

การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการ  
ปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

SEPARATELY EXCITED DC MOTOR DRIVE WITH FIELD WEAKENING  
USING FUZZY SELF-ORGANIZING

นฤเทพ กลิ่นสมิทธิ์  
NARUETEP KLINSMITTH

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-060-111

การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการ  
ปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

SEPARATELY EXCITED DC MOTOR DRIVE WITH FIELD WEAKENING  
USING FUZZY SELF-ORGANIZING

นฤเทพ กลิ่นสมิทธิ

NARUETEP KLINSMITTH

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมการวัดคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

KMITL – 2007 – EN – M – 060 – 111

**SEPARATELY EXCITED DC MOTOR DRIVE WITH FIELD WEAKENING  
USING FUZZY SELF-ORGANIZING**

**NARUETEP KLINSMITTH**

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

**2007**

**KMITL – 2007 – EN – M – 060 – 111**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการ  
ปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟิซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

นักศึกษา

นายนฤเทพ กลิ่นสมิทธิ์

รหัสนักศึกษา

45060408

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมการวัดคุม

พ.ศ.

2550

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยก  
กระตุ้นจากการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟิซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ตัวควบคุมฟิซซีแบบปรับ  
กฎด้วยตัวเองเหมาะสำหรับงานที่ไม่ทราบค่าพารามิเตอร์หรือสถานะแวดล้อมของระบบที่แน่นอน  
โดยนำตัวควบคุมฟิซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองไปใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้า  
กระแสตรง เพื่อให้มีค่าสมรรถนะอยู่ในย่านที่เหมาะสม คุณสมบัติอีกประการหนึ่งของตัว  
ควบคุมฟิซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง คือไม่มีความสลับซับซ้อนในขบวนการทางคณิตศาสตร์  
โครงสร้างของระบบควบคุมประกอบด้วย ตัวควบคุมฟิซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองผ่าน  
ไมโครคอมพิวเตอร์ ตัวควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ตัวตรวจจับความเร็ว  
และตัวตรวจจับกระแส การควบคุมเป็นแบบลูปปิด ผลการทดลองจะได้ผลการตอบสนอง  
ทั้งในกรณีที่ระดับความเร็วที่สูงขึ้นเกินกว่าพิกัดของมอเตอร์ที่กำหนดไว้ และผลการตอบสนอง  
เมื่อใช้ตัวควบคุมฟิซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองมาเปรียบเทียบกับผลการควบคุมแบบพีไอ

<b>Thesis Title</b>	Separately excited DC motor drive with field weakening using fuzzy self-organizing
<b>Student</b>	Mr.Naruetep Klinsmitth
<b>Student ID.</b>	45060408
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Instrumentation Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Vittaya Tipsuwanporn

### **ABSTRACT**

This thesis presents the separately excited DC motor driven by field weakening using fuzzy self-organizing. This fuzzy self-organizing controller suitable for plant with unknown parameters or with uncertain system environment. Fuzzy self-organizing controller will be used to control speed of DC motor for tuning in the suitable range. Moreover, properties of fuzzy self-organizing controller are not complicated in mathematical process. The structure of the controlling system consists of fuzzy self-organizing controller via microcomputer, DC motor drive controller, speed sensor and current sensor. The control system is closed-loop. Experimental results will obtain both cases, which consists of that level of speed at over limit the base speed and the case of fuzzy self-organizing controller to compare with PI controller.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เกิดขึ้นและสำเร็จลุล่วงไปได้อย่างดีนั้น ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับแนวทางการค้นคว้าและวิจัยในการทำวิทยานิพนธ์จาก รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกประทับใจและซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สาธิต อินทจักร์, รศ.ศักดิ์รียา ชิตวงษ์ และคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ตลอดจนข้อเสนอแนะที่ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณเพื่อนๆนิสิตปริญญาโททุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้กันเสมอ

ขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้าที่เป็นทั้งเพื่อนคู่คิดและกำลังใจตลอดมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบอบให้แก่คุณพ่อและคุณแม่ ซึ่งเป็นที่เคารพรักอย่างยิ่ง ตลอดจนทั้งครู – อาจารย์ที่เคารพทุกท่าน ที่ได้ถ่ายทอดวิชาความรู้และประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า หากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความบกพร่องผิดพลาดประการใด ผู้เขียนขอน้อมรับไว้ด้วยความยินดี

นฤเทพ กลิ่นสมิทธิ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....	5
2.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....	5
2.1.1 วงจรสมมูลย์ของวงจรอาร์เมเจอร์.....	6
2.1.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรสร้างสนามแม่เหล็ก.....	6
2.1.3 สมการสร้างแรงบิด.....	7
2.1.4 การเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังงานกล.....	7
2.2 ระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นชนิดลูปิด.....	8
2.2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....	8
2.2.2 การควบคุมความเร็วแบบลูปิด.....	11
2.3 คุณลักษณะแรงบิด – ความเร็ว.....	12
2.3.1 การควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์.....	13
2.3.2 การควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟิลด์.....	15
2.3.3 การควบคุมความต้านทานอาร์เมเจอร์.....	17

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับฟัซซี่.....	22
3.1 ทฤษฎีเซตแบบเดิม.....	22
3.2 ทฤษฎีฟัซซี่.....	22
3.3 การปฏิบัติการบนฟัซซี่เซต.....	24
3.4 การความสัมพันธ์ของฟัซซี่.....	25
3.5 การปฏิบัติการบนความสัมพันธ์ของฟัซซี่.....	25
3.6 การคอมโพสิชันของความสัมพันธ์ฟัซซี่.....	27
3.7 ตัวแปรลิงกวิสติก.....	28
3.8 ประพจน์แบบฟัซซี่.....	29
3.9 กฎของฟัซซี่.....	30
3.10 ตัวควบคุมฟัซซี่.....	31
3.10.1 โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซี่แบบฐานความรู้.....	31
3.10.1.1 ฟัซซี่พีเคชัน โมดูล.....	32
3.10.1.2 ฐานความรู้ฟัซซี่.....	32
3.10.1.3 อินเฟอร์เรนซ์.....	32
3.10.1.3.1 Max-min method.....	33
3.10.1.3.2 Max-product method.....	33
3.10.1.3.3 Sum-product method.....	33
3.10.1.4 ดีฟัซซี่พีเคชัน.....	34
3.10.1.4.1 Center of Gravity.....	34
3.10.1.4.2 Center of Sums.....	35
3.10.1.4.3 Mean of Maxima.....	37
3.10.1.4.4 Weighted Average.....	37
3.11 ชนิดของตัวควบคุมฟัซซี่แบบฐานความรู้.....	38
3.11.1 ตัวควบคุมฟัซซี่แบบ Proportional.....	39
3.11.2 ตัวควบคุมฟัซซี่แบบ Proportional-Derivative.....	39
3.11.3 ตัวควบคุมฟัซซี่แบบ Proportional-Integral.....	40
3.11.4 ตัวควบคุมฟัซซี่แบบ Proportional-Integral-Derivative.....	40

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.12 การกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิกในตัวควบคุมฟuzzy.....	40
3.12.1 ฟังก์ชันรูปตัว S.....	41
3.12.2 ฟังก์ชันรูปประฆังคว่ำ.....	41
3.12.3 ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยม.....	42
3.13 พารามิเตอร์ของฟังก์ชันความเป็นสมาชิก.....	43
3.14 หลักเกณฑ์ในการกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิก.....	44
3.15 แนวทางการออกแบบกฎ.....	45
3.16 ตัวควบคุมฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....	48
บทที่ 4 การออกแบบตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระดุนด้วยการปรับค่า สนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....	50
4.1 โครงสร้างของตัวควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระดุนด้วยการ ปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมฟuzzy.....	50
4.1.1 ตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	50
4.1.2 ตัวควบคุมฟuzzy.....	50
4.2 การออกแบบตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบฟuzzy.....	51
4.2.1 ภาคฟuzzyฟิเคชัน.....	51
4.2.1.1 นอร์มอลไลเซชัน.....	51
4.2.1.2 ฟuzzyฟิเคชัน.....	52
4.2.2 ภาคฐานความรู้.....	53
4.2.2.1 ฐานข้อมูล.....	53
4.2.2.2 ฐานกฎ.....	54
4.2.3 ส่วนของการอินเฟอเรนซ์.....	54
4.2.4 แนวทางการออกแบบกฎ.....	55
4.2.5 ดีฟuzzyฟิเคชัน.....	56
4.2.6 ดินอร์มอลไลเซชัน.....	56
4.3 โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระดุนด้วย การปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมฟuzzyชนิดปรับกฎด้วยตัวเอง.....	57

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.3.1 ตัวควบคุมพีชซี.....	57
4.3.2 ตัวเลือกกฎที่ควรถูกแก้ไข.....	57
4.3.3 การวัดค่าสมรรถนะ.....	60
4.3.4 การปรับกฎ.....	60
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	63
5.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	63
5.1.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....	63
5.1.2 เครื่องมือวัดความเร็วรอบและกระแส.....	63
5.1.3 หม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ.....	63
5.1.4 เครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ.....	63
5.1.5 เครื่องมือวัดทางไฟฟ้า.....	63
5.2 โครงสร้างของระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น ด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....	64
5.3 การทดลองที่ 1 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น ด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้พีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....	65
5.3.1 การทดลองตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ความเร็ว 1,000 รอบต่อ นาที ที่ความเร็วพิกัดสูงสุดของมอเตอร์ ที่ค่าสมรรถนะระดับต่างๆ.....	65
5.3.2 การทดลองตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ความเร็ว 1,200 รอบต่อ นาที ที่ความเร็วสูงกว่าพิกัดของมอเตอร์ ที่ค่าสมรรถนะระดับต่างๆ.....	69
5.3.3 การทดลองตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ความเร็ว 1,300 รอบต่อ นาที ที่ความเร็วสูงกว่าพิกัดของมอเตอร์ ที่ค่าสมรรถนะระดับต่างๆ.....	73
5.3.4 การทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบต่อ นาที, ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที และ ที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบ ต่อนาที.....	77
5.4 การทดลองที่ 2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วย การปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ(Proportional-Integral).....	79
5.4.1 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที ที่ความเร็วพิกัด	

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
สูงสุดของมอเตอร์.....	79
5.4.2 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที ที่ความเร็วสูงกว่า พิกัดสูงสุดของมอเตอร์.....	80
5.4.3 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที ที่ความเร็วสูงกว่า พิกัดสูงสุดของมอเตอร์.....	81
5.5 การทดลองที่ 3 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วย การปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้พีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็วรอบ ต่างๆ.....	83
5.5.1 การทดลองตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ความเร็ว 900 รอบต่อนาที ไปจนถึงที่ระดับความเร็วรอบ 1,300 รอบต่อนาที แบบ Step.....	83
5.6 การทดลองที่ 4 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วย การปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ที่ระดับความเร็วรอบต่างๆ.....	85
5.6.1 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ที่ความเร็ว 900 รอบต่อนาที ไปจนถึงที่ระดับ ความเร็วรอบ 1,300 รอบต่อนาที แบบ Step.....	85
5.7 สรุปผลการทดลอง.....	86
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	88
เอกสารอ้างอิง.....	90
ภาคผนวก ก.....	92
ภาคผนวก ข.....	105
ประวัติผู้เขียน.....	111

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ความสัมพันธ์ของตัวแปรอินพุต และเอาต์พุตของการออกแบบกฎ.....	44
5.1 แสดงขนาดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการทดลอง.....	61
5.2 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,000 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 4.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.1.....	63
5.3 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.1.....	64
5.4 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,000 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 5.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.2.....	65
5.5 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.2.....	65
5.6 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,000 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 7.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.3.....	66
5.7 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.3.....	67
5.8 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,200 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 4.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.4.....	67
5.9 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.4.....	69
5.10 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,200 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 5.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.5.....	70
5.11 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.5.....	70
5.12 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,200 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 7.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.6.....	71
5.13 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.6.....	72
5.14 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,300 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	

## สารบัญตาราง(ต่อ)

ตารางที่	หน้า
ที่ 4.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.7.....	72
5.15 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.7.....	73
5.16 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,300 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 5.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.8.....	74
5.17 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.8.....	74
5.18 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,300 รอบต่อนาที, ค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่ 7.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.9.....	75
5.19 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงาน ในการทดลองที่ 1.9.....	76
5.20 การกำหนดค่าความเร็วที่ 900 รอบต่อนาที ถึง 1,300 รอบต่อนาที ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ไม่เกิน 4.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 3.1.....	81
5.21 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 3.1 ที่ระดับความเร็ว 900 – 1,300 รอบต่อนาที.....	82

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรมุมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....5
2.2	บล็อกไดอะแกรมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....9
2.3	บล็อกไดอะแกรมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงอย่าง.....11
2.4	บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI.....12
2.5	คุณลักษณะแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....13
2.6	การควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....15
2.7	แสดงการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟิลด์.....16
2.8	แสดงการควบคุมความต้านทานอาร์เมเจอร์.....18
2.9	แสดงโครงสร้างการควบคุมมอเตอร์แบบอนุกรม.....19
2.10	แสดงคุณสมบัติแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....20
2.11	แสดงคุณสมบัติแรงบิดและความเร็วเชิงโพลดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....20
3.1	การคอมโพสิชันของความสัมพันธ์ฟิชชี.....27
3.2	โครงสร้างของตัวควบคุมฟิชชี.....32
3.3	การอินเฟอเรนซ์แบบ <i>Max-Min</i> .....34
3.4	การอินเฟอเรนซ์แบบ <i>Max-product</i> .....34
3.5	การดีฟิชชีฟิเคชันวิธี Center of Gravity.....35
3.6	การดีฟิชชีฟิเคชันวิธี Center of Sums.....35
3.7	การดีฟิชชีฟิเคชันวิธี Mean of Maximum.....36
3.8	การดีฟิชชีฟิเคชันวิธี Height.....37
3.9	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกรูปตัว S.....40
3.10	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกรูประฆังคว่ำ.....40
3.11	ค่าสูงสุดของฟังก์ชันสามเหลี่ยม.....41
3.12	ความกว้างของฟังก์ชันสามเหลี่ยม.....42
3.13	จุดตัดของฟังก์ชันสามเหลี่ยม.....42
3.14	ผลการตอบสนองของการเปลี่ยนระดับและการแบ่งช่วงของผลการตอบสนอง เพื่อหาความสัมพันธ์ของ ค่าผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด.....43
3.15	กลุ่มของกฎทั้ง 5 ที่ได้จากการออกแบบกฎของตัวควบคุมแบบฮิวริสติก.....45

# สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16	โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....46
4.1	โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรง.....48
4.2	โครงสร้างตัวควบคุมฟัซซีแบบปกติ(Fuzzy controller).....49
4.3	ฟังก์ชันสามเหลี่ยมซึ่งเป็นฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต.....51
4.4	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของค่าผิดพลาด( $e$ ) และการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด( $ce$ ).....52
4.5	กฎความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตของตัวควบคุมความเร็ว.....53
4.6	โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกกระดุนด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็ก โดยใช้ตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....56
4.7	ฐานความรู้และกฎที่ถูกกระดุนที่เวลา $nT$ ในการเรียนรู้รอบที่ $k$ .....57
4.8	ระดับความเข้มของกฎที่ถูกกระดุนในการเรียนรู้รอบที่ $k$ .....57
4.9	กฎที่คาบเวลา $nT$ หลังจากการแก้ไขกฎแล้วซึ่งจะนำไปใช้ในรอบการเรียนรู้ที่ $k+1$ .....60
5.1	โครงสร้างของการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระดุนด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็ก โดยใช้ฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....62
5.2	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....64
5.3	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....65
5.4	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....66
5.5	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....68
5.6	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....69
5.7	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....70
5.8	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....72
5.9	ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่า

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
สมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% ด้วยตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....	73
5.10 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าสมรรถนะเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% ด้วยตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....	74
5.11 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที ที่บันทึกจากตัวควบคุมพีชชี.....	75
5.12 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที ที่บันทึกจากตัวควบคุมพีชชี.....	76
5.13 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที ที่บันทึกจากตัวควบคุมพีชชี.....	76
5.14 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที ระหว่างความเร็วกับกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ.....	77
5.15 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลด โหลด ที่ค่าความเร็ว 1,000 รอบต่อ นาที ที่บันทึกจาก Digital storage oscilloscope.....	78
5.16 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อนาที ระหว่างความเร็วกับกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ.....	78
5.17 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,200 รอบต่อ นาที ที่บันทึกจาก Digital storage oscilloscope.....	79
5.18 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที ระหว่างความเร็วกับกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ.....	79
5.19 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,300 รอบต่อ นาที ที่บันทึกจาก Digital storage oscilloscope.....	80
5.20 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 900 – 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ $\leq 4.0\%$ ด้วยตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง.....	82
5.21 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 900 รอบต่อนาที ไปจนถึงที่ระดับความเร็วรอบ 1,300 รอบต่อนาที แบบ Step โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ.....	84

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันนี้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในงานด้านอุตสาหกรรม การควบคุมมอเตอร์ให้สามารถทำงานได้ตามข้อกำหนดต่างๆที่ผู้ใช้ต้องการเป็นสิ่งที่ยังจำเป็นอยู่ แต่ด้วยคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าที่มีพิกัดความเร็วรอบที่จำกัด รวมถึงกระบวนการที่มีคุณสมบัติทางพลวัตความไม่เป็นเชิงเส้น ความซับซ้อนของระบบ เช่น การไม่ทราบค่าของพารามิเตอร์บางตัว ทำให้การออกแบบการควบคุม ซึ่งต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของระบบที่แน่นอน ทำให้ยากต่อการควบคุม ซึ่งการควบคุมระบบในปัจจุบันมีหลายวิธี โดยปกติแล้วนิยมใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI controller) แต่เนื่องจากระบบมีความซับซ้อนมากขึ้น ทำให้มีความยากลำบากในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ตามไปด้วย ซึ่งอาจเกิดข้อจำกัดในการใช้งานตัวควบคุมพีไอระดับหนึ่ง จึงได้มีการคิดค้นวิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวขึ้นมากมาย วิธีที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย คือ การควบคุมโดยการประมาณความเป็นไปได้ของเหตุการณ์ด้วยประสบการณ์หรือการใช้เหตุผลของมนุษย์ ได้แก่ การควบคุมโดยใช้ทฤษฎีฟัซซีลอจิก (Fuzzy logic) และทฤษฎีโครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural network) เป็นต้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการใช้ตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง สำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น ซึ่งการใช้ตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองมาควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้า เพื่อช่วยหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การเรียนรู้ของระบบช่วยให้กฎในฐานข้อมูลการควบคุมมีการปรับค่าให้เหมาะสมกับสภาพแวดล้อม อย่างเช่นการปรับค่าสนามแม่เหล็กนั้น เพื่อต้องการให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นจากพิกัดที่กำหนดไว้

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าวิจัยและพัฒนาหาเทคโนโลยีใหม่ๆ สำหรับนำมาใช้ควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

1.2.2 เพื่อหาแนวทางในการออกแบบตัวควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น (Separately Excited DC Motor) เพื่อต้องการที่จะควบคุมในส่วนของวงจรสร้าง

สนามแม่เหล็ก(Field control) เพื่อให้ได้ความเร็วรอบที่สูงกว่าความเร็วพิกัดหรือความเร็วฐานของมอเตอร์ที่กำหนดไว้

1.2.3 เพื่อใช้เป็นแหล่งข้อมูลสำหรับค้นคว้าและวิจัย เกี่ยวกับเทคโนโลยีการควบคุม ทางด้านมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ให้กับนักวิจัยหรือนักศึกษาที่ต้องการพัฒนาและศึกษาเพิ่มเติมต่อไป

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง เพื่อมาใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่น โดยการปรับค่าสนามแม่เหล็ก เพื่อช่วยลดงานในการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยจะให้ตัวควบคุมเรียนรู้ระบบ เพื่อช่วยให้กฎในฐานความรู้มีการปรับตัวเองให้เหมาะสมกับสถานการณ์ ไม่ว่าจะในกรณีที่กฎในฐานความรู้เริ่มแรกไม่สมบูรณ์ หรือในกรณีที่ไม่ทราบข้อมูลเกี่ยวกับระบบหรือทราบข้อมูลเพียงบางส่วน โดยจะให้ตัวควบคุมเรียนรู้และหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ โดยการเรียนรู้แบบทำซ้ำจนได้สมรรถนะของการตอบสนองในระดับที่กำหนด

### 1.4 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

1.4.1 การใช้ตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองมาควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่น

1.4.2 สร้างตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่น โดยควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ และเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟิลด์ เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองของความเร็วตามที่ต้องการ

1.4.3 มีการปรับกฎให้เหมาะสมกับมอเตอร์และมีการเรียนรู้ของตัวควบคุมจนได้ค่าสมรรถนะตรงตามที่ต้องการ

### 1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 ศึกษาคุณสมบัติและหลักการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ที่สามารถปรับค่าสนามแม่เหล็กหรือเส้นแรงแม่เหล็กได้

1.5.2 ศึกษาและวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ(PI controller)และตัวควบคุมชนิดฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง(Fuzzy Self-organizing Controller)

1.5.3 ทำการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีซีแบบปรับได้ด้วยตัวเอง เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าแบบแยกกระตุ่น

1.5.4 ทำการการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่น โดยแยกกระตุ่นทั้ง 2 ฟัง ทั้งในกรณีที่มีโหลด และไม่มีโหลด

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนออัลกอริทึมที่ใช้ในการเรียนรู้เพื่อปรับได้ด้วยตัวเองของตัวควบคุมพีซีแบบปรับได้ด้วยตัวเอง โดยการประยุกต์ใช้กับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบด้วยเนื้อหาทั้งหมด 6 บท ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ

กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่น

กล่าวถึง วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่น ระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นชนิดลูปปิด คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว

บทที่ 3 ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับพีซี

กล่าวถึง ทฤษฎีเซตแบบเดิม ทฤษฎีพีซี การปฏิบัติการบนพีซีเซต ความสัมพันธ์ของพีซี การปฏิบัติการบนความสัมพันธ์ของพีซี การคอมโพสิชันของความสัมพันธ์พีซี ตัวแปรลิงกวิสติก ประพจน์แบบพีซี กฎของพีซี ตัวควบคุมพีซี ชนิดของตัวควบคุมพีซีแบบฐานความรู้ การกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิกในตัวควบคุมพีซี พารามิเตอร์ของฟังก์ชันความเป็นสมาชิก หลักเกณฑ์ในการกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิก ตัวควบคุมพีซีแบบปรับได้ด้วยตัวเอง

บทที่ 4 การออกแบบตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นด้วยการปรับค่า

สนามแม่เหล็ก โดยใช้พีซีแบบปรับได้ด้วยตัวเอง

กล่าวถึง โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็ก โดยใช้ตัวควบคุมพีซี การออกแบบตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบพีซี โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็ก โดยใช้ตัวควบคุมพีซีแบบปรับได้ด้วยตัวเอง

## บทที่ 5 ผลการทดลอง

กล่าวถึง การทดลองและผลการทดลอง ซึ่งแบ่งเป็นส่วนย่อยดังนี้

- ทำการทดลองควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง โดยทดลองที่ความเร็วรอบต่างๆกัน ทั้งในกรณีที่มีโหลดและไม่มีโหลด
- ทำการทดลองควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยตัวควบคุมแบบแบบพีไอ โดยทดลองที่ความเร็วรอบต่างๆกัน ทั้งในกรณีที่มีโหลดและไม่มีโหลด

## บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

กล่าวถึง ผลสรุปของการทดลอง พร้อมทั้งวิจารณ์ข้อดี ข้อเสีย และเสนอแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไป

## บทที่ 2

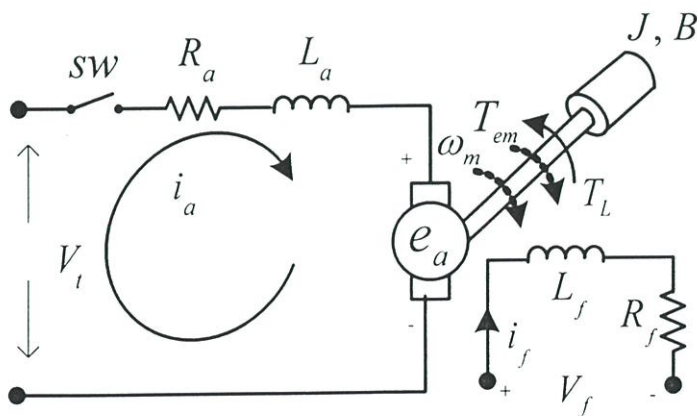
# มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

ในการพิจารณามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อใช้ในงานควบคุมความเร็ว จำเป็นต้องคำนึงถึงลักษณะคุณสมบัติของโหลดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วย หากโหลดต้องการผลตอบสนองทางกลอย่างรวดเร็ว โรเตอร์ของมอเตอร์ควรมีความยาวมากๆเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางเพื่อลดความเฉื่อยของมวลโรเตอร์ และหากโหลดต้องการแรงบิดสูง ควรเลือกมอเตอร์ที่มีขดลวดชดเชยที่ขั้วสนามแม่เหล็ก เพื่อลดปฏิกิริยาอาร์เมเจอร์และลดค่าคงที่ของเวลาของวงจรอาร์เมเจอร์ด้วย แต่ขดลวดชดเชย ก็มีผลเสีย คือ ทำให้กระแสอาร์เมเจอร์ไม่เรียบเท่าที่ควรสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดไม่เกิน 1 กิโลวัตต์ เช่น มอเตอร์จับตัวป้อนให้เครื่องมือกล และมอเตอร์ชนิดเซอร์โว (Servo motor) มักใช้มอเตอร์แบบสนามแม่เหล็กถาวร [1, 2, 17]

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น ระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นชนิดลูปปิด คุณลักษณะแรงบิดและความเร็ว เพื่อเป็นแนวทางในการสร้างตัวควบคุมกระแสและตัวควบคุมความเร็ว

### 2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

ในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงส่วนประกอบทางวงจรไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น จากรูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น ซึ่งประกอบด้วย ส่วนสำคัญ 3 ส่วน คือ วงจรอาร์เมเจอร์ วงจรสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เปลี่ยนไปเป็นพลังงานกล



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

### 2.1.1 วงจรสมมูลย์ของวงจรรอาร์เมเจอร์

วงจรรอาร์เมเจอร์เป็นส่วนหนึ่งของมอเตอร์ จะรับพลังงานไฟฟ้าโดยจ่ายแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงผ่านแปรงถ่านเข้าสู่ขดลวดอาร์เมเจอร์ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในวงจรจะขึ้นอยู่กับ แหล่งจ่ายแรงดัน แรงดันย้อนกลับ ค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดอาร์เมเจอร์ ดังแสดงในสมการที่ (2.1)

$$V_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (2.1)$$

$$e_a = k_c \phi_f \omega_m \quad (2.2)$$

กำหนดให้

- $\omega_m$  = ค่าความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์
- $V_t$  = ค่าแรงดันของวงจรรอาร์เมเจอร์
- $i_a$  = ค่ากระแสของวงจรรอาร์เมเจอร์
- $L_a$  = ค่าอินดักแตนซ์ของวงจรรอาร์เมเจอร์
- $R_a$  = ค่าความต้านทานของวงจรรอาร์เมเจอร์
- $k_c$  = ค่าคงที่ของมอเตอร์
- $e_a$  = ค่าแรงดันต้านกลับที่สร้างขึ้นที่วงจรรอาร์เมเจอร์
- $\phi_f$  = ค่าเส้นแรงแม่เหล็กจากวงจรสร้างสนามแม่เหล็ก

### 2.1.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรสร้างสนามแม่เหล็ก

วงจรสร้างสนามแม่เหล็ก ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟจากภายนอก ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กพันอยู่บนขั้วแม่เหล็ก ดังแสดงในสมการที่ (2.3)

$$V_f = R_f i_f + N_f \frac{d\phi_f}{dt} \quad (2.3)$$

กำหนดให้

- $V_f$  = ค่าแรงดันของวงจรสร้างสนามแม่เหล็ก
- $i_f$  = ค่ากระแสของวงจรสร้างสนามแม่เหล็ก
- $R_f$  = ค่าความต้านทานของวงจรสร้างสนามแม่เหล็ก

$N_f$  = จำนวนรอบของวงจรสร้างสนามแม่เหล็ก

### 2.1.3 สมการสร้างแรงบิด

การสร้างแรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์ เมื่อจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับมอเตอร์จะหาได้จาก

$$T_{em} = k_t \phi_f i_a \quad (2.4)$$

กำหนดให้

$k_t$  = ค่าคงที่ของมอเตอร์

$T_{em}$  = ค่าแรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์

จากกฎของนิวตันจะหาสมการแรงบิดของมอเตอร์ได้ดังสมการที่ (2.5)

$$T_{em} = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.5)$$

กำหนดให้

$J$  = ค่าโมเมนต์แรงเฉื่อยของวงจรอาร์เมเจอร์

$\omega_m$  = ค่าความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์

$T_{em}$  = ค่าแรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์

$T_L$  = ค่าแรงบิดของโหลด

### 2.1.4 การเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังงานกล

จากสมการที่ (2.2) และ (2.4) จะได้

$$e_a i_a = \frac{k_e}{k_t} T_{em} \omega \quad (2.6)$$

กำหนดให้

$e_a i_a$  = ค่ากำลังไฟฟ้า(Electric power) ที่จ่ายให้มอเตอร์

$T_{em} \omega_m$  = กำลังงานกลที่มอเตอร์สร้างขึ้นที่เพลลาของมอเตอร์

(Mechanical power develop)

## 2.2 ระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นชนิดลูปปิด

ในระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบลูปปิด มีข้อดีในเรื่องของการรักษา ระดับของเอาต์พุตทางไดนามิกส์ของมอเตอร์จากผลกระทบของตัวรบกวน เช่น โหลดทางกล เป็นต้น โดยผลการตอบสนองของระบบควบคุมแบบลูปปิด สามารถศึกษาโดยพิจารณาจาก ฟังก์ชันถ่ายโอน(Transfer function) ซึ่งจะกล่าวต่อไป

### 2.2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

จากสมการที่ (2.1) – (2.6) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้โดยใช้ลาปลาซทรานสฟอร์ม โดยกำหนดให้

$$L(v_i) = V_i(s)$$

$$L(e_a) = E_a(s)$$

$$L(i_a) = I_a(s)$$

$$L(\omega) = \omega(s)$$

$$L(T_{em}) = T_{em}(s)$$

$$L(T_l) = T_l(s)$$

$$K_t = \text{ค่าคงที่ของมอเตอร์}$$

$$K_e = \text{ค่าคงที่ของมอเตอร์}$$

$$B = \text{สัมประสิทธิ์ของวิสกอสฟริกชันของมอเตอร์และโหลดที่ต่ออยู่กับเพลาของมอเตอร์}$$

$$J = \text{โมเมนต์แรงเฉื่อยของโรเตอร์และโหลดที่ต่ออยู่ที่เพลาของมอเตอร์}$$

$$V_i(s) - E_a(s) = (R_a + sL_a)I_a(s) \quad (2.7)$$

$$E_a(s) = K_e \phi \omega(s) \quad (2.8)$$

$$T_{em}(s) = K_t \phi I_a(s) \quad (2.9)$$

$$T_{em}(s) - T_l(s) = (B + sJ)\omega(s) \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.7) จะได้

$$I_a(s) = \frac{V_t(s) - E_a(s)}{(R_a + sL_a)} = \frac{[V_t(s) - E_a(s)]1/R_a}{1 + \tau_a s} \quad (2.11)$$

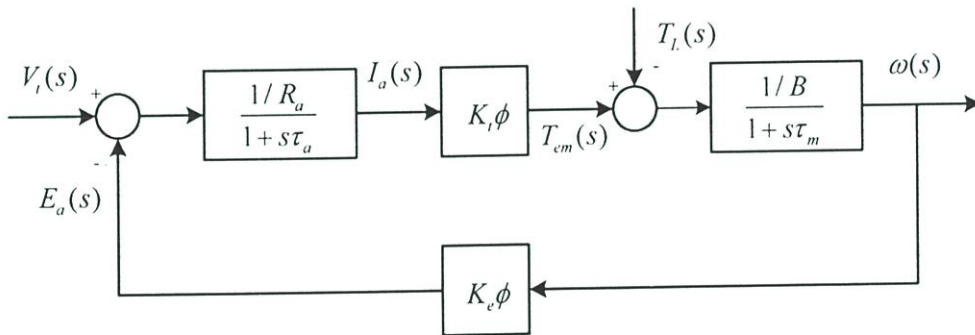
โดยที่  $\tau_a = L_a/R_a$  คือ Electrical time constant ของวงจรรออาร์เมเจอร์

จากสมการที่ (2.10) จะได้

$$\omega(s) = \frac{T_{em}(s) - T_l(s)}{(B + sJ)} = \frac{[T_{em}(s) - T_l(s)]1/B}{1 + \tau_m s} \quad (2.12)$$

โดยที่  $\tau_m = J/B$  คือ Mechanical time constant ของวงจรรออาร์เมเจอร์

จากสมการที่ (2.7) – (2.11) สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 2.2 สังเกตว่า มีแรงดันย้อนกลับ(back emf.) แสดงในส่วนป้อนกลับ ซึ่งแรงดันย้อนกลับนี้เป็นคุณลักษณะประจำตัวของมอเตอร์ที่จะเปลี่ยนแปลงตามความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์เชิงเส้นของความเร็วและแรงบิดคงที่ เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของความเร็ว  $\omega(s)$  เนื่องจากแรงดันที่ป้อนให้  $V_t(s)$  และแรงบิดของโหลด  $T_l(s)$  ดังสมการ

$$\omega(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)H_1(s)} E_a(s) + \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s)H_2(s)} T_l(s) \quad (2.13)$$

เมื่อ

$$G_1(s) = \frac{(1/R_a)}{1 + s\tau_a} (K_t\phi) \frac{(1/B)}{1 + s\tau_m} \quad (2.13a)$$

$$H_1(s) = K_c \phi \quad (2.13b)$$

$$G_2(s) = \frac{-(1/B)}{1 + s\tau_m} \quad (2.13c)$$

$$H_2(s) = \frac{-K_r K_c \phi^2 / R_a}{1 + s\tau_a} \quad (2.13d)$$

จากสมการที่ (2.13) ถ้าไม่คิดส่วนแรงบิดของโหลด  $T_L(s)$  จะได้ว่า

$$\frac{\omega(s)}{V_t(s)} = \frac{K_t \phi}{K_r K_c \phi^2 + R_a B (1 + s\tau_a)(1 + s\tau_m)} \quad (2.14)$$

แต่  $\tau_a \ll \tau_m$  เสมอ เราจึงตัดส่วนของ  $\tau_a$  ได้ นั่นคือ

$$G_1(s) = \frac{\omega(s)}{V_t(s)} = \frac{K_t \phi}{K_r K_c \phi^2 + R_a B + s R_a B \tau_m} = \frac{k_m}{1 + s\tau_{m1}} \quad (2.14a)$$

เมื่อ  $k_m$  เป็นอัตราขยายสถานะคงตัว (steady state gain)

$\tau_{m1}$  เป็นค่าเวลาคงที่สมมูล (equivalent constant)

และ

$$\tau_{m1} = \frac{R_a B}{K_r K_c \phi^2 + R_a B} \tau_m \quad (2.14b)$$

$$k_m = \frac{K_t \phi / B}{K_r K_c \phi^2 + R_a B} \quad (2.14c)$$

จะเห็นว่า  $\tau_{m1} \ll \tau_m$

จากรูปที่ 2.2 เมื่อ  $T_L(s) = 0$  จะได้ว่า

$$\frac{\omega(s)}{I_a(s)} = \frac{K_t \phi / B}{1 + s\tau_m} = \frac{k_{m2}}{1 + s\tau_m} \quad (2.15)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.14a) และ (2.15) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \frac{I_a(s)}{V_t(s)} &= \frac{I_a(s)}{\omega(s)} \frac{\omega(s)}{V_t(s)} \\ &= \frac{1 + s\tau_m}{K_t \phi / B} \frac{k_m}{(1 + s\tau_{m1})} \\ &= \frac{K_{m1}(1 + s\tau_m)}{1 + s\tau_{m1}} \end{aligned} \quad (2.16)$$

กำหนดให้

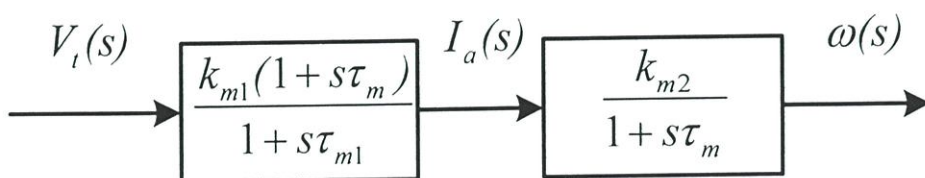
$$k_{m1} = \frac{k_m}{K_t \phi / B} \quad (2.16a)$$

$$k_{m2} = \frac{K_t \phi}{B} \quad (2.16b)$$

$$k_m = k_{m1} k_{m2} \quad (2.16c)$$

โดยที่  $k_{m1}, k_{m2}, k_m$  เป็นค่าคงที่สมมูลย์

ดังนั้นสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แสดงดังรูปที่ 2.3

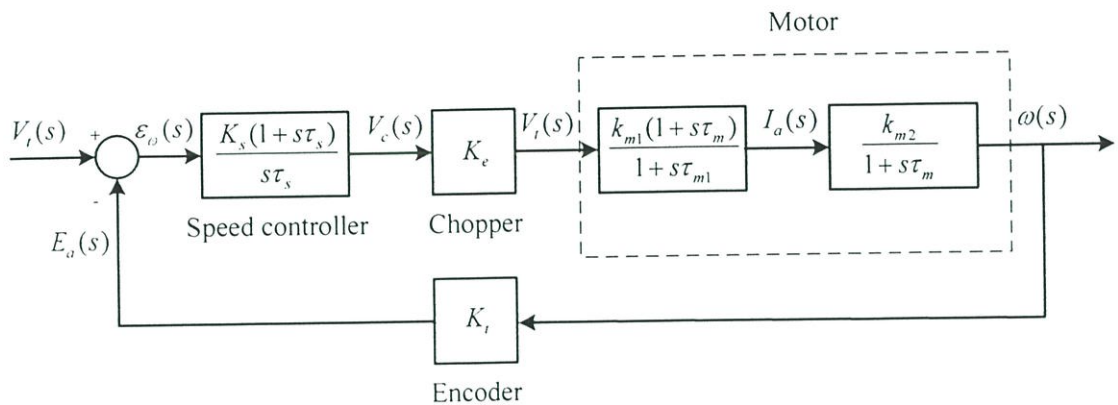


รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

### 2.2.2 การควบคุมความเร็วแบบลูปปิด (Close-loop speed control)

ตัวควบคุมความเร็วแบบลูปปิดที่ใช้กันมีหลายแบบแต่ที่นิยมใช้กันมี 3 แบบ คือ แบบ Proportional(P), แบบ Proportional-Integral(PI) และ แบบ Proportional-Integral-Derivative(PID)

ซึ่งในที่นี้ใช้แบบพีไอ มีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ  $(1+s\tau_s)/s\tau_s$  และบล็อกไดอะแกรมแสดง ลูปควบคุมความเร็วแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

### 2.3 คุณลักษณะแรงบิด – ความเร็ว

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในระบบขับเคลื่อนโหลดทางกล (Drive mechanical loads) สำหรับการควบคุมมอเตอร์ดังกล่าวนี้ ส่วนมากจะเป็นการควบคุมความเร็วให้คงที่ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงและในทางปฏิบัติแล้วนั้น มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงความเร็วที่จะควบคุมจะสัมพันธ์กับแรงบิดที่เกิดขึ้น ในส่วนนี้จะพิจารณาถึงคุณลักษณะของแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์ตามการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น

เมื่อพิจารณามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.5 แรงดัน กระแส ความเร็ว และแรงบิด มีความสัมพันธ์กันดังนี้คือ

$$E_a = K_a \phi \omega_m = V_t - I_a R_a \quad (2.17)$$

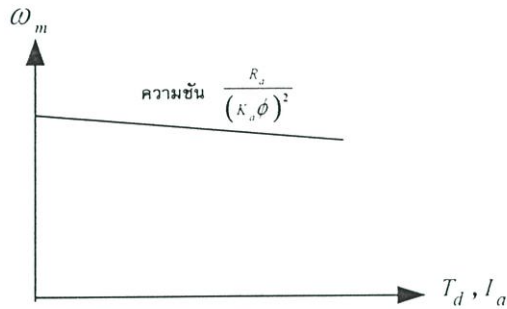
$$T_d = K_a \phi I_a \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.17) ความเร็ว ( $\omega_m$ ) กำหนดได้ดังนี้คือ

$$\omega_m = \frac{V_t - I_a R_a}{K_a \phi} \quad (2.19)$$

และจากสมการที่ (2.18) กับ (2.19) ดังนั้น

$$\omega_m = \frac{V_t}{K_a \phi} - \frac{R_a T_d}{(K_a \phi)^2} \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.5 คุณลักษณะแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

ถ้าแรงดันที่ขั้ว (terminal voltage)  $V_t$  และเส้นแรงแม่เหล็ก  $\phi$  มีค่าคงที่จะได้คุณลักษณะของแรงบิด – ความเร็ว ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ความเร็ว  $\omega_m$  มีค่าลดลงเมื่อแรงบิดเพิ่มขึ้น ซึ่งหมายความว่า speed regulation นั้นดีมาก ในความเป็นจริงแล้วเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่าลดน้อยลง เนื่องจากการสะท้อนของสนามแม่เหล็กจากอาร์เมเจอร์ (armature reaction) นั่นคือแรงบิดที่เนื่องมาจากกระแสอาร์เมเจอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ความเร็วมอเตอร์ตกลงและมีค่าต่ำกว่าในรูปที่ 2.5 ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงค่า speed regulation ในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากสมการที่ (2.20) การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนั้น สามารถทำได้ตามวิธีการดังต่อไปนี้คือ

1. ควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ ( $V_t$ )
2. ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟิลด์ ( $\phi$ )
3. ควบคุมความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ ( $R_a$ )

โดยทั่วไปความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง ( $\omega_m$ ) จะมีค่าเพิ่มขึ้นนั้นเมื่อ  $V_t$  มีค่าเพิ่มขึ้นและจะลดลงเมื่อ  $\phi$  หรือ  $R_a$  เพิ่มขึ้น ซึ่งสังเกตได้จากสมการที่ (2.19) และ (2.20) สำหรับ คุณลักษณะเด่นของวิธีการควบคุมความเร็วทั้งสามแบบนี้ จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

### 2.3.1 การควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ (Armature voltage control)

การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงโดยวิธีการนี้จะไม่เปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในวงจรอาร์เมเจอร์ ( $R_a$ ) และจะรักษากระแสชดลวดสนาม ( $I_f$ ) ให้คงที่ (ตามปกติจะควบคุมไว้ที่

พิกัด) ส่วนแรงดันที่อาร์เมเจอร์ ( $V_t$ ) จะเปลี่ยนแปลงตามความเร็วถ้าไม่คิดผลของสนามแม่เหล็กสะท้อนจากอาร์เมเจอร์แล้วนั้น ความเร็ว ( $\omega_m$ ) จากสมการที่ (2.20) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังนี้คือ

$$\omega_m = K_1 V_t - K_2 T_d \quad (2.21)$$

เมื่อ

$$K_1 = \frac{1}{K_a \phi}$$

$$K_2 = \frac{R_a}{(K_a \phi)^2}$$

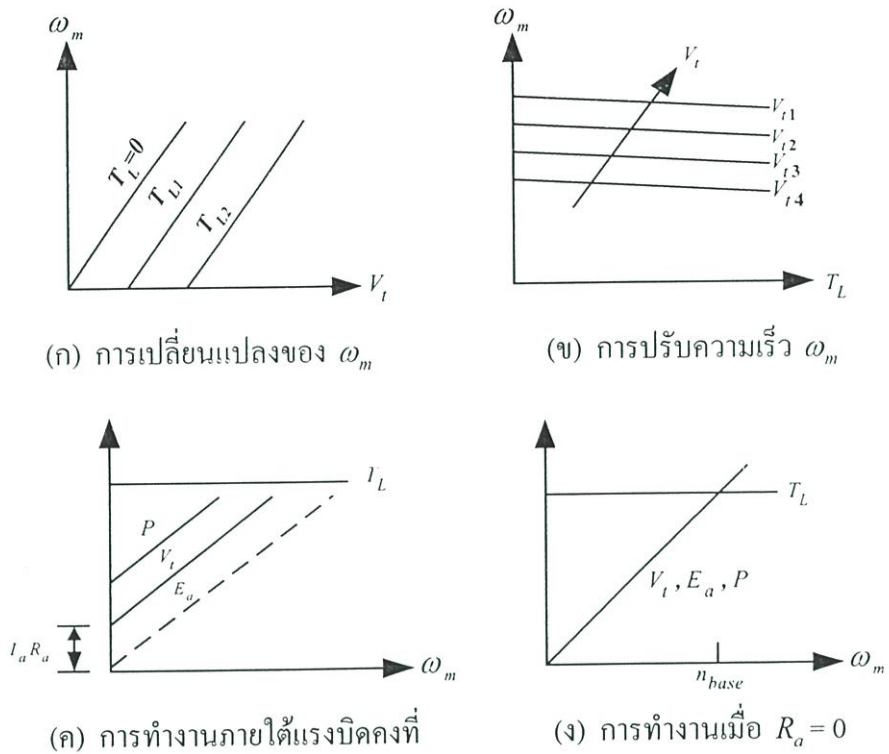
สำหรับในกรณีที่โหลดทอร์คคงที่ ( $T_L = \text{constant}$ ) ที่ใช้ในการขับเคลื่อนโหลดจำพวกลิฟต์หรือเครนยกของความเร็วจะเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นเทียบกับแรงดันที่อาร์เมเจอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.6(ก) ถ้าแรงดันที่อาร์เมเจอร์ถูกรักษาให้คงที่ และโหลดทอร์คเปลี่ยนแปลงความเร็วสามารถควบคุมได้โดยการปรับค่าแรงดันที่อาร์เมเจอร์ ดังรูปที่ 2.6(ข)

ความจริงแล้วนั้น ขณะที่ความเร็วเปลี่ยนแปลงโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขั้ว กระแสอาร์เมเจอร์จะถูกรักษาให้คงที่(ลักษณะเช่นนี้จำเป็นต้องใช้การควบคุมแบบลูปปิด) ดังนั้น จากสมการที่ (2.17) ถ้า  $I_a$  มีค่าคงที่

$$\begin{aligned} E_a &\propto V_t \\ &\propto \omega_m \end{aligned}$$

นั่นคือ เมื่อ  $V_t$  มีค่าเพิ่มขึ้น ความเร็วจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.6(ค) และกำลังทางด้านอินพุตจากแหล่งจ่าย ( $P_a = V_t I_a$ ) จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นเช่นกัน เมื่อเทียบกับ  $\omega_m$  ดังรูปที่ 2.6(ค) ถ้าไม่นำ  $R_a$  มาคิดค่าของ  $V_t$ ,  $E_a$  และ  $P$  จะเท่ากับศูนย์ที่ความเร็วเป็นศูนย์และการเพิ่มขึ้นของทั้ง 3 ค่านี้ จะเป็นแบบเชิงเส้นเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.6(ง)

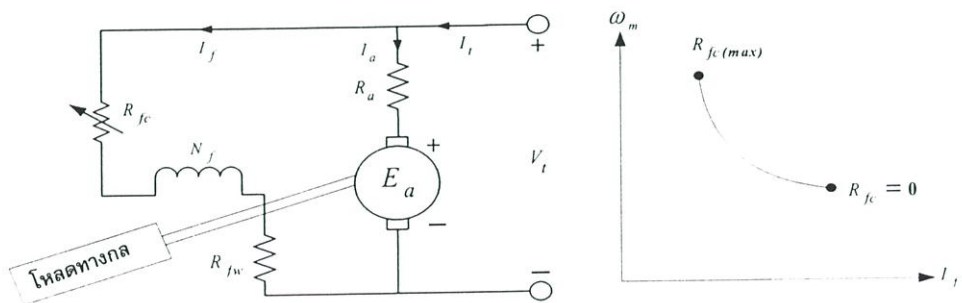
โครงสร้างของการควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ ความเร็ว,  $\omega_m$  สามารถควบคุมได้อย่างราบเรียบจากศูนย์จนถึงความเร็วฐาน, base speed ซึ่งความเร็วฐาน,  $n_{base}$  กำหนดได้จากความเร็วที่พิกัดแรงดันที่อาร์เมเจอร์,  $V_t$  อย่างไรก็ตามวิธีการควบคุมความเร็วดังกล่าวนี้เป็นวิธีที่มีค่าใช้จ่ายสูงเนื่องจากจำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ปรับค่าได้เพื่อใช้ในวงจรอาร์เมเจอร์



รูปที่ 2.6 การควบคุมแรงดันที่อาร์มเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

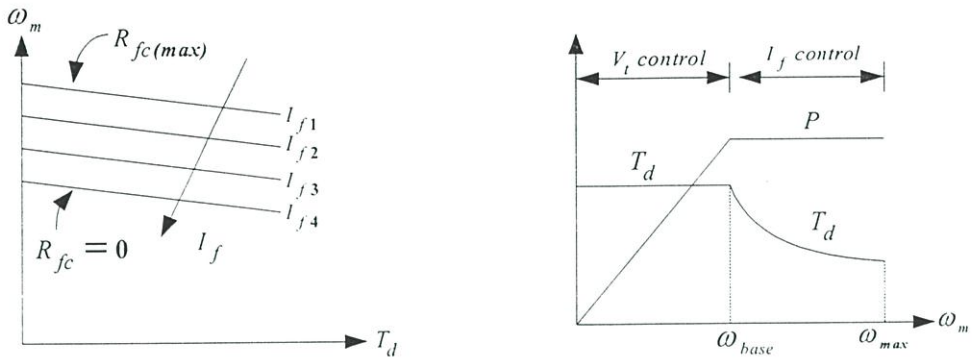
2.3.2 การควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟิลด์(Field control)

ในการควบคุมด้วยวิธีการนี้ความต้านทาน  $R_a$  และแรงดัน  $V_t$  ถูกกำหนดไว้ที่ค่าหนึ่งให้คงที่ ดังนั้นความเร็วสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_f$  ของวงจรถ่าน ซึ่งตามปกติแล้วนั้นจะควบคุม  $I_f$  ด้วยการควบคุม  $R_{fc}$  ดังรูปที่ 2.7(ก)



(ก) วงจรการควบคุม

(ข) การปรับความเร็วโดยการควบคุม  $I_f$



(ค) การปรับระดับความเร็วโดยการควบคุม  $I_f$  (ง) การทำงานขณะแรงบิดและกำลังคงที่

### รูปที่ 2.7 แสดงการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟีดด์

ถ้ากำหนดให้สนามแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้น (magnetic linearity) เส้นแรงแม่เหล็กในมอเตอร์ไฟฟ้า ( $\phi$ ) จะเป็นสัดส่วนกับกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก,  $I_f$  ดังนั้น

$$K_a \phi = K_f I_f \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.20) และ (2.22)

$$\omega_m = \frac{V_t}{K_f I_f} - \frac{R_a}{(K_f I_f)^2} T_d \quad (2.23)$$

สำหรับเงื่อนไขขณะมอเตอร์ไร้โหลด  $T_d \approx 0$  ดังนั้นสมการที่(2.23) ได้เป็น

$$\omega_m \approx \frac{V_t}{K_f I_f}$$

ความเร็วที่เปลี่ยนแปลงจะผกผันกับกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ข) จากรูปที่ 2.7(ข) จะสังเกตได้ว่า ถ้ากระแส  $I_f \rightarrow 0$  ความเร็ว  $\omega_m$  จะเข้าสู่อนันต์ ซึ่งถือว่าเป็นจุดที่ก่อให้เกิดความเสียหายและอันตรายอย่างสูง

จากสมการที่ (2.23) ความเร็ว,  $\omega_m$  กำหนดได้ใหม่คือ

$$\omega_m = K_3 - K_4 T_d \quad (2.24)$$

เมื่อ  $K_3 = \frac{V_t}{K_f I_f}$  แสดงค่าในเทอมของความเร็วมอเตอร์ไร้อโหลด

$$K_4 = \frac{R_a}{(K_f I_f)^2}$$

เมื่อพิจารณากรณีที่ต้องการให้ความเร็วคงที่ขณะแรงบิดเปลี่ยนแปลง เราสามารถควบคุมความเร็วดังกล่าวนี้ โดยการปรับค่า  $I_f$  ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ค) ดังนั้นในลักษณะเดียวกันการควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ การควบคุมสนามแม่เหล็กสามารถทำได้โดยการควบคุมความเร็ว,  $\omega_m$

การควบคุมความเร็วจากศูนย์จนถึงความเร็วฐาน ตามปกติแล้วนั้นกระทำได้โดยการควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์,  $V_t$  สำหรับการควบคุมความเร็วเมื่อมอเตอร์มีความเร็วเกินกว่าความเร็วฐาน โดยการลดค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็ก,  $I_f$  เรียกว่า field weakening และถ้ากระแสอาร์เมเจอร์มีค่าไม่เกินพิกัดการควบคุมความเร็วมอเตอร์มีความเร็วเกินกว่าความเร็วฐาน คือ การจำกัดกำลังให้คงที่ เรียกการทำงานส่วนนี้ Constant-power operation นั่นคือ

$$P = V_t I_a (\text{คงที่}) \approx E_a I_a$$

$$T_d \omega_m = E_a I_a$$

$$T_d = \frac{E_a I_a}{\omega_m} \approx \frac{\text{constant}}{\omega_m}$$

### 2.3.3 การควบคุมความต้านทานอาร์เมเจอร์(Armature resistance control)

วิธีการควบคุมแบบนี้จะพยายามรักษาแรงดันที่อาร์เมเจอร์,  $V_t$  และกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก,  $I_f$  คงที่ที่พิกัดทั้งสอง ซึ่งความเร็วจะถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในวงจรอาร์เมเจอร์,  $R_{ac}$  ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ก) ซึ่งสามารถกำหนดได้ดังสมการที่ (2.25)

จากสมการที่ (2.20)

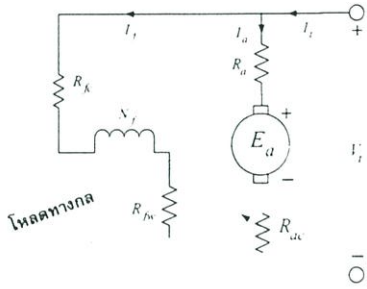
$$\omega_m = \frac{V_t}{K_a \phi} - \frac{R_a + R_{ac}}{(K_a \phi)^2} T_d \quad (2.25)$$

ถ้า  $V_t$  และ  $\phi$  ไม่เปลี่ยนแปลง

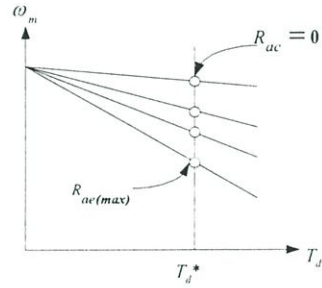
$$\omega_m = K_5 - K_6 T_d \quad (2.26)$$

เมื่อ  $K_s = \frac{V_t}{K_a \phi}$  ในเทอมของความเร็วจังหวะไร้โหลด

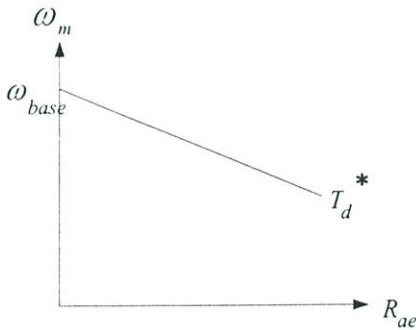
$$K_6 = \frac{R_a + R_{ac}}{(K_a \phi)^2}$$



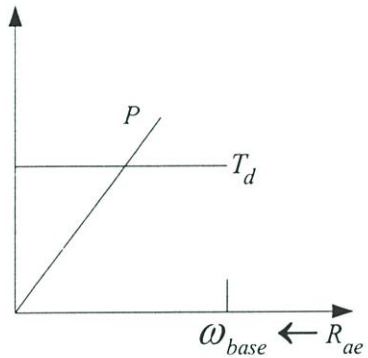
(ก) วงจรการควบคุม



(ข) การควบคุมความเร็วและแรงบิดด้วยการปรับ  $R_{ac}$



(ค) การทำงานขณะแรงบิดคงที่



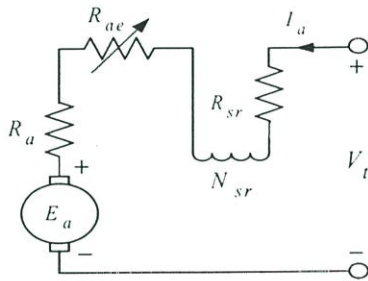
(ง) การควบคุมความเร็วขณะแรงบิดคงที่ด้วยการปรับ  $R_{ac}$

รูปที่ 2.8 แสดงการควบคุมความต้านทานอาร์เมเจอร์

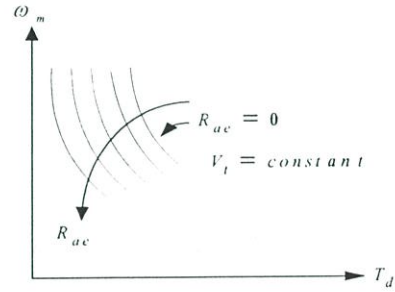
คุณลักษณะความเร็ว - แรงบิด สำหรับการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในวงจรอาร์เมเจอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.8(ก) ค่า  $R_{ac}$  สามารถปรับได้จากการเปลี่ยนแปลงของความเร็วโดยที่จะพยายามให้กระแส  $I_a$  ในสมการ  $T_d = K_a \phi I_a$  คงที่ ในรูปที่ 2.8(ข) แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า  $R_{ac}$  ที่จุดการทำงานของแรงบิด  $T_d^*$  ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับค่าความต้านทานสำหรับ

การทำงานที่แรงบิดคงที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8(ค) และขณะแรงบิดคงที่นั้นความเร็วสามารถเปลี่ยนแปลงได้จากศูนย์ถึงความเร็วฐาน ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ง) โดยการเปลี่ยนแปลงค่า  $R_{ac}$

สำหรับการควบคุมแบบนี้ทำได้ง่าย อย่างไรก็ตามวิธีการควบคุมค่าความต้านทานอาร์เมเจอร์นั้นจะให้ประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเกิดการสูญเสียค่าความต้านทาน  $R_{ac}$  ค่อนข้างมาก เมื่อต้องการให้ความเร็วลดลง นอกจากนี้ด้วยวิธีการควบคุมดังกล่าวนี้จะต้องเสียค่าใช้จ่ายที่สูงกว่าการควบคุมด้วยวิธีการควบคุมสนามแม่เหล็ก ซึ่งส่วนมากใช้ในระบบขนส่งยานพาหนะ



(ก) วงจรควบคุม



(ข) การควบคุมความเร็วและแรงบิดโดยการปรับ  $R_{ac}$

รูปที่ 2.9 แสดงโครงสร้างการควบคุมมอเตอร์แบบอนุกรม

วงจรมวลของมอเตอร์แบบอนุกรมดังรูปที่ 2.9(ก) สามารถควบคุมความเร็วรอบได้โดยการปรับค่า  $R_{ac}$  ที่ต่ออนุกรมกับอาร์เมเจอร์

ถ้าสมมุติให้การเปลี่ยนแปลงในวงจรแม่เหล็กเป็นแบบเชิงเส้น ดังนั้น

$$K_a \phi = K_{sr} I_a \tag{2.27}$$

เมื่อเส้นแรงแม่เหล็ก ( $\phi$ ) ที่เกิดจากกระแสไหลผ่านขดลวดสนามอนุกรม  $N_{sr}$  ดังนั้น สมการแรงดันเหนี่ยวนำที่อาร์เมเจอร์ คือ

$$E_a = K_{sr} I_a \omega_m \tag{2.28}$$

และสมการแรงบิด

$$T_d = K_{sr} I_a^2 \tag{2.29}$$

สำหรับแรงดัน  $E_a$  ถ้าพิจารณาจากวงจรสมมูลย์ ดังรูปที่ 2.9 กำหนดเป็นสมการได้ดังนี้ คือ

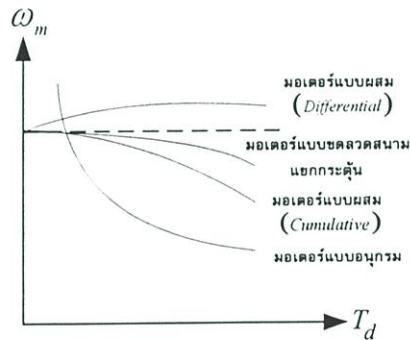
$$E_a = V_t - I_a (R_a + R_{ae} + R_{sr}) \tag{2.30}$$

จากสมการที่ (2.28) และ (2.30)

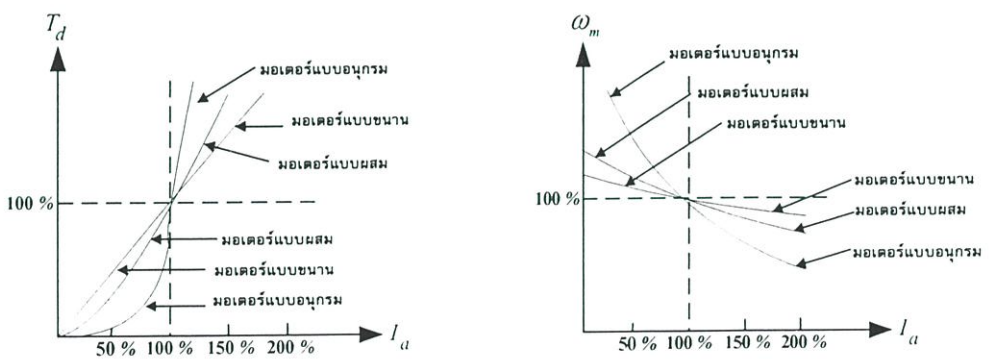
$$\omega_m = \frac{V_t}{K_{sr} I_a} - \frac{R_a + R_{ae} + R_{sr}}{K_{sr}} \tag{2.31}$$

และจากสมการที่ (2.29) และ (2.31)

$$\omega_m = \frac{V_t}{K_{sr} \sqrt{T_d}} - \frac{R_a + R_{ae} + R_{sr}}{K_{sr}} \tag{2.32}$$



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง



- (ก) คุณสมบัติของแรงบิดกับกระแสอาร์เมเจอร์      (ข) คุณสมบัติของความเร็วกับกระแสอาร์เมเจอร์

รูปที่ 2.11 แสดงคุณสมบัติแรงบิดและความเร็วเชิงโพลคของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นที่กล่าวถึงในบทนี้ ได้แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของการควบคุมมอเตอร์ในสถานะที่สนามแม่เหล็กคงที่ โดยทำการควบคุมแรงดันที่ขั้วอาร์มีเจอร์ ในกรณีที่ต้องการควบคุมความเร็วในย่านต่ำกว่าพิกัดจนถึงความเร็วพิกัด และการควบคุมสนามแม่เหล็กหรือเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟิลด์ โดยทำการปรับลดค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็ก ในกรณีที่ต้องการควบคุมความเร็วในย่านสูงเกินกว่าพิกัด ซึ่งการควบคุมทั้งสองลักษณะนี้ จะให้ค่าของความเร็วและแรงบิดที่แตกต่างกัน ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเลือกควบคุมความเร็วมอเตอร์ในโหมดของการควบคุมสนามแม่เหล็กหรือเส้นแรงแม่เหล็กที่ฟิลด์ โดยประยุกต์ทฤษฎีของฟิชซีมาใช้สร้างตัวควบคุมฟิชซี เพื่อควบคุมความเร็วและควบคุมกระแส ซึ่งบทต่อไปจะได้กล่าวถึงทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับฟิชซี สำหรับนำมาประยุกต์สร้างตัวควบคุมฟิชซีแทนตัวควบคุมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

### บทที่ 3

## ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับฟัซซี

ในการออกแบบตัวควบคุมฟัซซี จะต้องอาศัยทฤษฎีและความรู้ทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับระบบฟัซซี เพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจเกี่ยวกับโครงสร้างและหลักการการทำงานของตัวควบคุมฟัซซี และเพื่อใช้ในการกำหนดโครงสร้างและวิธีการออกแบบให้เหมาะสมกับลักษณะการใช้งาน ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของฟัซซี[7, 8, 11] ตัวควบคุมฟัซซีแบบปกติ[7, 8] และตัวควบคุมฟัซซีชนิดปรับกฎด้วยตัวเอง[4, 5, 9, 10, 13]

### 3.1 ทฤษฎีเซตแบบเดิม

**นิยาม 1** เอกภพสัมพัทธ์(Universe of discourse :  $U$ )

เอกภพสัมพัทธ์ คือ เซตของสมาชิกทั้งหมดของขอบเขตที่ทำการพิจารณา กำหนดให้  $u$  เป็นสมาชิกใดๆของ  $U$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $u \in U$

**นิยาม 2** ฟังก์ชันความเป็นสมาชิก(Membership function :  $\mu$ )

ฟังก์ชันความเป็นสมาชิก  $\mu_A : X \rightarrow [0, 1]$  เป็นฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของเซต  $A$  ก็ต่อเมื่อ

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & ; x \in A \\ 0 & ; x \notin A \end{cases} \quad (3.1)$$

### 3.2 ทฤษฎีฟัซซี

**นิยาม 3** ฟัซซีเซต

ฟัซซีเซต คือ เซตของคู่อันดับ  $x$  กับ  $\mu_A(x)$  เมื่อ  $\mu_A(x)$  และ  $x$  เป็นสมาชิกใดๆ ในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ดังนี้

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in U\} \quad (3.2)$$

ถ้า  $U$  เป็นค่าต่อเนื่อง ฟัซซีเซต  $A$  สามารถเขียนแทนด้วยสมการที่ (3.3)

$$A = \int_U \mu_A(x) / x \quad (3.3)$$

โดยที่  $\int_U$  แทนด้วยสมาชิกทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์

ถ้าเป็นค่าที่ไม่ต่อเนื่อง ฟัชซีเซต  $A$  สามารถเขียนแทนด้วยสมการที่ (3.4)

$$A = \sum_U \mu_A(x) / x \quad (3.4)$$

โดยที่  $\sum_U$  แทนด้วยสมาชิกทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์

**นิยาม 4** ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของฟัชซีเซต

ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของฟัชซีเซต  $A$  เป็นฟังก์ชันจากเอกภพสัมพัทธ์  $U$  ไปยังช่วงปิดของ 0 ถึง 1 เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.5)

$$\mu_A : U \rightarrow [0,1] \quad (3.5)$$

**นิยาม 5** ซัพพอร์ตของฟัชซีเซต(Support of fuzzy set)

ซัพพอร์ตของฟัชซีเซต  $A$  ในเอกภพสัมพัทธ์  $U$  คือ ฟัชซีที่มีสมาชิกเป็นสมาชิกทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์ที่มีค่าระดับความเป็นสมาชิกในฟัชซีเซต  $A$  มากกว่าศูนย์ เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.6)

$$\text{sup}(A) = \{x \in U \mid \mu_A(x) > 0\} \quad (3.6)$$

$A$  = ฟัชซีเซตใดๆ

$\text{sup}(A)$  = ซัพพอร์ตของฟัชซีเซต

**นิยาม 6** ศูนย์กลางของฟัชซี(Center of fuzzy)

ศูนย์กลางของฟัชซี คือ ค่ากึ่งกลางของฟัชซีเซตหรือค่าสูงสุดของฟังก์ชันความเป็นสมาชิก

**นิยาม 7** จุดแบ่งของฟัชซีเซต(Crossover of fuzzy set)

จุดแบ่งของฟัชซีเซต คือ จุดใดๆ ในเอกภพสัมพัทธ์ที่มีค่าระดับความเป็นสมาชิกเท่ากับ 0.5

**นิยาม 8** ความสูงของฟัชซีเซต(Height of fuzzy set)

ความสูงของฟัชซีเซต คือ ระดับความเป็นสมาชิกที่มีค่าสูงสุด

**นิยาม 9**  $\alpha$  – cut เซตของฟัซซีเซต ( $\alpha$  – cut set of fuzzy set)

$\alpha$  – cut เซตของฟัซซีเซต คือ คลิปเซตของสมาชิก  $x$  ทั้งหมดที่มีค่าระดับความเป็นสมาชิกมากกว่าหรือเท่ากับ  $\alpha$  เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.7)

$$A_\alpha = \{x \in U \mid \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (3.7)$$

### 3.3 การปฏิบัติการบนฟัซซีเซต

**นิยาม 10** การเท่ากันของฟัซซีเซต (Equality)

ฟัซซีเซต  $A$  เท่ากับ ฟัซซีเซต  $B$  ก็ต่อเมื่อสมาชิกทุกตัวในเอกภพสัมพัทธ์ มีค่าระดับความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$  เท่ากับค่าระดับความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.8)

$$A = B \leftrightarrow \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in U \quad (3.8)$$

**นิยาม 11** การเป็นเซตย่อยของฟัซซีเซต (Contain)

ฟัซซีเซต  $A$  เป็นเซตย่อยของฟัซซีเซต  $B$  ก็ต่อเมื่อสมาชิกทุกตัวในเอกภพสัมพัทธ์ มีค่าระดับความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $A$  น้อยกว่าหรือเท่ากับค่าระดับความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต  $B$  เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.9)

$$A \subset B \leftrightarrow \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad \forall x \in U \quad (3.9)$$

**นิยาม 12** คอมพลิเมนต์ของฟัซซีเซต (Complement)

คอมพลิเมนต์ของฟัซซีเซต  $A$  คือ ฟัซซีเซต  $A'$  ในเอกภพสัมพัทธ์ซึ่งมีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกดังนี้

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.10)$$

**นิยาม 13** ยูเนียน (Union)

ฟัซซีเซต  $A$  ยูเนียน ฟัซซีเซต  $B$  เขียนแทนด้วย  $A \cup B$  คือ ฟัซซีเซตในเอกภพสัมพัทธ์ซึ่งมีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกดังนี้

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.11)$$

#### นิยาม 14 อินเตอร์เซกชัน(Intersection)

ฟังก์ชันเซต  $A$  อินเตอร์เซกชัน ฟังก์ชันเซต  $B$  เขียนแทนด้วย  $A \cap B$  คือ ฟังก์ชันเซตในเอกภพสัมพัทธ์ ซึ่งมีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกดังนี้

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.12)$$

### 3.4 ความสัมพันธ์ของฟังก์ชัน(Fuzzy relation)

#### นิยาม 15 ความสัมพันธ์ของฟังก์ชัน

ความสัมพันธ์ของฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันเซตของกลุ่มอันดับ โดยที่แต่ละกลุ่มอันดับมีค่าระดับความเป็นสมาชิกอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 เขียนแทนได้ดังนี้

ถ้า  $U$  และ  $V$  เป็นเอกภพสัมพัทธ์ที่ต่อเนื่อง(Continuous) และ  $\mu_R : U \times V \rightarrow [0,1]$  จะได้ว่า

$$R = \int_{U \times V} \mu_R(u, v) / (u, v) \quad (3.13)$$

ถ้า  $U$  และ  $V$  เป็นเอกภพสัมพัทธ์ที่ไม่ต่อเนื่อง(Discrete) และ  $\mu_R : U \times V \rightarrow [0,1]$  จะได้ว่า

$$R = \sum_{U \times V} \mu_R(u, v) / (u, v) \quad (3.14)$$

### 3.5 การปฏิบัติการบนความสัมพันธ์ของฟังก์ชัน(Fuzzy Relation)

#### นิยาม 16 อินเตอร์เซกชัน(Intersection)

กำหนดให้  $R$  และ  $S$  เป็นความสัมพันธ์ของฟังก์ชัน บนเอกภพสัมพัทธ์  $X \times Y$  ค่าระดับความเป็นสมาชิกของการอินเตอร์เซกชันระหว่าง  $R$  และ  $S$  คือ ค่าระดับความเป็นสมาชิกที่น้อยที่สุดระหว่าง  $R$  และ  $S$  เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.15)

$$\forall (x, y) \in X \times Y : \mu_{R \cap S}(x, y) = \min(\mu_R(x, y), \mu_S(x, y)) \quad (3.15)$$

#### นิยาม 17 ยูเนียน(Union)

กำหนดให้  $R$  และ  $S$  เป็นความสัมพันธ์ของฟังก์ชัน บนเอกภพสัมพัทธ์  $X \times Y$  ค่าระดับความเป็นสมาชิกของการยูเนียนระหว่าง  $R$  และ  $S$  คือ ค่าระดับความเป็นสมาชิกที่มากที่สุดระหว่าง

$R$  และ  $S$  เขียนแทนด้วยสมการที่ (3.16)

$$\forall (x, y) \in X \times Y : \mu_{R \cup S}(x, y) = \max(\mu_R(x, y), \mu_S(x, y)) \quad (3.16)$$

**นิยาม 18** โพรเจกชันของความสัมพันธ์ ฟัชซี(Fuzzy relation projection)

กำหนดให้  $R = \{((x, y), \mu_R(x, y)) | (x, y) \in X \times Y\}$  เมื่อ  $X, Y$  เป็นค่าต่อเนื่อง โพรเจกชันของ  $R$  บน  $Y$  ถูกนิยามดังนี้

$$proj R \text{ on } Y = \int_Y sup_x R(x, y) / y \quad (3.17)$$

$sup$  คือ supremum เป็นการหาค่าสูงสุดเมื่อ  $X, Y$  เป็นค่าต่อเนื่อง  
เมื่อ  $X, Y$  เป็นค่าไม่ต่อเนื่อง ใช้ตัวปฏิบัติการ  $MAX$  แทน supremum

**นิยาม 19** Total Projection บนความสัมพันธ์  $R$

กำหนดให้  $R = \{((x, y), \mu_R(x, y)) | (x, y) \in X \times Y\}$  Total projection บน  $R$  คือ อัตราความเป็นสมาชิกสูงสุดของความสัมพันธ์  $R$

$$\begin{aligned} proj R \text{ on } X &= \{(x, \max_y \mu_R(x, y)) | (x, y) \in X \times Y\} \\ proj R \text{ on } Y &= \{(y, \max_x \mu_R(x, y)) | (x, y) \in X \times Y\} \\ total. proj &= \{(x, y), \max_x \max_y \mu_R(x, y) | (x, y) \in X \times Y\} \end{aligned} \quad (3.18)$$

**นิยาม 20** การขยายเป็นทรงกระบอก(Cylindrical extension)

การขยายเป็นทรงกระบอก คือ การขยายฟัชซีเซตไปสู่ความสัมพันธ์ฟัชซี

กำหนดให้  $F$  เป็นฟัชซีเซตบนเอกภพสัมพัทธ์  $Y$  การขยายเป็นทรงกระบอกของ  $F$  บน  $X \times Y$  เป็นเซตของคู่อันดับทั้งหมด  $(x, y) \in X \times Y$  ซึ่งมีระดับความมีสมาชิกเท่ากับ  $\mu_F(y)$  ดังแสดงในสมการที่ (3.19)

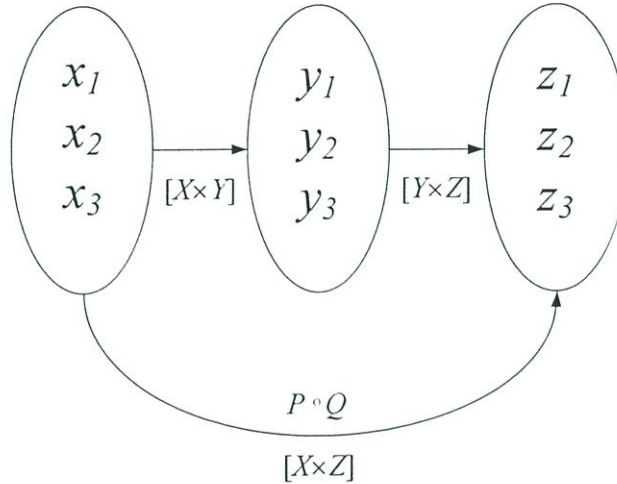
$$ce(F) = \int_{X \times Y} \mu_F(y) / (x, y) \quad (3.19)$$

### 3.6 การคอมโพสิชันของความสัมพันธ์ฟัชซี(Composition of fuzzy relation)

กำหนดให้  $P(x, y)$  และ  $Q(y, z)$  เป็นความสัมพันธ์จากเอกภพสัมพัทธ์  $X$  ไป  $Y$  และจาก  $Y$

ไป  $Z$  ตามลำดับ

การคอมโพสิชัน แทนด้วย  $P \circ Q$  เป็นความสัมพันธ์ใน  $X \times Z$  ที่ซึ่ง  $(x,z) \in P \circ Q$  ก็ต่อเมื่อ มี  $y \in Y$  อย่างน้อยหนึ่งตัวที่ซึ่ง  $(x,y) \in P$  และ  $(y,z) \in Q$  ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 การคอมโพสิชันของความสัมพันธ์ฟัซซี

**นิยาม 21** Max–Min Composition

Max–Min Composition ของความสัมพันธ์ฟัซซี  $P(x,y)$  และ  $Q(y,z)$  เป็นความสัมพันธ์ฟัซซี  $P \circ Q$  ในเอกภพสัมพัทธ์  $X \times Z$  ถูกนิยามฟังก์ชันความเป็นสมาชิกดังในสมการที่ (3.20)

$$\mu_{P \circ Q}(x, z) = \max_{y \in Y} \min[\mu_P(x, y), \mu_Q(y, z)] \quad (3.20)$$

โดยที่  $(x,z) \in X \times Z$

**นิยาม 22** Max–Product Composition

Max–Product Composition ของความสัมพันธ์ฟัซซี  $P(x,y)$  และ  $Q(y,z)$  เป็นความสัมพันธ์ฟัซซี  $P \circ Q$  ในเอกภพสัมพัทธ์  $X \times Z$  ถูกนิยามฟังก์ชันความเป็นสมาชิกดังในสมการที่ (3.21)

$$\mu_{P \circ Q}(x, z) = \max_{y \in Y} [\mu_P(x, y) \cdot \mu_Q(y, z)] \quad (3.21)$$

โดยที่  $(x,z) \in X \times Z$

### 3.7 ตัวแปรลึงกวิสติก(Linguistic variable)

**นิยาม 23** ตัวแปรลึงกวิสติก(Linguistic variable)

ตัวแปรลึงกวิสติก คือ ตัวแปรที่สามารถกำหนดค่าเป็นคำภาษามนุษย์ ซึ่งคำพูดนั้นถูกนิยามโดยฟังก์ชันเซตในเอกภพสัมพัทธ์ของตัวแปรลึงกวิสติกนั้น

การกำหนดคุณสมบัติของตัวแปรลึงกวิสติก จะใช้เป็น  $(X, T, U, M)$

$X$  = ตัวแปรลึงกวิสติก เช่น ความเร็ว, อุณหภูมิ เป็นต้น

$T$  = เซตของตัวแปรทั้งหมดของตัวแปร  $X$  เช่น {ช้า, ปานกลาง, เร็ว}

$U$  = เอกภพสัมพัทธ์ของ  $X$  เช่น  $[0, V_{MAX}]$

$M$  = ความสัมพันธ์ของ  $T$  แต่ละค่า

**นิยาม 24** ขอบเขตของตัวแปรลึงกวิสติก(Linguistic Hedges)

ขอบเขตของตัวแปรลึงกวิสติก คือ ตัวปฏิบัติการซึ่งขยายค่าลึงกวิสติกหรือขยายฟังก์ชันเซต ซึ่งแบ่งเป็น

**Concentration** เป็นส่วนขยายที่ลดระดับความเป็นสมาชิกของสมาชิกทั้งหมด ที่มีความเป็นสมาชิกภายในเซตเพียงบางส่วนเท่านั้น ดังแสดงในสมการที่ (3.22)

กำหนดให้  $A$  เป็นฟังก์ชันเซต เซตในเอกภพสัมพัทธ์  $X$  โดยที่  $x \in X$

$$CON(A) = \mu_{CON(A)}(x) = [\mu_A(x)]^2 \quad (3.22)$$

ตัวอย่างเช่น

$$\text{"Very"} A = [\mu_A(x)]^2$$

$$\text{"Very, very"} A = [\mu_A(x)]^4$$

$$\text{"Plus"} A = [\mu_A(x)]^{1.25}$$

**Dilatation** เป็นส่วนขยายที่เพิ่มระดับความเป็นสมาชิกของสมาชิกทั้งหมดที่มีความเป็นสมาชิกภายในเซตเพียงบางส่วนเท่านั้น ดังแสดงในสมการที่ (3.23)

กำหนดให้  $A$  เป็นฟังก์ชันเซต เซตในเอกภพสัมพัทธ์  $X$  โดยที่  $x \in X$

$$DIL(A) = \mu_{DIL(A)}(x) = [\mu_A(x)]^{0.5} \quad (3.23)$$

ตัวอย่างเช่น

$$\text{"Slightly"} A = [\mu_A(x)]^{0.5}$$

$$\text{"Minus"} A = [\mu_A(x)]^{0.75}$$

**Intensification** เป็นส่วนขยายที่เพิ่มระดับความเป็นสมาชิกของสมาชิกทั้งหมดที่มีระดับความเป็นสมาชิกเดิมมากกว่า 0.5 และ ลดระดับความเป็นสมาชิกของสมาชิกทั้งหมดที่มีระดับความเป็นสมาชิกเดิมน้อยกว่า 0.5 ดังแสดงในสมการที่ (3.24)

$$\text{"intensify"} A = \begin{cases} 2\mu_A^2(x)^2 & \text{for } 0 \leq \mu_A(x) \leq 0.5 \\ 1 - 2[1 - \mu_A(x)]^2 & \text{for } 0.5 \leq \mu_A(x) \leq 1 \end{cases} \quad (3.24)$$

### 3.8 ประพจน์แบบฟัซซี(Fuzzy proposition)

ประพจน์ คือ ข้อความแสดงถึงค่าความจริงทางคุณสมบัติหรือค่าปริมาณของวัตถุ หรือ ตัวแปรใดตัวแปรหนึ่ง

**นิยาม 25** ประพจน์ฟัซซีเดี่ยว(Atomic fuzzy propositions)

ประพจน์แบบฟัซซีเดี่ยว คือ ข้อความแสดงคุณสมบัติทางฟัซซีของตัวแปรลึงกวิสติก ซึ่งมีรูปแบบดังสมการที่ (3.25)

$$X \text{ is } A \quad (3.25)$$

โดยที่

$X$  = ตัวแปรลึงกวิสติก เช่น ความเร็ว, อุณหภูมิ

$is$  = คุณสมบัติของการเป็น

$A$  = ค่าลึงกวิสติกหรือฟัซซีเซต

**นิยาม 26** ประพจน์ฟัซซีผสม(Compound fuzzy propositions)

ประพจน์ฟัซซีผสม คือ ประพจน์ฟัซซีเดี่ยวตั้งแต่ 2 ประพจน์ขึ้นไป ซึ่งเชื่อมกันด้วยตัวเชื่อมต่างๆ เช่น "AND" "OR" และ "NOT" เป็นต้น

ดังนั้น ประพจน์ฟัซซีผสม เทียบได้กับความสัมพันธ์ฟัซซี โดยมีตัวปฏิบัติการดังนี้

ประพจน์ที่เชื่อมด้วย “AND” ใช้ตัวปฏิบัติการ ฟัชซีอินเตอร์เซกชัน ดังแสดงในสมการที่ (3.26)

$$\begin{aligned} X \text{ is } A \text{ AND } Y \text{ is } B \\ \mu_{A \cap B}(x, y) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \end{aligned} \quad (3.26)$$

ประพจน์ที่เชื่อมด้วย “OR” ใช้ตัวปฏิบัติการฟัชซียูเนียน

$$\begin{aligned} X \text{ is } A \text{ OR } Y \text{ is } B \\ \mu_{A \cup B}(x, y) = \max[\mu_A(x), \mu_B(y)] \end{aligned} \quad (3.27)$$

ประพจน์ที่เชื่อมด้วย “NOT” ใช้ตัวปฏิบัติการคอมพลิเมนต์ของฟัชซีเซต

$$\begin{aligned} X \text{ is } NOT A \\ \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \end{aligned} \quad (3.28)$$

### 3.9 กฎของฟัชซี(Fuzzy rules)

นิยาม 27 กฎของฟัชซี

กฎของฟัชซี เป็นข้อความแบบมีเงื่อนไข ซึ่งอยู่ในรูปแบบของ *IF-THEN* ดังนี้

$$IF \langle \text{fuzzy proposition} \rangle THEN \langle \text{fuzzy proposition} \rangle$$

เช่น

$$IF X \text{ is } A THEN Y \text{ is } B$$

โดยที่

$X \text{ is } A$  เป็นส่วนเงื่อนไขของกฎที่เรียกว่า Antecedent

$Y \text{ is } B$  เป็นส่วนข้อสรุปหรือผลลัพธ์ของกฎที่เรียกว่า Consequent

นิยาม 28 การอิมพลิเคชัน

การอิมพลิเคชัน คือ การตีความหมายกฎของฟัชซี ซึ่งมีหลายวิธี แต่ที่ได้รับความนิยม คือ วิธีการอิมพลิเคชันที่ใช้โดย Prof. Mamdani [14]

กำหนดให้

$$IF \langle FP_1 \rangle THEN \langle FP_2 \rangle$$

เป็นกฎของฟัซซี โดย  $FP_1$  เป็นความสัมพันธ์ฟัซซีใน  $X = X_1 \times \dots \times X_n$ ,  $FP_2$  เป็นความสัมพันธ์ฟัซซีใน  $Y = Y_1 \times \dots \times Y_n$  และ  $x$  และ  $y$  เป็นตัวแปรลิงกวิสติก ใน  $X$  และ  $Y$  ตามลำดับ

Mamdani Implication: ญาติความเป็นความสัมพันธ์ฟัซซี  $Q$  ใน  $X \times Y$  ด้วยฟังก์ชันความเป็นสมาชิก ดังแสดงในสมการที่ (3.29)

$$\mu_Q(x, y) = \min[(\mu_{FP_1}(x), \mu_{FP_2}(y))] \quad (3.29)$$

หรือ

$$\mu_Q(x, y) = \mu_{FP_1}(x) \times \mu_{FP_2}(y) \quad (3.30)$$

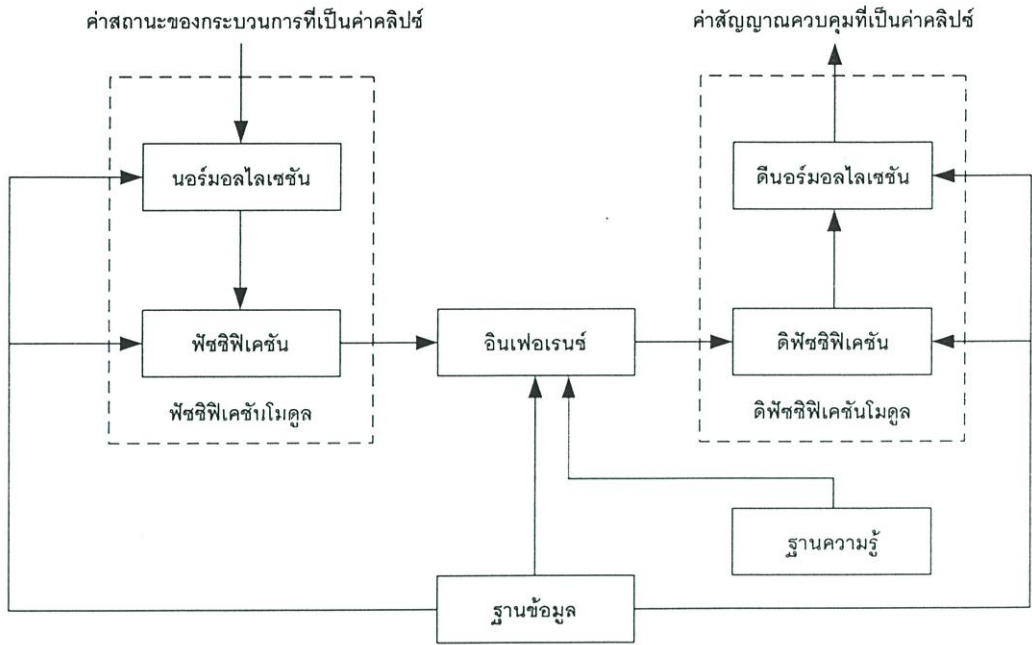
### 3.10 ตัวควบคุมฟัซซี(Fuzzy controller)

ตัวควบคุมฟัซซีที่กล่าวนี้ จะเป็นตัวควบคุมแบบใช้ฐานความรู้(Knowledge base) หรือ ประสบการณ์จากผู้เชี่ยวชาญ เป็นกฎหรือแนวทางในการควบคุม เราจะเรียกตัวควบคุมได้อีกชื่อหนึ่งว่า “ตัวควบคุมฟัซซีแบบฐานความรู้” (Fuzzy Knowledge Base Controller: FKBC)

#### 3.10.1 โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีแบบฐานความรู้

โครงสร้างของ FKBC จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน[11] ดังแสดงในรูปที่ 3.2

1. ฟัซซิฟิเคชัน โมดูล(Fuzzification module)
2. ฐานความรู้(Knowledge base)
3. อินเฟอร์เรนซ์(Inference engine)
4. ดีฟัซซิฟิเคชัน(Defuzzification module)



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซี

3.10.1.1 ฟัซซิฟิเคชันโมดูล(Fuzzification module) ประกอบด้วยองค์ประกอบสำคัญ 2 ส่วน คือ

การนอร์มอลไลเซชัน(Normalization) ทำหน้าที่ เปลี่ยนสเกลของตัวแปรอินพุตหรือคลิบซ์เซต ให้อยู่ในสเกลของเอกภพสัมพัทธ์ของย่านการควบคุม

ฟัซซิฟิเคชัน(Fuzzification) ทำหน้าที่ เปลี่ยนค่าเชิงปริมาณที่เป็นคลิบซ์เซตของตัวแปรสถานะ ไปเป็นฟัซซีเซต โดยมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1

3.10.1.2 ฐานความรู้ฟัซซี(Knowledge base) ประกอบด้วยองค์ประกอบสำคัญ 2 ส่วน คือ ฐานข้อมูล เป็นส่วนที่เก็บฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต ค่าเอกภพสัมพัทธ์ และสเกลต่างๆ ที่ใช้ในการนอร์มอลไลเซชัน และ ดีนอร์มอลไลซ์เซชัน

ฐานกฎ เป็นส่วนที่เก็บกฎที่ใช้ในการควบคุมระบบ ซึ่งอยู่ในรูปของ *IF-THEN*

$$IF \langle process\ state \rangle THEN \langle control\ output \rangle$$

3.10.1.3 อินเฟอร์เรนซ์(Inference engine)

อินเฟอร์เรนซ์ ถูกใช้เพื่อรวมกฎฟัซซีในฐานความรู้เพื่อหาข้อสรุป ซึ่งมีหลายวิธีดังนี้

**3.10.1.3.1 Max-min method** วิธีการอินเฟอเรนซ์แบบนี้ จะใช้ตัวปฏิบัติการ  $min$  การเชื่อมโยงกันของประพจน์แบบพีชชี ในส่วนเงื่อนไขของกฎแต่ละกฎซึ่งจะได้ระดับความเข้มของข้อสรุปในแต่ละกฎและใช้ตัวปฏิบัติการ  $max$  ในการรวมส่วนข้อสรุปแต่ละกฎเข้าด้วยกันเป็นข้อสรุปสุดท้าย[14] ดังแสดงในสมการที่ (3.31) และ รูปที่ 3.3

$$\mu_{B'}(u) = \max_k \min(\beta_k, \mu_{Bk}(u)) \quad (3.31)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \mu_{B'}(u) &= \text{ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของข้อสรุปหลังจากทำการอินเฟอเรนซ์} \\ \beta_k &= \text{ระดับความเข้มของกฎที่ } k \\ \mu_{Bk} &= \text{ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของข้อสรุปในกฎที่ } k \end{aligned}$$

**3.10.1.3.2 Max-product method** วิธีการอินเฟอเรนซ์แบบนี้ จะใช้ตัวปฏิบัติการ “ \* ” (*product*) ในการอิมพลิเคชัน[20] และใช้ตัวปฏิบัติการ  $max$  ในการรวมข้อสรุปของกฎต่างๆ เข้าด้วยกัน ส่วนการเชื่อมโยงระหว่างประพจน์แบบพีชชี ในส่วนเงื่อนไขของกฎจะใช้ตัวปฏิบัติการ  $min$  หรือ *product* อย่างไม่อย่างหนึ่ง ดังแสดงในสมการที่ (3.32) และรูปที่ 3.4

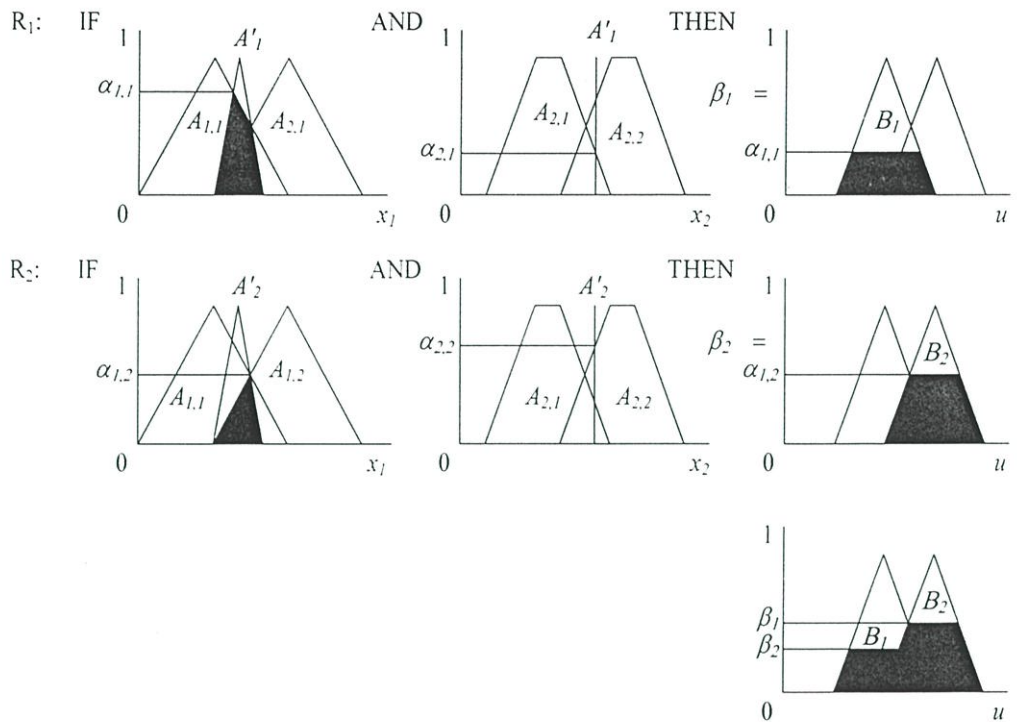
$$\mu_{B'}(u) = \max_k (\beta_k * \mu_{Bk}(u)) \quad (3.32)$$

โดยที่

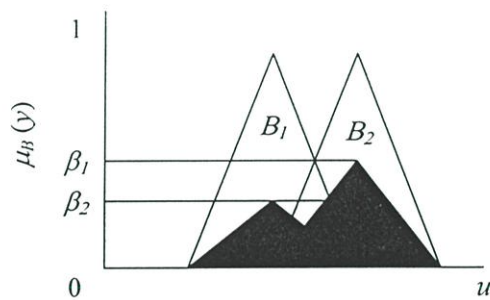
$$\begin{aligned} \mu_{B'}(u) &= \text{ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของข้อสรุปหลังจากทำการอินเฟอเรนซ์} \\ \beta_k &= \text{ระดับความเข้มของกฎที่ } k \\ \mu_{Bk}(u) &= \text{ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของข้อสรุปในกฎที่ } k \end{aligned}$$

**3.10.1.3.3 Sum-product method** วิธีการอินเฟอเรนซ์แบบนี้ ใช้ตัวปฏิบัติการ “ \* ” ในการอิมพลิเคชัน เช่นเดียวกับวิธี *Max-product* แต่การรวมข้อสรุปของกฎต่างๆ จะใช้ตัวปฏิบัติการ *sum* ดังแสดงในสมการที่ (3.33)

$$\mu_{B'}(u) = \sum_k \beta_k * \mu_{Bk}(u) \quad (3.33)$$



รูปที่ 3.3 การอินเฟอเรนซ์แบบ Max-Min



รูปที่ 3.4 การอินเฟอเรนซ์แบบ Max-product

3.10.1.4 ดีฟัซซิฟิเคชัน(Defuzzification)

ดีฟัซซิฟิเคชัน ทำหน้าที่แปลงค่าระดับความเป็นสมาชิกของข้อสรุปที่ได้จากการอินเฟอเรนซ์ กลับมาเป็นค่าคลิบ์เซต ซึ่งเป็นค่าที่นำไปใช้ในการควบคุมระบบต่อไป วิธีการดีฟัซซิฟิเคชันนั้นมีหลายวิธีดังต่อไปนี้

3.10.1.4.1 Center of Gravity หรือ Centroid กำหนดค่าที่ได้จากการดีฟัซซิฟิเคชันให้เท่ากับ  $u_0$  ซึ่งเป็นค่าศูนย์กลางพื้นที่ ซึ่งครอบคลุมด้วยฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของข้อสรุปของแต่ละกฎ ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3.34) และรูปที่ 3.5

$$u_0 = \frac{\int \mu_B(u) \cdot u \, du}{\int \mu_B(u) \, du} \quad (3.34)$$

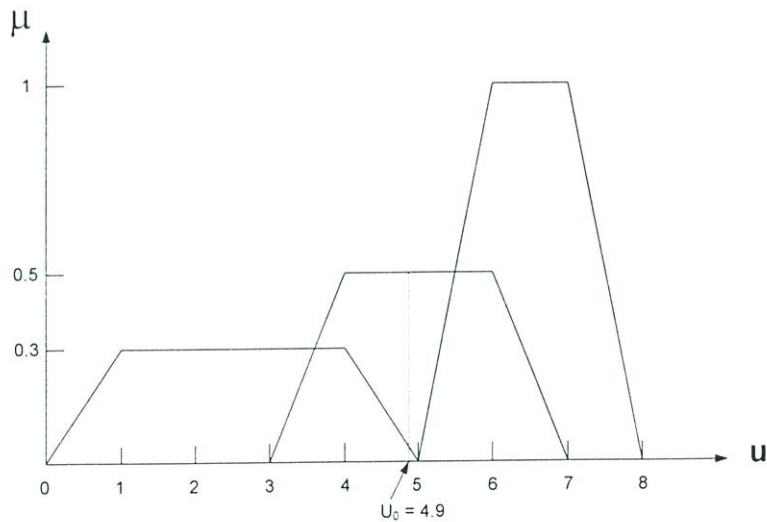
กำหนดให้  $B$  คือ เซตของเอาต์พุต

$\mu$  คือ สมาชิกของเอกภพสัมพัทธ์ทางเอาต์พุต

$u_0$  คือ ค่าที่ได้จากการคิฟิซซิฟิเคชัน

ตัวอย่าง

$$\begin{aligned} u_0 &= \left[ \int_0^1 (.3u)u \, du + \int_1^6 (.3u) \, du + \int_{3.6}^4 \left( \frac{u-3}{2} \right) u \, du + \right. \\ &\quad \left. \int_4^{5.5} (.5)u \, du + \int_{5.5}^6 (u-5)u \, du + \int_6^7 u \, du + \int_7^8 (8-u)u \, du \right] \\ &\div \left[ \int_0^1 (.3u) \, du + \int_1^6 (.3) \, du + \int_{3.6}^4 \left( \frac{u-3}{2} \right) \, du + \int_4^{5.5} (.5) \, du + \right. \\ &\quad \left. \int_{5.5}^6 (u-5) \, du + \int_6^7 1 \, du + \int_7^8 (8-u) \, du \right] \\ &= 4.9 \end{aligned}$$



รูปที่ 3.5 การคิฟิซซิฟิเคชันวิธี Center of Gravity

**3.10.1.4.2 Center of Sums** วิธีการนี้จะหลีกเลี่ยงการนำฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่ได้จากการอินเฟอเรนซ์มาคูณกัน ซึ่งจะนำมารวมกันแทน ซึ่งทำให้วิธีนี้เป็นวิธีที่เร็ว ค่า  $u_0$  คำนวณได้จากสมการที่ (3.35) และรูปที่ 3.6

$$u_0 = \frac{\int_u u \sum_{k=1}^n \mu_{C'}(u) du}{\int_u \sum_{k=1}^n \mu_{C'}(u) du} \quad (3.35)$$

กำหนดให้  $C$  คือ เซตของเอาต์พุต

$\mu$  คือ สมาชิกของเอกภพสัมพัทธ์ทางเอาต์พุต

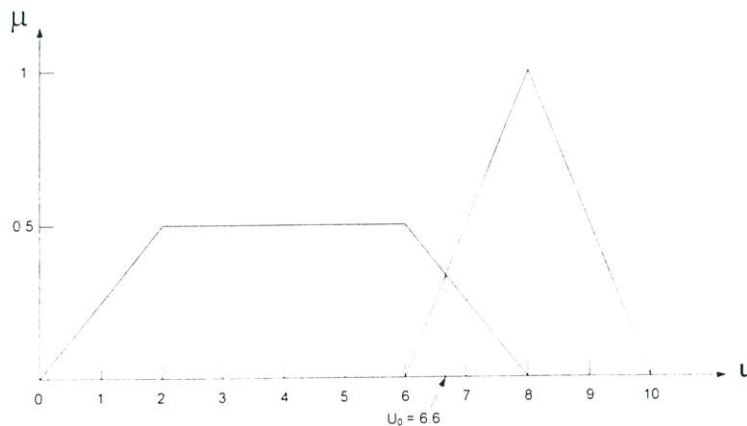
$u_0$  คือ ค่าที่ได้จากการตีฟuzzyฟิเคชัน

ตัวอย่าง

$$\begin{aligned} \int_u u \sum_{k=1}^n \mu_{C'}(u) du &= \int_0^2 u(0.25u) du + \int_2^6 0.5udu + \int_6^8 (-0.25u + 2)udu \\ &\quad + \int_6^8 (0.5u - 3)udu + \int_8^{10} (-0.5u + 5)udu \\ &= 0.25 \frac{u^3}{3} \Big|_0^2 + 0.5 \frac{u^2}{2} \Big|_2^6 + 0.25 \frac{u^3}{3} \Big|_6^8 \\ &\quad - \frac{u^2}{2} \Big|_6^8 + \frac{5}{2} u^2 \Big|_8^{10} - 0.5 \frac{u^3}{3} \Big|_8^{10} \\ &= 33 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_u \sum_{k=1}^n \mu_{C'}(u) du &= \int_0^2 (0.25u) du + \int_2^6 0.5 du + \int_6^8 (-0.25u + 2) du \\ &\quad + \int_6^8 (0.5u - 3) du + \int_8^{10} (-0.5u + 5) du \\ &= 0.25 \frac{u^2}{2} \Big|_0^2 + 0.5u \Big|_2^6 + 0.25 \frac{u^2}{2} \Big|_6^8 - u \Big|_6^8 - 0.5 \frac{u^2}{2} \Big|_8^{10} + 5u \Big|_8^{10} \\ &= 5 \end{aligned}$$

$$u_0 = 33/5 = 6.6$$



รูปที่ 3.6 การตีฟuzzyฟิเคชันวิธี Center of Sums

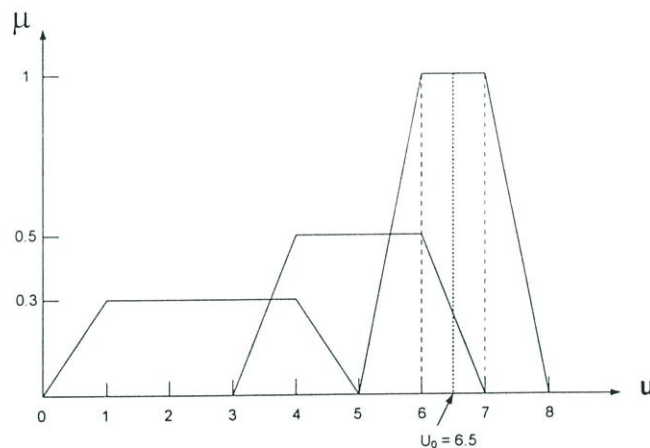
**3.10.1.4.3 Mean of maxima** หรือ Middle of maximum กำหนดค่าที่ได้จากการดีฟัซซิไฟด์ให้เท่ากับ  $u_0$  คือ ค่าเฉลี่ยของสมาชิก ซึ่งมีค่าระดับความเป็นสมาชิกในฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตเป็นหนึ่ง สามารถหาได้จากสมการที่ (3.36) และแสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.7

$$u_0 = \frac{\sum_{j=1}^n u_j}{m} \quad (3.36)$$

กำหนดให้  $u_j$  คือ สมาชิกที่มีค่าระดับความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตเป็นหนึ่ง  
 $m$  คือ จำนวนสมาชิกที่มีค่าระดับความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตเป็นหนึ่ง

ตัวอย่าง

$$u_0 = \frac{(6+7)}{2} = 6.5$$



รูปที่ 3.7 การดีฟัซซิไฟเคชันวิธี Mean of Maxima

**3.10.1.4.4 Weighted-Average** วิธีนี้อาจเรียกว่า วิธี Height หรือวิธี fuzzy-mean เป็นวิธีการหาค่าเอาต์พุตที่เหมาะสม โดยการหาค่าเอาต์พุตเฉลี่ย ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ดังนั้น ค่า  $u_0$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.37)

$$u_0 = \frac{\sum \mu_c(u) \cdot u}{\sum \mu_c(u)} \quad (3.37)$$

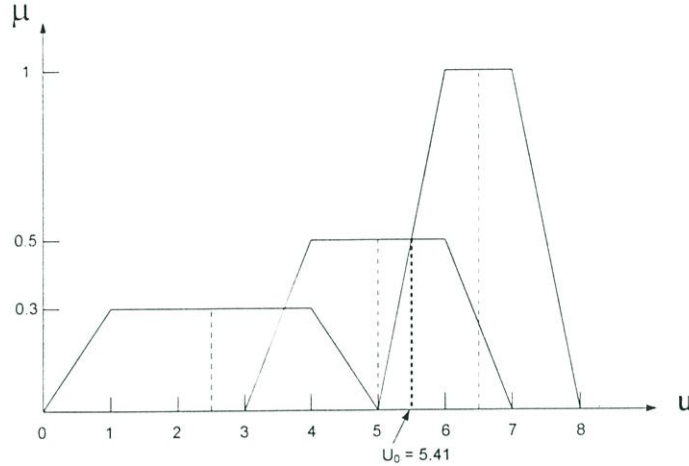
กำหนดให้  $C$  คือ เซตของเอาต์พุต

$\mu$  คือ สมาชิกของเอกภพสัมพัทธ์ทางเอาต์พุต

$u_0$  คือ ค่าที่ได้จากการดีฟัซซิไฟเคชัน

ตัวอย่าง

$$u_0 = \frac{(0.3 \times 2.5) + (0.5 \times 5) + (1 \times 6.5)}{0.3 + 0.5 + 1} = 5.41$$



รูปที่ 3.8 การดีฟัซซิฟิเคชันวิธี Weighted-Average

ดีนอร์มอลไลเซชัน เป็นส่วนที่แปลงค่าสเกลของตัวแปรเอาต์พุตจากดีฟัซซิฟิเคชัน ให้อยู่ใน เอกภพสัมพัทธ์ของปริมาณที่ใช้ในการควบคุมจริง

### 3.11 ชนิดของตัวควบคุมฟัซซีแบบฐานความรู้(Fuzzy knowledge base types)

ตัวควบคุมฟัซซีที่นิยมใช้จะมีชนิดต่างๆ คล้ายกับการควบคุมแบบดั้งเดิม เช่น แบบ P, PD, PI และ PID เป็นต้น การกำหนดตัวแปรอินพุตและตัวแปรเอาต์พุต จะสอดคล้องกับรูปแบบของตัว ควบคุมและเพื่อใช้เป็นตัวแปร ส่วนเหตุและผลสรุปของกฎ การกำหนดตัวแปร กำหนดได้ดังนี้

ตัวแปรอินพุตที่เป็นส่วนเงื่อนไขของกฎในตัวควบคุมฟัซซี

- $e$  = ค่าผิดพลาดระหว่างค่าที่กำหนดและค่าที่คำนวณได้จริง
- $\Delta e$  = การเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด
- $\delta e$  = ผลรวมของค่าผิดพลาด

ตัวแปรเอาต์พุตที่เป็นส่วนข้อสรุปของกฎในตัวควบคุมฟัซซี

- $u$  = ตัวแปรเอาต์พุตซึ่งเป็นผลลัพธ์ของตัวควบคุม
- $\Delta u$  = การเปลี่ยนแปลงของค่าเอาต์พุต

ค่าตัวแปรต่างๆ สามารถคำนวณได้จาก สมการที่ (3.38) - (3.40)

$$e(k) = y_{sp} - y(k) \quad (3.38)$$

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (3.39)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (3.40)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned} y_{sp} &= \text{ค่าเอาต์พุตของกระบวนการที่ต้องการ} \\ y(k) &= \text{ค่าเอาต์พุตของกระบวนการจริง} \\ k &= \text{เวลาการสุ่มสัญญาณ(Sampling time)} \end{aligned}$$

การแบ่งชนิดของตัวควบคุมพีชชี จะอ้างอิงถึงคุณสมบัติเดิมของการควบคุมแบบเดิม โดยการควบคุมแบบพีชชีจะกำหนดความสัมพันธ์จากกฎและอนุมานแบบการสรุปจากเหตุไปหาผล (Generalized Modus Ponens; GMP) โดยกำหนดให้ส่วนของเงื่อนไขและผลสรุปอยู่ในรูปของตัวแปรลิงกวิสติก

### 3.11.1 ตัวควบคุมพีชชีแบบ Proportional(P-like FKBC)

สมการที่อธิบายตัวควบคุมชนิด P แบบเดิมคือ

$$u = k_p e \quad (3.41)$$

โดยที่  $k_p$  = Proportional gain

แสดงให้อยู่ในรูปของกฎของพีชชีได้ดังนี้

*If  $e(k)$  is (antecedent) then  $u(k)$  is (consequent)*

### 3.11.2 ตัวควบคุมพีชชีแบบ Proportional-Derivative(PD-like FKBC)

สมการที่อธิบายตัวควบคุมชนิด PD แบบเดิมคือ

$$u = k_p e + k_d \dot{e} \quad (3.42)$$

โดยที่  $k_p$  = Proportional gain  
 $k_D$  = Derivative gain

แสดงให้อยู่ในรูปของกฎของฟัซซีได้ดังนี้

*If  $e(k)$  is (antecedent) and  $ce(k)$  is (antecedent) then  $u(k)$  is (consequent)*

### 3.11.3 ตัวควบคุมฟัซซีแบบ Proportional-Integral(PI-like FKBC)

สมการที่อธิบายตัวควบคุมชนิด PI แบบเดิมคือ

$$u = k_p e + k_I \int e dt \quad (3.43)$$

โดยที่  $k_I$  = Integral gain

แสดงให้อยู่ในรูปของกฎของฟัซซีได้ดังนี้

*If  $e(k)$  is (antecedent) and  $ce(k)$  is (antecedent) then  $\Delta u(k)$  is (consequent)*

### 3.11.4 ตัวควบคุมฟัซซีแบบ Proportional-Integral-Derivative(PID-like FKBC)

สมการที่อธิบายตัวควบคุมชนิด PID แบบเดิมคือ

$$u = k_p e + k_D \dot{e} + k_I \int e dt \quad (3.44)$$

แสดงให้อยู่ในรูปของกฎของฟัซซีได้ดังนี้

*If  $e(k)$  is (antecedent) and  $ce(k)$  is (antecedent) and  $\delta e$  is (antecedent)  
 Then  $\Delta u(k)$  is (consequent)*

## 3.12 การกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิกในตัวควบคุมฟัซซี

การกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิกให้กับฟัซซีเซต มี 2 วิธี คือ กำหนดโดยใช้ตัวเลขและกำหนดโดยใช้ฟังก์ชัน การกำหนดโดยใช้ตัวเลขนั้น ค่าระดับความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซตสามารถอธิบายได้โดยใช้เซตตัวเลข ซึ่งมีติของเวกเตอร์ขึ้นอยู่กับจำนวนสมาชิกที่เป็นแบบไม่

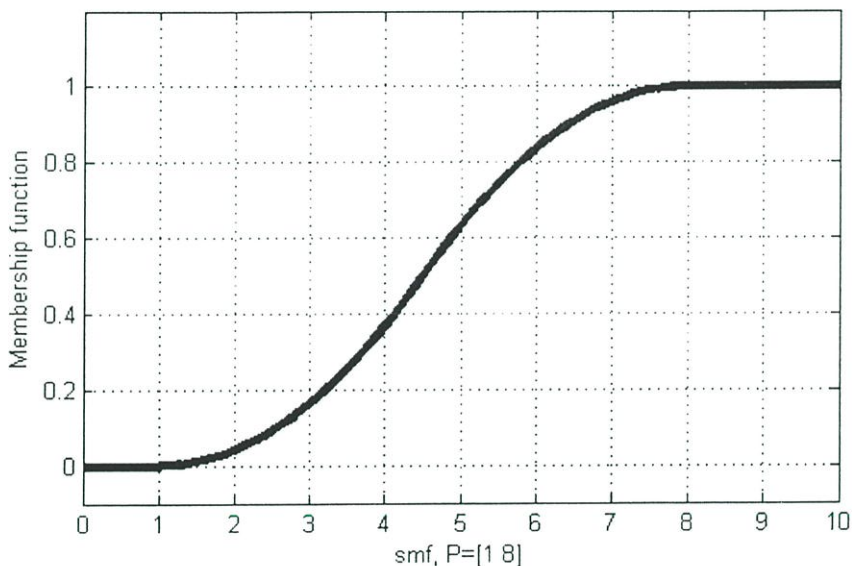
ต่อเนื่องในเอกภพสัมพัทธ์ ส่วนการกำหนดโดยใช้ฟังก์ชันนั้น จะมีการกำหนดฟังก์ชันซึ่งเป็นฟังก์ชัน จากเอกภพสัมพัทธ์ไปบน[0,1] รูปแบบของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่นิยมใช้มีดังต่อไปนี้

3.12.1 ฟังก์ชันรูปตัว S(S-function) ฟังก์ชันนี้จะมีรูปร่างเป็นตัว S ดังแสดงในสมการที่ (3.45) และ รูปที่ 3.9

$$S(u; a, b, c) = \begin{cases} 0 & ; u < a \\ 2[(u-a)/(c-a)]^2 & ; a \leq u < b \\ 1-2[(u-c)/(c-a)]^2 & ; b \leq u \leq c \\ 0 & ; u > c \end{cases} \quad (3.45)$$

โดยที่  $a, b, c$  คือ ค่าคงที่ใดๆ

$u$  คือ ค่าตัวแปรอินพุต



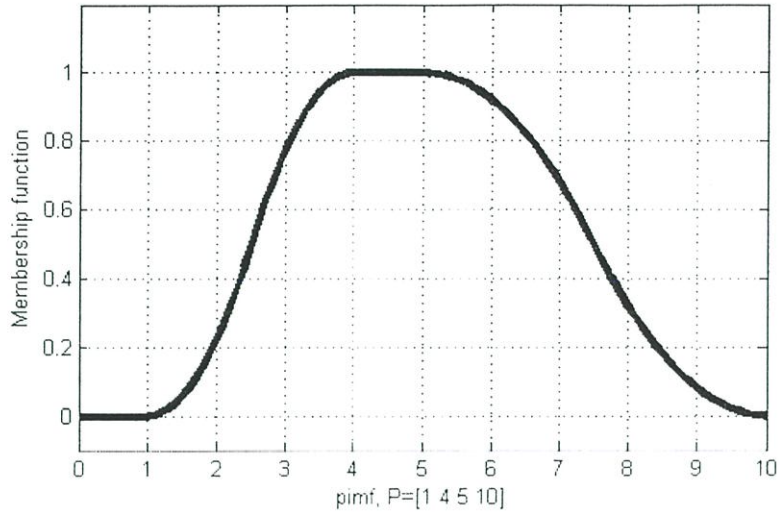
รูปที่ 3.9 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกรูปตัว S

3.12.2 ฟังก์ชันรูประฆังคว่ำ ( $\pi$ -function) ฟังก์ชันนี้จะมีรูปร่างเป็นระฆังคว่ำ ดังแสดงในสมการที่ (3.46) และ รูปที่ 3.10

$$\pi(u; b, c) = \begin{cases} S(u; c-b, c-b/2, c) & ; u \leq c \\ 1-S(u; c, c+b/2, c+b) & ; u > c \end{cases} \quad (3.46)$$

โดยที่  $a, b, c$  คือ ค่าคงที่ใดๆ

$u$  คือ ค่าตัวแปรอินพุต



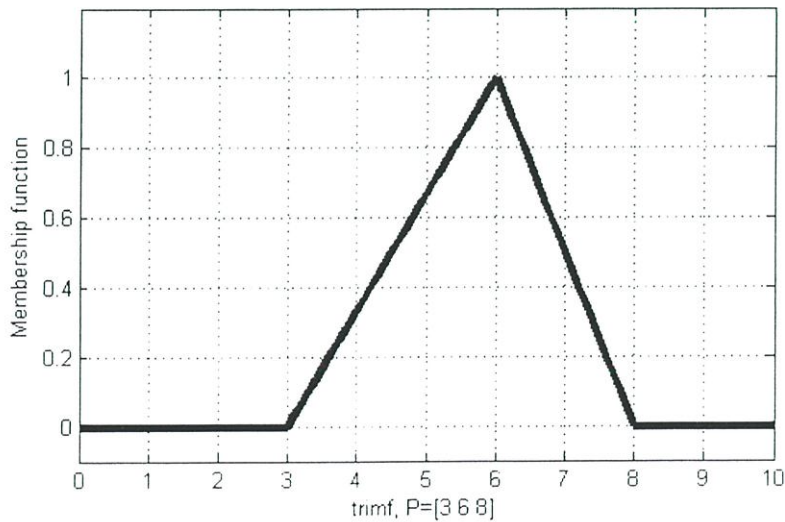
รูปที่ 3.10 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกรูประฆังคว่ำ

3.12.3 ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยม(T-function) ฟังก์ชันนี้จะมีรูปร่างเป็นสามเหลี่ยม ดังแสดงในสมการที่ (3.47) และ รูปที่ 3.11

$$T(u; a, b, c) = \begin{cases} 0 & ; u \leq a \\ (u-a)/(b-a) & ; a \leq u \leq b \\ (c-u)/(c-b) & ; b \leq u \leq c \\ 0 & ; u \geq c \end{cases} \quad (3.47)$$

โดยที่  $a, b, c$  คือ ค่าคงที่ใดๆ

$u$  คือ ค่าตัวแปรอินพุต



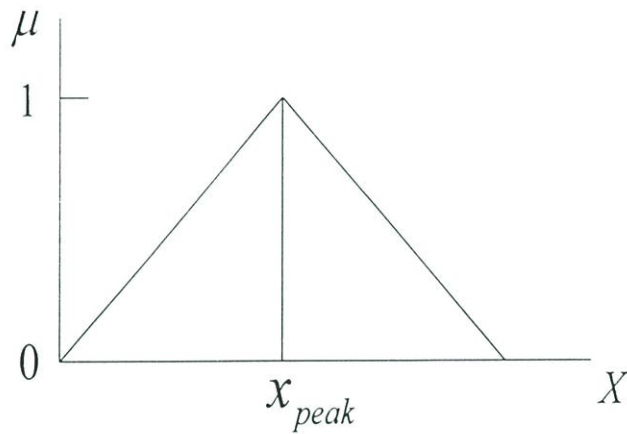
รูปที่ 3.11 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกรูปสามเหลี่ยม

### 3.13 พารามิเตอร์ของฟังก์ชันความเป็นสมาชิก

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้ฟังก์ชันสามเหลี่ยมเป็นฟังก์ชันความเป็นสมาชิก ดังนั้นจะกล่าวเพียงพารามิเตอร์ของฟังก์ชันสามเหลี่ยมเท่านั้น

**นิยาม 29** ค่าสูงสุด(Peak value)

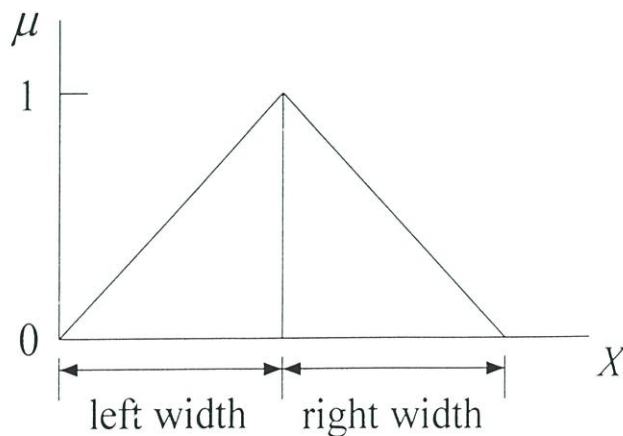
ค่าสูงสุด หมายถึง ค่าสูงสุดของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกในแต่ละเทอม โดยจะมีค่าเท่ากับ 1 ดังแสดงในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 ค่าสูงสุดของฟังก์ชันสามเหลี่ยม

**นิยาม 30** ความกว้างทางซ้ายและขวา(Left and right width)

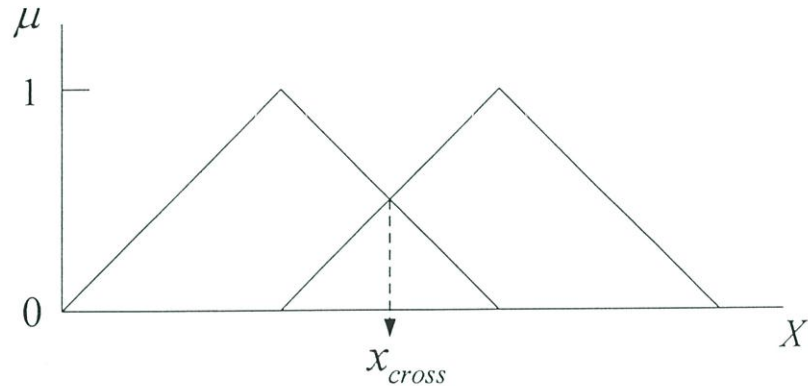
ความกว้างทางซ้ายและขวา หมายถึง ช่วงความกว้างระหว่างจุดสูงสุดและจุดศูนย์ของฟังก์ชันความเป็นสมาชิก หรือเรียกว่า ซัพพอร์ตของเซต ถ้าความกว้างทั้งสองเท่ากัน เราเรียกฟังก์ชันนี้ว่าเป็นฟังก์ชันสมมาตร ดังแสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 ความกว้างของฟังก์ชันสามเหลี่ยม

### นิยาม 31 จุดตัด(Crosspoints)

จุดตัดระหว่างฟังก์ชันความเป็นสมาชิก  $\mu_{A1}$  และ  $\mu_{A2}$  ในเอกภพสัมพัทธ์  $X$  คือ ค่า  $x_{cross}$  ที่ซึ่ง  $\mu_{A1}(x_{cross}) = \mu_{A2}(x_{cross}) > 0$  และระดับของจุดตัดคือ ค่าระดับความเป็นสมาชิกของ  $x_{cross}$  และจำนวนจุดตัดระหว่างฟังก์ชันความเป็นสมาชิก 2 ฟังก์ชัน เรียกว่า อัตราส่วนของจุดตัด (cross-point ratio) ดังแสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 จุดตัดของฟังก์ชันสามเหลี่ยม

### 3.14 หลักเกณฑ์ในการกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิก

1. การกระจายข้อมูล หรือคุณลักษณะของความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และ เอาต์พุตของกระบวนการที่ควบคุมว่าเป็นเชิงเส้นหรือไม่เป็นเชิงเส้น ถ้าเป็นเชิงเส้นควรใช้ฟังก์ชันสามเหลี่ยม ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นควรใช้ฟังก์ชันรูปตัว S หรือฟังก์ชันรูประฆังคว่ำ

2. คุณสมบัติในการคำนวณ เช่น ความเร็วในการคำนวณและขนาดของหน่วยความจำ

3. ความต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องของข้อมูล โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จำนวนฟังก์ชันที่ใช้กำหนดระดับของค่าลึงกวิสติกอยู่ที่ 7 ระดับ ถ้าต่ำกว่านี้จะเกิดความไม่ต่อเนื่องและเกิดความผิดพลาดในผลลัพธ์ ถ้ามีจำนวนมากกว่านี้จะเสียเวลาในการคำนวณมากขึ้น

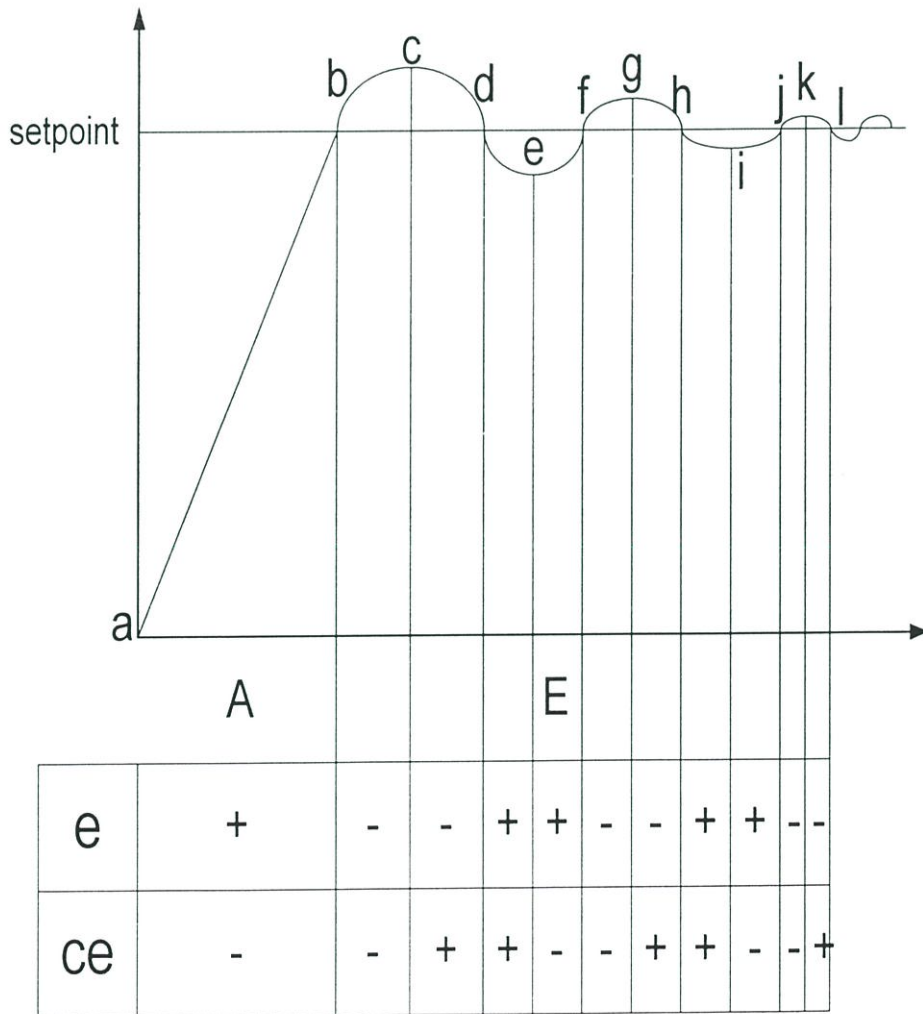
4. การกำหนดฟังก์ชัน แต่ละฟังก์ชันควรให้มีการทับกันระหว่างฟังก์ชัน(overlap) ของเซตที่อยู่ติดกันเพื่อให้แน่ใจว่าการควบคุมต้องมีกฎควบคุม 1-2 กฎ ในการรองรับตัวแปรอินพุตเปอร์เซ็นต์การทับกันอยู่ที่ 50%

5. การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชันความเป็นสมาชิก ควรมีอัตราส่วนของจุดตัดเป็นหนึ่ง ระดับความเป็นสมาชิกของจุดตัดควรเท่ากับ 0.5 และฟังก์ชันควรมีลักษณะสมมาตร ซึ่งจะทำให้ระบบมีค่าสมรรถนะที่ดี นั่นคือเวลาในการเข้าถึง(Rise Time; RT)เร็วและเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน(Overshoot Percentage; OP)ต่ำ

### 3.15 แนวทางการออกแบบกฎ

กฎถือว่าเป็นหัวใจสำคัญในตัวควบคุมพีชชี โดยกฎจะเป็นที่รวมของประสบการณ์เกี่ยวกับพฤติกรรมตอบสนองของระบบเชิงประมาณที่ต้องการควบคุม ซึ่งวิธีการกำหนดอาจจะสรุปแน่นอนไม่ได้ ดังนั้นหลักเกณฑ์ประมาณค่ากฎ อาจจะกำหนดได้จากคุณสมบัติของระบบอย่างง่าย ๆ และทำการปรับแต่งให้เหมาะสม หรืออาจจะทดสอบจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบเพื่อใช้เป็นแนวทางการออกแบบ

การออกแบบกฎโดยวิธีฮิวริสติก(Heuristic) เป็นการออกแบบกฎจากพฤติกรรมตอบสนองของระบบที่ได้จากประสบการณ์ หรือจากการทดสอบจนกระทั่งได้ค่าสมรรถนะที่ต้องการซึ่งการออกแบบกฎโดยประมาณนี้ จะใช้วิธีการพิจารณาความสัมพันธ์ของอินพุตและผลการตอบสนอง ดังแสดงในรูปที่ 3.15 ซึ่งสามารถเขียนเป็นกฎแบบหยาบได้ดังแสดงในตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.15 ผลการตอบสนองของการเปลี่ยนระดับและการแบ่งช่วงของผลการตอบสนองเพื่อหาความสัมพันธ์ของ ค่าผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด

ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ของตัวแปรอินพุต และเอาต์พุตของการออกแบบกฎ

Rule no.	e	ce	Output	Reference
1	P	Z	P	Points a,e,i
2	Z	N	N	Points b,f,j
3	N	Z	N	Points c,g,k
4	Z	P	P	Points d,h,l
5	Z	N	Z	Setpoint
6	P	N	P	Range A,E

นอกจากนี้จากความสัมพันธ์ของอินพุตและผลการตอบสนอง ทำให้สามารถแบ่งกฎแบบละเอียดได้ 5 กลุ่ม ดังแสดงในรูปที่ 3.16

กำหนดให้ ค่าลึงกวิสติก สำหรับค่าผิดพลาด อัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด และเอาต์พุตของระบบพีซซี คือ

PB = Positive Big      PM = Positive Medium      PS = Positive Small  
 ZE = Zero              NS = Negative Small      NM = Negative Medium  
 NB = Negative Big

**กลุ่มที่ 0 (Group 0)** คือ กลุ่มของกฎที่มีค่า  $e(k)$  และค่า  $ce(k)$  เป็น Positive หรือ Negative ด้วยขนาด Small หรือ Zero ซึ่งหมายความว่า ค่าปัจจุบันของเอาต์พุตอยู่ห่างจากค่าที่กำหนดไว้เพียงเล็กน้อย ดังนั้น ค่า  $u(k)$  ควรมีค่าน้อยด้วย Small หรือ Zero สรุปกฎในกลุ่มนี้จะสัมพันธ์กับสถานะ steady state ของระบบ

**กลุ่มที่ 1 (Group 1)** คือ กลุ่มของกฎที่มีค่า  $e(k)$  เป็น NB, NM ซึ่งหมายความว่า ค่าเอาต์พุตมีค่ามากกว่าค่าที่กำหนดให้มาก ขณะเดียวกัน ค่า  $ce(k)$  เป็น Positive แสดงว่าเอาต์พุตวิ่งเข้าหาค่าที่กำหนดให้ ดังนั้น ค่า  $\Delta u(k)$  จะเป็นตัวที่เร่งให้ระบบเข้าสู่ค่าที่กำหนดเร็วขึ้นหรือหน่วงให้ระบบเข้าสู่ค่าที่กำหนดช้าลงนั่นเอง เช่น ถ้าเอาต์พุตของระบบมีค่ามากกว่าค่าที่กำหนดให้มาก ( $e(k)$  is NB) และ มันกำลังเคลื่อนที่เข้าหาค่าที่กำหนดไว้อย่างช้าๆ ( $ce(k)$  is PS) ดังนั้น ขนาดของการเคลื่อนที่เข้าสู่ค่าที่กำหนด ควรจะถูกกระตุ้นให้เร็วขึ้น ( $\Delta u(k)$  is NM) เป็นต้น

**กลุ่มที่ 2 (Group 2)** คือ กลุ่มของกฎที่มีค่า  $e(k)$  มีค่าเข้าใกล้ค่าที่กำหนด (PS, ZE, NS) หรือ มีค่าต่ำกว่าค่าที่กำหนดมาก (PM, PB) ขณะเดียวกัน ค่า  $ce(k)$  เป็นบวก(Positive) แสดงว่าค่าเอาต์พุตเคลื่อนที่ออกจากค่าที่กำหนดไว้ ดังนั้นค่า  $\Delta u(k)$  ควรมีค่าเป็นบวกเพื่อเปลี่ยนค่าเอาต์พุตให้เคลื่อนที่สู่ค่าที่กำหนดให้แทนที่จะเคลื่อนที่ออกจากค่าที่กำหนดให้

**กลุ่มที่3 (Group 3)** คือ กลุ่มของกฎที่มีค่า  $e(k)$  เป็น Positive Medium หรือ Big ซึ่งหมายความว่า เอาต์พุตมีค่าต่ำกว่าค่าที่กำหนดมาก ขณะเดียวกัน ค่า  $ce(k)$  เป็นลบ(Negative) แสดงว่าเอาต์พุตเคลื่อนที่สู่ค่าที่กำหนดให้  $\Delta u(k)$  จะเป็นตัวที่เร่งให้ระบบเข้าสู่ค่าที่กำหนดเร็วขึ้นหรือหน่วงให้ระบบเข้าสู่ค่าที่กำหนดช้าลงนั่นเอง เช่น ถ้าเอาต์พุตของระบบมีค่ามากกว่าค่าที่กำหนดให้มาก ( $e(k)$  is PB) และมันกำลังเคลื่อนที่เข้าหาค่าที่กำหนดไว้อย่างรวดเร็ว ( $ce(k)$  is NM) ดังนั้น ขนาดของการเคลื่อนที่เข้าสู่ค่าที่กำหนดควรจะถูกกระตุ้นให้เร็วขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ( $\Delta u(k)$  is PS) เป็นต้น

**กลุ่มที่4 (Group 4)** คือ กลุ่มของกฎที่มีค่า  $e(k)$  ใกล้เคียงกับค่าที่กำหนด (PS, ZE, NS)หรือ มีค่ามากกว่าค่าที่กำหนดไว้มาก (NM, NB) ขณะเดียวกัน ค่า  $ce(k)$  เป็นลบ(Negative) แสดงว่าเอาต์พุตเคลื่อนที่ออกจากค่าที่กำหนดให้ ดังนั้น  $\Delta u(k)$  ควรเป็นลบ(Negative) เพื่อเปลี่ยนให้เอาต์พุตเคลื่อนที่เข้าหาค่าที่กำหนดให้ นั่นเอง

อัตราค่าผิดพลาด

ค่าผิดพลาด \ อัตราค่าผิดพลาด	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZE	ZE
NM	NM	NS	NS	NS	ZE	PS	PS
NS	NM	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NS	NS	NS	ZE	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	ZE	PS	PM	PB	PB
PB	NS	NS	ZE	PS	PM	PB	PB

กลุ่ม 0

กลุ่ม 1

กลุ่ม 2

กลุ่ม 3

กลุ่ม 4

รูปที่ 3.16 กลุ่มของกฎทั้ง 5 ที่ได้จากการออกแบบกฎของตัวควบคุมแบบฮิวริสติก

จากที่กล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่าสิ่งที่สำคัญสำหรับตัวควบคุมพีซีซี คือ ความรู้ ซึ่งจากการนำตัวควบคุมพีซีซีมาประยุกต์ใช้กับงานด้านต่างๆ พบว่าปัญหาที่เกิดขึ้น คือ กรณีที่ความรู้ไม่เหมาะสม อาจทำให้ระบบไม่สามารถเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ หรือกรณีที่พารามิเตอร์ของกระบวนการมีการเปลี่ยนแปลง ความรู้เดิมที่มีอยู่อาจจะแก้ปัญหาไม่ได้ ดังนั้น จึง ได้มีการพัฒนาตัวควบคุม

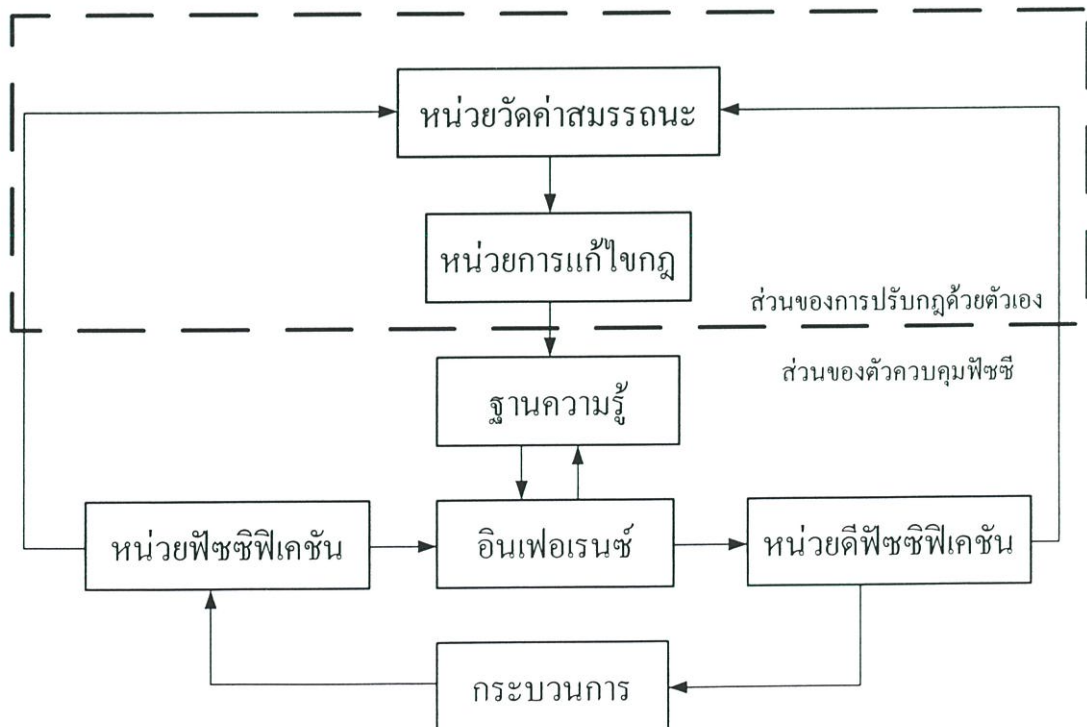
ฟัซซี เพื่อให้สามารถมีการเรียนรู้และปรับปรุงฐานความรู้ เพื่อให้ระบบมีผลการตอบสนองที่ดี ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

### 3.16 ตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง(Fuzzy self-organizing controller)

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า โครงสร้างและแนวทางการออกแบบส่วนต่างๆ ของตัวควบคุมฟัซซีจะเห็นได้ว่า ข้อมูลส่วนใหญ่จะนำมาจากฐานความรู้ ดังนั้นปัญหาของตัวควบคุมฟัซซี คือ จำนวนฟังก์ชันความเป็นสมาชิกหรือกฎในฐานความรู้จะน้อยเกินไป หรือหาจุดที่เหมาะสมไม่ได้ จึงต้องทำการปรับแต่งจนสามารถใช้งานได้ อีกประการหนึ่ง เมื่อพารามิเตอร์ของระบบเกิดความเปลี่ยนแปลงค่าต่างๆ จะต้องทำการปรับแก้ไขใหม่ ดังนั้นตัวควบคุมฟัซซีจึงได้มีการพัฒนาเพื่อให้สามารถเรียนรู้และปรับค่าด้วยตัวเอง ซึ่งจะแบ่งออกได้เป็นหลายชนิดดังนี้

- Self Tuning ใช้การปรับสเกลแฟคเตอร์[13 ,18]
- Self Organizing ใช้การปรับแต่งกฎในฐานความรู้[4 ,5 ,10 ,20]
- Adaptive ใช้ทั้งการปรับสเกลแฟคเตอร์และการปรับแต่งกฎในฐานความรู้

โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ดังแสดงในรูปที่ 3.17 แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของตัวควบคุมแบบฟัซซี และ ส่วนของการปรับกฎด้วยตัวเอง



รูปที่ 3.17 โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

จากโครงสร้างดังรูปที่ 3.17 จะเพิ่มส่วนประกอบ 2 ส่วน คือ

- หน่วยวัดค่าสมรรถนะ ในส่วนประกอบส่วนนี้ จะวัดค่าเอาต์พุตว่าอยู่ในระดับที่เหมาะสมหรือไม่ และนำผลความแตกต่างระหว่างสมรรถนะที่วัดได้จริง เปรียบเทียบกับสมรรถนะที่กำหนดไว้ นำค่าความแตกต่างไปปรับกฎเพื่อให้ได้สมรรถนะตามที่ต้องการ

- หน่วยการแก้ไขกฎ ในส่วนนี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่แก้ไขกฎเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของผลการตอบสนอง ซึ่งวิธีการปรับกฎนั้นมีหลายวิธี เช่น การสร้างตารางสมรรถนะ[9] การใช้นิวรอลเน็ตเวิร์ก[21] การใช้เจเนติก[13] สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการปรับกฎโดยการใช้วิธีเกรเดียนต์เดสเซนท์(Gradient descent) ซึ่งจะกล่าวในบทต่อไป

## บทที่ 4

# การออกแบบตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ แยกกระตุ่นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟัซซีแบบ ปรับกฎด้วยตัวเอง

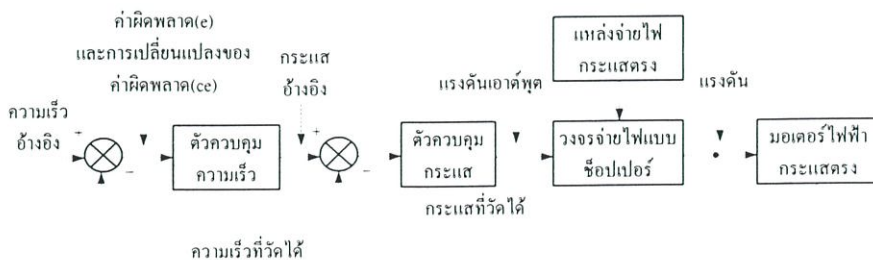
ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบตัวขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็ก โดยกล่าวเป็นหัวข้อใหญ่ ได้ดังนี้

### 4.1 โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมฟัซซี (Fuzzy controller)

ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมฟัซซี จะประกอบด้วย ตัวควบคุมความเร็วและตัวควบคุมกระแสของมอเตอร์ ชนิดต่อเรียงกัน(Cascade) ประกอบด้วยตัวควบคุมแบบลูปิด 2 ลูป คือลูของตัวควบคุมกระแส และลูของตัวควบคุมความเร็ว โดยมีการกำหนดตัวแปรดังนี้

4.1.1 ตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เป็นแบบ D.C. chopper 2 ควอดแรนต์เป็นการขับเคลื่อนชนิดควบคุมแรงดันที่วงจรรีเมเจอร์เพื่อควบคุมความเร็วรอบในย่านความเร็วรอบตามพิกัด และควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่วงจรถ่างสนามแม่เหล็กเพื่อให้ได้ค่าความเร็วรอบที่เพิ่มสูงขึ้นในย่านความเร็วที่สูงกว่าพิกัด

4.1.2 ตัวควบคุมฟัซซี โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ่นโดยใช้ตัวควบคุมฟัซซีประกอบด้วย ตัวควบคุมความเร็ว ดังรูปที่ 4.1 และนำไปควบคุมวงจรถักขับเคลื่อนแบบช็อบเปอร์เพื่อควบคุมแรงดันของวงจรรีเมเจอร์และวงจรถ่างสนามแม่เหล็ก



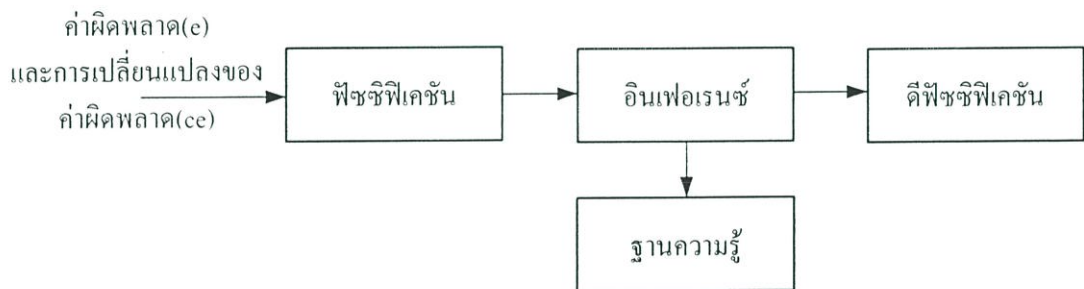
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรง

## 4.2 การออกแบบตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบฟัซซี

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ตัวควบคุมฟัซซี แสดงความสัมพันธ์ของกฎในตัวควบคุมฟัซซีจะอยู่ในรูป

*if  $e(k)$  is (antecedent) and  $ce(k)$  is (antecedent) than  $\Delta u(k)$  is (consequent)*

โครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีแบบปกติ จะแสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างตัวควบคุมฟัซซีแบบปกติ

จากรูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างตัวควบคุมฟัซซีแบบปกติ ซึ่งการปรับกฎเราจะปรับในส่วนของฐานความรู้ ซึ่งจะได้อีกต่อไป การออกแบบส่วนประกอบต่างๆสามารถทำได้ดังนี้

### 4.2.1 ภาคฟัซซีฟิเคชัน ซึ่งแบ่งเป็นการนอร์มอลไลซ์เซชันและการฟัซซีฟิเคชัน

**4.2.1.1 นอร์มอลไลซ์เซชัน** ซึ่งเป็นการแปลงค่าอินพุต คือ ค่าผิดพลาด( $e$ ) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด( $ce$ ) ของความเร็ว ดังแสดงในสมการที่ (4.1) และ (4.2) ให้อยู่ในช่วงของเอกภพสัมพัทธ์ของฟัซซี โดยทั่วไปแล้วการนอร์มอลไลซ์เซชัน จะแปลงค่าเอกภพสัมพัทธ์ให้อยู่ในช่วง  $[0, 1]$  แต่ในที่นี้เรากำหนดย่านของเอกภพสัมพัทธ์ของค่าผิดพลาดให้อยู่ในช่วง  $[-8, 8]$  และ การเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาดให้อยู่ในช่วง  $[-4, 4]$  ซึ่งการแปลงนี้จะทำโดยการนำค่า สเกลแฟกเตอร์เป็นตัวคูณค่าผิดพลาดจริงให้อยู่ในย่านของเอกภพสัมพัทธ์ที่กำหนด การคำนวณหาค่านอร์มอลไลซ์แฟกเตอร์ หาได้จากสมการที่ (4.3)

$$e(nT) = y_{sp} - y(nT) \quad (4.1)$$

$$ce(nT) = e(nT) - e(nT - T) \quad (4.2)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned}
 v_{sp} &= \text{ความเร็วรอบที่ต้องการ} \\
 y(nT) &= \text{ค่าความเร็วรอบที่วัดได้จริงจากเซ็นเซอร์} \\
 e(nT) &= \text{ค่าผิดพลาดของระบบที่คาบเวลา } nT \\
 e(nT - T) &= \text{ค่าผิดพลาดของระบบที่คาบเวลา } nT - T \\
 ce(nT) &= \text{อัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาดของระบบที่คาบเวลา } nT
 \end{aligned}$$

$$N.F. = \frac{X_{max} - X_{min}}{N} \quad (4.3)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned}
 X_{max} &= \text{ค่าความเร็วรอบสูงสุดที่ A/D CARD อ่านได้} \\
 X_{min} &= \text{ค่าความเร็วรอบต่ำสุดที่ A/D CARD อ่านได้} \\
 N &= \text{ค่าสูงสุดของเอกภพสัมพัทธ์ของฟuzzy} \\
 N.F. &= \text{ค่านอร์มอลไลซ์แฟกเตอร์}
 \end{aligned}$$

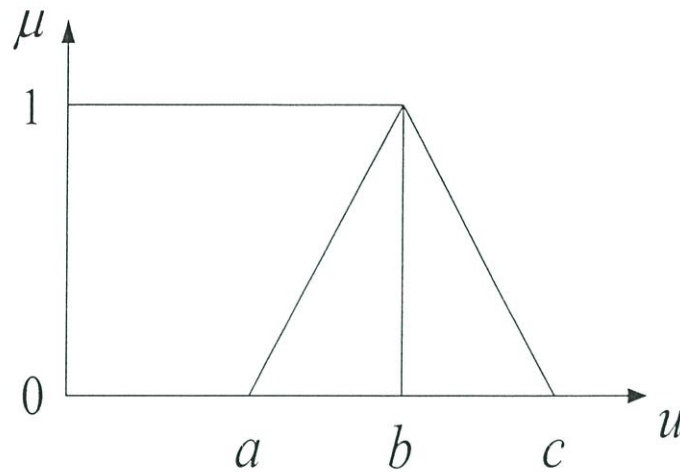
**4.2.1.2 ฟuzzyฟิเคชัน** ทำหน้าที่แปลงค่าผิดพลาด และการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาดระหว่างค่าอ้างอิงและค่าที่วัดได้จริง และได้ทำการนอร์มอลไลซ์เซชันให้อยู่ในช่วงของเอกภพสัมพัทธ์ที่กำหนดไว้แล้วแปลงให้อยู่ในรูปของฟuzzyเซตโดยค่าระดับความเป็นสมาชิกของ  $e$  และ  $ce$  แทนด้วย  $\mu_e$  และ  $\mu_{ce}$  ตามลำดับ วิธีการฟuzzyฟิเคชันที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มี 2 วิธี คือ การแปลงแบบฟuzzyซิงเกิลตัน ดังแสดงในสมการที่ (4.4) และการแปลงแบบฟังก์ชัน โดยใช้ฟังก์ชันสามเหลี่ยม ดังแสดงในสมการที่ (4.5) และลักษณะของฟังก์ชันสามเหลี่ยมแสดงในรูปที่ 4.3

$$\mu_A(u) = \begin{cases} 1 & ; u = u_0 \\ 0 & ; u \neq u_0 \end{cases} \quad (4.4)$$

$$T(u; a, b, c) = \begin{cases} 0 & ; u \leq a \\ (u-a)/(b-a) & ; a \leq u \leq b \\ (c-u)/(c-b) & ; b \leq u \leq c \\ 0 & ; u \geq c \end{cases} \quad (4.5)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned}
 T(u; a, b, c) &= \text{ฟังก์ชันสามเหลี่ยม} \\
 a, b, c &= \text{ค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชันสามเหลี่ยม}
 \end{aligned}$$



รูปที่ 4.3 ฟังก์ชันสามเหลี่ยมซึ่งเป็นฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต

#### 4.2.2 ภาคฐานความรู้ ประกอบด้วย ฐานข้อมูลและฐานกฎ

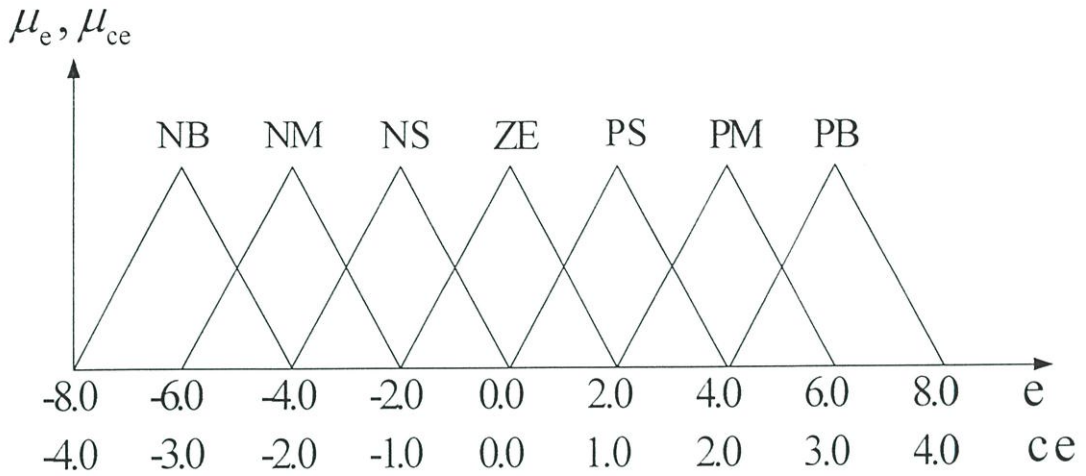
4.2.2.1 ฐานข้อมูล เป็นส่วนที่เก็บฟังก์ชันความเป็นสมาชิกและค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบ ซึ่งจะเป็นฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุต และค่าคงที่ต่างๆ

##### ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของอินพุต

เป็นฟังก์ชันที่ทำหน้าที่แปลงค่าของตัวแปรอินพุต  $e$  และ  $ce$  ซึ่งเป็นคลิป์เซตให้อยู่ในรูปของฟัซซีเซต โดยมีข้อกำหนดดังนี้

1. กำหนดย่านของเอกภพสัมพัทธ์ของ  $e$  เท่ากับ  $[-8, 8]$  และ  $ce$  เท่ากับ  $[-4, 4]$
2. มีการกระจายแบบเชิงเส้นและมีการซ้อนทับกันแต่ละฟังก์ชัน 50%
3. ระดับจำนวนเทอมของฟัซซีเซต 7 เทอม และกำหนดค่าลิงกวิสติก 7 ระดับ (ดังแสดงในรูปที่ 4.4)

NB	=	Negative big
NM	=	Negative medium
NS	=	Negative small
ZE	=	Zero
PS	=	Positive small
PM	=	Positive medium
PB	=	Positive big



รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของค่าผิดพลาด( $e$ ) และการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด( $ce$ )

#### ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของเอาต์พุต

เอาต์พุตของระบบควบคุมคือแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรจ่ายไฟฟ้าแบบช้อปเปอร์ โดยฟังก์ชันความเป็นสมาชิกเป็นแบบฟัซซีซึ่งเกิดตัน โดยมีเอกภพสัมพัทธ์อยู่ในช่วง  $[-8, 8]$

4.2.2.2 ฐานกฎ ฐานกฎประกอบเซตของกฎในรูปของ *IF-THEN* ซึ่งเป็นหัวใจสำคัญของตัวควบคุมแบบฟัซซี เพราะว่า ถ้าฐานกฎได้รับการออกแบบอย่างเหมาะสม ระบบก็จะทำงานได้อย่างดี แต่ถ้าฐานกฎได้รับการออกแบบที่ไม่เหมาะสม การทำงานของระบบอาจไม่ดีหรืออาจเกิดผลเสียหายต่อระบบได้ ฐานกฎนั้นอาจจะได้มาจากความรู้หรือประสบการณ์ของผู้เชี่ยวชาญ หรือได้จากการทดลองซึ่งระบบจะใช้กฎต่างๆ ในการอนุมานหรือเรียกว่าอินเฟอเรนซ์ เพื่อหาข้อสรุปต่อไป

#### 4.2.3 ส่วนของการอินเฟอเรนซ์

การอินเฟอเรนซ์ คือ การหาข้อสรุปจากหลักฐานหรือเหตุผลของที่มีอยู่ แล้วนำมาสรุปตามเงื่อนไขความสัมพันธ์(implication) ในที่นี้ จะเลือกใช้การอนุมานแบบการสรุปจากเหตุไปหาผล (Generalized Modus Ponens; GMP) โดยมีรูปแบบกฎดังนี้

$$\begin{aligned}
 R_1 &: \text{IF } e \text{ is } A_1 \text{ AND } ce \text{ is } B_1 \text{ THEN } U \text{ is } C_1 \\
 R_2 &: \text{IF } e \text{ is } A_2 \text{ AND } ce \text{ is } B_2 \text{ THEN } U \text{ is } C_2 \\
 R_3 &: \text{IF } e \text{ is } A_3 \text{ AND } ce \text{ is } B_3 \text{ THEN } U \text{ is } C_3 \\
 &\dots \\
 R_n &: \text{IF } e \text{ is } A_n \text{ AND } ce \text{ is } B_n \text{ THEN } U \text{ is } C_n
 \end{aligned}$$

กำหนดให้

$R_1, R_2, \dots, R_n$  เป็นอันดับของกฎ จำนวนของกฎจะได้รับการจับคู่(Combination) เทอมของ  $e$  และ  $ce$  จะได้จำนวนกฎทั้งหมด 49 กฎ

$A_1, A_2, \dots, A_n$  เป็นค่าลึงกวิสติกของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ  $e$

$B_1, B_2, \dots, B_n$  เป็นค่าลึงกวิสติกของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ  $ce$

$C_1, C_2, \dots, C_n$  เป็นค่าลึงกวิสติกของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ  $U$

#### 4.2.4 แนวทางการออกแบบกฎ

การสร้างกฎจะใช้วิธีฮิวริสติก ซึ่งจะเป็นการออกแบบกฎจากพฤติกรรมการตอบสนองของระบบที่ได้จากประสบการณ์หรือจากการทดสอบ โดยพิจารณาจากความสัมพันธ์ของอินพุตและผลการตอบสนอง

ในระบบควบคุมพีชชีที่ใช้จะมีอินพุต 2 ตัว และเอาต์พุต 1 ตัว คือ ค่าผิดพลาด( $e$ ) และการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด( $ce$ ) ส่วนเอาต์พุต คือ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุม จากความสัมพันธ์ระหว่างผลการตอบสนองและอินพุตของระบบและแนวทางในการออกแบบกฎเชิงประมาณ สามารถนำมาเขียนเป็นเมตริกซ์ที่แสดงถึงความสัมพันธ์ร่วมกันของตัวแปร ซึ่งเมตริกซ์จะถูกเรียกว่า Fuzzy Associative Memory; FAM ดังแสดงในรูปที่ 4.5

ค่าลึงกวิสติกบน ค่าผิดพลาด	ค่าลึงกวิสติกบนการเปลี่ยนแปลง ของค่าผิดพลาด						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

รูปที่ 4.5 เมตริกซ์ FAM ของกฎความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตของตัวควบคุมความเร็ว

จากเงื่อนไขความสัมพันธ์ของกฎสามารถหาระดับความเป็นสมาชิกของกฎ(fire strength:  $\alpha$ ) ของทั้งสองอินพุต คือ  $e$  และ  $ce$  โดยใช้ตัวปฏิบัติการ product จากตัวอย่างของกฎ

$$R_1: \text{IF } e \text{ is } NM \text{ AND } ce \text{ is } ZE \text{ THEN } U \text{ is } NM$$

$$R_2: \text{IF } e \text{ is } NS \text{ AND } ce \text{ is } ZE \text{ THEN } U \text{ is } NS$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned}\mu_{e_1} \cdot \mu_{e_2} &= \text{ระดับความเป็นสมาชิก } e_1, e_2 \text{ ตามลำดับ} \\ \mu_{ce_1} \cdot \mu_{ce_2} &= \text{ระดับความเป็นสมาชิก } ce_1, ce_2 \text{ ตามลำดับ} \\ \alpha_1, \alpha_2 &= \text{ระดับความเป็นสมาชิกของกฎ } R_1 \text{ และ } R_2\end{aligned}$$

จะได้

$$\alpha_1 = \mu_{NM}(e_1) \times \mu_{ZE}(ce_1) \quad (4.6)$$

$$\alpha_2 = \mu_{NS}(e_2) \times \mu_{ZE}(ce_2) \quad (4.7)$$

จากสมการข้างต้นแสดงให้เห็นถึงการอินเฟอเรนซ์เพื่อหาระดับความเป็นสมาชิกของแต่ละกฎ ซึ่งคือผลลัพธ์ของการคูณกันระหว่างระดับความเป็นสมาชิกของส่วนเงื่อนไขและระดับความเป็นสมาชิกของส่วนข้อสรุป

#### 4.2.5 ดิฟฟิซิฟิเคชัน

ขั้นตอนการดิฟฟิซิฟิเคชัน ทำหน้าที่ แปลงค่าจากฟัซซีเซตให้อยู่ในรูปของ คลิปเซตเพื่อใช้เป็นตัวแปรเอาต์พุตต่อไป ซึ่งจะใช้วิธี Center of Gravity (COG) ดังแสดงในสมการที่ (4.8)

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{c}_l [\mu_l(e) \times \mu_l(ce)]}{\sum_{l=1}^M [\mu_l(e) \times \mu_l(ce)]} \quad (4.8)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned}\mu_l(e) &= \text{ระดับความเป็นสมาชิกของ } e \text{ สำหรับกฎที่ } l \\ \mu_l(ce) &= \text{ระดับความเป็นสมาชิกของ } ce \text{ สำหรับกฎที่ } l \\ \bar{c}_l &= \text{ค่าจุดศูนย์กลางของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของเอาต์พุต} \\ M &= \text{จำนวนกฎที่ใช้ควบคุม}\end{aligned}$$

#### 4.2.6 ส่วนของดินอร์มอลไลซ์เซชัน

เป็นการแปลงค่าสเกลเอาต์พุต คือ ค่าแรงดัน  $U$  ให้อยู่ในย่านเดียวกันกับค่ากระแสที่วัดได้ที่จะนำไปคำนวณค่าความเร็วรอบเพื่อใช้ในการหาค่าความเร็วผิดพลาด ซึ่ง ค่าดินอร์มอลไลซ์เฟคเตอร์หาได้จากสมการที่ (4.9)

$$D.F. = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_l} \quad (4.9)$$

กำหนดให้

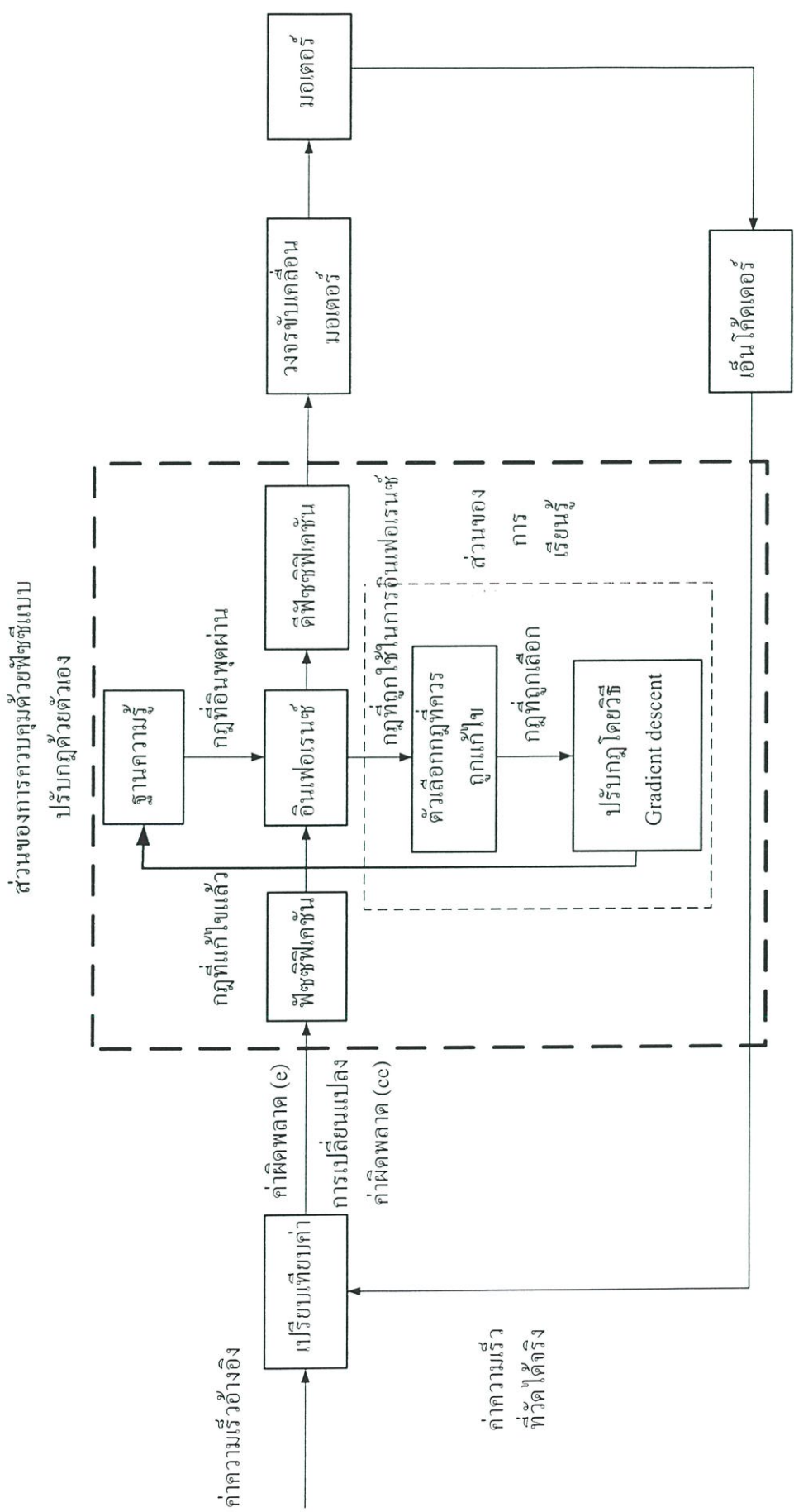
$D.F.$	=	ค่าดีนอร์มอลไลซ์แฟกเตอร์
$U_{max}, U_{min}$	=	ค่าแรงดันสูงสุดและแรงดันต่ำสุดได้จากการทดสอบ
$U_1$	=	ค่าสูงสุดของเอกภพสัมพัทธ์เอาต์พุตของอุปกรณ์

### 4.3 โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วย การปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

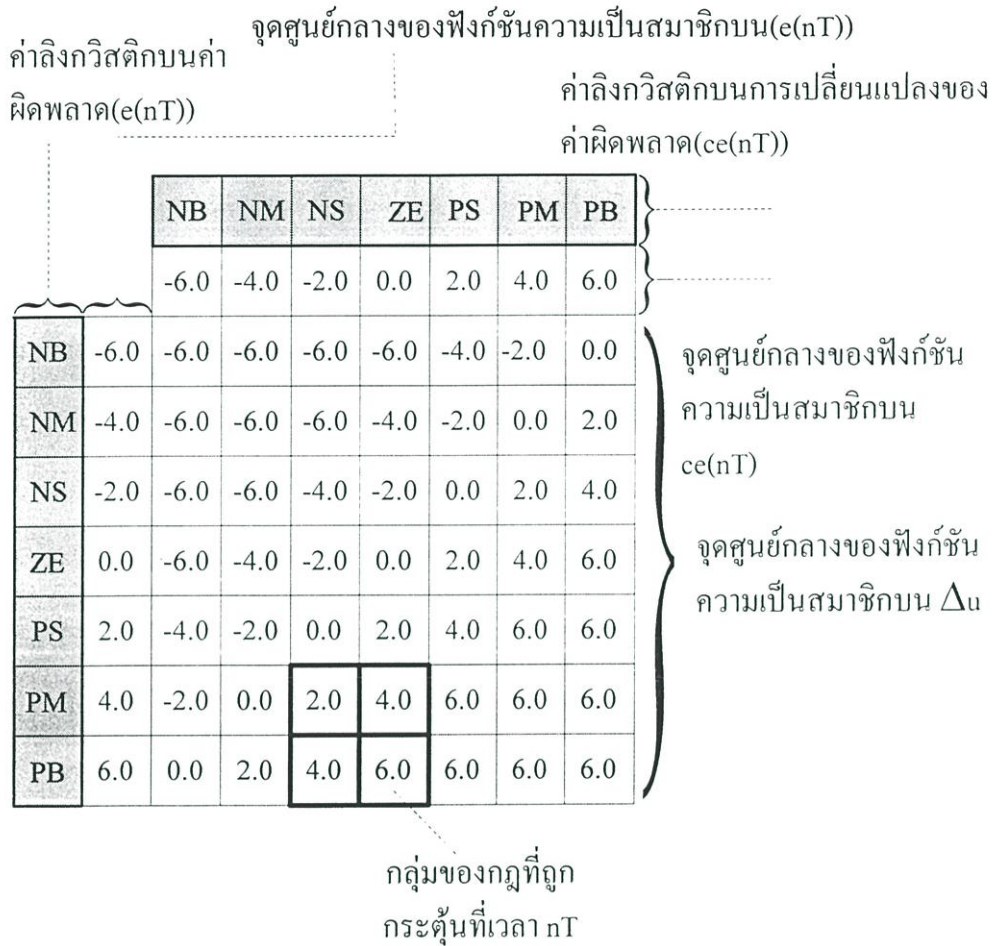
ตัวควบคุมพีชชีชนิดปรับกฎเป็นการขยายส่วนของตัวควบคุมพีชชีแบบปกติโดยเพิ่มส่วนของการวัดค่าสมรรถนะและส่วนของการปรับกฎ(ดังแสดงในรูปที่ 4.6) แบ่งเป็นส่วนประกอบดังนี้

**4.3.1 ตัวควบคุมพีชชี** เป็นตัวควบคุมพีชชีแบบปกติ โดยฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่เลือกใช้สำหรับอินพุตคือ ฟังก์ชันสามเหลี่ยม ส่วนฟังก์ชันความเป็นสมาชิกสำหรับเอาต์พุตคือ พีชชีซิงเกิลตัน การอินเฟอเรนซ์โดยใช้ Max-product การคอมโพสิชัน การดีฟัซซิฟิเคชันโดยใช้ Center of Gravity(COG) โดยฐานความรู้จะประกอบด้วยกฎทั้งหมด 49 กฎ ซึ่งในส่วนนี้จะทำหน้าที่ควบคุมระบบแบบพีชชีและทำการเก็บกฎทั้งหมดที่ถูกใช้ในการควบคุมความเร็วส่งให้กับส่วนของการเลือกกฎในการแก้ไข

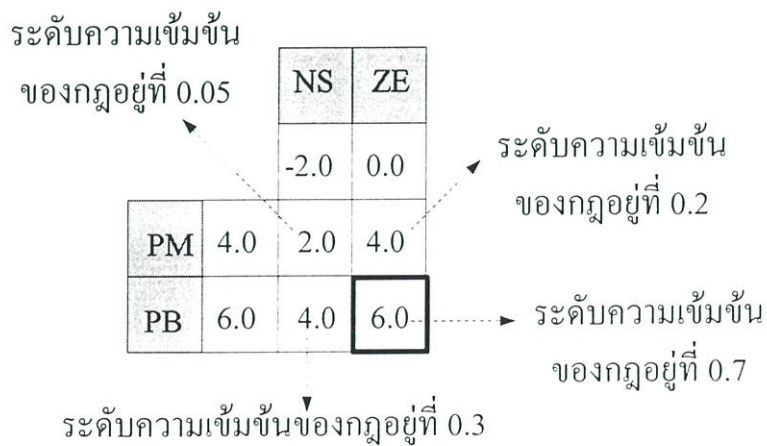
**4.3.2 ตัวเลือกกฎที่ควรถูกแก้ไข** ทำหน้าที่เลือกกฎที่ควรได้รับการแก้ไขโดยจากการทดลองพบว่าสัญญาณควบคุมที่ป้อนให้กับมอเตอร์ในช่วงแรกจะทำให้มอเตอร์หมุนด้วยอัตราเร่งระดับหนึ่งซึ่งถ้าอัตราเร่งของการหมุนสูงจะทำให้ผลการตอบสนองมีเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินสูง ดังนั้นการลดเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินต้องลดความเร่งของมอเตอร์ ซึ่งนั่นคือลดสัญญาณควบคุมในช่วงเวลาเริ่มต้น ดังนั้นกลุ่มของกฎที่ควรได้รับการแก้ไขคือกฎที่อินพุตทั้งสองคือค่าผิดพลาดและการเปลี่ยนแปลงค่าผิดพลาดผ่านในช่วงเวลาในการเริ่มต้นนั่นเองและส่วนมากการดำเนินการของระบบพีชชีหนึ่งครั้งจะมีกฎที่ถูกกระตุ้น 4 กฎ ดังแสดงในรูปที่ 4.7 โดยกฎที่มีผลต่อพฤติกรรมของระบบที่เวลานั้นมากที่สุดคือกฎที่มีระดับความเป็นสมาชิกสูงสุด ดังนั้นกฎที่มีระดับความเป็นสมาชิกสูงสุดจึงถูกเลือกเป็นกฎที่ควรได้รับการแก้ไข จากรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่า ค่าอินพุตนั้นผ่านกฎที่ 38, 39, 45 และ 46 มีระดับความเข้มของกฎอยู่ที่ 0.05, 0.2, 0.3, 0.7 ตามลำดับจากหลักการที่กล่าวแล้วจะพบว่ากฎที่ควรถูกแก้ไขคือ กฎที่ 46 เนื่องจากเป็นกฎที่มีระดับความเข้มสูงสุด เป็นต้น



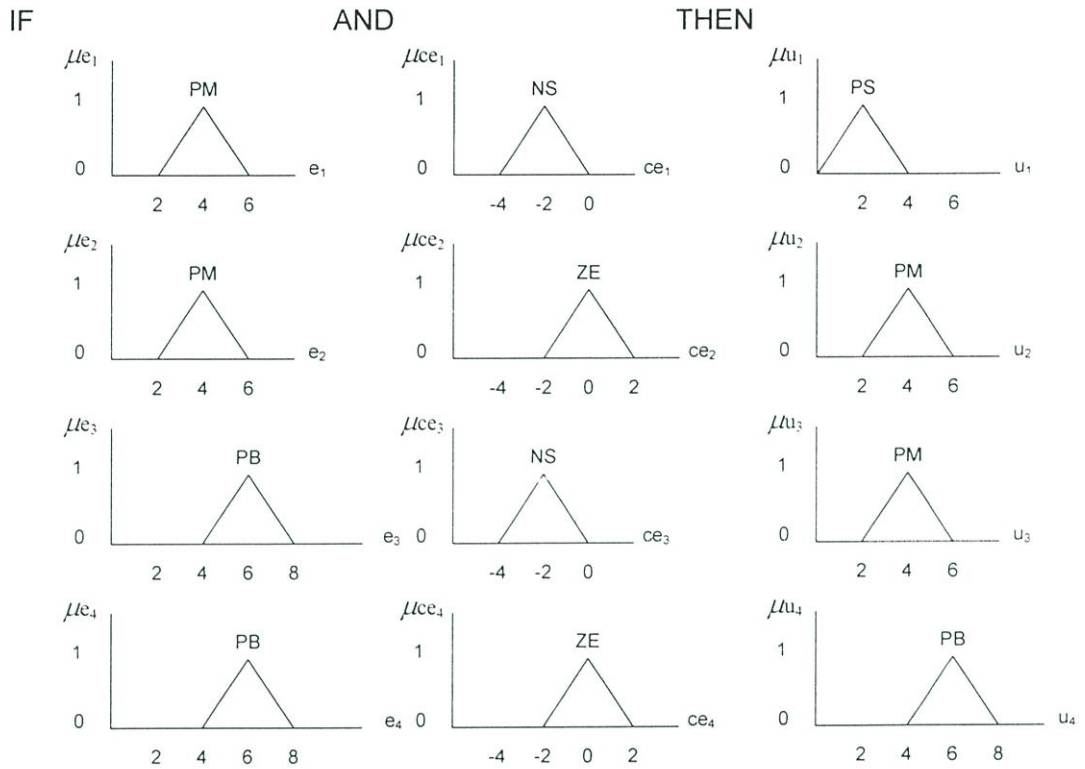
รูปที่ 4.6 โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมพีชคณิตแบบปรับกฎด้วยตัวเอง



รูปที่ 4.7 ฐานความรู้และกฎที่ถูกกระตุ้นที่เวลา  $nT$  ในการเรียนรู้รอบที่  $k$



รูปที่ 4.8 ระดับความเข้มข้นของกฎที่ถูกกระตุ้นในการเรียนรู้รอบที่  $k$



รูปที่ 4.9 กฎความสัมพันธ์ของอินพุต(e, ce)และเอาต์พุต(u)ของตัวควบคุมความเร็ว

4.3.3 การวัดค่าสมรรถนะ ในส่วนนี้จะเป็นการวัดผลต่างของค่าสมรรถนะที่กำหนดไว้กับค่าสมรรถนะที่วัดได้จริง ดังแสดงในสมการที่ (4.10)

$$\Delta OP = OP_{desired} - OP \quad (4.10)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned} \Delta OP &= \text{ผลต่างของค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่กำหนดไว้และ} \\ &\quad \text{เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่วัดได้จริง} \\ OP_{desired} &= \text{เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่กำหนดไว้} \\ OP &= \text{เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่วัดได้จริง} \end{aligned}$$

4.3.4 การปรับกฎ ทำหน้าที่ปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของระบบ โดยจะทำการเลื่อนฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของเอาต์พุต ให้เหมาะสมกับค่าอินพุตที่เข้ามาจุดประสงค์เพื่อทำให้ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยซึ่งแสดงโดยสมการที่ (4.11) มีค่าน้อยที่สุด

$$E = \frac{1}{2} [y(t) - y_{sp}]^2 \quad (4.11)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned} E &= \text{ค่าความผิดพลาดเฉลี่ย} \\ y(t) &= \text{ค่าความเร็วรอบที่วัดได้จริง} \\ y_{sp} &= \text{ค่าความเร็วรอบที่ต้องการ} \end{aligned}$$

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้อัลกอริทึมของเกรเดียนต์เดสเซนส์ในการพิจารณาพารามิเตอร์ของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของสัญญาณควบคุมซึ่งเป็นเอาต์พุตของระบบดังแสดงในสมการที่ (4.12) โดยที่  $k$  คือลำดับของรอบในการทำซ้ำ (Iteration)

$$\bar{c}_l(k+1) = \bar{c}_l(k) - \alpha \left( \frac{\partial E}{\partial \bar{c}_l} \right) \quad (4.12)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned} \bar{c}_l(k) &= \text{ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของกฎที่ } l \text{ ณ รอบการเรียนรู้ที่ } k \\ \bar{c}_l(k+1) &= \text{ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของกฎที่ } l \text{ ณ รอบการเรียนรู้ที่ } k+1 \\ \alpha &= \text{อัตราการเรียนรู้} \\ \left( \frac{\partial E}{\partial \bar{c}_l} \right) &= \text{ฟังก์ชันอนุพันธ์หลายตัวแปรเมื่อเทียบกับ } \bar{c}_l \end{aligned}$$

โดยที่  $\left( \frac{\partial E}{\partial \bar{c}_l} \right)$  คำนวณได้จากสมการที่ (4.13)

$$\left( \frac{\partial E}{\partial \bar{c}_l} \right) = \frac{\mu_l(e) \times \mu_l(ce) \times (y(t) - y_{sp})}{\sum_{l=1}^n (\mu_l(e) \times \mu_l(ce))} \quad (4.13)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \mu_l(e) &= \text{ระดับความเป็นสมาชิกของค่าผิดพลาดของกฎที่ } l \\ \mu_l(ce) &= \text{ระดับความเป็นสมาชิกของอัตราการเรียนรู้ของ} \\ &\quad \text{ค่าผิดพลาดของกฎที่ } l \end{aligned}$$

$$y_{sp} = \text{ค่าความเร็วรอบที่ต้องการ}$$

$$y(t) = \text{ค่าความเร็วรอบที่วัดได้จริง}$$

การคำนวณค่าอัตราการเรียนรู้จะพิจารณาจากเหตุผล 2 ประการ

1. ค่าสมรรถนะที่วัดได้ควรมีผลต่ออัตราการเรียนรู้ในแต่ละรอบ
2. ค่าอัตราการเรียนรู้ควรจะแปรผันในทุกช่วงเวลาเนื่องจากกฎที่อินพุตผ่านในแต่ละช่วงเวลามีผลต่อผลการตอบสนองด้วยระดับที่ต่างกัน

$$\alpha = \text{weight} \times |e(nT) - \bar{c}_l(nT)| \quad (4.14)$$

กำหนดให้

$$\text{weight} = \text{ค่าถ่วงน้ำหนัก}$$

$$e(nT) = \text{ค่าผิดพลาดที่เวลา } nT$$

$$\bar{c}_l(nT) = \text{พีชชีง์ซึ่งเกิดขึ้นของเอาต์พุตของกฎที่ } l \text{ ที่เวลา } nT$$

ค่าถ่วงน้ำหนักนั้นเป็นค่าที่ได้จากการวัดค่าสมรรถนะ โดยมีเงื่อนไขดังนี้

- If  $\Delta OP < 0.3$  Then weight = 0.0  
 If  $\Delta OP \geq 0.3$  Then weight = 1.0  
 If  $\Delta OP > 1.0$  Then weight = 3.0  
 If  $\Delta OP > 3.0$  Then weight = 5.0

ในการเรียนรู้ของระบบนั้นจะมีการสร้างเงื่อนไขเพื่อที่จะทำการหยุดปรับ 2 กรณี ในกรณีแรก กำหนดค่าความผิดพลาดเฉลี่ย ซึ่งเป็นค่าผิดพลาดที่สามารถยอมรับได้ ถ้าค่าเป้าหมายมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าผิดพลาดเฉลี่ย กรณีที่สอง การกำหนดความกว้างของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่สามารถเลื่อนได้มากที่สุด ซึ่งเมื่อระบบสอดคล้องกับเงื่อนไขทั้งสอง จึงจะหยุดปรับกฎในช่วงเวลานั้นหลังจากผ่านกระบวนการปรับกฎแล้วกฎในส่วนของข้อสรุปจะเปลี่ยนไป

## บทที่ 5

### การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองการขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้พีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ซึ่งมีรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ทดลองดังนี้

#### 5.1 อุปกรณ์ที่ใช้ทดลอง

##### 5.1.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

ขนาดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการทดลอง จะมีพิกัดตามตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงขนาดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการทดลอง

Parameter	Rating
Rated armature voltage	70 Volt; 13 A
Rated field voltage	80 Volt; 1.6 A
Rated power	700 W
Rated speed	1000 r.p.m.

##### 5.1.2 เครื่องมือวัดความเร็วรอบและกระแส

- Encoder และ Hall sensor

##### 5.1.3 หม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ

- AC Transformer 70 volts

##### 5.1.4 เครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

- AC Power supply 220 volts

##### 5.1.5 เครื่องมือวัดทางไฟฟ้า

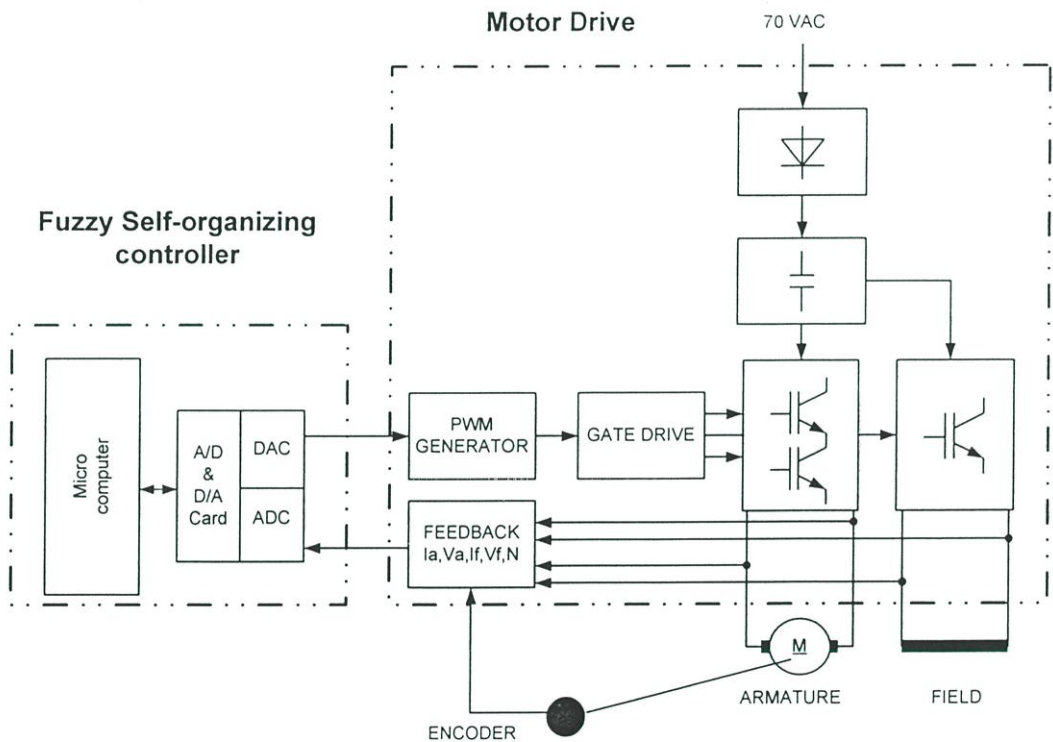
- Digital storage oscilloscope 60 MHz
- Multimeter

##### 5.1.6 โหลดทางไฟฟ้า

- Resistor pack 30 Ohm.

## 5.2 โครงสร้างของระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตัวควบคุมฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง จะเป็นการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นผ่านทางเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ เพื่อควบคุมการทำงานของตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยจะควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับขั้ววงจรรีเมเจอร์ และวงจรถูกสร้างสนามแม่เหล็ก เพื่อให้ได้ระดับความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่เปลี่ยนแปลงไปตามความต้องการของผู้ใช้ ดังแสดงโครงสร้างของวงจรถึ่งทำการทดลองดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

จากรูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างของการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ

ส่วนที่ 1 ตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฏด้วยตัวเอง เป็นโปรแกรมที่เขียนด้วยภาษา C ทำงานบนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ ชนิด PENTIUM IV 1.8 GHz. เชื่อมโยงด้วย A/D CARD และ D/A CARD ขนาด 12 บิต

ส่วนที่ 2 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์แบบช้อปเปอร์ชนิด 2 ควอเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันที่ขั้ววงจรรีเมเจอร์และที่ขั้ววงจรถ้าสนามแม่เหล็ก ซึ่งประกอบด้วย ตัวกำเนิดสัญญาณ PWM, ตัวขับ GATE, ตัวเลื่อนเฟส นอกจากนี้ ประกอบด้วย ส่วนของวงจรถองสัญญาณและขยายสัญญาณของเครื่องวัดความเร็วรอบและวัดกระแส

ส่วนที่ 3 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น เครื่องมือวัดความเร็วรอบ และเครื่องมือวัดกระแส

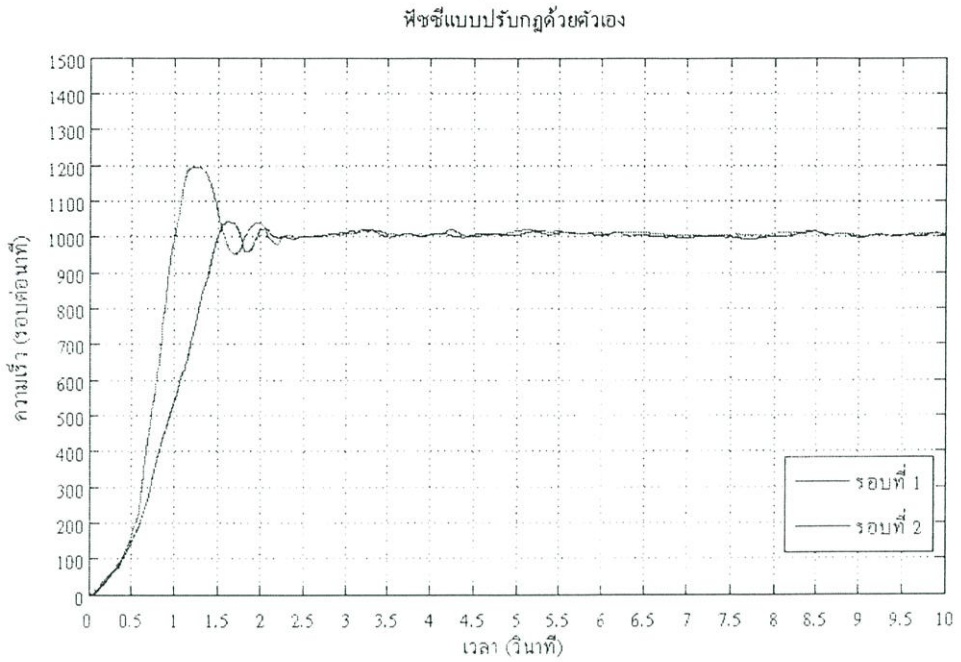
**5.3 การทดลองที่ 1** การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้พีชซีแบบปรับกฏด้วยตัวเอง

**5.3.1 การทดลองตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฏด้วยตัวเอง ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที ที่ความเร็วพิกัดสูงสุดของมอเตอร์ ที่ค่าสมรรถนะต่างๆ**

**การทดลองที่ 1.1** การทดลองตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฏด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 4.0% ดังแสดงในตาราง

**ตารางที่ 5.2** การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,000 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.1

ค่าอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,000	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	4.0	%



รูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% ด้วยตัวควบคุมฟิชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.3 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 1.1

ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.0	1.50	1.82	2.04
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	19.98	4.0	4.06	4.23

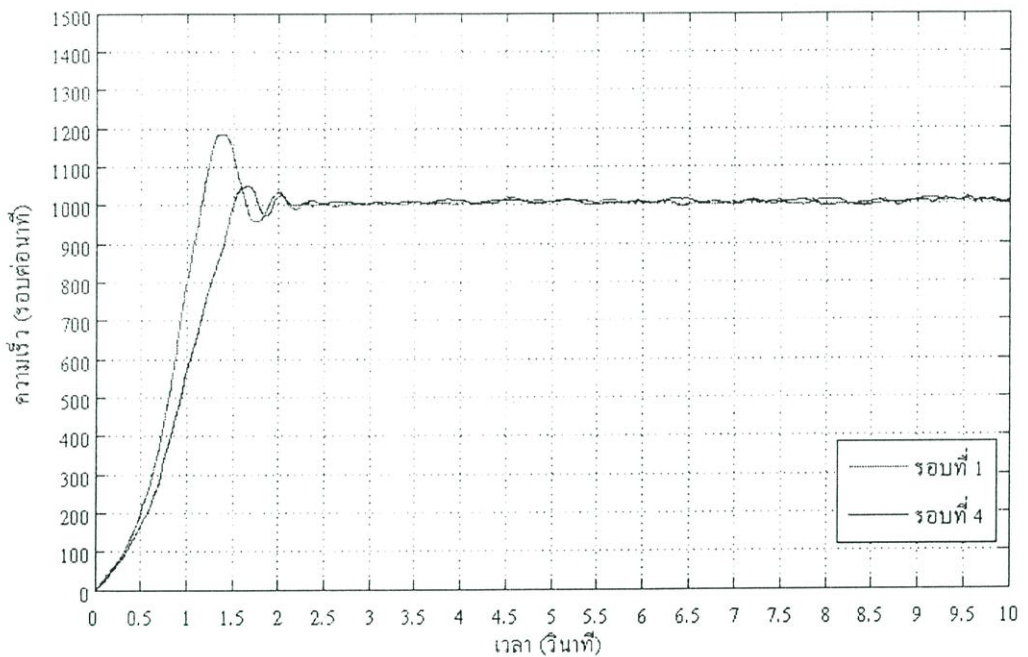
จากรูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 19.98% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.0 วินาที มีค่าผิดพลาด ณสถานะคงตัวสูง และรอบที่ 2 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของการควบคุมไป 1 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วขณะ ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 4.0% เวลาในการเข้าถึง 1.50 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการเรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.3

การทดลองที่ 1.2 การทดลองตัวควบคุมฟิชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 5.0% ดังแสดงในตาราง

ตารางที่ 5.4 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,000 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.2

ค่าอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,000	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	5.0	%

ฟิชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง



รูปที่ 5.3 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% ด้วยตัวควบคุมฟิชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.5 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 1.2

ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.13	1.26	1.39	1.50
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	19.11	8.54	5.38	5.0

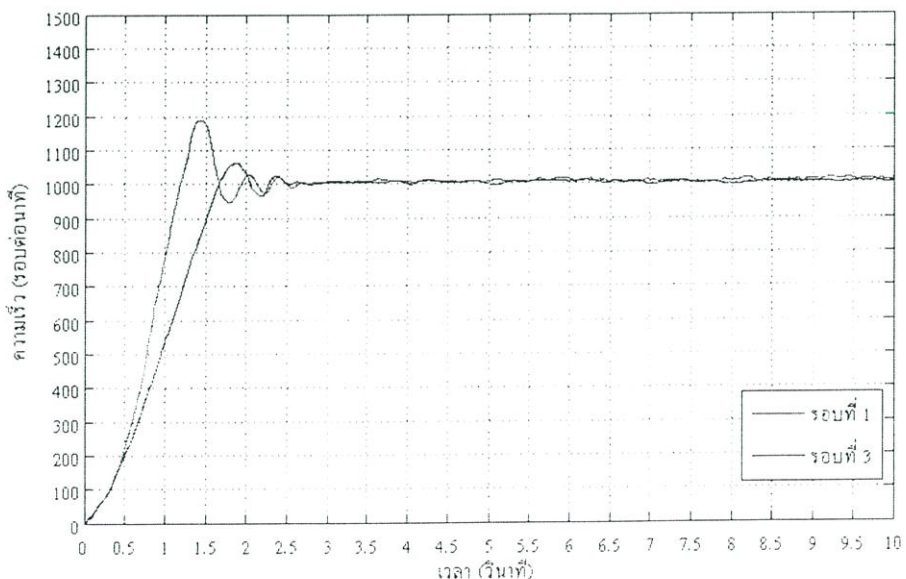
จากรูปที่ 5.3 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 19.11% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.13 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และรอบที่ 4 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของกฎ การควบคุมไป 3 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วคราว ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่า เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 5.0% เวลาในการเข้าถึง 1.50 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการ เรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.5

**การทดลองที่ 1.3** การทดลองตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบ ต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 7.0% ดังแสดงในตาราง

**ตารางที่ 5.6** การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,000 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% และ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.3

ค่าอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,000	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	7.0	%

พีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง



**รูปที่ 5.4** ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที โดยกำหนด ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% ด้วยตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.7 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลอง  
ที่ 1.3

ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.17	1.43	1.67	1.77
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	19.53	9.73	7.0	7.08

จากรูปที่ 5.4 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 19.53% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.17 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และรอบที่ 3 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของกฎ การควบคุมไป 2 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วคราว ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่า เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 7.0% เวลาในการเข้าถึง 1.67 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการ เรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.7

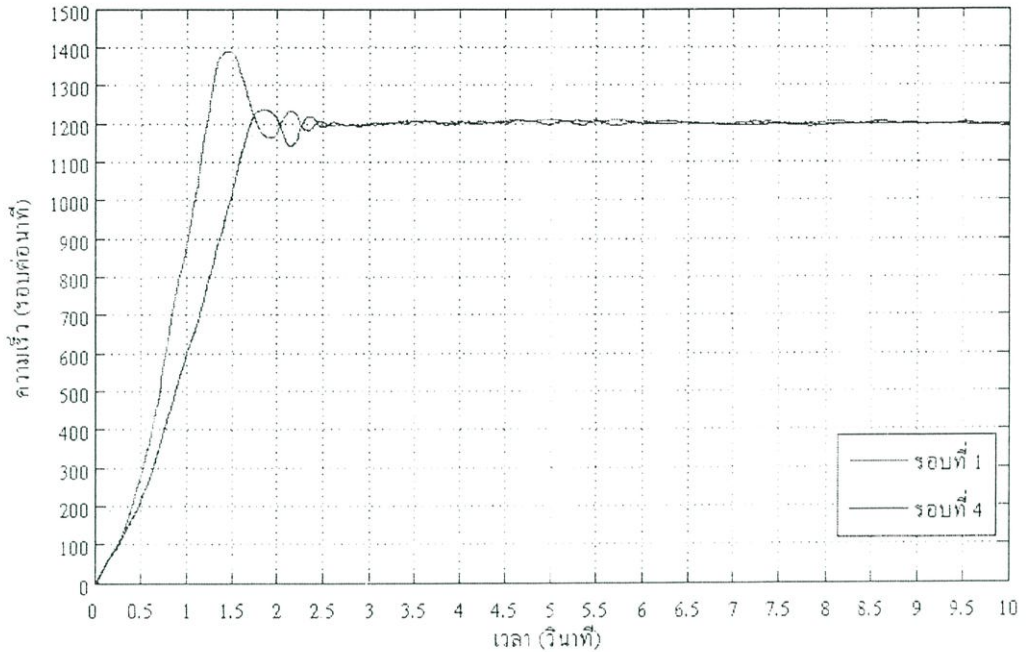
### 5.3.2 การทดลองตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที ที่ความเร็ว สูงกว่าพิกัดของมอเตอร์ ที่ค่าสมรรถนะต่างๆ

การทดลองที่ 1.4 การทดลองตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบ ต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 4.0% ดังแสดงในตาราง

ตารางที่ 5.8 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,200 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% และ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.4

ค่าอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,200	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	4.0	%

## ฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง



รูปที่ 5.5 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อวินาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% ด้วยตัวควบคุมฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.9 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 1.4

ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.21	1.33	1.49	1.67
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	19.14	10.36	7.0	4.0

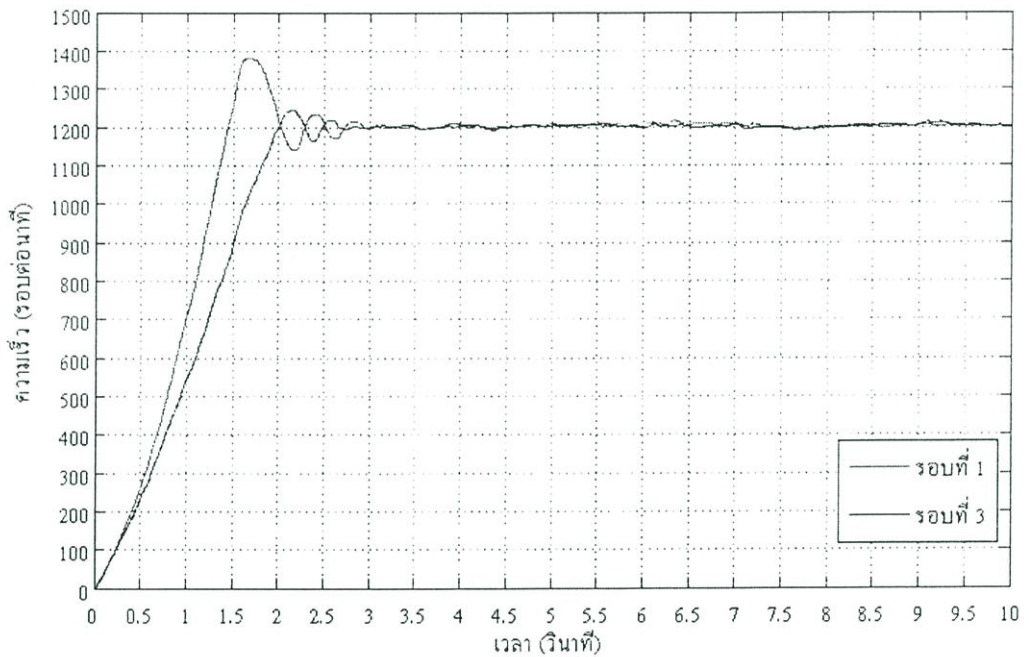
จากรูปที่ 5.5 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 19.14% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.21 วินาที มีค่าผิดพลาด ณสถานะคงตัวสูง และรอบที่ 4 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของการควบคุมไป 3 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วขณะ ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 4.0% เวลาในการเข้าถึง 1.67 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการเรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.9

การทดลองที่ 1.5 การทดลองตัวควบคุมฟuzzyแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบต่อวินาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 5.0% ดังแสดงในตาราง

ตารางที่ 5.10 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,200 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.5

ค่าอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,200	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	5.0	%

พีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง



รูปที่ 5.6 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% ด้วยตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.11 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 1.5

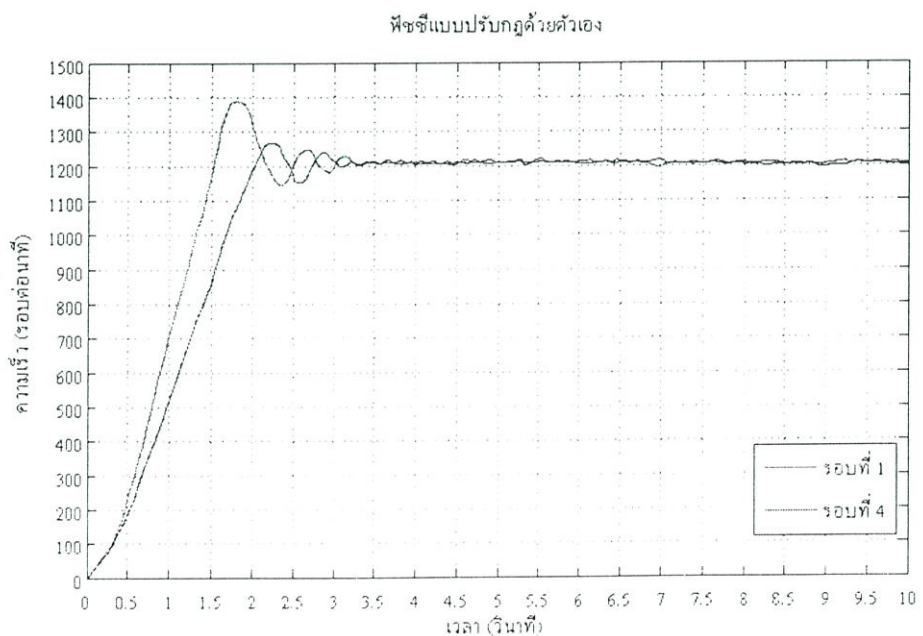
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.43	1.82	1.99	2.17
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	18.12	9.63	5.0	4.91

จากรูปที่ 5.6 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 18.12% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.43 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และรอบที่ 3 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของกฎ การควบคุมไป 2 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วคราว ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่า เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 5.0% เวลาในการเข้าถึง 1.99 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการ เรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.11

**การทดลองที่ 1.6** การทดลองตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบ ต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 7.0% ดังแสดงในตาราง

**ตารางที่ 5.12** การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,200 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% และ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.6

คำอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,200	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	7.0	%



**รูปที่ 5.7** ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อนาที โดยกำหนด ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% ด้วยตัวควบคุมพีชชีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.13 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลอง  
ที่ 1.6

ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.51	1.73	1.95	2.01
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	18.23	10.42	6.95	7.0

จากรูปที่ 5.7 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 18.23% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.51 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และรอบที่ 4 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของกฎ การควบคุมไป 3 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วขณะ ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่า เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 7.0% เวลาในการเข้าถึง 2.01 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการ เรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.13

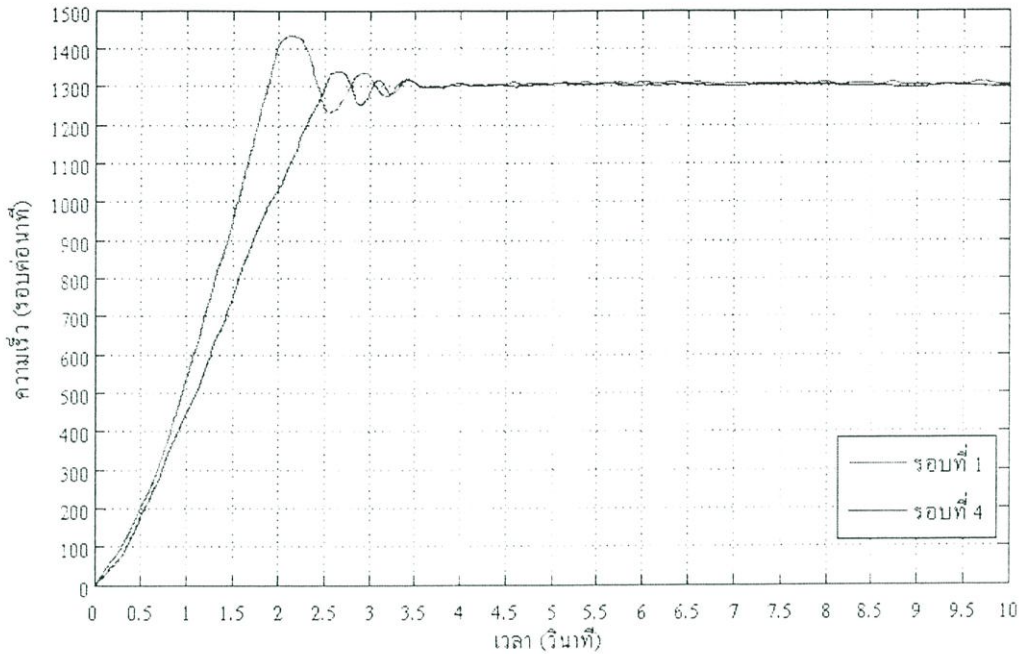
### 5.3.3 การทดลองตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที ที่ความเร็ว สูงกว่าพิกัดของมอเตอร์ ที่ค่าสมรรถนะต่างๆ

การทดลองที่ 1.7 การทดลองตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบ ต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 4.0% ดังแสดงในตาราง

ตารางที่ 5.14 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,300 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% และ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.7

ค่าอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,300	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	4.0	%

## ฟิชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง



รูปที่ 5.8 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 4.0% ด้วยตัวควบคุมฟิชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.15 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 1.7

ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4	รอบที่ 5
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.85	1.89	1.97	2.0	2.08
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	13.73	8.36	5.10	4.0	4.05

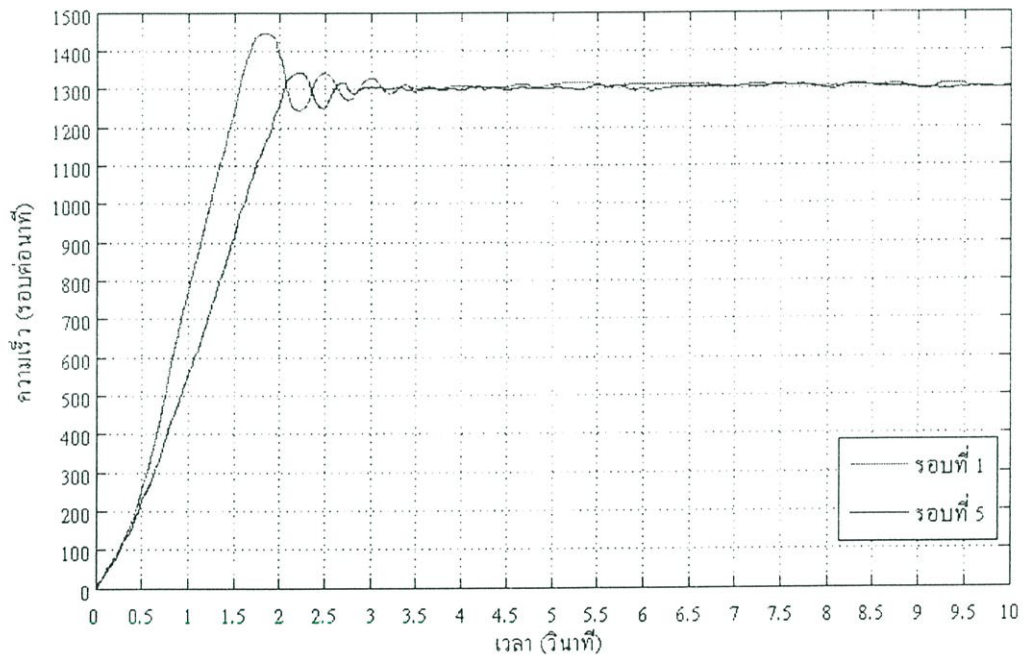
จากรูปที่ 5.8 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 13.73% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.85 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และรอบที่ 4 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของการควบคุมไป 3 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วขณะ ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 4.0% เวลาในการเข้าถึง 2.0 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการเรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.15

การทดลองที่ 1.8 การทดลองตัวควบคุมฟิชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 5.0% ดังแสดงในตาราง

ตารางที่ 5.16 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,300 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.8

คำอธิบาย	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,300	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	5.0	%

พีชชีแบบปรับได้ด้วยตัวเอง



รูปที่ 5.9 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 5.0% ด้วยตัวควบคุมพีชชีแบบปรับได้ด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.17 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 1.8

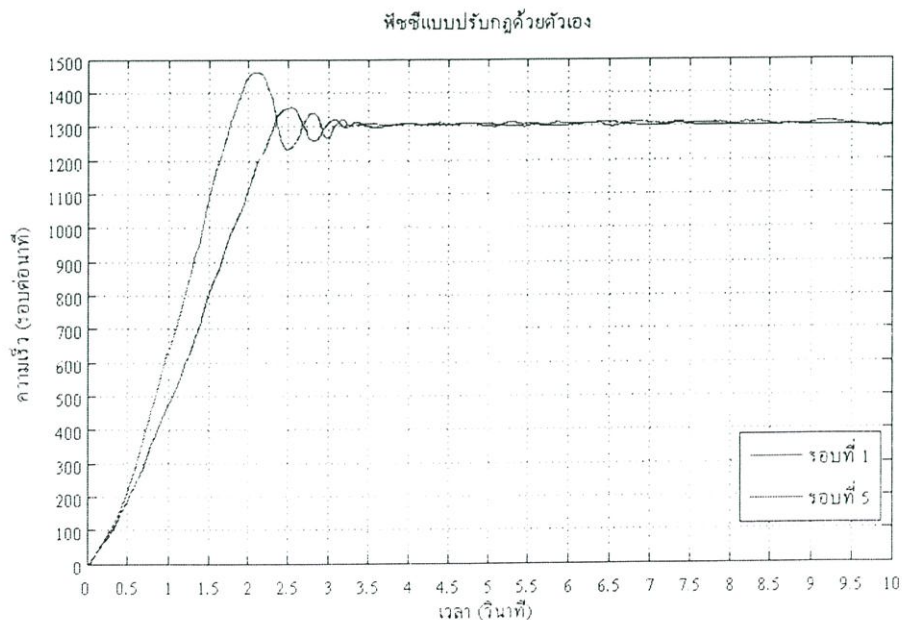
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4	รอบที่ 5
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.57	1.74	1.87	1.98	2.07
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	14.09	7.36	5.45	5.13	5.0

จากรูปที่ 5.9 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 14.09% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.57 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และรอบที่ 5 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของกฎ การควบคุมไป 4 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วคราว ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่า เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 5.0% เวลาในการเข้าถึง 2.07 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการ เรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.17

การทดลองที่ 1.9 การทดลองตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบ ต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเป็น 7.0% ดังแสดงในตาราง

ตารางที่ 5.18 การกำหนดค่าความเร็วที่ 1,300 รอบต่อนาที, ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% และ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 1.9

คำอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	1,300	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	7.0	%



รูปที่ 5.10 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนด ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ 7.0% ด้วยตัวควบคุมฟัซซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.19 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลอง  
ที่ 1.9

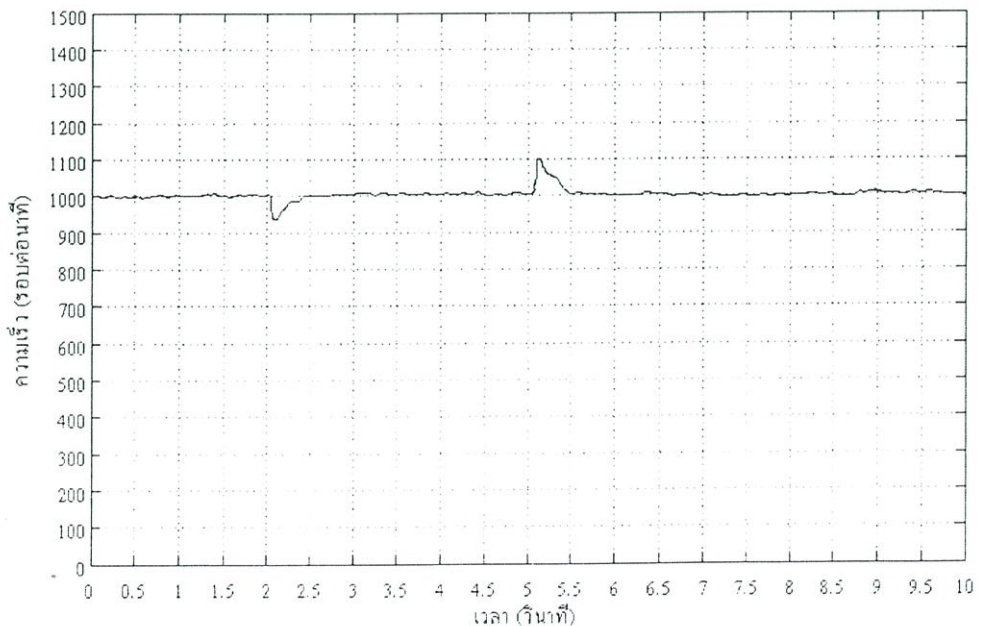
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4	รอบที่ 5
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	1.76	1.88	1.95	2.16	2.34
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	16.09	8.47	7.54	7.32	7.0

จากรูปที่ 5.10 ผลการตอบสนองในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 16.09% และมีเวลาในการเข้าถึง 1.76 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และรอบที่ 5 เป็นผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้เพื่อปรับกฎของกฎการควบคุมไป 4 รอบจนได้ผลการตอบสนองชั่วขณะ ที่มีค่าสมรรถนะตามที่กำหนด โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 7.0% เวลาในการเข้าถึง 2.34 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการเรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.19

### 5.3.4 การทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที, ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที และที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที

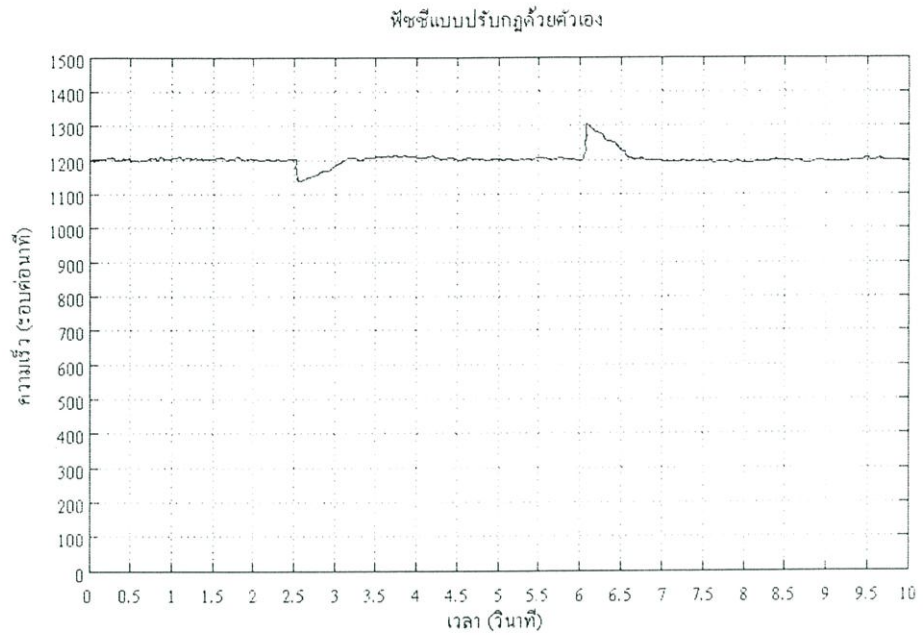
การทดลองที่ 1.10 การทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบต่อ  
นาที

พีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง



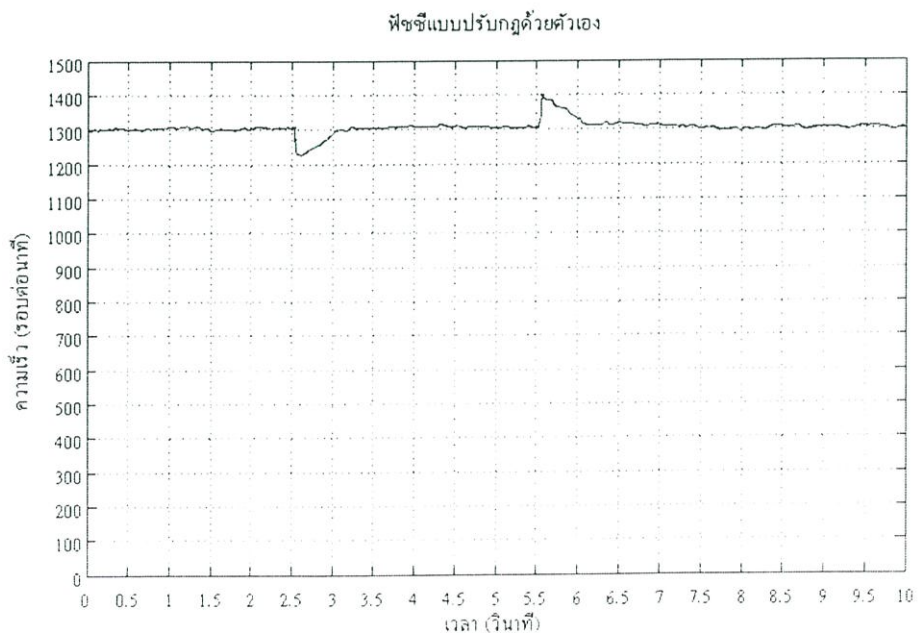
รูปที่ 5.11 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว  
1,000 รอบต่อนาที ที่บันทึกจากตัวควบคุมพีชซี

**การทดลองที่ 1.11** การทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบต่อ นาที



**รูปที่ 5.12** ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที ที่บันทึกจากตัวควบคุมฟิชซี

**การทดลองที่ 1.12** การทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด ที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบต่อ นาที



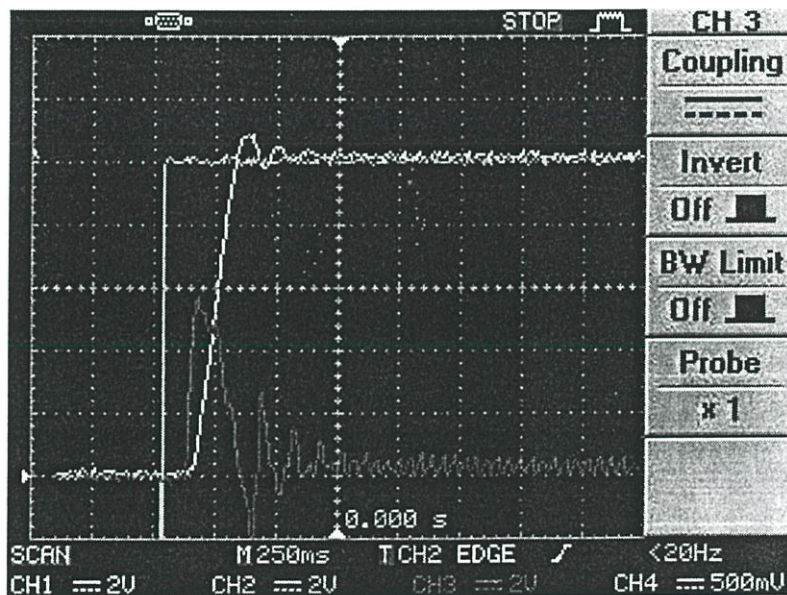
**รูปที่ 5.13** ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที ที่บันทึกจากตัวควบคุมฟิชซี

จากผลการทดลองที่ 1.1 – 1.9 การทดลองขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นโดยใช้ตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง พบว่ารอบในการเรียนรู้ของตัวควบคุมเพื่อให้ระบบมีค่าสมรรถนะตามที่กำหนดไว้ จะมีผลการตอบสนองอยู่ในช่วงประมาณ 2 – 5 รอบ และจากการทดลองที่ 1.10 – 1.12 การทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด จะใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อใส่โหลดและปลดโหลดใช้เวลาประมาณ 0.5 – 0.7 วินาที

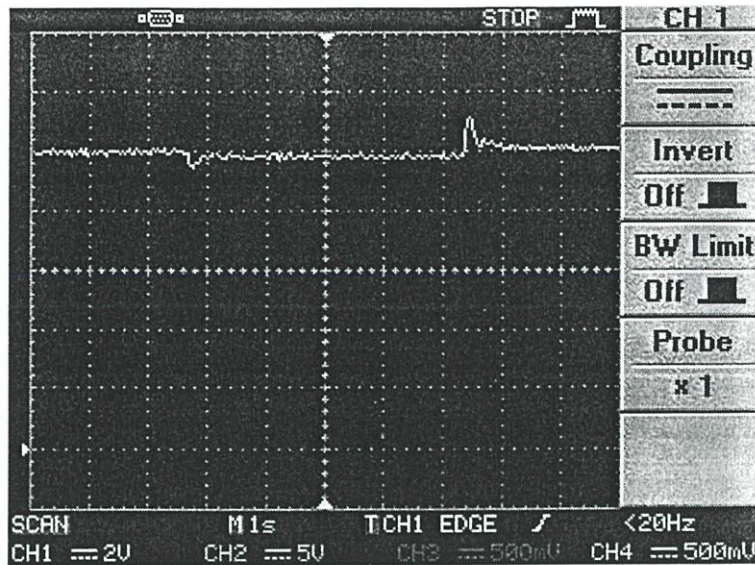
**5.4 การทดลองที่ 2** การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

5.4.1 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที ที่ความเร็วพิกัดสูงสุดของมอเตอร์

การทดลองที่ 2.1 การทดลองหาค่าความเร็วที่ 1,000 รอบต่อนาที ที่ความเร็วพิกัดสูงสุดของมอเตอร์



รูปที่ 5.14 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,000 รอบต่อนาที ระหว่างความเร็วกับกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

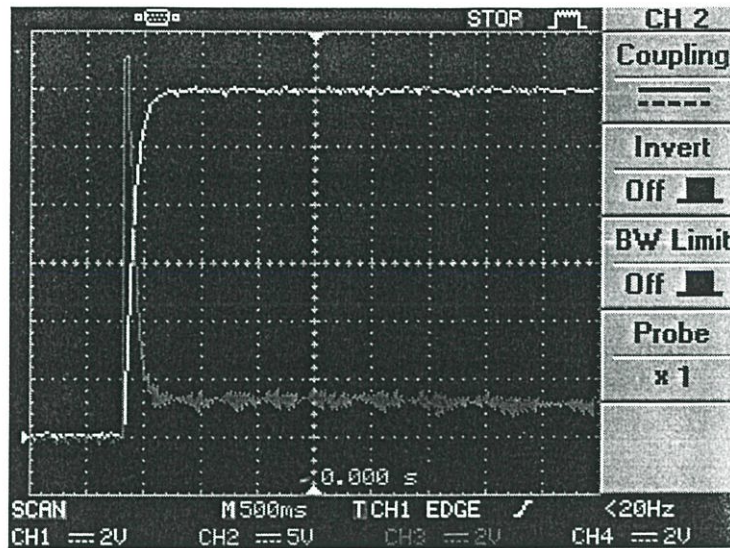


รูปที่ 5.15 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที ที่บันทึกจาก Digital storage oscilloscope

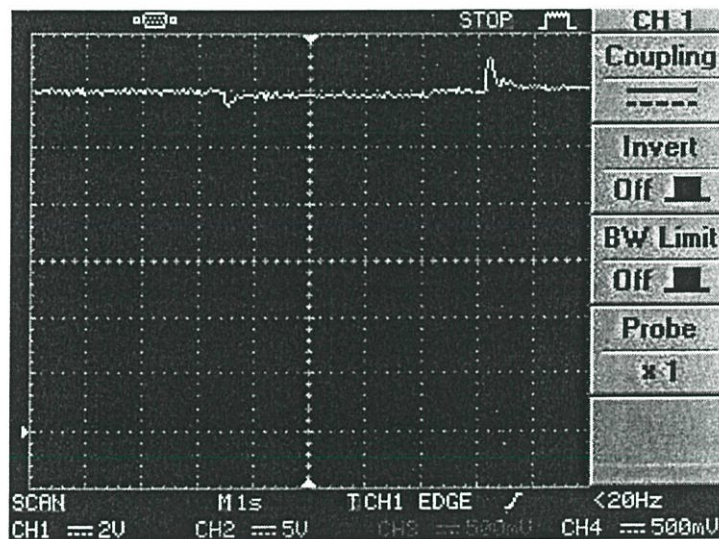
จากผลการทดลองที่ 2.1 การทดลองขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระดุนโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ (PI controller) ที่ความเร็ว 1,000 รอบต่อนาที (ความเร็วพิกัดสูงสุดของมอเตอร์) จะเห็นว่าการเกิดเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินประมาณ 10% และใช้เวลาในการเข้าถึง (rise time) ค่าที่ตั้งไว้ (set point) ประมาณ 175 มิลลิวินาที ในส่วนของกระแสจะกินกระแสสูงในช่วงต้นประมาณ 5.8 แอมแปร์ ก่อนที่มอเตอร์จะวิ่งเข้าสู่ค่าความเร็วที่ตั้งไว้ (1,000 รอบต่อนาที) และหลังจากนั้นกระแสจะเริ่มลดลงและมีค่าค่อนข้างคงที่ โดยมีการแกว่งของกระแสรอบค่าอยู่ในช่วง 0.1 ถึง 0.8 แอมแปร์ และในการทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด จะใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อใส่โหลดและปลดโหลดใช้เวลาประมาณ 0.2 ถึง 0.3 วินาที

#### 5.4.2 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที ที่ความเร็วที่สูงกว่าพิกัดสูงสุดของมอเตอร์

การทดลองที่ 2.2 การทดลองหาค่าความเร็วที่ 1,200 รอบต่อนาที ที่ความเร็วที่สูงกว่าพิกัดของมอเตอร์



รูปที่ 5.16 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,200 รอบต่อนาที ระหว่างความเร็วกับกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ



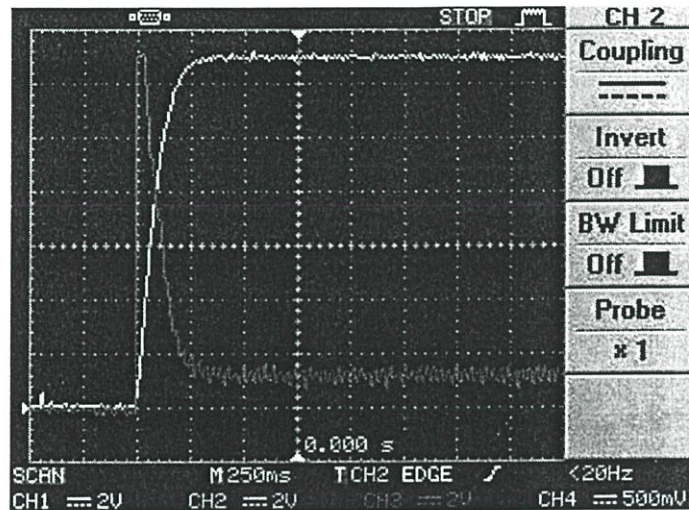
รูปที่ 5.17 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที ที่บันทึกจาก Digital storage oscilloscope

จากผลการทดลองที่ 2.2 การทดลองขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ ที่ความเร็ว 1,200 รอบต่อนาที (ความเร็วที่สูงกว่าพิกัดของมอเตอร์) จะเห็นว่าไม่มีการเกิดเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน และใช้เวลาในการเข้าถึงค่าที่ตั้งไว้ ประมาณ 400 มิลลิวินาที ในส่วนของกระแสจะกิโลแอมป์สูงในช่วงต้นประมาณ 13 แอมแปร์ ก่อนที่มอเตอร์จะวิ่งเข้าสู่ค่าความเร็วที่ตั้งไว้(1,200 รอบต่อนาที) และหลังจากนั้นกระแสจะเริ่มลดลงและมีค่าค่อนข้างคงที่ โดยมีการแกว่งของกระแสรอบค่าอยู่ในช่วง 1.4 ถึง 1.8 แอมแปร์ และในการทดลอง

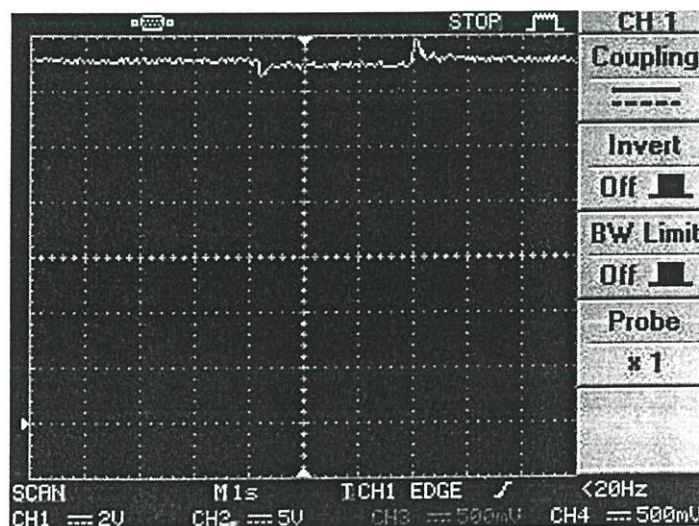
หาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด จะใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อใส่โหลดและปลดโหลดใช้เวลาระมาณ 0.2 ถึง 0.3 วินาที

5.4.3 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที ที่ความเร็วที่สูงกว่าพิกัดสูงสุดของมอเตอร์

การทดลองที่ 2.3 การทดลองหาค่าความเร็วที่ 1,300 รอบต่อนาที ที่ความเร็วที่สูงกว่าพิกัดของมอเตอร์



รูปที่ 5.18 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 1,300 รอบต่อนาที ระหว่างความเร็วกับกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 5.19 ผลการตอบสนองของความเร็วเมื่อจ่ายโหลดและปลดโหลด ที่ค่าความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที ที่บันทึกจาก Digital storage oscilloscope

จากผลการทดลองที่ 2.3 การทดลองขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ ที่ความเร็ว 1,300 รอบต่อนาที (ความเร็วที่สูงกว่าพิกัดของมอเตอร์) จะเห็นว่าไม่มีการเกิดเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน และใช้เวลาในการเข้าถึงค่าที่ตั้งไว้ประมาณ 350 มิลลิวินาที ในส่วนของกระแสจะเกินกระแสสูงในช่วงต้นประมาณ 13 แอมแปร์ ก่อนที่มอเตอร์จะวิ่งเข้าสู่ค่าความเร็วที่ตั้งไว้(1,300 รอบต่อนาที) และหลังจากนั้นกระแสจะเริ่มลดลงและมีค่าค่อนข้างคงที่ โดยมีการแกว่งของกระแสรอบค่าอยู่ในช่วง 1.4 ถึง 1.8 แอมแปร์ และในการทดลองหาค่าผลการตอบสนองต่อโหลด จะใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อใส่โหลดและปลดโหลดใช้เวลาประมาณ 0.2 ถึง 0.3 วินาที

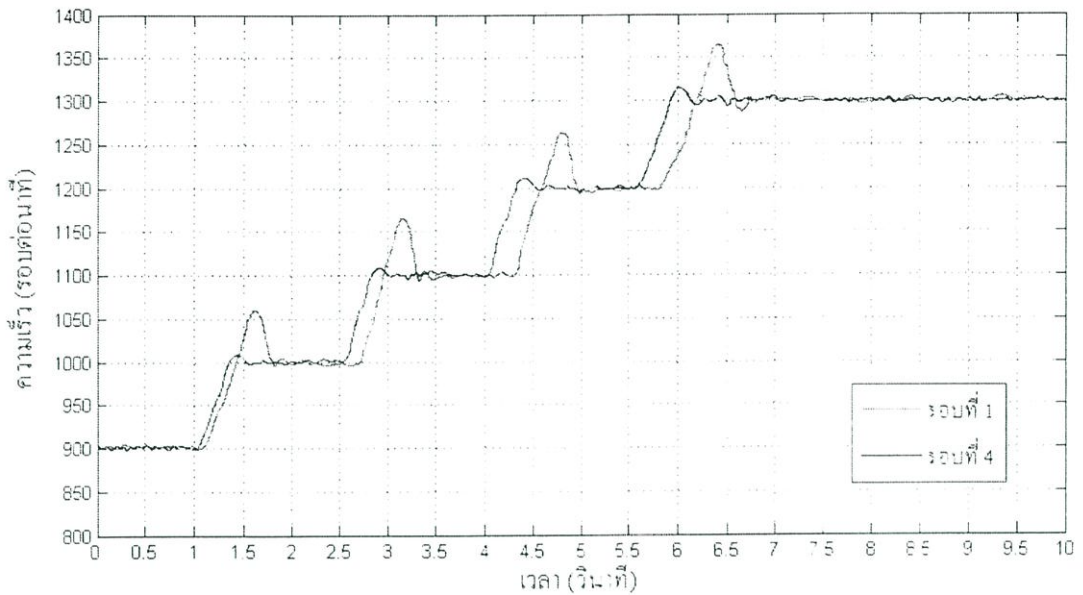
**5.5 การทดลองที่ 3** การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้พีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ระดับความเร็วรอบต่างๆ

**5.5.1 การทดลองตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ที่ความเร็วรอบ 900 รอบต่อนาทีไปจนถึงที่ระดับความเร็วรอบ 1,300 รอบต่อนาที แบบ Step**

**การทดลองที่ 3.1** การทดลองตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง โดยกำหนดค่าระดับความเร็วที่ 900 รอบต่อนาที ถึง 1,300 รอบต่อนาที ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินไม่เกิน 4.0% ดังแสดงในตาราง

**ตารางที่ 5.20** การกำหนดค่าความเร็วที่ 900 รอบต่อนาที ถึง 1,300 รอบต่อนาที ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ไม่เกิน 4.0% และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ 3.1

ค่าอ้างอิง	จำนวน	หน่วย
ค่าความเร็วที่ต้องการ	900 – 1,300	รอบต่อนาที
ความกว้างที่มากที่สุดในการเลื่อนฟังก์ชัน ความเป็นสมาชิกของสัญญาณเอาต์พุต	3.0	หน่วย
อัตราการเรียนรู้เริ่มแรก	0.1	
ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	≤ 4.0	%



รูปที่ 5.20 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 900 – 1,300 รอบต่อนาที โดยกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่  $\leq 4.0\%$  ด้วยตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง

ตารางที่ 5.21 ผลค่าสมรรถนะของการเรียนรู้โดยการปรับกฎแต่ละรอบการทำงานในการทดลองที่ 3.1 ที่ระดับความเร็ว 900 – 1,300 รอบต่อนาที

ระดับความเร็วที่ต้องการ	900 รอบต่อนาที			
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี
ระดับความเร็วที่ต้องการ	1,000 รอบต่อนาที			
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	0.35	0.35	0.34	0.31
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	6.20	5.65	4.58	1.02
ระดับความเร็วที่ต้องการ	1,100 รอบต่อนาที			
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	0.31	0.29	0.29	0.25
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	6.45	5.75	4.92	1.09

ระดับความเร็วที่ต้องการ	1,200 รอบต่อนาที			
	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้				
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	0.25	0.24	0.22	0.22
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	6.42	5.69	4.90	1.32
ระดับความเร็วที่ต้องการ	1,300 รอบต่อนาที			
	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3	รอบที่ 4
ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้				
เวลาในการเข้าถึง(วินาที)	0.35	0.36	0.34	0.32
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	6.43	5.63	4.84	1.33

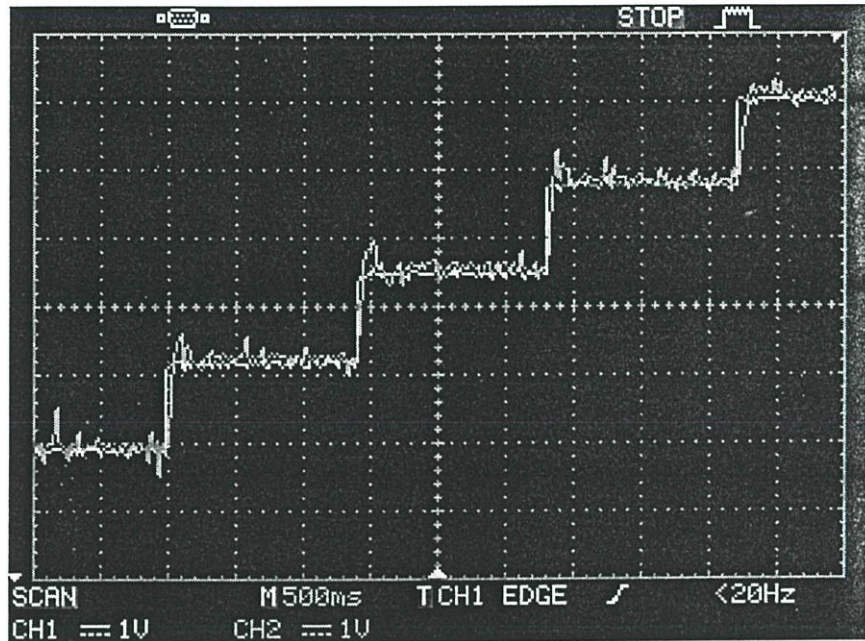
จากผลการทดลองที่ 3.1 ค่าสมรรถนะของการเรียนรู้ในรอบที่ 1 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งที่ระดับความเร็ว 900 รอบต่อนาทีไม่เกิดเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน และมีเวลาในการเข้าถึง เริ่มจาก 0 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 6.20% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.35 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,100 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 6.45% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.31 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 6.42% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.25 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 6.43% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.35 วินาที มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง และค่าสมรรถนะของการเรียนรู้ในรอบที่ 4 เป็นผลการตอบสนองของระบบที่มีการเรียนรู้เพื่อปรับกฎของกฎการควบคุมไป 3 รอบ ซึ่งที่ระดับความเร็ว 900 รอบต่อนาทีไม่เกิดเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน และมีเวลาในการเข้าถึงเริ่มจาก 0 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,000 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 1.02% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.31 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,100 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 1.09% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.25 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,200 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 1.32% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.22 วินาที, ที่ระดับความเร็ว 1,300 รอบต่อนาทีจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 1.33% และมีเวลาในการเข้าถึง 0.32 วินาที

ผลการตอบสนองหลังจากที่ระบบได้เรียนรู้จนได้ผลการตอบสนองชั่วคราว มีค่าสมรรถนะอยู่ในช่วงที่กำหนด โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินอยู่ในช่วงไม่เกิน 4.0% เวลาในการเข้าถึงอยู่ในช่วง 0.22 ถึง 0.32 วินาที ค่าสมรรถนะต่างๆในแต่ละรอบการเรียนรู้แสดงดังตารางที่ 5.21

**5.6 การทดลองที่ 4** การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นด้วยการปรับค่าสนามแม่เหล็กโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ที่ระดับความเร็วรอบต่างๆ

### 5.6.1 การทดลองตัวควบคุมแบบพีไอ ที่ความเร็วรอบ 900 รอบต่อนาทีไปจนถึงที่ระดับความเร็วรอบ 1,300 รอบต่อนาที แบบ Step

การทดลองที่ 4.1 การทดลองหาค่าความเร็วที่ 900 รอบต่อนาที ถึง 1,300 รอบต่อนาที แบบ Step



รูปที่ 5.21 ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วที่ระดับ 900 รอบต่อนาที ไปจนถึงที่ระดับความเร็วรอบ 1,300 รอบต่อนาที แบบ Step โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

จากผลการทดลองที่ 4.1 การทดลองขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระดุนโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ ที่ระดับความเร็วตั้งแต่ 900 – 1,300 รอบต่อนาที จะเห็นว่าการเกิดเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินค่อนข้างสูงประมาณ 10% – 15% และใช้เวลาในการเข้าถึงค่าที่ตั้งไว้ในช่วงประมาณ 100 – 175 มิลลิวินาที แสดงดังรูปที่ 5.21

## 5.7 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระดุนโดยใช้ตัวควบคุมพีซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองทั้งหมด จะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองในรอบที่ 1 ซึ่งเป็นผลการตอบสนองของระบบที่ยังไม่มีการเรียนรู้ ซึ่งจะมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินค่อนข้างสูง และมีเวลาในการเข้าถึงค่อนข้างช้า มีค่าผิดพลาด ณ สภาวะคงตัวสูง แต่เมื่อระบบได้มีการเรียนรู้และปรับกฎของกฎการควบคุม ซึ่งอยู่ในช่วงประมาณ 2 ถึง 5 รอบจนได้ผลการตอบสนองที่มีค่าสมรรถนะตามที่ออกแบบ

ไว้ โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินอยู่ในเกณฑ์ที่กำหนดและมีเวลาในการเข้าถึงดีกว่าตอนที่ระบบยัง  
ไม่มีการเรียนรู้และปรับกฎการควบคุม ซึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับการควบคุมแบบพีไอ จะเห็นได้  
ว่าเมื่อระบบได้มีการเรียนรู้จะทำให้มีค่าสมรรถนะใกล้เคียงกันแต่จะใช้เวลาในการเข้าถึงค่า  
เป้าหมายค่อนข้างช้ากว่าการควบคุมแบบพีไอ

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการควบคุมด้วยตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง โดยวิธีเกรเดียนท์เดสเซนท์ ในการขับเคลื่อนหรือควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยก กระตุ้นที่ข่านความเร็วสูงสุดของพิกัดมอเตอร์ด้วยการควบคุมแรงดันที่ข้ววงจรรอาร์เมเจอร์ และการปรับค่าสนามแม่เหล็กเพื่อควบคุมความเร็วที่ข่านสูงเกินกว่าพิกัดของมอเตอร์ที่ระดับต่างๆ และเขียนโปรแกรมคำสั่งด้วยภาษา C ทำงานบนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ เชื่อมโยงด้วย A/D CARD และ D/A CARD ขนาด 12 บิต เพื่อเป็นตัวควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยก กระตุ้นด้วยตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ซึ่งสามารถทำการเรียนรู้พฤติกรรมของระบบ และปรับกฎในฐานความรู้จนกระทั่งได้ผลการตอบสนองของค่าตรงตามที่กำหนดไว้ โดยส่วนใหญ่จะใช้รอบของการเรียนรู้อยู่ในช่วงประมาณ 2 รอบ ถึง 5 รอบ และสามารถรักษาเสถียรภาพของระบบได้เมื่อมีการใส่โหลดให้กับระบบ ซึ่งจากการทดลองสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองได้ดังต่อไปนี้

ข้อดีของตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง โดยวิธีเกรเดียนท์เดสเซนท์

1. สามารถเรียนรู้พฤติกรรมของระบบและปรับกฎในฐานความรู้ เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบ ให้ได้ตามที่ต้องการ
2. สามารถรักษาเสถียรภาพของระบบได้เมื่อมีการใส่โหลดให้กับระบบ

ข้อเสียของตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง โดยวิธีเกรเดียนท์เดสเซนท์

1. ใช้เวลาในการเข้าถึง(Rise time)ค่าเป้าหมายค่อนข้างนาน
2. รอบในการเรียนรู้ของตัวควบคุมใช้เวลาค่อนข้างนาน

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองสามารถทำการเรียนรู้พฤติกรรมของระบบและปรับกฎในฐานความรู้จนกระทั่งได้ผลการตอบสนองของค่าสมรรถนะตรงตามที่กำหนดไว้ โดยไม่ต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์มาก่อน เมื่อเปรียบเทียบผลการทดลองระหว่างตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเองกับตัวควบคุมแบบพีไอ ตัวควบคุมแบบพีไอ จำเป็นจะต้องหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ก่อนและทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม การใช้ตัวควบคุมพีไอ กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงตัวอื่น ก็ต้องหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตัวนั้น แต่ตัวควบคุมพีชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง เพียงให้ตัวควบคุมทำงานแบบทำซ้ำ และปรับจนได้ค่าสมรรถนะโดยประมาณหรือตามค่าที่กำหนดไว้ และเก็บค่านั้นเพื่อใช้ในการ

ควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงต่อไป ในด้านของสมรรถนะระหว่างสองตัวควบคุมนี้ จะมีผลใกล้เคียงกัน

อย่างไรก็ดี ผู้เขียนขอเสนอแนะสำหรับการพัฒนาสร้างตัวควบคุมฟิชซีต่อไปว่า ตัวควบคุมฟิชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง มีด้วยกันหลายวิธี แต่ละวิธีจะมีความเหมาะสมหรือไม่ขึ้นอยู่กับระบบที่จะควบคุมว่า มีความสลับซับซ้อนของกระบวนการมากน้อยเพียงใด การออกแบบตัวควบคุมฟิชซีควรมีฐานความรู้ที่ดี นอกจากนี้อาจใช้ตัวควบคุมฟิชซีแบบปรับกฎด้วยตัวเอง ประกอบร่วมกับวิธีการอื่นๆในการประมาณหรือปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ให้ตัวควบคุมอื่นๆต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] P.C. Sen, "Electric Motor Drives and Control : Past, Present and Future", *IEEE Trans. On Industrial Drives*, Volume IE37, No.6, pp.562-575, 1990.
- [2] W. Leonahard, *Control of Electric Drives*, Third Edition, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, Germany, 2001.
- [3] Luo Fang Lin, Senior Member IEEE, Liu Zou Zong and D. Tien "Nonlinear Field Weakening Controller of a Separately Excited DC Motor". 1998 IEEE Volume 2, pp.552-557. 1998.
- [4] Chaio-Jang Hwang; Tsung-Teh Yen, "A design of fuzzy self-organizing controller" *IEEE national conference*, Volume 3, 8-11 September, pp.1567-1572, 1996.
- [5] Jin-Maun Ho; Shoou-Ren Lin, "A Learning Algorithm for Fuzzy Self-Organizing Controller" *IEEE national workshop*, Volume 1, 20-22 August, pp.55-60, 1990.
- [6] Zuo Zong Liu; Fang Lin Luo; Rashid, M.H., "Speed nonlinear control of DC motor drive with field weakening", *IEEE Trans. On Industrial Drives*, Volume 39, Issue 2, March-April, pp.417-423, 2003.
- [7] Guillemin, P., "Fuzzy logic applied to motor control", *IEEE Trans. On Industrial Drives*, Volume 32, Issue 1, Jan.-Feb. 1996 Page(s):51 – 56.
- [8] Zadeh, L. A. "Fuzzy Sets." *Information and Control*, vol. 8, 1965. pp. 338-353.
- [9] T.J. Procyk and E.H. Mamdani. "A Linguistic Self-organizing Process Controller." *Automatica*, Vol. 15, 1, January, 1979. pp. 15-30.
- [10] Shihwang Shao. "Fuzzy Self-organizing Controller and It's Application for Dynamic Process." *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 26, 1988, pp. 151-164.
- [11] George J. Klir, Ute St Clair and Bo Yuan. *Fuzzy Set Theory Foundations and Applications*. 1 st. Canada : Prentice Hall PTR. 1997.
- [12] R.M. Tong. "A Control Engineering Review of Fuzzy Systems." *Automatica*, Vol. 13, 6, November, 1977. pp. 559-569.
- [13] Hung-Yuan Chang and Chih-Kuan Chiang. "A Self-learning and Tuning Fuzzy Logic Controller Based on Genetic Algorithms and Reinforcements." *International Journal of Intelligent Systems*, Vol. 12, 1997. pp. 673-694.
- [14] Mamdini E. H. "Applications of Fuzzy Algorithm for Simple Dynamic Plant." *Proceeding*

- IEE., Vol. 121, No. 12, 1974. pp. 1585-1588.
- [15] Lasen P. M. "Industrial Applications of Fuzzy Logic Control." , International Journal of Man-Machine Studies, Vol. 12, No. 1, 1980. pp. 3-10.
- [16] พนาฤทธิ์ เศรษฐกุล. "การขับเคลื่อนมอเตอร์อุตสาหกรรมด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง" . เอกสารประกอบการอบรม, กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2542.
- [17] พรจิต ประทุมสุวรรณ. "พื้นฐานการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง" , กรุงเทพฯ: 2548.
- [18] นิमित บุญภิรมย์. "การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยพีซีซึ่งชนิดปรับค่าด้วยตัวเอง." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2541.
- [19] Jimmie J. Cathey. "ELECTRIC MACHINES: ANALYSIS AND DESIGN APPLYING MATLAB." , McGraw-Hill. 2001.
- [20] Zdenko Kovacic, Stjepan Bogdan. "Fuzzy controller design : theory and applications." , Taylor & Francis, 2006.
- [21] Zilong Liu, Xianyi Zhuang, Shuyi Wang "Speed control of a DC motor using BP neural networks". Control Applications, 2003. CCA 2003. Proceedings of 2003 IEEE Conference on Volume 2, Issue , 23-25 June 2003 Page(s): 832 - 835 vol.2

ภาคผนวก ก  
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

# SICE-ICCAS 2006

SICE - ICASE International Joint Conference 2006

October 21-25, 2006

BEXCO(Busan Exhibition & Convention Center), Busan, KOREA



Welcome Message

Conference Organization

Conference Information

Plenary Talks & Invited Talks

Table of Contents **A B**

Author Index **A B**

Financial Contribution

Search This CD-ROM

CD-ROM Help

EXIT

SICE-ICASE International Joint Conference 2006  
Oct. 18-21, 2006 in Bexco, Busan, Korea

### Robust Controller Design for Plant Uncertainty

N. Klinsmith<sup>1</sup>, V. Tipsuwanporn<sup>2</sup>, A. Numsomran<sup>3</sup> and K. Wittheephanch<sup>4</sup>

<sup>1,2,3</sup> Department of Instrumentation Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand  
(Tel : (66-2)326-7347 : Ext.102 ; E-mail: ktvittay@kmitl.ac.th)

<sup>4</sup> Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,  
Srinakharinwirot University, Nakornnayok, Thailand  
(Tel : 66-37-322605 ; E-mail: kritchai@swu.ac.th)

**Abstract:** This paper demonstrates how Robust Nominal Model Following Control (RNMFC) motivated by the adaptive model following concept is developed and proposed in this paper. The control structure of RNMFC is quite different from and much simpler than those of adaptive model following control schemes. RNMFC has three main features: the use of a nominal model of the plant as a reference model, the design of a model controller which fulfills the reference tracking requirement and the inclusion of a simple PID correction mechanism which copes with all dynamic deviations of the real plant from its nominal model. With its robust control structure, RNMFC separates the reference tracking and robustness fulfillment into two independent problems. The results illustrate the robustness of RNMFC that can be manipulated parametric uncertainty of motor servo system.

**Keywords:** Model Following Control, PID control, robustness

## 1. INTRODUCTION

Robust Nominal Model Following Control (RNMFC) motivated by the adaptive model following concept is developed and proposed in this paper. Adaptive Model Following Control (AMFC)[1,2-5] is proven to be an effective and preferred control strategy[6,7]. Although adaptive model following control theory has been well developed, the simplification of control structure and the relaxation of strict assumption still need further research. In recent years, many efforts have been made to the selection of appropriate reference model and the elimination of requirement for full state information which is usually difficult to acquire. The control structure of RNMFC is quite different from and much simpler than those of adaptive model following control schemes. RNMFC has three main features: the use of a nominal model of the plant as a reference model, the design of a model controller which fulfills the reference tracking requirement and the inclusion of a simple PID correction mechanism which copes with all dynamic deviations of the real plant from its nominal model. With its robust control structure, RNMFC separates the reference tracking and robustness fulfillment into two independent problems. The results illustrate the robustness of RNMFC that can be manipulated parametric uncertainty of motor servo system.

The paper is organized as follows. In section 2 we present RNMFC scheme and in section 3 present controller architecture. Numerical examples are given in section 4.

## 2. ROBUST NOMINAL MODEL FOLLOWING CONTROL SCHEME

Perfect model following is an ideal case of model following control systems[5]. In fact, due to parameter variations and load disturbance in the real plant, the

asymptotic model following based on adaptive ideas is more practical. Generally, an AMFC system includes a reference model which prescribes the dynamic behavior of the model and reflects the expected performance of the controlled plant, and an adaptation mechanism which generates a correction signal to force the plant to follow the model.

Since it is not easy to select an appropriate reference model which matching conditions of AMFC scheme, one may wonder why not to directly use a nominal model of the plant as a reference model. This question has in fact motivated the development of the underlying RNMFC. Certainly, the direct use of the nominal model of the plant as reference model requires great revolution of present architectures of AMFC schemes.

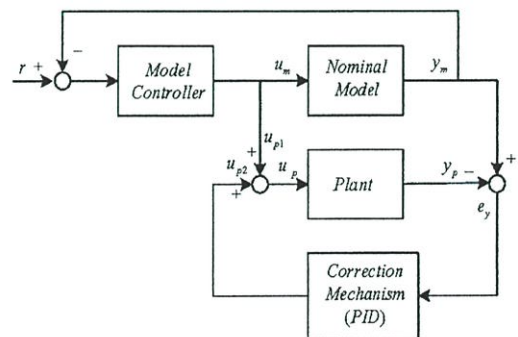


Fig. 1 Principle block diagram of RNMFC scheme.

Fig. 1 shows the principle diagram of the proposed RNMFC scheme. The block nominal model denotes a mathematical description of the plant in the nominal case and acts as a reference model in the system. The

model controller is designed from the nominal model and it can be any type of controller. The model controller has two tasks. One is to ensure a desired reference output trajectory  $y_m$  for the plant to follow which satisfies all performance specifications required by the designer, and the other is to provide part of control input for the plant. The correction mechanism generates an additional correction signal so that the output of the real plant can still follow the desired reference output trajectory in the presence of modeling errors.

In principle, the correction mechanism can be of any type as long as it guarantees asymptotic model following. As aforementioned [16], the adaptation law developed by means of hyper stability theory is very complicated and quite time-consuming in the implementation and it may also introduce poorly matched initial values of controller parameters. In order to reduce the computation in the correction mechanism, well-developed conventional control techniques may be employed. A simple PID correction mechanism is here adopted.

#### A. Asymptotic model following conditions

Assume that the plant parameters are unknown but constant or slow time-varying. The input-output relationship of the plant can then be approximated by a transfer function with a variable parameter vector. The reference model, the plant and the PID correction mechanism are represented in terms of transfer functions as shown in Fig. 2, where  $G_m(s)$ ,  $G_p(s, \nu)$  and  $G_a(s)$  denote the transfer functions of the reference model, plant and PID correction mechanism respectively, and  $\nu$  is the parameter vector of the plant.

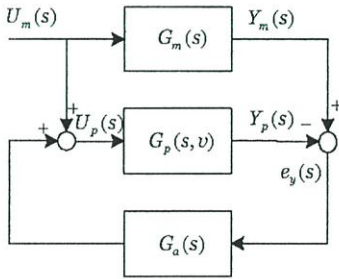


Fig. 2 Simplified diagram of RNMFC scheme in terms of transfer functions.

Asymptotic model following conditions for the proposed RNMFC scheme are stated as follows:

**Theorem:** The plant output  $y_p(t)$  asymptotically follows the model output  $y_m(t)$  if

(1) the model and the plant do not include any poles in

the right half plane and on the imaginary axis with an exception at the origin,

(2) the closed loop system of the plant is stable if the same PID correction mechanism is taken as a feedback controller,

(3) there is a limit on the output of the model controller when the time approaches infinity, i.e.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_m(t) = k, \quad (1)$$

where  $k$  is an arbitrary constant.

Proof:

From Fig. 2, it follows that

$$Y_m(s) = G_m(s)U_m(s), \quad (2)$$

$$Y_p(s) = G_p(s, \nu)[U_m(s) + G_a(s)e_y(s)], \quad (3)$$

$$e_y(s) = Y_m(s) - Y_p(s) \quad (4)$$

Hence, the transfer function of the generalized output error  $e_y(s)$  to the model input  $U_m(s)$  is

$$\frac{e_y(s)}{U_m(s)} = \frac{G_m(s) - G_p(s, \nu)}{1 + G_p(s, \nu)G_a(s)} \quad (5)$$

Condition (1) implies that

$$D_m(s) = s^n D'_m(s), \quad (6)$$

$$D_p(s, \nu) = s^n D'_p(s, \nu), \quad (7)$$

where  $n$  is integer equal to or larger than zero (note that the plant and its nominal model are supposed to have the same number of poles located at the origin) and  $D'_m(s)$  and  $D'_p(s, \nu)$  are stable polynomials.

Equation (5) can then be expressed in terms of polynomials stated above as

$$\frac{e_y(s)}{U_m(s)} = \frac{D_a(s)[D'_p(s, \nu)N_m(s) - D'_m(s)N_p(s, \nu)]}{D'_m(s)[D_p(s, \nu)D_a(s) + N_p(s, \nu)N_a(s)]} \quad (8)$$

The closed loop system formed by the plant and the same PID correction mechanism as the feedback controller is shown in Fig. 3. Its closed loop transfer function can be written as

$$\frac{Y(s)}{r(s)} = \frac{N_p(s, \nu)N_a(s)}{D_p(s, \nu)D_a(s) + N_p(s, \nu)N_a(s)} \quad (9)$$

Because  $D'_m(s)$  is a stable polynomial, it can be seen from (8) and (9) that the dynamics of the generalized output error  $e_y$  in the RMFC scheme has

the same stability property as the closed loop system formed by the plant and the same PID correction mechanism as shown in Fig. 3. If the closed loop system as shown Fig. 3 is stable, the dynamics of the generalized output error  $e_y$  in the RMFC scheme must be stable.

From (8), it follows that

$$\lim_{s \rightarrow 0} s e_y(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{D_a(s)[D'_p(s, v)N_m(s) - D'_m(s)N_p(s, v)]}{D'_m(s)[D_p(s, v)D_a(s) + N_p(s, v)N_a(s)]} s U_m(s) \quad (10)$$

Considering condition (3), one can rewrite (10) as

$$\lim_{s \rightarrow 0} s e_y(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{D_a(s)[D'_p(s, v)N_m(s) - D'_m(s)N_p(s, v)]}{D'_m(s)[D_p(s, v)D_a(s) + N_p(s, v)N_a(s)]} \lim_{s \rightarrow 0} s U_m(s) \quad (11)$$

For the PID-type correction mechanism

$$u_{p2} = k_{pa} \left( e_y + \frac{1}{T_{ia}} \int_0^t e_y d\tau + T_{da} \frac{de_y}{dt} \right) \quad (12)$$

That is,  $D_a(s) = T_{ia}(s)$ . Hence

$$\lim_{s \rightarrow 0} s e_y(s) = 0 \quad (13)$$

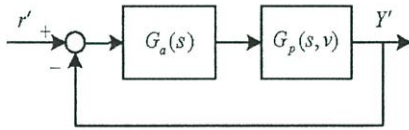


Fig. 3 Feedback control system of plant with PID correction mechanism as controller.

From conditions (2) and (3) and Eq. (8), there must exist a limit on the generalized output error  $e_y(t)$  when  $t$  approaches infinity. Therefore,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s e_y(s) = 0 \quad (14)$$

### 3. STEP DESIGN

The control system design RNMFC can be done in two main features: First, is design nominal model and Second, is design PID correction mechanism.

In the preceding section of this chapter, We have seen that nominal model controller design by nominal model. Therefore design by not to consider Uncertainty plant and in changer load motor bus is design controller for attain stability in tracking signal reference.

To be for design controller PID Correction will be condition to the theory in section 2 by the theory to give system controller attain following Nominal Model of

strict. Therefore design classical such as root locus or frequency domain can be have design difference controller nominal model to be worst case the plant in design due of duty PID correction to concern directly reduce standard division to nominal model in the plant.

The design to part independent between nominal model and PID correction indicate disturbance according both. Such as, this method is well for robust controller design nominal model.

### 4. SYSTEM MODELING EXAMPLE

This part in example is DC servo motor controller by relationship show armature voltage and speed shaft motor. Transfer function transform is [9]

$$G_{p1}(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1} = \frac{3.6}{0.02s + 1} \quad (15)$$

Where  $K_m$  is ratio to enlarge closed loop system servo and  $T_m$  is time constant motor by transfer function is plant nominal model.

Therefore design controller nominal model to choose Analytical Design. Transfer function transform is

$$G_{c1} = 0.3271 + \frac{24}{s} + 0.0s \quad (16)$$

Where  $G_c$  is transfer function nominal model control.

Afterwards is transfer function controller can be consider is feedback controller type PID by consider worst case plant. When to determine worst case plant is time constant and ratio to enlarge closed loop system nominal model with plant. Transfer function transfer is

$$G_{p2}(s, \Delta) = \frac{K_m}{T_m s + 1} = \frac{2.96}{0.85s + 1} \quad (17)$$

Thus, design by Analytical Design. Transfer function transfer is

$$G_{c2} = 108.5 + \frac{6000}{s} + 0.6s \quad (18)$$

Therefore from Fig. 1 Principle block diagram of RNMFC scheme. We have seen new structure RNMFC in Fig. 4 as the design under Uncertainties conditions in the plant. The main results are listed as follows.

- 1) The plant output asymptotically follows the model output under some conditions
- 2) The robust control loop is stable if and only if the feedback control system of the plant with the robust loop control as a feedback controller is stable.
- 3) The model controller and the robust loop controller

can be designed independently. The design of the model controller is based on the nominal model of the plant. The design of the robust loop controller can be converted to the design of an equivalent feedback controller for the worst case plant.

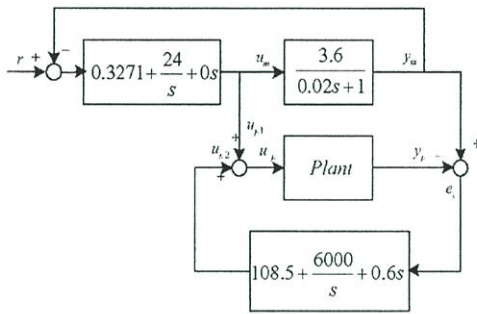


Fig. 4 The structure RNMFC in the design under Uncertainties conditions.

In Fig. 5 , Fig. 7, Fig. 9 we show results experiment of the closed loop system by PID controller .Input as feed PID controller is sine, sequence, pulse. And in Fig. 6 , Fig. 8, Fig. 10 we show results experiment of the closed loop system by RNMFC controller. Input as feed RNMFC controller is sine, sequence, pulse. The results indicate that significant robustness characteristic improvement with respect to plant uncertainties in the response by proposed technique is accomplished.

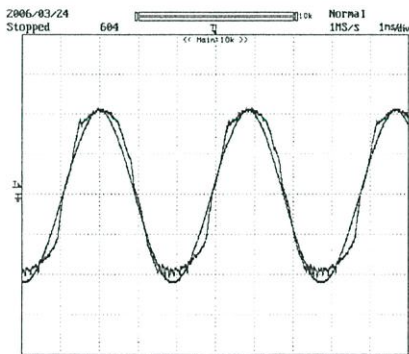


Fig. 5 Response system form PID to input sine.



Fig.6 Response system form RNMFC to input sine.

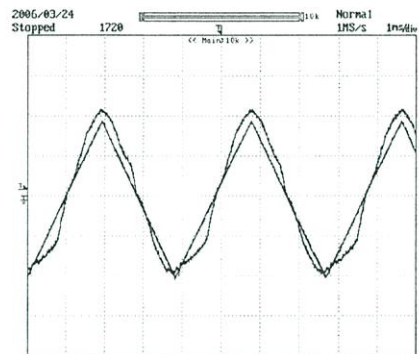


Fig. 7 Response system form PID to input sequence.

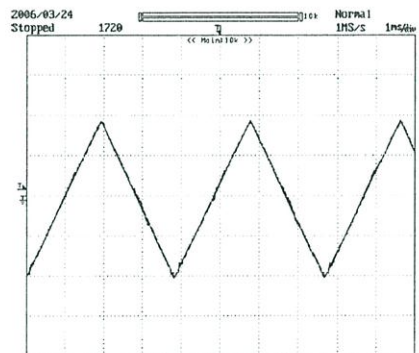


Fig.8 Response system form RNMFC to input sequence.

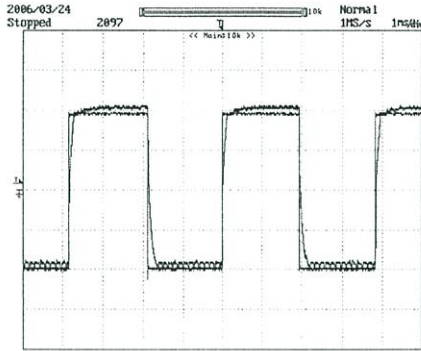


Fig. 9 Response system form PID to input pulse.

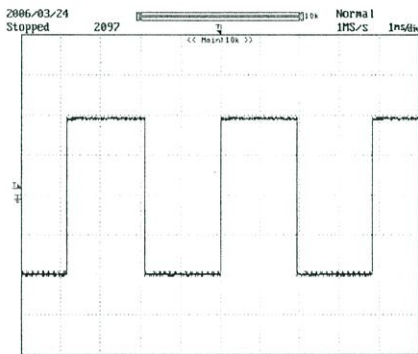


Fig. 10 Response system form RNMFC to input pulse.

## 5. CONCLUSIONS

In this paper, motive a principle by robust controller with a method robust nominal model tracking control a method as mentioned motive Adaptive Control but structure differently distributed architectures. It is revealed that the proposed method is very effective in the robustness characteristic enhancement of the distributed control systems in the presence of plant uncertainties.

## ACKNOWLEDGMENT

The author wish to acknowledge many helpful for experimental setup to Mr. Ruangyos Keteruksa.

## REFERENCES

- [1] K. S. Narendra, A. M. Annaswamy, *Stable Adaptive System*, Prentice Hall, New Jersey, 1989.
- [2] K. J. Astrom, B. Wittenmark, *Adaptive Control*,

Addison Wesley 1994.

- [3] S. Weerasooriya, M. A. El-Sharkawi, "Adaptive Tracking Control for High Performance DC Drives," *IEEE Trans. Energy Conver.*, Vol. 4, pp. 502-508, 1989.
- [4] E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti, A. Testa, "A Robust Adaptive Controller for PM Motor Drives in Robotic Application," *IEEE Trans. Powet Electron.*, Vol. 10, pp.62-71, 1995
- [5] F. J. Lin, C. . Liaw. "Reference Model selection and Adaptive Control for Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Auto.Contr.*, Vol. 38, pp. 1594-1600.1993.
- [6] J. Ackermann, *Robust Control: Systems with Uncertain Physical Parameters*, Springer-Verlag, London, 2001.
- [7] K.J.Astrom, T. Hagglund, *PID Controller: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, N

# ICCAS 2007

International Conference on Control, Automation and Systems 2007



• PROCEEDINGS

Welcome Message

Conference Organization

Conference Information

Plenary Talks, Invited Talks & Special Session

Table of Contents

Author Index

Financial Contribution

E-proceeding Search

EXIT

October 17-20, 2007  
COEX, Seoul, Korea

IEEE Catalog Number: 07EX1874 ISBN: 978-89-950038-6-2-98560

in conjunction with KRC 2007



## Separately Excited DC Motor Drive With Fuzzy Self-Organizing

V. Tipsuwanporn, A. Numsomran, N. Klinsmith, S. Gulphanich  
 Department of Instrumentation Engineering, Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
 Bangkok 10520, Thailand.

Phone (66-0)2739-2406-7 Ext. 102, Fax (66-0) 2739-2406-7 Ext. 103 E-mail: [ktvittav@kmitl.ac.th](mailto:ktvittav@kmitl.ac.th)

**Abstract:** This paper presents the algorithm for speed control of a separately excited dc motor (SEDCM) drive with fuzzy self-organizing. The objective is to design the system that can learn, increase, reduce and modify rule in knowledge base or rule base to suit the case and set response within acceptable area. The concepts about state analyze and performance measure are used to determine the modification rule in the knowledge base. The structure of fuzzy self-organizing controller consists of self-organizing control, dc chopper and speed sensor devices. For the control method, the close loop speed techniques are applied. The fuzzy self-organizing algorithm is experimented by controlling the speed of separately excited dc motor. The rules of fuzzy self-organizing with separately excited dc motor is to see response when load is changed.

**Keywords:** fuzzy, self-organizing, separately excited dc motor

### 1. INTRODUCTION

Generally, D.C. motors are used in many industrial plants. In particular, separately excited dc motors have many applications. A separately excited dc motor drive system is commonly operated with torque control. Close-loop drive is used for speed control or position control, and require feedback speed signal from the pulse encoders or tachogenerators. Because of these facts, the use of a transducer which limited its work can adversely affect stable performance of the motor.

This paper presents a separately excited dc motor drive with fuzzy self-organizing. We analyze the stability of speed by using gradient descent.

### 2. MODEL OF A SEPARATELY EXCITED DC MOTOR

A separately excited dc motor shown in Figure 1 is one of the most commonly used dc motors. It can be represented by equation 1 as follow:

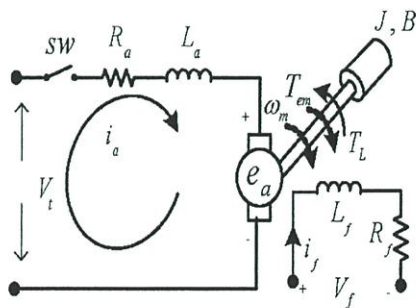


Figure 1. Separately excited DC motor

$$v_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1)$$

$$e_a = k_e \phi_f \omega_m \quad (1a)$$

$$v_f = R_f i_f + N_f \frac{d\phi_f}{dt} \quad (1b)$$

$$T_{em} = k_t \phi_f i_a = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (1c)$$

$$e_a i_a = \frac{k_e}{k_t} T_{em} \omega_m \quad (1d)$$

while,  $\omega_m$  is the rotor speed(rad/s). The voltages  $V_t$  and  $V_f$  are the armature and field voltage(V).The resistance  $R_a$  and  $R_f$  are the armature and field resistance( $\Omega$ ). The current  $i_a$  and  $i_f$  are the armature and field current(A). The inductance  $L_a$  and  $L_f$  are the armature and field inductance(L). The constant  $k_e$ ,  $k_t$  is the motor constant,  $J$  is the inertia of motor ( $\text{Kg m}^2$ ),  $B$  is the damping coefficient ( $\text{Kg m}^2 \text{s}^{-1}$ ). The torque  $T_L$  and  $T_{em}$  are the load torque and motor torque(Nm).

From equation (1), it follows that:

$$V_t(s) - E_a(s) = (R_a + sL_a)I_a(s) \quad (2)$$

$$E_a(s) = K_e \phi \omega(s) \quad (3)$$

$$T_{em}(s) = K_t \phi I_a(s) \quad (4)$$

$$T_{em}(s) - T_L(s) = (B + sJ)\omega(s) \quad (5)$$

Equation (2), it follows that:

$$I_a(s) = \frac{V_t(s) - E_a(s)}{(R_a + sL_a)} = \frac{[V_t(s) - E_a(s)]1/R_a}{1 + \tau_a s} \quad (6)$$

$\tau_a = L_a / R_a$  is electrical time constant of armature

Equation (5), it follows that:

$$\omega(s) = \frac{T_{em}(s) - T_L(s)}{(B + sJ)} = \frac{[T_{em}(s) - T_L(s)]1/B}{1 + \tau_m s} \quad (7)$$

$\tau_m = J / B$  is mechanical time constant of armature

From equation (2)-(6), can be written in block diagram as shown in figure 2.

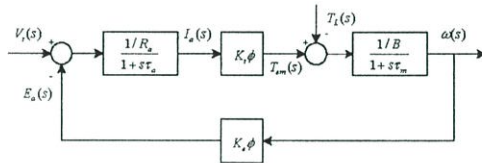


Figure 2. Block diagram of SEDCM

From figure 2 if the speed is changed speed  $\omega(s)$  because of  $V_t(s)$  and  $T_L(s)$ , it follows that

$$\omega(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)H_1(s)} E_a(s) + \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s)H_2(s)} T_L(s) \quad (8)$$

while

$$G_1(s) = \frac{(1/R_a)}{1 + s\tau_a} (K_t\phi) \frac{(1/B)}{1 + s\tau_m} \quad (8a)$$

$$H_1(s) = K_e\phi \quad (8b)$$

$$G_2(s) = \frac{-(1/B)}{1 + s\tau_m} \quad (8c)$$

$$H_2(s) = \frac{-K_t K_e \phi^2 / R_a}{1 + s\tau_a} \quad (8d)$$

From equation (8) if not consider  $T_L(s)$ , it follows that:

$$\frac{\omega(s)}{V_t(s)} = \frac{K_t\phi}{K_t K_e \phi^2 + R_a B (1 + s\tau_a)(1 + s\tau_m)} \quad (9)$$

But  $\tau_a \ll \tau_m$  always, we can then cut part of  $\tau_a$ .

It follows that:

$$G_1(s) = \frac{\omega(s)}{V_t(s)} = \frac{K_t\phi}{K_t K_e \phi^2 + R_a B + sR_a B \tau_m} = \frac{k_m}{1 + s\tau_{m1}} \quad (9a)$$

while  $k_m =$  Steady state gain

$\tau_{m1} =$  Equivalent constant

and

$$\tau_{m1} = \frac{R_a B}{K_t K_e \phi^2 + R_a B} \tau_m \quad (9b)$$

$$k_m = \frac{K_t\phi/B}{K_t K_e \phi^2 + R_a B} \quad (9c)$$

then  $\tau_{m1} \ll \tau_m$

From figure 2, when  $T_L(s) = 0$ , it follows that:

$$\frac{\omega(s)}{I_a(s)} = \frac{K_t\phi/B}{1 + s\tau_m} = \frac{k_{m2}}{1 + s\tau_m} \quad (10)$$

Therefore, from equation (9a) and (10), it follows that:

$$\begin{aligned} \frac{I_a(s)}{V_t(s)} &= \frac{I_a(s)}{\omega(s)} \frac{\omega(s)}{V_t(s)} = \frac{1 + s\tau_m}{K_t\phi/B} \frac{k_m}{1 + s\tau_{m1}} \\ &= \frac{K_{m1}(1 + s\tau_m)}{1 + s\tau_{m1}} \end{aligned} \quad (11)$$

which can define as follow:

$$k_{m1} = \frac{k_m}{K_t\phi/B} \quad (11a)$$

$$k_{m2} = \frac{K_t\phi}{B} \quad (11b)$$

$$k_m = k_{m1} k_{m2} \quad (11c)$$

$k_m, k_{m1}, k_{m2} =$  Equivalent constant

### 3. DESIGN OF A SEPARATELY EXCITED DC MOTOR CONTROLLER

The control system design consists of :

- The structure of separately excited dc motor drive with PI controller

- The structure of separately excited dc motor drive with fuzzy self-organizing controller

3.1 The structure of a separately excited dc motor drive with PI controller. It follows that:

$$u = K_p e + K_i \int e dt \tag{12}$$

while

$K_p$  = Proportional gain

$K_i$  = Integral gain

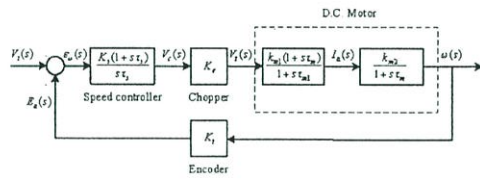


Figure 3. Block diagram of DC motor control by using PI controller

3.2 The structure of a separately excited dc motor drive with fuzzy self-organizing controller as shown in figure 4.

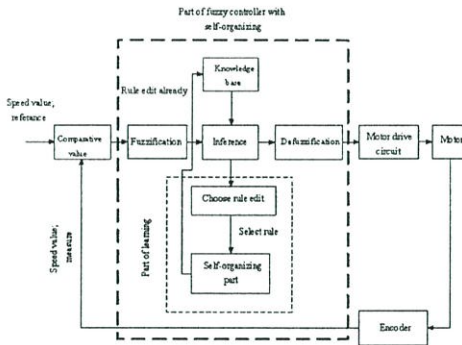


Figure 4. The structure of a SEDCM drive with fuzzy self-organizing controller

The structure of a separately excited dc motor drive with fuzzy self-organizing consists of:

3.2.1 Fuzzy controller uses  $\Delta$ -function for input and fuzzy singleton for output. Inference uses max-product composition, defuzzification uses center average defuzzifier. While knowledge base consists of 49 rules. This part control fuzzy system and keeps all rules used for speed control sending choice of editing rule.

3.2.2 Choice of rule should edit is to reduce control signal in starting period. Thus, group of rule should edit is the rule of both input are error and rate of error

through starting period as shown in figure 5a and 5 b.

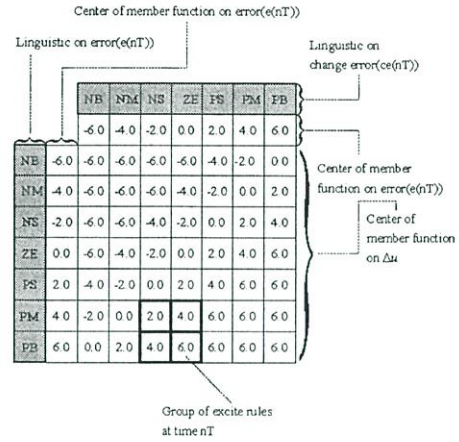


Figure 5a. Knowledge base and rules at excited time  $nT$  in learning revolution  $k$

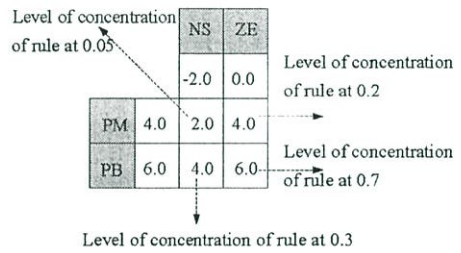


Figure 5b. Level of concentration of rule at excited time  $nT$  in learning revolution  $k$

3.2.3 Part of performance value is measurement of the different of specific performance value and performance value at measure as follow:

$$\Delta OV = OV_{desired} - OV \tag{13}$$

3.2.4. Part of self-organizing by gradient descent is to change rule in knowledge base as follow.

$$E = \frac{1}{2} [y(t) - y_{sp}]^2 \tag{14}$$

$$\bar{c}_l(k+1) = \bar{c}_l(k) - \alpha \left( \frac{\partial E}{\partial c_l} \right) \tag{15}$$

while

$$\bar{c}_l(k) = \text{membership function of rule } l$$

at learning revolution  $k$   
 $\bar{c}_l(k+1)$  = membership function of rule  $l$   
 at learning revolution  $k+1$   
 $\alpha$  = learning rate  
 $\left(\frac{\partial E}{\partial c_l}\right)$  = differential function when  
 compare this with  $\bar{c}_l$   
 while  $\left(\frac{\partial E}{\partial c_l}\right)$  can be calculation from equation (16)  

$$\left(\frac{\partial E}{\partial c_l}\right) = \frac{\mu_l(e) \times \mu_l(ce) \times (y(t) - y_{sp})}{\sum_{l=1}^n (\mu_l(e) \times \mu_l(ce))} \quad (16)$$

while,  $\mu_l(e)$  is level of membership of error rule  $l$ ,  $\mu_l(ce)$  is level of membership of change error rule  $l$ ,  $y_{sp}$  is required revolution value,  $y(t)$  is measured revolution value

Calculation of learning rate can be considered by 2 reasons; performance value that measured should effect to learning rate in each revolution and learning rate should vary in every period of time as the rules that input in each period of time will effect to the response in different level.

$$\alpha = weight \times |e(nT) - \bar{c}_l(nT)| \quad (17)$$

while,  $weight$  is loaded value,  $e(nT)$  is error at time  $nT$ ,  $\bar{c}_l(nT)$  is fuzzy sigleton of output of rule  $l$  at time  $nT$

Loaded value is measured from performance value by condition as follow:

- If  $\Delta OV < 0.3$  Then weight = 0.0
- If  $\Delta OV \geq 0.3$  and  $\Delta OV \leq 1.0$  Then weight = 1.0
- If  $\Delta OV > 1.0$  and  $\Delta OV \leq 3.0$  Then weight = 3.0
- If  $\Delta OV > 3.0$  Then weight = 5.0

From condition above can be shown in figure 6.

		$e(kT)$
		ZE
		0.0
$ce(kT)$	PB	6.0
		5.50

Figure 6. Rules in period of time  $nT$  after solve in learning revolution  $k+1$

#### 4. EXPERIMENTAL RESULT

The system descriptions of the proposed speed controlled system are shown in figure 7.

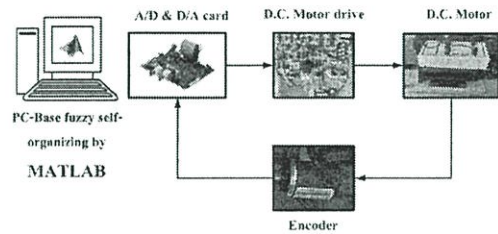


Figure 7. Demonstration plant of dc motor

This experiment is searched for performance of speed response at 1000 r.p.m. and response when putting mechanical load on system. The experimental results of the purposed speed controlled system as a fuzzy self-organizing controller that do comparison with PI controller

Table 1. Rating of the dc motor

Parameter	Rating
Rated armature voltage	70 Volt; 13 A
Rated field voltage	80 Volt; 1.6 A
Rated power	700 W
Rated speed	1000 r.p.m.

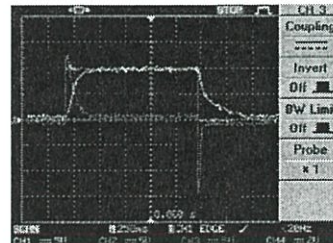
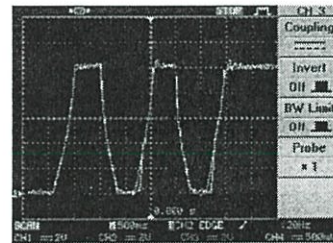


Figure 8. Speed response with PI controller

Table 1. Speed, performance and parameter on experiment

Reference value	Number	Unit
Speed value	1000	r.p.m.
Maximum width for member function of output signal	3.0	unit
Knowledge rate at beginning	0.1	
%Overshoot	4.0	%

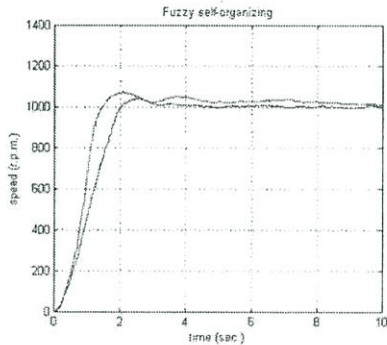


Figure 10. Response for speed control at level 1000 r.p.m. which determine performance value at %overshoot=4.0% with fuzzy self-organizing controller

Table 2. Performance value of learning which adjust rule of each working revolution

Performance	Rev.1	Rev.2	Rev.3	Rev.4
Rise time(sec)	1.52	1.56	1.87	2.01
%Overshoot	7.14	6.53	5.42	4.0

Table 3. Speed, performance and parameter on experiment

Reference value	Number	Unit
Speed value	1000	r.p.m.
Maximum width for member function of output signal	3.0	unit
Knowledge rate at beginning	0.1	
%Overshoot	5.0	%

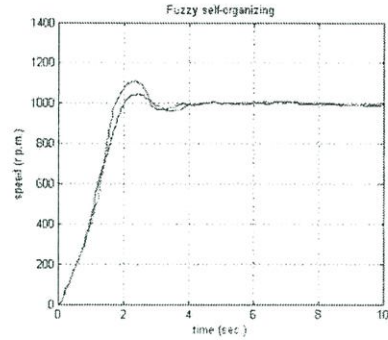


Figure 11. Response for speed control at level 1000 r.p.m. which determine performance value at %overshoot=5.0% with fuzzy self-organizing controller

Table 4. Performance value of learning which adjust rule of each working revolution

Performance	Rev.1	Rev.2	Rev.3
Rise time(sec)	1.76	1.81	2.02
%Overshoot	11.04	7.65	5.0

Table 5. Speed, performance and parameter on experiment

Reference value	Number	Unit
Speed value	1000	r.p.m.
Maximum width for member function of output signal	3.0	unit
Knowledge rate at beginning	0.1	
%Overshoot	7.0	%

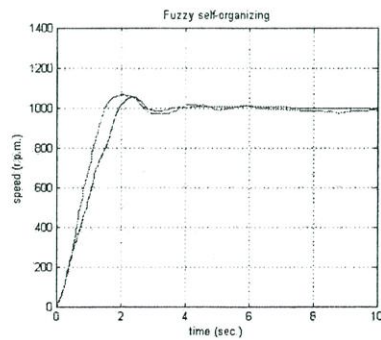


Figure 12. Response for speed control at level 1000 r.p.m. which determine performance value at %overshoot=7.0% with fuzzy self-organizing controller

Table 6. Performance value of learning which adjust rule of each working revolution

Performance	Rev.1	Rev.2	Rev.3
Risetime(sec)	1.54	1.75	1.96
%Overshoot	8.27	7.82	7.0

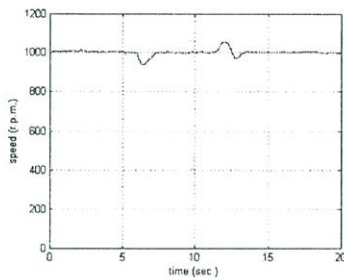


Figure 13. Response for speed control at level 1000 r.p.m. which with fuzzy self-organizing controller at load 50%

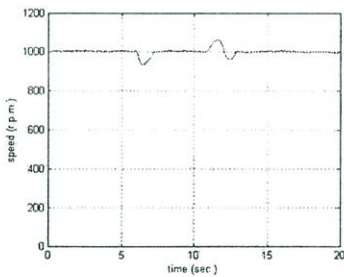


Figure 14. Response for speed control at level 1000 r.p.m. which with fuzzy self-organizing controller at load 75%

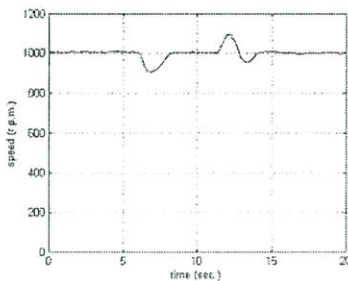


Figure 15. Response for speed control at level 1000 r.p.m. which with fuzzy self-organizing controller at load 100%

## 5. CONCLUSIONS

In this paper, the experiment results as test with fuzzy self-organizing by using gradient descent in controlled of motor speed at different level and different performance. We find fuzzy self-organizing controller can learn manner of system and tuning knowledge base until it can response to following specific performance at learning 3 to 4 revolution. and can keep stability of system when put mechanical loaded to system at 50%, 75% and 100%. If we compare PI controller with fuzzy self-organizing controller, we would see that PI controller was more difficult than fuzzy self-organizing controller because we have to find parameter and mathematics model but fuzzy self-organizing can learn by itself.

## ACKNOWLEDGEMENT

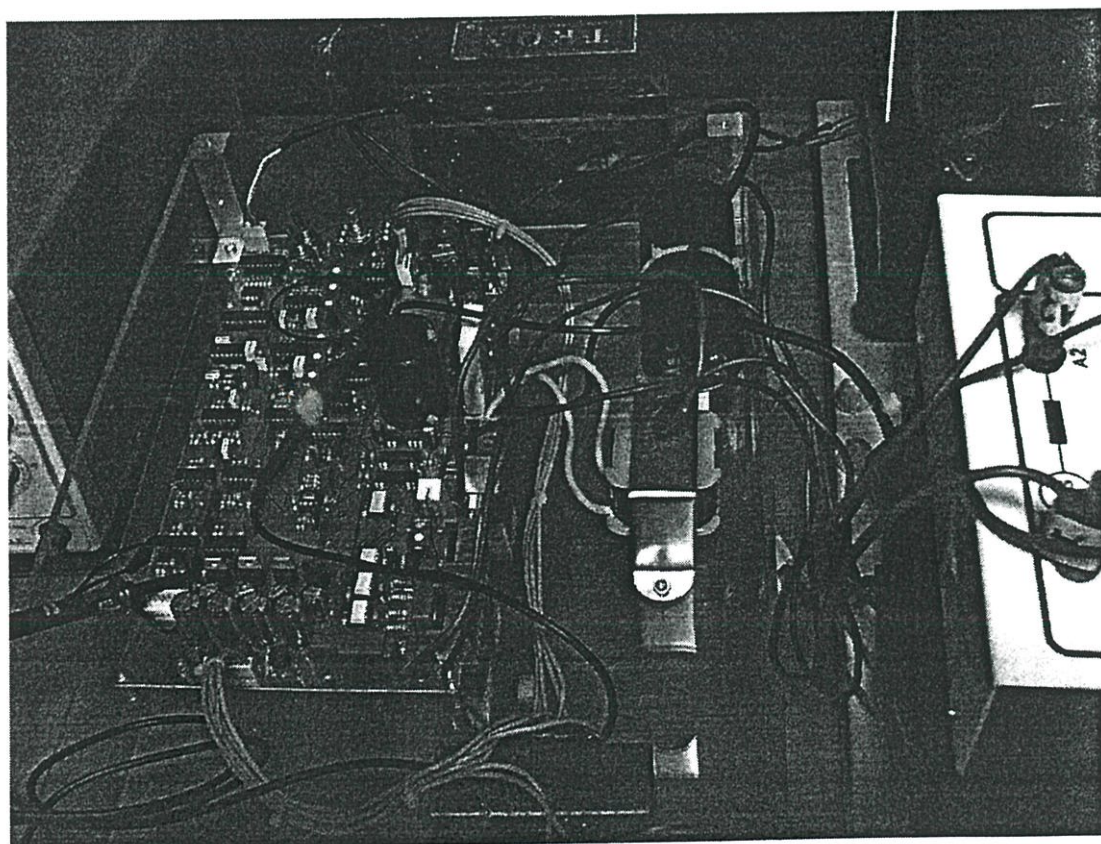
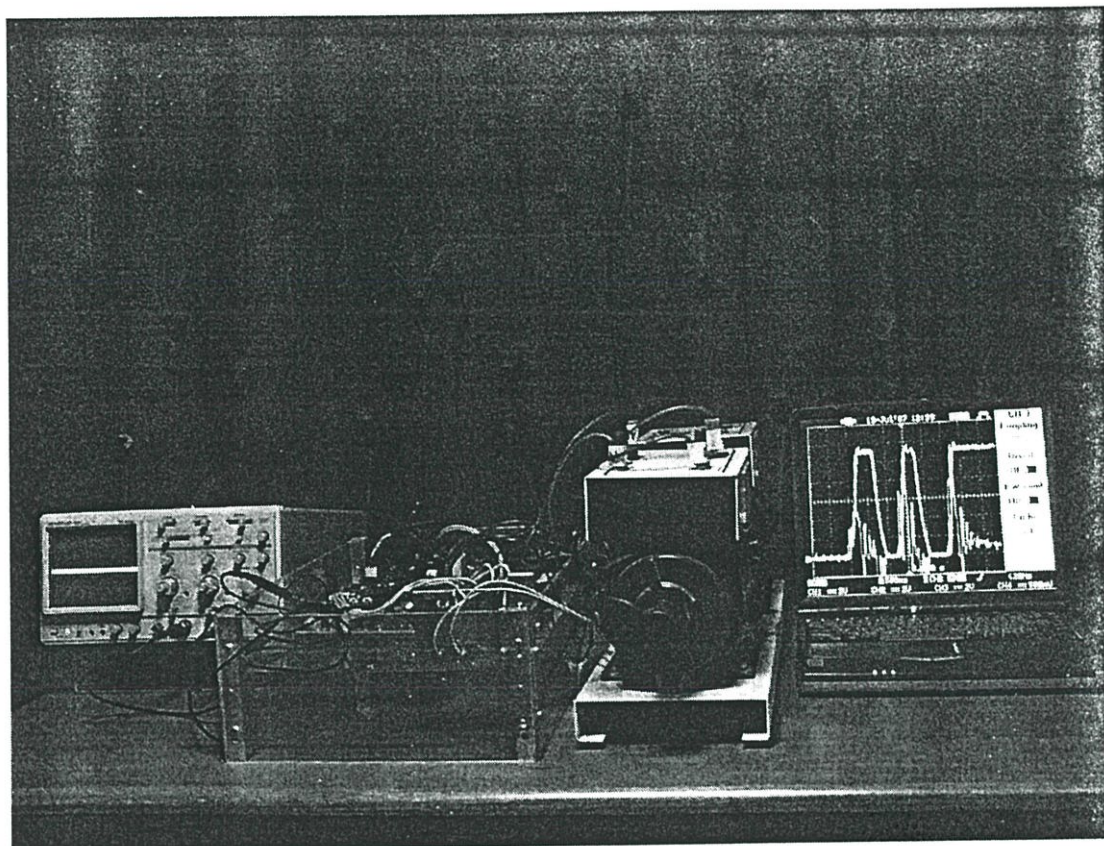
The author wish to acknowledge many helpful for experimental setup to Mr. Surakit Lertudomsuk, C.P. Seven-eleven public company limited, THAILAND

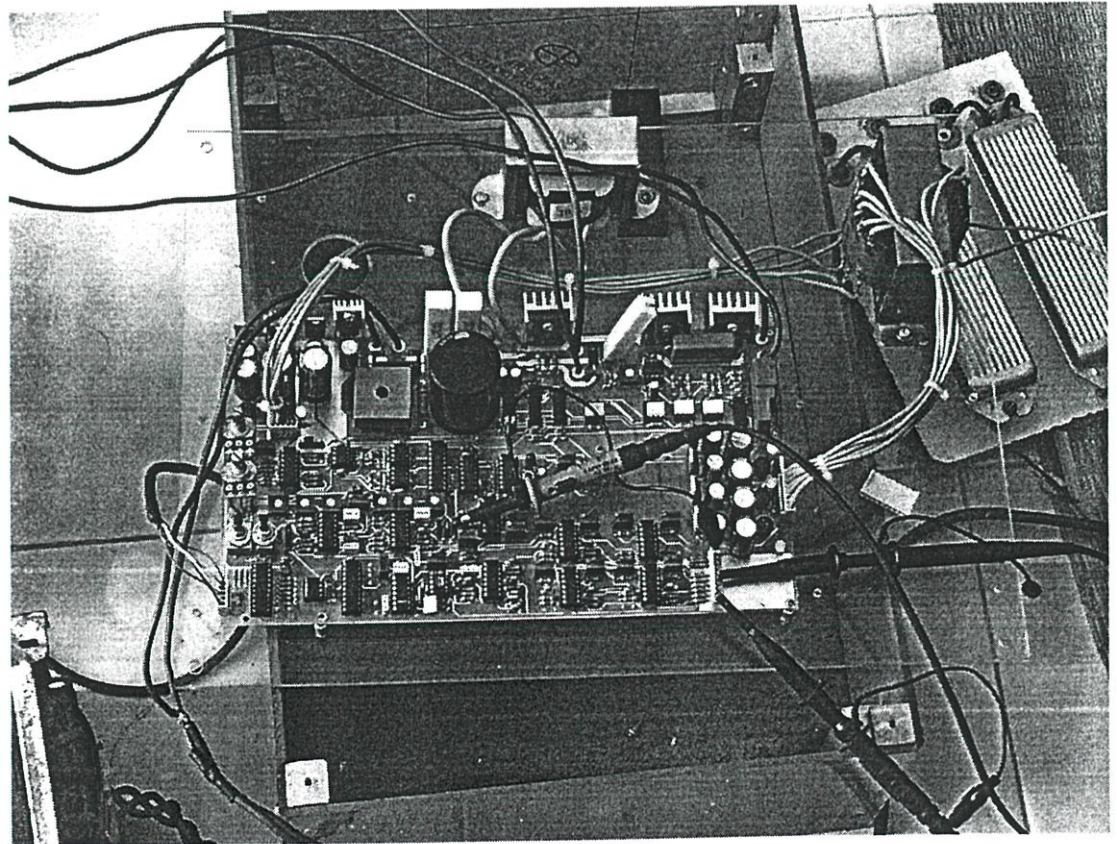
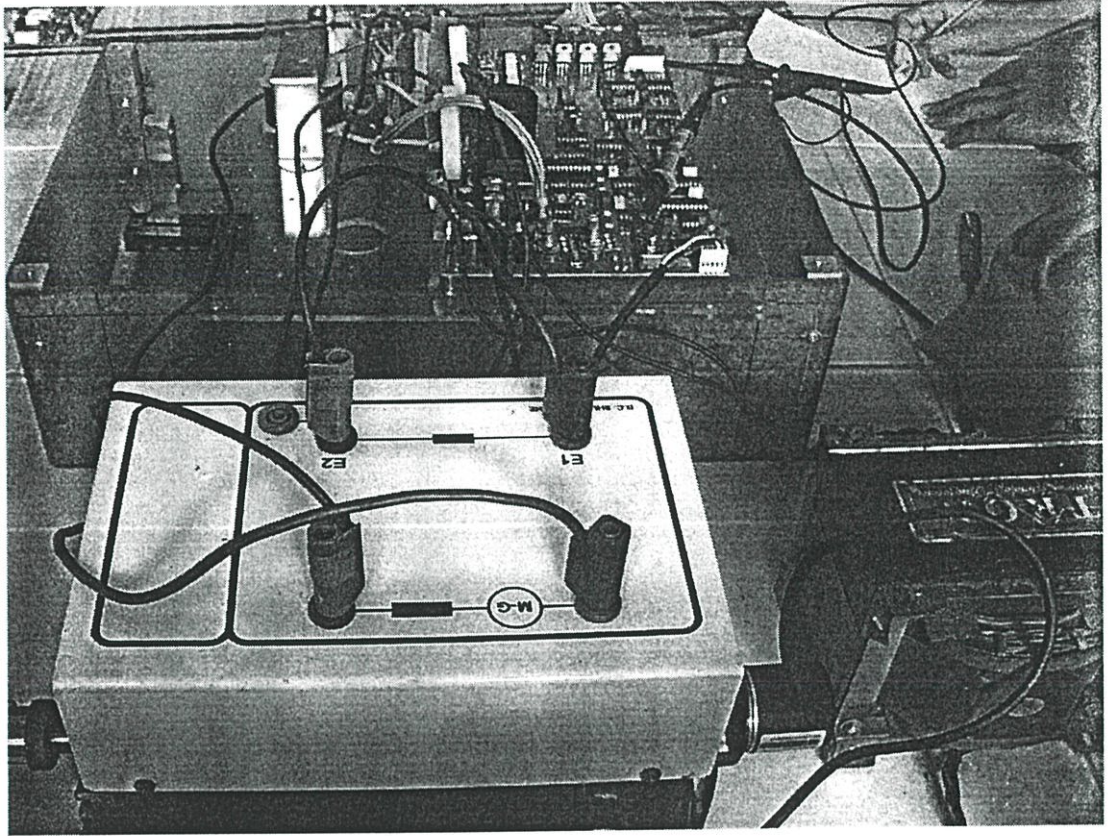
## REFERENCES

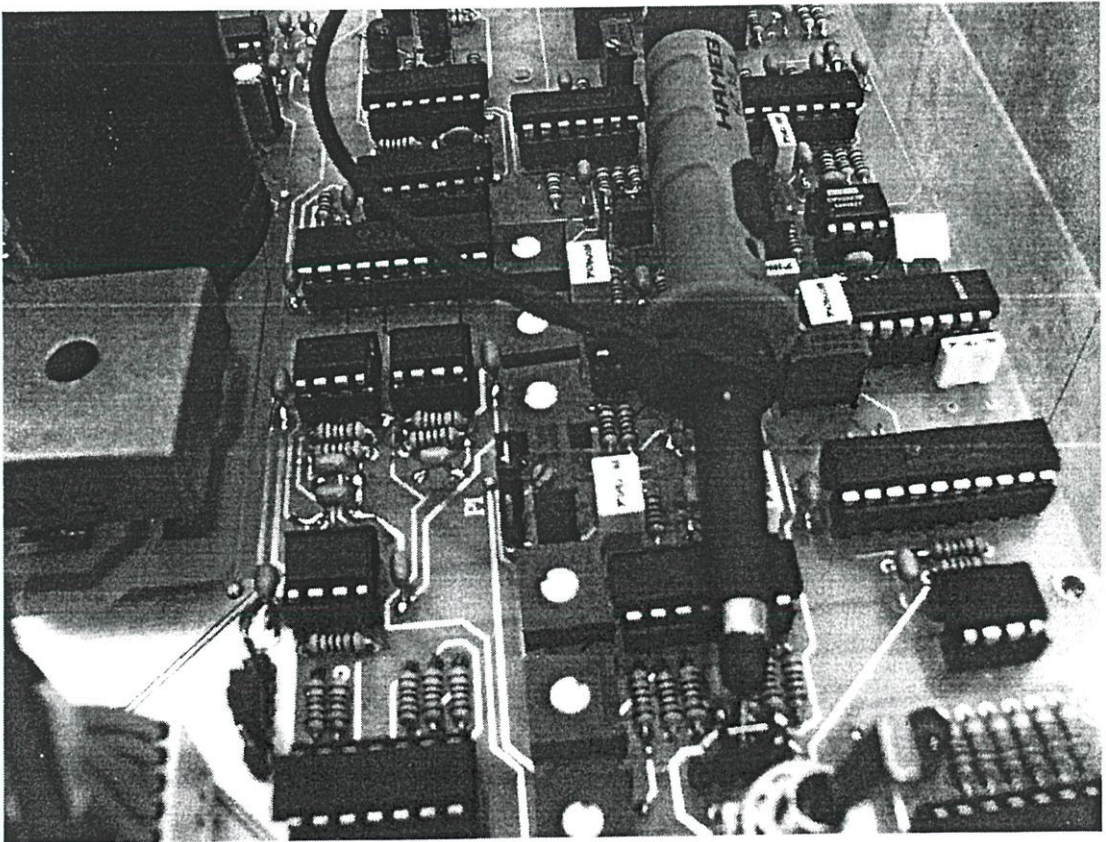
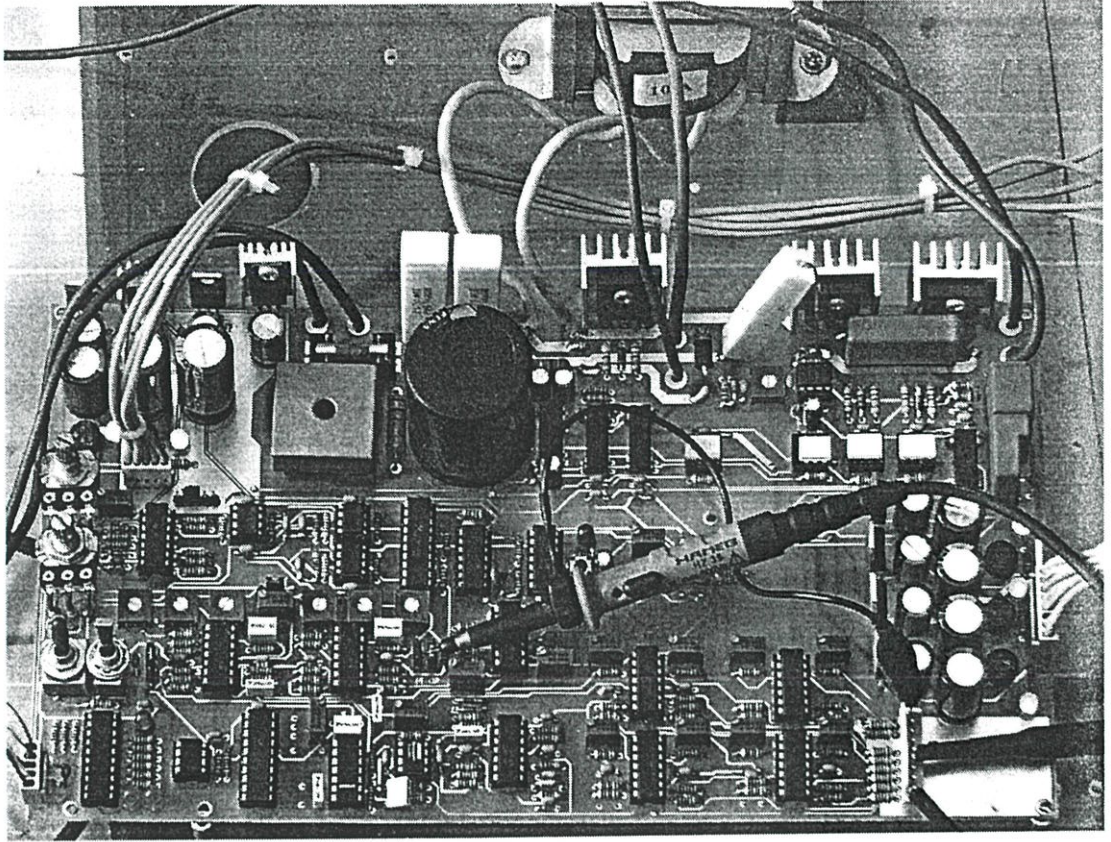
- [1] M.I. Jahmeerbacus, M.K. Oolun, C. Bhurtun and K.M.S. Soyjaudah, "Speed-Sensorless Control of a Converter-fed Dc Motor", *In Africon. IEEE '99*, pp. 453-456, 1999.
- [2] Nie, J. and Lee, T.H. (1997). Self-organizing rule-base control of multivariable nonlinear servomechanisms, *Fuzzy set and systems* 91: 285-304.
- [3] D.A. Likens and S.B. Hasnain. "Self-organizing Adaptive Fuzzy Controller." *Fuzzy set and systems*, Vol. 80,1996, pp. 295-313.
- [4] Earl Cox. **The Fuzzy Systems Handbook**. AP Professional. 1994.
- [5] Li-Xim Wang. **A Course in Fuzzy System and Control**. Prentice-Hall International, Inc. 1997.
- [6] Mamdani E. H. "Applications of Fuzzy Algorithm for simple Dynamic Plant." *Proceeding IEEE.*, Vol. 121, No.12, 1974. pp. 1585-1588.

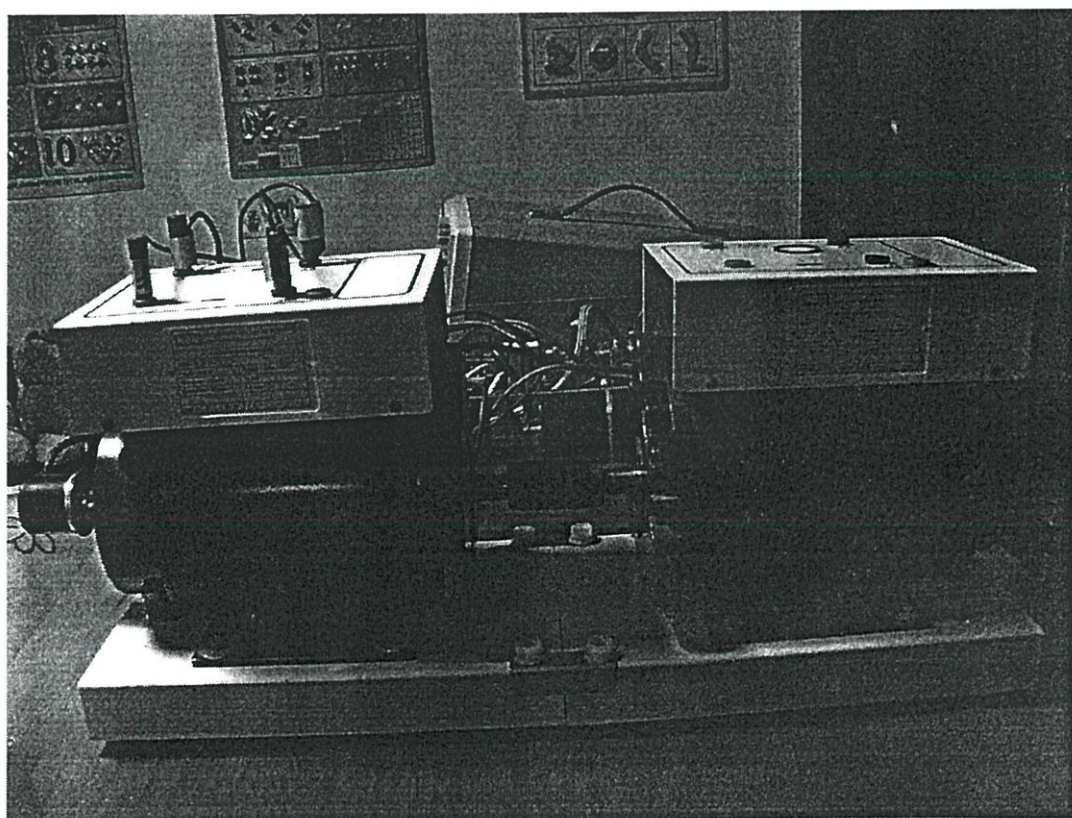
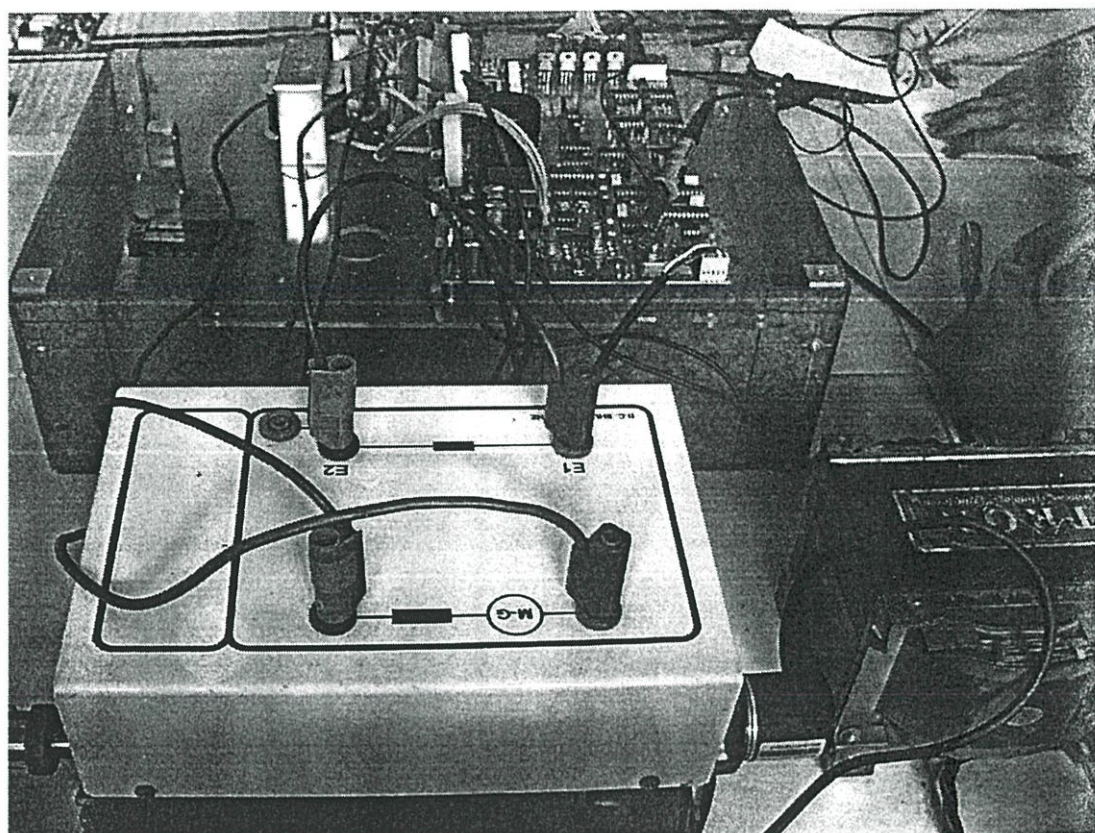
ภาคผนวก ข

รูปเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในการทำวิจัย









## ประวัติผู้เขียน

นาย นฤเทพ กลิ่นสมิทธิ์ เกิดเมื่อวันที่ 15 ธันวาคม พ.ศ. 2513 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเอเซียอาคเนย์ ปีการศึกษา 2539 เข้าศึกษาต่อ ระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปีการศึกษา 2545