้อยสำหรับตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี และตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว และยังสามารถขจัดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองมวลได้

การทดลองต่อไปจะนำตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี และตัวควบคุมไอ-พีที่ออกแบบเพื่อควบคุมความเร็วที่ 1,500 รอบต่อนาที ไปทดลองควบคุมระบบที่มีการรบกวน เพื่อทดสอบความสามารถในการขจัดอิทธิพลการรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ และในการทดลองได้ใช้ค่าความต้านทาน  $0.5 \Omega$  ต่อคร่อมระหว่างขั้วของภาระเพื่อทำให้เกิดแรงบิดการรบกวนที่เวลา 4.5 วินาที ซึ่งผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 6.19 และรูปที่ 6.20 ตามลำดับ



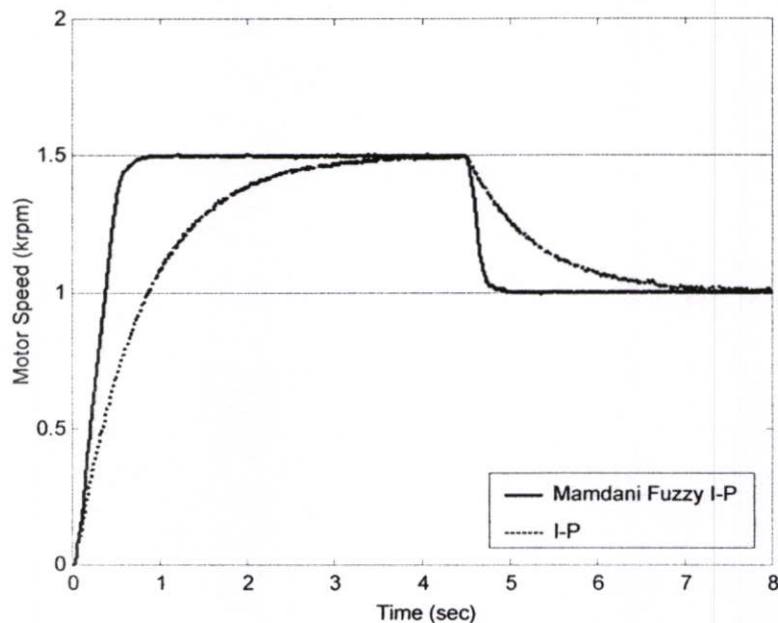
รูปที่ 6.19 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ



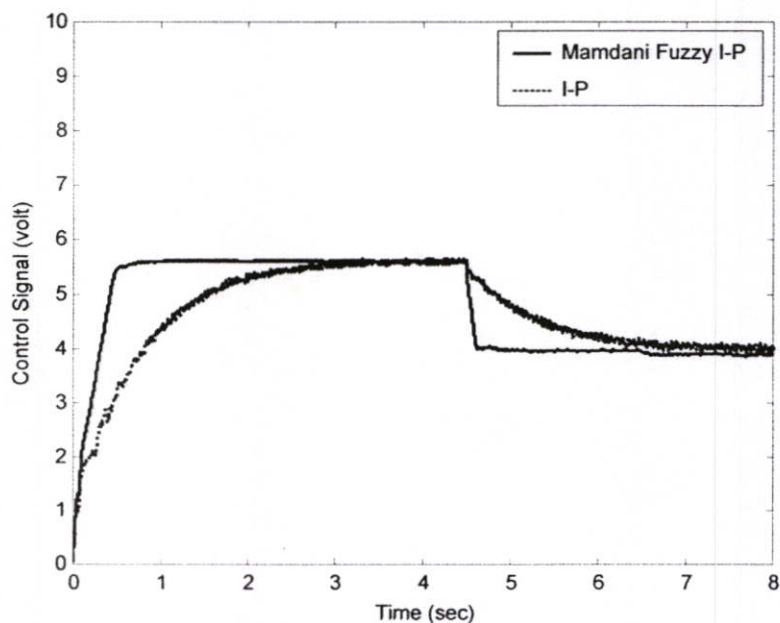
รูปที่ 6.20 สัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีการรบกวนเข้ามาในระบบ

จากรูปที่ 6.19 จะเห็นว่า ตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบกลับเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้ โดยตัวควบคุมแมมดานีฟัซซีไอ-พีสามารถขจัดอิทธิพลของการรบกวนได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี

การทดลองต่อไปจะนำตัวควบคุมแมมดานิฟัซซีไอ-พี และตัวควบคุมไอ-พีไปทดลองควบคุมระบบที่ลดความเร็วลงจาก 1,500 เป็น 1,000 รอบต่อนาที ที่เวลา 4.5 วินาที ซึ่งผลตอบสนองของระบบและสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 6.21 และรูปที่ 6.22 ตามลำดับ



รูปที่ 6.21 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที



รูปที่ 6.22 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่มีการลดความเร็วที่เวลา 4.5 วินาที

จากผลการทดลองที่แสดงดังรูปที่ 6.21 จะเห็นว่า เมื่อเกิดการลดความเร็วของการควบคุม จาก 1,500 รอบต่อนาที เป็น 1,000 รอบต่อนาที ที่เวลา 4.5 วินาที ตัวควบคุมแมมคานีฟิชซีไอ-พี สามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สัจัญณอ้างอิงที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที ได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมแมมคานีฟิชซีไอ-พีที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถควบคุมความเร็วของระบบสองมวลทั้งการเพิ่มและลดความเร็วได้อย่างมีประสิทธิภาพ

## บทที่ 7

# สรุปผลการวิจัย

### 7.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พีสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวล โดยตัวควบคุมนี้ได้มาจากการจัดโครงสร้างของตัวควบคุมไอ-พีดั้งเดิมที่ออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ และนำหลักการของฟิชซีมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุม จึงทำให้ตัวควบคุมมีโครงสร้างง่าย การวิเคราะห์หาเสถียรภาพของระบบควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พีนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ทฤษฎีบทเกนน้อยเพื่อหาเสถียรภาพที่พอเพียงสำหรับการออกแบบระบบควบคุม

จากผลการจำลองและการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลที่ความเร็ว 1,500 รอบต่อนาที โดยใช้ตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พีเปรียบเทียบกับตัวควบคุมไอ-พี พบว่า ตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พี สามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบลู่เข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี และสามารถชดเชยแรงเฉื่อยการบิดของระบบสองมวลได้ โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัวเช่นเดียวกับตัวควบคุมไอ-พี แต่มีค่าพุงเกินเกิดขึ้นเล็กน้อยในผลการทดลองของตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พีและตัวควบคุมไอ-พี ในขณะที่ผลการจำลองของตัวควบคุมทั้งสองไม่มีค่าพุงเกินเกิดขึ้น และเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วที่จะควบคุมเป็น 1,000 รอบต่อนาที และ 2,000 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม พบว่า ตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พี ก็ยังสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบลู่เข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พีเช่นกัน สำหรับผลการจำลองและการทดลองควบคุมระบบที่มีการรบกวน พบว่า ตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พีสามารถจัดอทธิพลของการรบกวนที่เข้ามาในระบบ และสามารถลู่กลับเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัว นอกจากนี้ เมื่อทดลองควบคุมระบบที่ลดความเร็วการควบคุมลงจาก 1,500 รอบต่อนาทีเป็น 1,000 รอบต่อนาที พบว่า ตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พีสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบลู่เข้าสู่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาทีได้เร็วและเร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พี โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัว

จากผลการทดลองดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า ตัวควบคุมแอมมอดานีฟิชซีไอ-พีสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองมวลได้ตามที่ได้ออกแบบไว้ โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัว และสามารถชดเชยแรงเฉื่อยการบิดของระบบสองมวลได้

## 7.2 ข้อเสนอแนะในการวิจัย

การปรับแต่งเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟuzzyให้ได้สมรรถนะตามที่ต้องการนั้น โดยทั่วไปยังไม่มีวิธีมาตรฐานในการปรับแต่ง จึงทำให้ต้องอาศัยวิธีการลองผิดลองถูกและใช้ประสบการณ์ของผู้ออกแบบระบบควบคุมเป็นหลัก ดังนั้น การศึกษาและหาหลักการในการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟuzzy จึงเป็นอีกแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจว่า ศึกษาและพัฒนาต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Zadeh L.A. **Fuzzy Sets**. Information & Control. vol.8, 1965. pp.338-353.
- [2] Guanrong Chen, Trung Tat Pham. **Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic and Fuzzy Control Systems**. Boca Raton: CRC Press. 2001.
- [3] Mamdani E.M. "Application of Fuzzy Algorithm for Control of Simple Dynamic Plant." **Proc. IEEE**. vol.121, no.12, 1974. pp.1585-1588.
- [4] King P.J. and Mamdani E.M. "The Application of Fuzzy Control Systems to Industrial Process." **Automatica**. no.13, 1977. pp.235-242.
- [5] Mamdani E.M. and Assilian S. "An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller." **Int.J. Man-Machine Studies**. vol.7, 1975. pp.1-13.
- [6] Jamshidi M., Vadiee N. and Ross T.J. **Fuzzy Logic and Control Software and Hardware Application**. Prentice Hall. vol.2, 1993.
- [7] Umbers J.G. and King P.J. "An Analysis of Human Decision in Cement Kiln Control and Implication for Automation." **Int.J. Man-Machine Studies**. vol.12, no.1, 1980. pp.11-13.
- [8] Kickert W.J.M. and Van Nauta Lemke H.R. "Application of a Fuzzy Control in a Warm Water Plant." **Automatica**. vol.12, 1984. pp.301-308.
- [9] Harris C.J. "Intelligent Identification and Control for Autonomous Guided Vehicles Using Adaptive Fuzzy Based Algorithms." **Eng. Applic. of AI**. vol.2, 1989. pp.267-285.
- [10] Takekoshi A., et al. "Application of Knowledge Engineering for Iron and Steel Making." **NKK Technical Review 56**. 1989.
- [11] Bernard J.A. "Use of Rule-Based System for Process Control." **IEEE Control System Magazine 8**. 1988. pp.3-13.
- [12] Ohtani T., Negishi M., and Murakami J. "Fuzzy Control of Basic Weight Profile for Paper Machines." **Yokogawa Technical Report English Edition 11**. 1990. pp.52-58.
- [13] Yan J., Ryan M. and Power J. **Using Fuzzy Logic**. Prentice-Hall International. 1994.
- [14] Misir D., Malki H.A. and Chen G. "Design and Analysis of a Fuzzy Proportional- Integral-Derivative Controller." **Fuzzy Sets and Systems**. vol.79, 1996. pp.297-314.

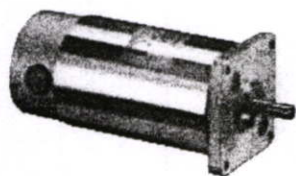
- [15] อรรถพล กัณห์เวก, จงกล งามวิวิทย์ และสุธี ผู้เจริญนะชัย. “การออกแบบตัวควบคุมทากาจิ-ซุกะโนฟุซซึพีไอ+ดี สำหรับกระบวนการเชิงเส้นที่อยู่ในช่วง.” *วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต*. ปีที่ 18, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2544. หน้า 7-12.
- [16] อรรถพล กัณห์เวก, จงกล งามวิวิทย์ และสุธี ผู้เจริญนะชัย. “การออกแบบและวิเคราะห์เสถียรภาพระบบควบคุมทากาจิ-ซุกะโนฟุซซึพีไอ+ดี.” *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า*. ครั้งที่ 24. 22-23 พฤศจิกายน 2544. หน้า 575-580.
- [17] Ying H. “Theory and Application of a Novel Fuzzy PID Controller Using a Simplified Takagi-Sugeno Rule Scheme.” *Information Sciences*. vol.123, 2000. pp.281-293.
- [18] Carvajal J., Chen G. and Ogmen H. “Fuzzy PID Controller: Design, Performance Evaluation and Stability Analysis.” *Information Sciences*. vol.123, 2000. pp.249-270.
- [19] Saensawasd K., Benjanarasuth T., Ngamwiwit J. and Komine N. “Speed Control using Mamdani Fuzzy PI+PD Controller.” In *Proceedings of International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA)*. 2002. pp.909-912.
- [20] Arjin N., Witsarut S., Prasit J., Viriya K., and Kittit T., “I-PDA Controller Designed by CDM,” *Proceedings of the 14th KACC*, 1999, pp.284-287.
- [21] Pedryc W. *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*. Research Studies Press Ltd. 1993.
- [22] Chin-Teng Lin and George Lee C.S. *Neural Fuzzy Systems: A Neuro-Fuzzy Synergism to Intelligent Systems*. Mexico: Prentice-Hall International. 2001.
- [23] Yager R.R., Ovchinnikov S., Tong R.M., Nguyen H.T., eds. *Fuzzy Sets and Applications: Selected Papers by L.A. Zadeh*. New York: Wiley-Interscience. 1987.
- [24] Lee C.C. “Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller Part I.” *IEEE Transaction on Systems, Man and Cybernetics*. vol.20, no.2, 1990. pp.404-418.
- [25] Hao Ying. *Fuzzy Control and Modeling: Analytical Foundations and Applications*. New York: IEEE Press. 2000.
- [26] Manabe S. “Coefficient Diagram Method.” In *Proceedings of the 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*. Seoul: August 1998.
- [27] Zhang G. and Furusho J. “Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol.IA-47, no.3, 2000. pp.603-609.
- [28] โยชิน เปรมปราณีรัชต์. *วิเคราะห์และออกแบบระบบการควบคุมมอเตอร์*. กันยายน 2526.

## ภาคผนวก

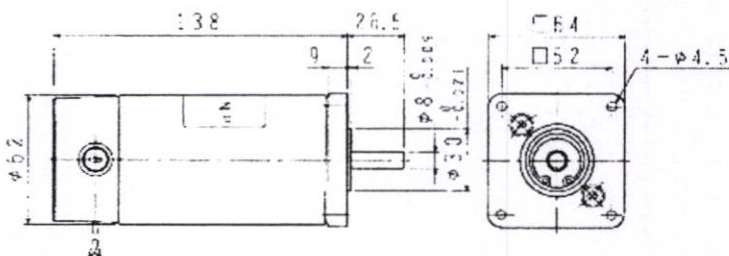
ภาคผนวก ก

รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

g.1 モーターと駆動装置 ที่ใช้ในการทดลองเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 โวลท์ รุ่น SS40E8 ของบริษัท SAWAMURA DENKI KOGYO มีรายละเอียดแสดงได้ดังนี้

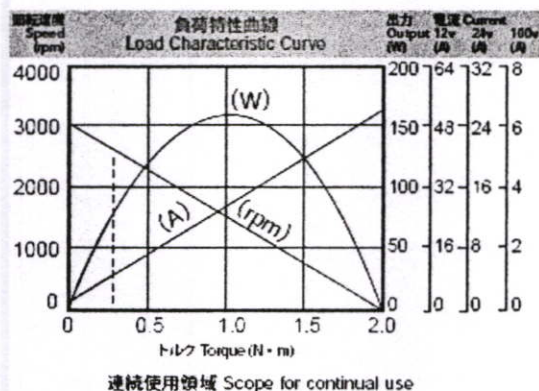


質量 Mass 1.6kg



連続定格 Continuous rating				無負荷 No load		電機子抵抗 Armature R $\Omega$	電機子慣性モーメント(GD) R Inertia $\text{kg}\cdot\text{cm}^2$ ( $\text{kgf}\cdot\text{cm}^2$ )	機械的時定数 (tm) ms	逆起電力定数 (Ke) $\text{V}/\text{krpm}$	トルク定数 (Kt) $\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$	ブラシ長さ Brush L mm
電圧 Voltage DC-V	電流 Current A	回転速度 Speed rpm	トルク Torque $\text{N}\cdot\text{m}$ ( $\text{kgf}\cdot\text{cm}$ )	電流 Current A	回転速度 Speed rpm						
12	10	2500	0.31 (3.2)	0.8	3000	0.25	0.7 (2.8)	12	4	0.036	10 限度長さ
24	5	2500	0.31 (3.2)	0.4	3000	0.85	0.7 (2.8)	12	8	0.076	
100	1.2	2500	0.31 (3.2)	0.08	3000	15	0.7 (2.8)	12	33.3	0.32	

標準定格電圧以外の電圧も製作いたします。  
Ready for offering manufacturing service for a special-voltage products, apart from standard voltage.



許容オーバーハング荷重: 98N(10kgf) 許容スラスト荷重: 78N(8kgf)  
Permissible Overhung Load Permissible Thrust Load  
オーバーハング荷重の着力点は、軸端部長さの1/2の位置。  
Point of application of force for overhung load lies on half as long as shaft edge length.

● 通用ドライバ Matching Driver List

電源電圧 Supply Voltage	ドライバ形式名 Driver Model	ページ Page
DC12V	MS-100□10	62
	MS-400□1215	66
DC24V	MS-100□10	62
	MS-400□2408	66
AC100V	MS-300□1001	64

● 標準仕様

使用温度:  $-10^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$   
使用湿度: 40%~90% 結露なきこと  
回転方向: 可逆  
耐熱クラス: B  
絶縁抵抗: DC500Vメガーにて、20M $\Omega$ 以上  
耐電圧: AC 1000V 1分間  
外形: 生地(鉄ケース部めっき)

● 取り扱い上の注意

■ モーターリード線の赤を(+), 青を(-)に接続するとモーター軸から見て時計方向に回転します。  
■ DC電源の極性を替えると、正逆相似の特性が得られます。モーターが回転中に極性を替えると、モーターや相手装置に悪影響を与えます。一旦停止後に逆方向に回転して下さい。  
■ 定格は平滑な直流電源での連続定格です。脈流電源を使用する場合は温度上昇が高くなりますのでモーターの温度上昇に注意して下さい。

本カタログ記載の内容は予告なく変更させていただく場合がありますのでご了承ください。 Content of this catalogue is subject to change without notice.

ก.2 เอนโคเดอร์ ที่ใช้เป็นชนิดโรตารี รุ่น E6C2-CWZ6C ยี่ห้อ OMRON ทำหน้าที่วัดค่าความเร็วของมอเตอร์ มีรายละเอียดแสดงได้ดังนี้

# OMRON

## Incremental Rotary Encoder

## E6C2-C

Industrial Strength Encoder Meets World-Class Standards

- Drip-proof construction
- Shaft withstands heavy loads, 5 kgf radially, 3 kgf thrust (axially)
- Short circuit protection
- Space-saving, A-slant cable protrusion for ease of mounting



## Specifications

### RATINGS/CHARACTERISTICS

#### Electrical

Item	E6C2-CWZ5C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Power supply voltage	5 to 24 VDC (allowable range: 4.75 to 27.6 VDC)	5 to 12 VDC (allowable range: 4.75 to 13.2 VDC)	5 VDC±5%	12 VDC -10% to 24 VDC +15%
Current consumption (See Note 1.)	80 mA max.	100 mA max.	100 mA max.	100 mA max.
Resolution	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600, 1,000, 1,200, 1,500, 1,800, 2,000 P/R			100, 200, 360, 600, 600, 1,000, 2,000 P/R
Output phases	A, B, and Z (reversible)		A, $\bar{A}$ , B, $\bar{B}$ , Z, $\bar{Z}$	A, B, and Z (reversible)
Output configuration	NPN open collector output	Voltage output (NPN output)	Line driver (See Note 2.)	PNP open collector output
Output capacity	Applied voltage: 30 VDC max. $I_{snk}$ : 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. ( $I_{snk}$ : 35 mA max.)	Output resistance: 2 k $\Omega$ (residual voltage: 0.4 V max. $I_{snk}$ : 20 mA max.)	AM28LS31 Output current: High level ( $I_o$ ): -20 mA Low level ( $I_s$ ): 20 mA Output voltage: $V_o$ : 2.5 V min. $V_s$ : 0.5 V max.	$I_{snk}$ : 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. ( $I_{snk}$ : 35 mA max.)
Max. response frequency (See Note 3.)	100 kHz			60 kHz
Phase difference on output	90°±45° between A and B (1/4T±1/8T)			
Rise and fall times of output	1 $\mu$ s max. (control output voltage: 5 V; load resistance: 1 k $\Omega$ ; cable length: 2 m)	1 $\mu$ s max. (cable length: 2 m; $I_{snk}$ : 10 mA max.)	0.1 $\mu$ s max. (cable length: 2 m; $I_o$ : -20 mA; $I_s$ : 20 mA)	1 $\mu$ s max. (cable length: 2 m; $I_{snk}$ : 10 mA max.)
Insulation resistance	100 M $\Omega$ min. (at 500 VDC) between carry parts and case			
Dielectric strength	500 VAC, 50/60 Hz for 1 min between carry parts and case			

- Note: 1. An inrush current of approx. 8 A flows for approx. 0.3 ms right after the E6C2-C is turned on.  
 2. The line driver output of the E6C2-C is used for data transmission circuitry conforming to RS-422A and ensures long-distance transmission over twisted-pair cable, with quality equivalent to AM28LS31.  
 3. The maximum electrical response revolution is determined by the resolution and maximum response frequency as follows:  
 Maximum electrical response frequency (rpm) = maximum response frequency/resolution  $\times$  60  
 This means that the E6C2-C Rotary Encoder will not operate electrically if its revolution exceeds the maximum electrical response revolution.

## MECHANICAL

Item	E6C2-CWZ6C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Shaft loading	Radial	5 kgf (49.0 N) 11.0 lbf		
	Thrust	3 kgf (29.4 N) 6.8 lbf		
Moment of inertia	10 g • cm <sup>2</sup> (1 × 10 <sup>-6</sup> kg • m <sup>2</sup> ) max.; 3 g • cm <sup>2</sup> (3 × 10 <sup>-7</sup> kg • m <sup>2</sup> ) max. at 600 P/R max. 8.8 × 10 <sup>3</sup> lb/in. • in. • s <sup>2</sup> × 10			
Starting torque	100 gf • cm (9.8 mN • m) max. (7.2 m ft • lbf)			
Max. permissible revolution	6,000 rpm			
Vibration resistance	10 to 500 Hz, 150 m/s <sup>2</sup> (15G) or 2-mm double amplitude for 11 min 3 times each in X, Y, and Z directions			
Shock resistance	1,000 m/s <sup>2</sup> (100G) 3 times each in X, Y, and Z directions			
Weight	Aprox. 400 g max. (cable length: 2 m) 0.88 lbs			

## ENVIRONMENTAL

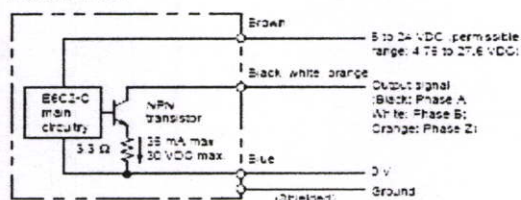
Item	E6C2-CWZ6C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Ambient temperature	Operating	-10°C to 70°C (14°F to 158°F) with no icing		
	Storage	-25°C to 85°C (-13°F to 185°F) with no icing		
Ambient humidity	Operating	35% to 85% (with no condensation)		
Protective circuit	Protection from load short-circuiting and power supply reverse polarity wiring			
Degree of protection	IEC IP64 (JEM IP54f dnp-proof) (See Note.)			

Note: The applicable JEM standard is JEM1030 1991.

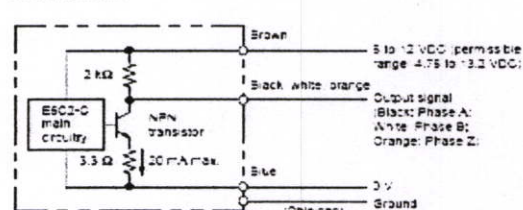
## Operation

### OUTPUT CIRCUIT DIAGRAM

E6C2-CWZ6C



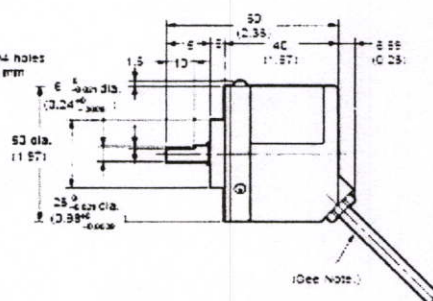
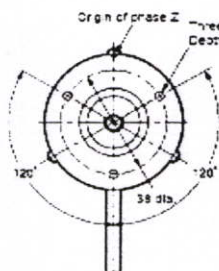
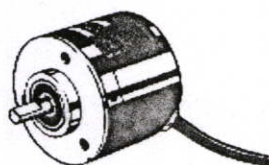
E6C2-CWZ3E



## Dimensions

Unit: mm (inch)

### E6C2-C



Note: 2-m-long, PVC code, 5-dia. (18/0, 12 dia.) five conductors and shield (eight conductors for line driver use)

E6C2-C

OMRON

E6C2-C

## Installation

### ■ CONNECTION

E6C2-CWZ6C/-CWZ3E

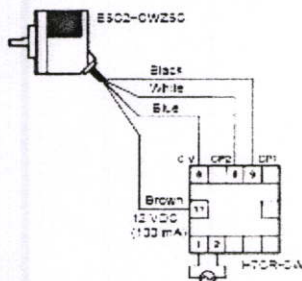
Color	Terminal
Brown	Power supply (+V <sub>CC</sub> )
Black	Output phase A
White	Output phase B
Orange	Output phase Z
Blue	C.V. (common)

Note: Receiver: AM25LS32

## Connection Examples

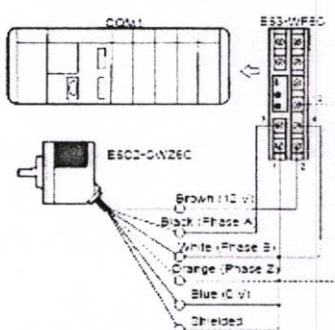
### ■ H7CR-CW DIGITAL COUNTER

Applicable Model: E6C2-CWZ6C



### ■ CQM1 PROGRAMMABLE CONTROLLER

Applicable Model: E6C2-CWZ6C



**NOTE: DIMENSIONS SHOWN ARE IN MILLIMETERS. To convert millimeters to inches divide by 25.4.**

**OMRON**<sup>®</sup>  
 OMRON ELECTRONICS, INC.  
 One East Commerce Drive  
 Schaumburg, IL 60172  
**1-800-55-OMRON**

OMRON CANADA, INC.  
 885 Milner Avenue  
 Scarborough, Ontario M1B 5V6  
**416-286-6465**



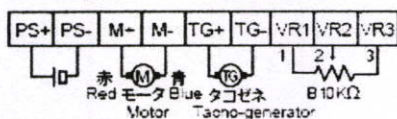
# DC モータドライバ DC MOTOR DRIVER

# MS-400 SERIES

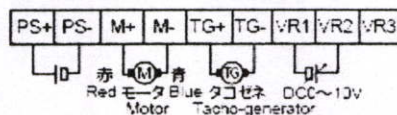
## ◆ 接続図 CONNECTION DIAGRAM

### 1. タコジェネレータフィードバック制御 Tacho-generator Feedback Control

- (1) 付属の可変抵抗器による速度調節  
Speed Adjustment with Attached Variable Resistor  
MS-400端子板 Terminal Board

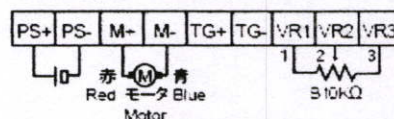


- (2) 外部指令電圧による速度調節  
Speed Adjustment with External Command Voltage  
MS-400端子板 Terminal Board

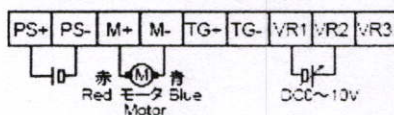


### 2. 逆起電圧フィードバック制御 Counter Electromotive Force Feedback Control

- (1) 付属の可変抵抗器による速度調節  
Speed Adjustment with Attached Variable Resistor  
MS-400端子板 Terminal Board



- (2) 外部指令電圧による速度調節  
Speed Adjustment with External Command Voltage  
MS-400端子板 Terminal Board



本カタログ記載の内容は予告なく変更させていただく場合がありますのでご了承ください。 Content of this catalogue is subject to change without notice.

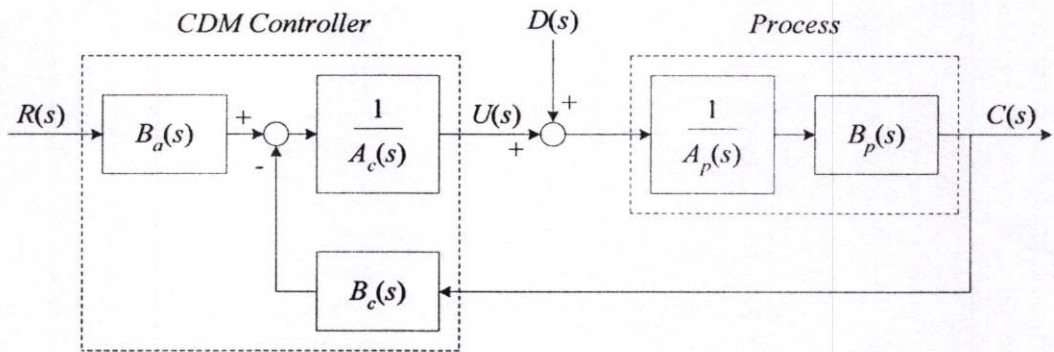
◎ 澤村電気工業株式会社 〒213-0002 神奈川県川崎市高津区二子 6-12-10 TEL: 044-811-9331 FAX: 044-833-9260  
URL: <http://www.sawamura.co.jp/>

※4.4 ペル ที่ใช้ทดลองเป็นเหล็กสปริงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.07 มิลลิเมตร ยาว 35 เซนติเมตร

## ภาคผนวก ข

### วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (coefficient diagram method : CDM) เป็นวิธีหนึ่งที่ใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะตามต้องการ ทั้งสถานะชั่วครู่และสถานะคงตัว นอกจากนี้ยังให้เสถียรภาพ ผลตอบสนองที่รวดเร็วและความคงทนที่น่าพึงพอใจ โดยทั่วไปแล้วอันดับของตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธี CDM นั้นจะน้อยกว่าอันดับของกระบวนการ [26] โครงสร้างมาตรฐานของการออกแบบด้วยวิธี CDM สำหรับระบบควบคุมวงปิดแสดงได้ดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 โครงสร้างมาตรฐานของระบบควบคุมวงปิดที่ออกแบบด้วยวิธี CDM

$A_p(s)$  และ  $B_p(s)$  เป็นโพลีโนเมียลของกระบวนการ

$A_c(s), B_c(s)$  และ  $B_a(s)$  เป็นโพลีโนเมียลของตัวควบคุม CDM พื้นฐาน

ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการในรูปของโพลีโนเมียลสามารถแสดงได้ดังนี้

$$A_p(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0 \quad (\text{ข.1})$$

$$B_p(s) = q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0 \quad (\text{ข.2})$$

และโพลีโนเมียลของตัวควบคุมแสดงได้ดังนี้

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0 \quad (\text{ข.3})$$

$$B_c(s) = k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0 \quad (\text{ข.4})$$

$$B_a(s) = k_0 \quad (\text{ข.5})$$

โดยที่  $\lambda < k$  และ  $m < k$ ,  $B_a(s)$  เป็นพรีฟิลเตอร์ (pre-filter) ของระบบควบคุม ซึ่งจะทำให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว ดังนั้น โพลีโนเมียลคุณลักษณะ (polynomial characteristic) ของระบบควบคุมวงปิดที่มีโครงสร้างดังรูปที่ ข.1 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (ข.6)

$$\begin{aligned} P(s) &= A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) \\ &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \\ &= \sum_{i=0}^n a_i s^i \end{aligned} \quad (\text{ข.6})$$

โดยที่  $a_0, a_1, \dots, a_n$  เป็นสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะและเป็นค่าที่นำมาใช้สำหรับออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM

การออกแบบตัวควบคุมสำหรับควบคุมระบบโดยทั่วไปนั้น นอกจากจะให้ผลตอบสนองที่ค้ำที่ที่สภาวะชั่วคราวและสภาวะคงตัวแล้ว ยังต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของระบบและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของกระบวนการด้วย โดยความเร็วในการตอบสนองแสดงด้วยค่าคงตัวเวลาสมมูล  $\tau$  ดังสมการที่ (ข.7)

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (\text{ข.7})$$

สำหรับเสถียรภาพของระบบและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของกระบวนการแสดงได้ด้วยค่าดัชนีเสถียรภาพ  $\gamma_i$  และค่าจำกัดเสถียรภาพ  $\gamma_i^*$  กำหนดได้ดังนี้

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1} a_{i-1}} \quad (\text{ข.8})$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}} \quad ; \gamma_0 = \gamma_n = \infty \quad (\text{ข.9})$$

เมื่อ  $i=1, \dots, n-1$  โดยทั่วไปแล้วค่าเวลาเข้าที่จะสัมพันธ์กับค่าคงตัวเวลาสมมูล  $\tau$  ดังสมการ

$$t_s = 2.5\tau \quad (\text{ข.10})$$

สำหรับค่าดัชนีเสถียรภาพมาตรฐานของ CDM ที่ใช้ในการออกแบบคือ

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \gamma_1 = 2.5 \quad (\text{ข.11})$$

โดยทั่วไปแล้ว ค่าดัชนีเสถียรภาพมาตรฐานของ CDM จะเป็นเงื่อนไขเบื้องต้นที่ต้องกำหนดก่อนเพื่อให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพและผลตอบสนองตามที่ต้องการ อย่างไรก็ตามก็ไม่จำเป็นต้องกำหนดตามสมการ (ข.11) แต่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ภายใต้เงื่อนไขของสมการที่ (ข.12)

$$\gamma_i > 1.5\gamma_i^* \quad (\text{ข.12})$$

จากสมการที่ (ข.7) ถึง (ข.9) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์  $a_i$  ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะกับค่าดัชนีเสถียรภาพ  $\gamma_i$  และค่าคงตัวเวลาสมมูล  $\tau$  ดังสมการที่ (ข.12)

$$a_i = a_0 \tau^i \frac{1}{\gamma_{i-1} \dots \gamma_2^{i-2} \gamma_1^{i-1}} = a_0 \tau^i \prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{(\gamma_{i-j})^j} \quad (\text{ข.13})$$

ดังนั้น โพลีโนเมียลคุณลักษณะ  $P(s)$  ในเทอมของ  $\gamma_i$ ,  $\tau$  และ  $a_0$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$P(s) = a_0 \left\{ \left[ \sum_{i=2}^n \left( \prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \right\} \quad (\text{ข.14})$$

สัมประสิทธิ์ของสมการที่ (ข.6) นั้นคำนวณได้จากการเลือกค่าดัชนีเสถียรภาพ  $\gamma_i$  และค่าคงตัวเวลาสมมูล  $\tau$  โดยอยู่บนเงื่อนไขของค่าจำกัดเสถียรภาพ ซึ่งได้  $\gamma_1 = 36.7$ ,  $\gamma_2 = 1$ ,  $\gamma_3 = 2$  และ  $\tau = 0.8$  ดังนั้น จึงสามารถออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ โดยทำการเปรียบเทียบโพลีโนเมียลคุณลักษณะสมการที่ (ข.6) กับโพลีโนเมียลคุณลักษณะที่ได้จากสมการที่ (ข.14) ก็จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้

ภาคผนวก ค  
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

**บทความที่ 1** ได้รับการตีพิมพ์ในงาน Proceedings of The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI) International Conference ที่พัทยา ประเทศไทย ระหว่างวันที่ 12-13 พฤษภาคม 2548 ในชื่อเรื่อง

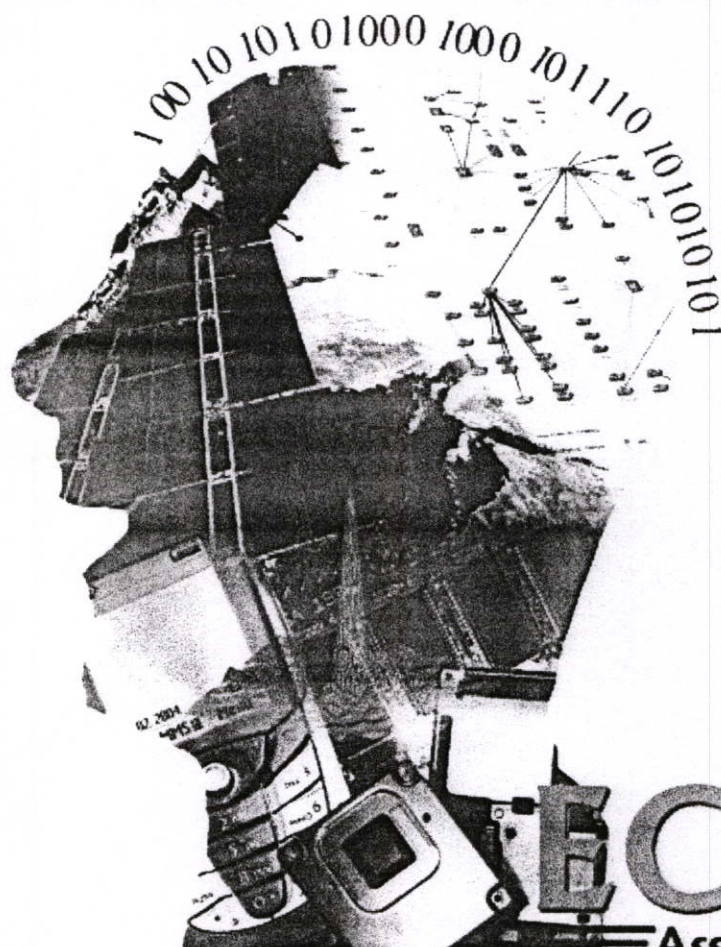
Mamdani Fuzzy I-P Controller for Speed Control

**บทความที่ 2** ได้รับการตีพิมพ์ในงาน Proceedings of the International Conference on Robotics, Vision, Information and Signal Processing (ROVISP2005) ที่ป็นัง ประเทศมาเลเซีย ระหว่างวันที่ 20-22 กรกฎาคม 2548 ในชื่อเรื่อง

Speed Control Using Hybrid I-PDA Controller

# ECTI-CON 2005

The 2005 ECTI International Conference



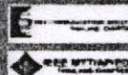
Part of the Scope of The 2005 Electronic Engineering Institute's Combined  
 Conference on Engineering and Information Technology for the 21st Century

May 12-13, 2005

Asia Pattaya Beach Hotel, Pattaya, Choburi, THAILAND



ECTI  
 NSTDA



# Mamdani Fuzzy I-P Controller for Speed Control

N.Suksariwattanagul<sup>1</sup>, K. Saensawas<sup>2</sup>, K. Songsataya<sup>1</sup>, T. Benjanarasuth<sup>1</sup>  
and J. Ngamwiwit<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand, (E-mail: knjongko@kmitl.ac.th)

<sup>2</sup>Electrical and Electronic Products Testing Center  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand, (E-mail: kangwan.sae@ptec.or.th)

## ABSTRACT

A Mamdani fuzzy I-P controller for controlling the speed of two-inertia system is proposed in this paper. The simplicity in designing the proposed controller is described. The Mamdani fuzzy I-P controller is easily to be adjusted to meet the desired control system performances both in transient state and steady state. The simulation results of the Mamdani fuzzy I-P controller by using the same parameters (proportional gain and integral gain) as the I-P controller are shown.

**Keywords:** Mamdani fuzzy I-P controller, two-inertia system, I-P controller

## 1. INTRODUCTION

The servo control systems driving a load through a shaft or a transmission system are widely used in the industrial applications. However, it is difficult to achieve the precise speed control due to torsion vibration of long shaft and low stiffness between motor and load [1]. It is known that the speed and torsion vibration of the two-inertia system must be properly controlled, otherwise the vibration may occur and the stress on the shaft may result in damage to the shaft.

In recent years, many control schemes have been proposed to control the speed of the two-inertia system in order to obtain a good response. The PI and PID control designed by three kinds of typical pole assignments with identical radius, damping coefficient and real part have been investigated [2]. The PI controller designed by coefficient diagram method (CDM) has also been proposed in [3] for controlling the speed of the two-inertia system but the transient response of the control systems generally still has long rise time. Therefore, a feedforward controller must be added to the system in order to improve the system speed.

On the other hands, it is also known that the fuzzy controllers both in Mamdani and Takagi-Sugeno types have been introduced for nonlinear or uncertain system such as the speed control using Mamdani PI+PD controller [4]. This paper proposes the other type of controller called Mamdani fuzzy I-P controller for avoiding large control signals (which will cause the saturation phenomenon) within the system. The

proposed controller is the modification of the I-P structure. The I-P structure is first divided into two parts, I controller part and P controller part. Then the structure of I and P controller after rearranging will be constructed to be a Mamdani fuzzy I-P controller. Consequently, the Mamdani fuzzy I-P controller will consist of two inputs; that is, error and change of output. Hence, it is easily to adjust the Mamdani fuzzy I-P controller in order to meet the desired system performances both in transient state and steady state.

The simulation results of the proposed Mamdani fuzzy I-P controller by using the same parameters (proportional gain and integral gain) as the I-P controller are shown in this paper.

## 2. MAMDANI FUZZY I-P CONTROL SYSTEM

In this section, the structure of I-P and Mamdani fuzzy I-P control systems will be described respectively.

### 2.1 I-P Control System Structure

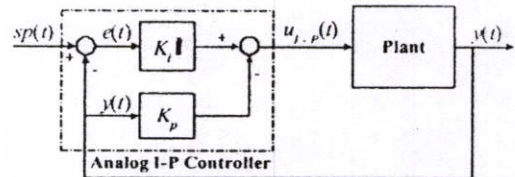


Fig. 1: I-P Control System Structure

The I-P control system shown in Fig. 1 consists of a feedback controller, an integral controller and a plant.  $K_p$  is the proportional gain of the feedback controller and  $K_i$  is the integral gain of the integral controller. In order to find the structure of the Mamdani fuzzy I-P controller shown in Fig. 2, the control signal of the I-P controller is first given by

$$u_{i-p}(t) = K_i \int_0^t e(t) dt - K_p \dot{y}(t) \quad (1)$$

where  $e(t)$  is the error signal and  $y(t)$  is the output of the control system.

2.2 Mamdani Fuzzy I-P Control System Structure

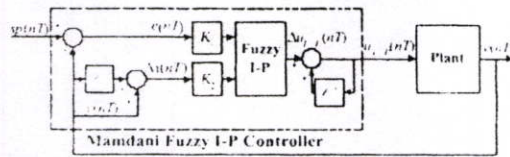


Fig. 2: Mamdani Fuzzy I-P Control System Structure

The structure of Mamdani fuzzy I-P control system consisting of a process and the proposed Mamdani fuzzy IP controller is shown in Fig. 2. The structure of the proposed controller is shown in the dashed line box. It consists of error  $e(nT)$  and change of output  $\Delta y(nT)$  and its Mamdani fuzzy control gains are  $K_1$  and  $K_2$ . Consequently, the control signal  $u_{i,p}(nT)$  can be obtained as

$$u_{i,p}(nT) = K_1 e(nT) - K_2 \Delta y(nT) + u_{i,p}(nT - T) \quad (2)$$

where the error  $e(nT) = sp(nT) - y(nT)$ , the change of output  $\Delta y(nT) = y(nT) - y(nT - T)$ ,  $K_1 = K_1 T$ ,  $K_2 = K_2$  and  $T$  is the sampling time. When the term of  $K_1 e(nT) - K_2 \Delta y(nT)$  is replaced by  $\Delta u_{i,p}(nT)$ , the new output Mamdani fuzzy IP controller can be obtained as follows

$$u_{i,p}(nT) = \Delta u_{i,p}(nT) + u_{i,p}(nT - T) \quad (3)$$

where  $e(nT)$  and  $\Delta y(nT)$  are the inputs and  $\Delta u_{i,p}(nT)$  is the output change of the Mamdani fuzzy I-P controller.

3. MAMDANI FUZZY I-P CONTROLLER

In this section, the Mamdani fuzzy IP controller design will be described.

3.1 Fuzzification

In the fuzzification step, the error  $e(nT)$  and the change of output  $\Delta y(nT)$  of the Mamdani fuzzy IP controller are employed. The number of input membership functions is 2 (negative and positive) and the number of output change membership functions is 3 (negative, zero and positive). The error membership functions, change of output membership functions and output change membership functions are shown in Fig. 3, Fig. 4 and Fig. 5 respectively, where  $L_r$ ,  $L_s$  and  $H$  are the adjustable constants.

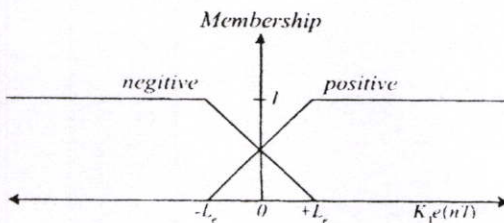


Fig. 3: Error Membership Functions

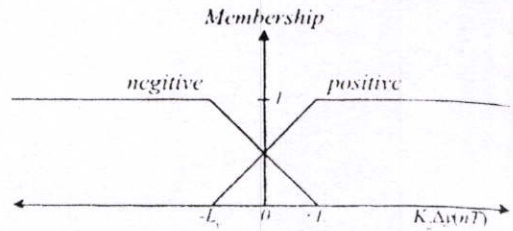


Fig. 4: Change of Output Membership Functions

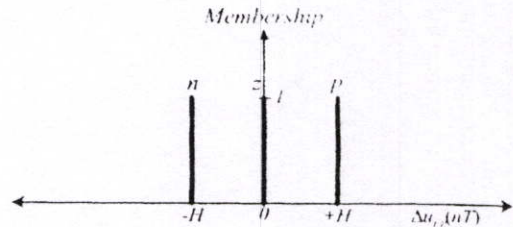


Fig. 5: Output Change Membership Functions

In Fig. 5, terminology is  $n$  for negative,  $z$  for zero and  $p$  for positive.

3.2 Fuzzy Control Rules

Based on these membership functions, the number of the fuzzy control rules is 4. The fuzzy control rules used for designing the Mamdani fuzzy I-P controller is shown in Table 1.

Table 1: Fuzzy Control Rules

$\Delta y(nT) \backslash e(nT)$	negative	positive
negative	z	n
positive	p	z

3.3 Defuzzification

The centroid defuzzifier is employed to calculate the output change  $\Delta u_{i,p}(nT)$  of the Mamdani fuzzy I-P controller. The results of defuzzification are respectively obtained as

$$\Delta u_{i,p}(nT) = \frac{\sum_{i=1}^4 \mu_{i,p} \Delta u_{i,p}}{\sum_{i=1}^4 \mu_{i,p}} \quad (4)$$

where  $\mu_{i,p}$  is the membership values at the  $i^{th}$  rule.  $\Delta u_{i,p}$  is the singleton output fuzzy sets at the  $i^{th}$  rule of the Mamdani fuzzy IP controller. Fig. 6 shows the input membership functions that decompose their input space into 12 different input combinations (ICs). After applying defuzzification algorithm (4) in each of 12

different ICs, the expressions for  $\Delta u_{i,p}(nT)$  are obtained and shown in Table 2. It is seen that the output change of the Mamdani fuzzy IP controller depends on parameter  $L_r, L_v$  and  $H$ . Hence, the desired system performances in term of transient state and steady state can be obtained by adjusting the Mamdani fuzzy I-P controller.

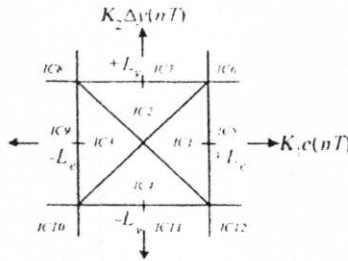


Fig. 6: Input Space of Mamdani Fuzzy I-P Controller

Table 2: IC1 to IC12 for  $\Delta u_{i,p}(nT)$

IC#	$\Delta u_{i,p}(nT)$
IC1	$\frac{2HL_v K_1 e(nT) - 2HL_r K_2 \Delta y(nT)}{8L_r L_v - 4L_r K_1 e(nT)}$
IC2	$\frac{2HL_v K_1 e(nT) - 2HL_r K_2 \Delta y(nT)}{8L_r L_v - 4L_r K_2 \Delta y(nT)}$
IC3	$\frac{2HL_v K_1 e(nT) - 2HL_r K_2 \Delta y(nT)}{8L_r L_v + 4L_r K_1 e(nT)}$
IC4	$\frac{2HL_v K_1 e(nT) - 2HL_r K_2 \Delta y(nT)}{8L_r L_v + 4L_r K_2 \Delta y(nT)}$
IC5	$\frac{HL_v - HK_2 \Delta y(nT)}{2L_v}$
IC6	0
IC7	$\frac{-HL_v + HK_1 e(nT)}{2L_r}$
IC8	-H
IC9	$\frac{-HL_v - HK_2 \Delta y(nT)}{2L_v}$
IC10	0
IC11	$\frac{HL_v + HK_1 e(nT)}{2L_r}$
IC12	H

4. SIMULATION RESULTS

The simulation results in controlling the motor speed  $\omega_m$  of the two-inertia system by using the Mamdani fuzzy I-P controller are shown in this section.

The block diagram of the two-inertia system to be controlled is shown in Fig. 7.

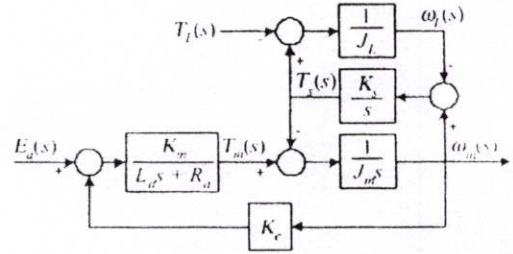


Fig. 7: Block Diagram of Two-Inertia System

The transfer function from the reference input to the motor speed is then given by [4]

$$P(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_d(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_0}{b_3 s^4 + b_2 s^3 + b_1 s^2 + b_0} \quad (5)$$

where  $b_1 = 1, b_2 = \frac{R_a}{L_a}, b_3 = \frac{K_e L_a (J_m + J_l) + K_m K_v J_l}{J_m J_l L_a}$

$b_0 = \frac{K_e R_a (J_m + J_l)}{J_m J_l L_a}, b_0 = \frac{K_m K_v K_e}{J_m J_l L_a}, a_2 = \frac{K_m}{J_m L_a}, a_0 = \frac{K_m K_e}{J_m J_l L_a}$

The values of each parameter of the two-inertia system are shown in Table 3.

Table 3: Parameter Values of Two-Inertia System

$R_a$	Armature resistance	0.25 $\Omega$
$L_a$	Armature inductance	0.10 mH
$K_e$	Back electromotive force constant	4 v / krpm
$K_m$	Motor torque constant	3.8 N - cm / A
$J_m$	Moment of motor inertia	0.7 kg - cm <sup>2</sup>
$J_l$	Moment of load inertia	0.7 kg - cm <sup>2</sup>
$K_s$	Torsional stiffness of drive shaft	3.5 N - m / rad

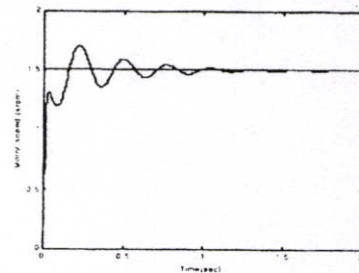


Fig. 8: Open-Loop Response of Two-Inertia System

The simulated open-loop response of the two-inertia system when applying 6 volts input voltage is shown in Fig. 8. Its torsional vibration is remarkable. In order to suppress this undesired torsional vibration and to improve the response speed, the proposed controller will be used.

#### 4.1 System Performance

The Mamdani fuzzy I-P controller will be used to control the speed of the two-inertia system by using the same parameters of the I-P controller. The parameters  $K_i$  and  $K_p$  are obtained from the Ziegler-Nichols tuning method and are tuned later until the system response has no overshoot. Consequently,  $K_i$  and  $K_p$  can be obtained as 13.33 and 0.2 respectively. By using parameters of I-P controller thus obtained and choosing the sampling time  $T$  to be 0.001 second, then the gains of Mamdani fuzzy I-P controller become  $K_1 = 0.013$  and  $K_2 = 0.2$  respectively. The constants  $L_v$ ,  $L_i$  and  $H$  are chosen to be  $L_v = 0.01$ ,  $L_i = 0.05$  and  $H = 0.09$ .

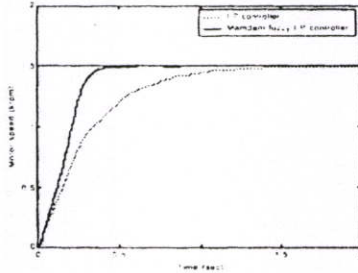


Fig. 9: Responses at 1500 rpm

The simulation results in controlling the speed of two-inertia at 1500 rpm by the Mamdani fuzzy I-P and I-P controllers are shown in Fig. 9. It is seen that the response of the Mamdani fuzzy I-P control system is faster than the response of the I-P control system. It is also seen that both control systems can reduce the vibration of the two-inertia system. The performance of two systems are summarized in Table 4. The rise time  $t_r$  and settling time  $t_s$  of the Mamdani fuzzy I-P control system are remarkably shorter than the I-P control system.

Table 4: System Performance Comparison

Controller Type	$t_r$ (sec)	$P_o$ (%)	$t_s$ (sec)	$E_{ss}$ (%)
Mamdani fuzzy I-P	0.321	0.263	0.366	0.00
I-P	0.884	0.00	1.144	0.00

#### 4.2 Effectiveness of Mamdani fuzzy I-P Controller

In this sub-section, the Mamdani fuzzy I-P controller is used to control the speed of the two-inertia system at 2000 rpm and 1000 rpm without changing the controller parameters designed at 1500 rpm in order to show the effectiveness of the controller. It is seen from Fig. 10 that the Mamdani fuzzy I-P controller can control each speed of the two-inertia system without steady-state error when the desired speed has been changed from the original speed of 1500 rpm. Figure 11 shows the disturbed responses at 2.5 seconds. It is

seen that both systems can reject the effect of torque disturbance without steady-state error.

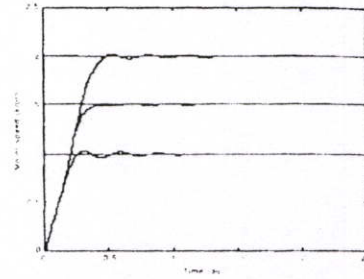


Fig. 10: Speed Changed of Motor Responses

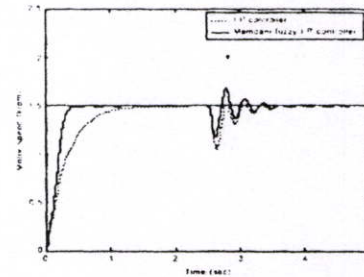


Fig. 11: Disturbed Responses

#### 5. CONCLUSIONS

The Mamdani fuzzy I-P controller has been proposed and used to control the motor speed of the two-inertia system. The speed of response can be improved to meet the desired system performance despite its simplicity in design. The simulation results have also shown the effectiveness of the proposed controller.

#### 6. REFERENCES

- [1] J. K. Ji, S. K. Sul, "LQG Based speed Controller for Torsional Vibration Suppression in 2mass Motor Drive System," *IEEE Trans. Industry Electronics*, vol. 42, No.6, pp.564-571, 1995.
- [2] G. Zhang, J. Furusho, "Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, No. 3, pp.603-609, 2000.
- [3] D. Kumpanya, *Feedforward controller design incorporating PI controller designed by coefficient diagram method*. M. Eng. Thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 2003.
- [4] K. Saensawasd, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit, N. Komine, "Speed Control using Mamdani Fuzzy PI-PD Controller," *International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA)*, pp.909-912, 2002.



UNIVERSITI SAINS MALAYSIA

School of Electrical & Electronic Engineering,  
Engineering Campus,  
Universiti Sains Malaysia,  
Seni Ampangan, 14300 Nibong Tebal  
PENANG MALAYSIA

# ROVISP 2005

20 - 22 July  
2005

*Proceedings of the International Conference  
on Robotics, Vision, Information and  
Signal Processing*

PENANG  
• Malaysia

ISBN 983-3391-15-X



IEEE



ROBOTICS AND  
VISION SOCIETY



<http://ee.eng.usm.my>

## Speed Control Using Hybrid I-PDA Controller

N. Suksariwattanagul<sup>1</sup>, K. Saensawasd<sup>2</sup>, T. Benjanarasuth<sup>1</sup>, J. Ngamwiwit<sup>1</sup>, N. Komine<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. E-mail: knjongko@kmitl.ac.th

<sup>2</sup>Electrical and Electronic Products Testing Center  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. E-mail kangwan.sae@ptec.or.th

<sup>3</sup>Department of Applied Computer Engineering, School of Information Technology and Electronics  
Tokai University, Japan. E-mail: komine@keyaki.cc.u-tokai.ac.jp

### Abstract

A hybrid I-PDA controller for controlling the speed of two-inertia system is proposed in this paper. The hybrid I-PDA controller is easily to be adjusted to meet the desired control system performances both in transient state and steady state. The simulation results of the proposed hybrid I-PDA controller by using the same parameters (proportional gain, integral gain, derivative gain and acceleration gain) as the I-PDA controller are shown. The response speed can be improved significantly.

### Keywords:

Hybrid I-PDA controller, two-inertia system, speed control

### Introduction

Many controllers have been proposed to control the speed of two-inertia system such as PI and PID controllers [1]. Recently, the parameters of PIDA or I-PDA (proportional gain  $K_p$ , integral gain  $K_i$ , derivative gain  $K_d$  and acceleration gain  $K_a$ ) controller giving the satisfied system performances designed by coefficient diagram method have also been reported [2-4]. However, the transient response generally still has long rise time. In order to improve the speed of the transient response, the hybrid I-PDA control system is proposed. The hybrid I-PDA controller composes of Mamdani fuzzy I, Mamdani fuzzy DA and P controllers. The inputs of fuzzy I controller consist of error and change of error, and its fuzzy control gains are  $K_1$  and  $K_2$ . The inputs of fuzzy DA controller consist of system output and change of system output and its fuzzy control gains are  $K_3$  and  $K_4$ . The P controller is a feedback controller with gain  $K_p$ . In order to meet the desired system performances both in transient state and steady state, these parameters can be adjusted. The simulation results of the hybrid I-PDA controller by using the same parameters (proportional gain, integral gain, derivative gain and acceleration gain) as the I-PDA controller are shown in this paper.

### Hybrid I-PDA Control System

In this section, the structure of I-PDA and hybrid I-PDA control systems will be described respectively.

### Structure of I-PDA Control System

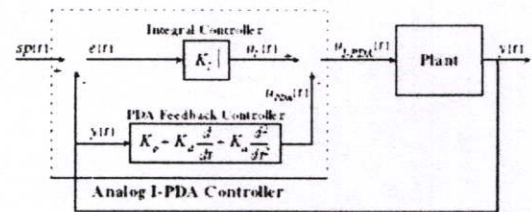


Figure 1 – Structure of I-PDA Control System

The I-PDA control system shown in Figure 1 consists of a PDA feedback controller, an integral controller and a plant.  $K_p$ ,  $K_d$  and  $K_a$  are the proportional gain, derivative gain and acceleration gain of the feedback controller respectively and  $K_i$  is the integral gain of the integral controller. In order to find the structure of the hybrid I-PDA controller shown in Figure 2, the control signal of the I-PDA controller is first denoted by

$$u_{I-PDA}(t) = u_i(t) - u_{PDA}(t) \quad (1)$$

where

$$u_i(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2)$$

and

$$u_{PDA}(t) = K_p y(t) + K_d \frac{dy(t)}{dt} + K_a \frac{d^2 y(t)}{dt^2} \quad (3)$$

where  $e(t)$  is the error signal and  $y(t)$  is the output of the control system.

### Structure of Hybrid I-PDA Control System

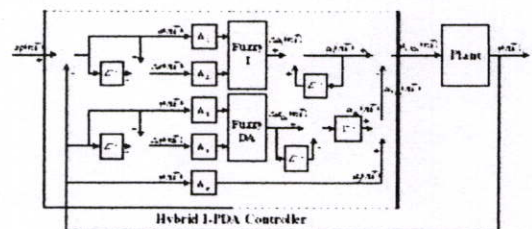


Figure 2 – Structure of Hybrid I-PDA Control System

The structure of hybrid I-PDA control system is shown in Figure 2. The hybrid I-PDA controller composes of Mamdani fuzzy I, Mamdani fuzzy DA and P controllers. The inputs of fuzzy I controller consist of error  $e(nT)$  and change of error  $\Delta e(nT)$ , and its fuzzy control gains are  $K_1$  and  $K_2$ . The inputs of fuzzy DA controller consist of system output  $y(nT)$  and change of system output  $\Delta y(nT)$  and its fuzzy control gains are  $K_3$  and  $K_4$ . The P controller is a feedback controller with gain  $K_p$ . Consequently, the control signal  $u_{I-PDA}(nT)$  can be obtained as Equation (4).

$$u_{I-PDA}(nT) = u_I(nT) - u_{PDA}(nT) \quad (4)$$

#### Mamdani Fuzzy I Controller

The structure of Mamdani fuzzy I controller can be found from Equation (2) by approximating the integral term with the trapezoidal summation yields

$$u_I(nT) = K_1 e(nT) - K_2 \Delta e(nT) + u_I(nT - T) \quad (5)$$

where the error  $e(nT) = sp(nT) - y(nT)$ , the change of error  $\Delta e(nT) = e(nT) - e(nT - T)$ ,  $K_1 = K_i T$ ,  $K_2 = K_i T/2$  and  $T$  is the sampling time. When the term  $K_1 e(nT) - K_2 \Delta e(nT)$  is replaced by  $\Delta u_I(nT)$ , new output Mamdani fuzzy I controller can be obtained as Equation (6).

$$u_I(nT) = \Delta u_I(nT) + u_I(nT - T) \quad (6)$$

where  $e(nT)$  and  $\Delta e(nT)$  are the inputs and  $\Delta u_I(nT)$  is the output change of the Mamdani fuzzy I controller.

#### Mamdani Fuzzy DA plus P Controller

The structure of Mamdani fuzzy DA plus P controller can be found from Equation (3) by approximating the derivative term with two-point difference form. Hence,

$$u_{PDA}(nT) = u_P(nT) + \frac{\Delta u_{DA}(nT) - \Delta u_{DA}(nT - T)}{T} \quad (7)$$

where

$$u_P(nT) = K_p y(nT) \quad (8)$$

and

$$\Delta u_{DA}(nT) = K_3 y(nT) + K_4 \Delta y(nT) \quad (9)$$

and where  $y(nT)$  and  $\Delta y(nT)$  are the inputs,  $\Delta u_{DA}(nT)$  is output change of the Mamdani fuzzy DA controller and  $K_3 = K_d$  and  $K_4 = K_d/T$ . When the term of  $\frac{\Delta u_{DA}(nT) - \Delta u_{DA}(nT - T)}{T}$  is replaced by  $u_{DA}(nT)$ , then the

output Mamdani fuzzy DA plus P controller becomes

$$u_{PDA}(nT) = u_P(nT) + u_{DA}(nT) \quad (10)$$

#### Hybrid I-PDA Controller Design

In this section, the hybrid I-PDA controller design will be described.

##### Fuzzification

In the fuzzification step, the error  $e(nT)$  and the change of error  $\Delta e(nT)$  of the Mamdani fuzzy I controller and the output  $y(nT)$  and the change of output  $\Delta y(nT)$  of the

Mamdani fuzzy DA controller are employed. The number of input membership functions is selected to be 2 (negative and positive) and the number of output change membership functions is selected to be 3 (negative, zero and positive). The input membership functions and the output change membership functions are shown in Figure 3 and Figure 4 respectively, where  $L$  and  $H$  are adjustable constants.

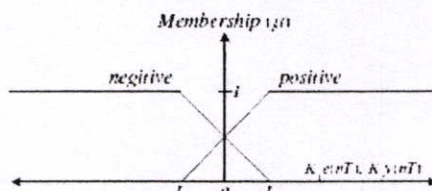


Figure 3 – Input Membership Functions

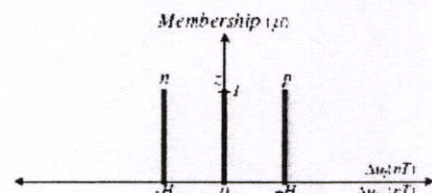


Figure 4 – Output Change Membership Functions

In Figure 4, terminology is  $n$  for negative,  $z$  for zero and  $p$  for positive.

##### Fuzzy Control Rules

Based on these membership functions, the number of the fuzzy control rules is 4. The fuzzy control rules used for designing the Mamdani fuzzy I and DA controllers are shown in Table 1 (a) and (b) respectively.

Table 1 – Fuzzy Control Rules

(a) Fuzzy I Control Rules			(b) Fuzzy DA Control Rules		
$\Delta e(nT)$ $e(nT)$	negative	positive	$\Delta y(nT)$ $y(nT)$	negative	positive
negative	n	z	negative	n	z
positive	z	p	positive	z	p

##### Defuzzification

The centroid defuzzifier is employed to calculate the output change  $\Delta u_I(nT)$  of the Mamdani fuzzy I controller and  $\Delta u_{DA}(nT)$  of the Mamdani fuzzy DA controller respectively. The results of defuzzification are respectively obtained as

$$\Delta u_I(nT) = \frac{\sum_{r=1}^4 \mu_r \Delta u_{I_r}}{\sum_{r=1}^4 \mu_r} \quad \text{and} \quad \Delta u_{DA}(nT) = \frac{\sum_{r=1}^4 \mu_{DA_r} \Delta u_{DA_r}}{\sum_{r=1}^4 \mu_{DA_r}} \quad (11)$$

where  $\mu_r$  and  $\mu_{DA_r}$  are the membership values at the  $r^{\text{th}}$  rule.  $\Delta u_{I_r}$  and  $\Delta u_{DA_r}$  are the singleton output of the fuzzy sets at the  $r^{\text{th}}$  rule of the Mamdani fuzzy I and DA controllers as shown in Figure 4.



same parameters of the I-PDA controller. The parameters  $K_i$ ,  $K_p$  and  $K_d$  are initially obtained from the Ziegler-Nichols tuning method.  $K_a$  is added to improved response speed and reduce overshoot. Then, these parameters are tuned again later until the system response has no overshoot. Consequently,  $K_i$ ,  $K_p$ ,  $K_d$  and  $K_a$  are  $13.33$ ,  $0.2$ ,  $0.04 \times 10^{-3}$  and  $0.02 \times 10^{-3}$  respectively. By using the parameters of I-PDA controller obtained and choosing the sampling time  $T$  to be  $0.001$  second, the gains of hybrid I-PDA controller become  $K_1 = 0.013$ ,  $K_2 = 0.0067$ ,  $K_3 = 0.04 \times 10^{-3}$  and  $K_4 = 0.02$  respectively. The constants  $L$  and  $H$  are chosen to be  $L = 0.01$  and  $H = 0.09$ .

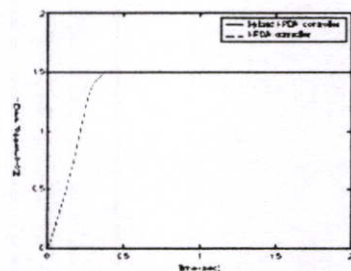


Figure 8 – Responses at 1500 rpm

The simulation results in controlling the speed of two-inertia system at 1500 rpm by the hybrid I-PDA and I-PDA controllers are shown in Figure 8. It is seen that the response of the hybrid I-PDA control system is faster than the response of the I-PDA control system. It is also seen that both control systems can reduce the vibration of the two-inertia system. The performances of two systems are summarized in Table 4. The rise time  $t_r$  and settling time  $t_s$  of the hybrid I-PDA control system are remarkably shorter than the I-PDA control system.

Table 4 – System Performance Comparison

Controller	$t_r$ (sec)	$P_o$ (%)	$t_s$ (sec)	$E_{ss}$ (%)
Hybrid I-PDA	0.319	0.37	0.356	0.00
I-PDA	0.884	0.00	1.144	0.00

#### System Responses with Torque Disturbance Effect

In this sub-section, the hybrid I-PDA controller is used to control the speed of the two-inertia system at 2000 rpm and 1000 rpm without changing the controller parameters designed at 1500 rpm in order to show the effectiveness of the controller. It is seen from Figure 9 that the hybrid I-PDA controller can control each speed without steady-state error when the desired speed has been changed from the original speed of 1500 rpm. Figure 10 shows the disturbed responses at 2.5 seconds. It is seen that both hybrid I-PDA and I-PDA control systems can reject the effect of torque disturbance without steady-state error.

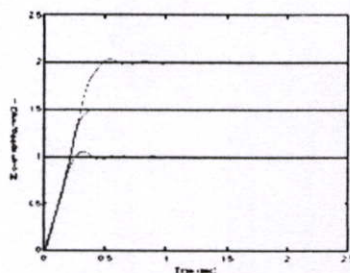


Figure 9 – Responses due to Changes in Setpoints

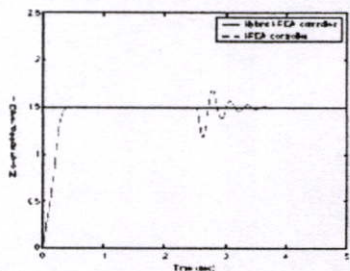


Figure 10 – Disturbed Responses

## Conclusion

The hybrid I-PDA controller has been proposed and used to control the motor speed of the two-inertia system. The speed of response can be improved to meet the desired system performance despite its simplicity in design. The simulation results have also shown the effectiveness of the proposed controller.

## References

- [1] Zhang G. and Furusho J. 2000. Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, No. 3, 603–609.
- [2] Patu P., Jongkol N., Kitti T., Komine N., and Manabe S. 1998. PIDA Controller Design by CDM. In Proceedings of the 13<sup>th</sup> Korea Automatic Control Conference, International Session Papers, Pusan National University, Korea, 395–400.
- [3] Numsonran A., Sriratana W., Julserewong P., Kongratana V., and Tirasesth K. 1999. I-PDA Controller Designed by CDM. In Proceedings of the 14<sup>th</sup> KACC, E-284 – E-287.
- [4] Manabe S. 1998. Coefficient Diagram Method. In Proceedings of the 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace.
- [5] Saensawasd K., Benjanarasuth T., Nganwiwit J., and Komine N. 2002. Speed Control using Mamdani Fuzzy PI+PD Controller. In Proceedings of International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA), 909–912.

## ประวัติผู้เขียน

นายณภัทรพงศ์ สุขเสรีวัฒนากุล เกิดวันที่ 12 พฤษภาคม พ.ศ.2523 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นและมัธยมศึกษาตอนปลาย จาก โรงเรียนลาซาล บางนา กรุงเทพ ในปี พ.ศ.2538 และปี พ.ศ.2541 ตามลำดับ จากนั้นเข้าศึกษาในระดับปริญญาตรี ที่มหาวิทยาลัยกรุงเทพ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ในปี พ.ศ.2546 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท ที่คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยในปี พ.ศ.2548 มีผลงานทางวิชาการได้รับการตีพิมพ์ที่พัทยา ประเทศไทยและที่ป็นัง ประเทศมาเลเซีย อย่างละ 1 ฉบับ