

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
อาศัยเทคนิคฟัซซีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง

FUZZY LOGIC TECHNIQUE-BASED SPEED CONTROL
OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR USING DIRECT FLUX
VECTOR CONTROL



พัชรพงศ์ กันหารินทร์

PHATCHARAPHONG KANHARIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2567

KMITL-2024-EN-M- 027-277

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FUZZY LOGIC TECHNIQUE-BASED SPEED CONTROL
OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR USING DIRECT FLUX
VECTOR CONTROL



THE THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING IN
ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S OF INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2024
KMITL-2024-EN-M- 027-277

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPY RIGHT 2024

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S OF INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ
สามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการ
ควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง

นักศึกษา

นายพัชรพงศ์ กันหารินทร์

รหัสประจำตัวนักศึกษา

64601097

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

พ.ศ.

2567

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ. ดร.เฉลิมชาติ มานพ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์(ร่วม)

ศ. ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาดพิกัดกำลัง 1.5 กิโลวัตต์ อาศัยตัวควบคุมฟuzzyลอจิกโดยใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง การออกแบบระบบฟuzzyลอจิก แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ การควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิด และการควบคุมกระแสแบบวงรอบปิด โดยในส่วนแรก สำหรับการควบคุมความเร็ว ได้นำเสนอฟuzzyลอจิกที่ใช้ระบบการอนุมานตามวิธีแมมดानी โดยใช้ค่าความผิดพลาดของคำสั่งความเร็วอ้างอิง และอัตราการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของความเร็วอ้างอิงและความเร็วจริง มาพิจารณาเป็นตัวแปรอินพุตของระบบในการประมวลผลค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดที่ถูกนำไปผสมกับตัวควบคุมอินทิกรัล และในส่วนที่สอง ได้นำเสนอระบบการควบคุมกระแสสเตเตอร์ ดี-คิวแบบฟuzzyลอจิก สำหรับสร้างแรงบิดและฟลักซ์ ของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์เพื่อประมวลผลค่าแรงดันอ้างอิงที่เหมาะสมบนกรอบอ้างอิงดี-คิว ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัสเพื่อแปลงให้อยู่ในแกนหยุดนิ่ง สำหรับสร้างสเปซเวกเตอร์พีดับลิวเอ็ม เพื่อควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส นอกจากนี้ได้จำลองการทำงานของระบบทั้งหมดด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เปรียบเทียบการทดสอบกับระบบที่ถูกสร้างขึ้นควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28379D ในการประมวลผลและควบคุมการทำงานของระบบ ภายใต้สภาวะการทำงานต่างๆเช่น การตอบสนองของระบบทางพลวัตและสภาวะคงตัว ประกอบด้วย การสตาร์ท การเปลี่ยนคำสั่งความเร็วที่ค่าต่างๆ การเพิ่มและลดภาระทางกลอย่างฉับพลัน การทำงานควบคุมความเร็ว 4 จตุภาค การทดสอบการประมาณฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็วต่ำและสูง เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบกับตัวควบคุม PI แบบดั้งเดิม ผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกันระหว่างการจำลองและทดลองซึ่งให้ผลเป็นที่น่าสนใจ

Thesis	Fuzzy logic technique-based Speed Control of Three-Phase Induction Motor using direct flux vector control
Student	Mr. Phatcharaphong Kanharin
Student ID.	64601097
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical and Computer Engineering
Year	2024
Thesis Advisor	Assoc.Prof .Dr Chalermchat Manop
Thesis Co-Advisor	Professor Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes speed control of 1.5 kW three-phase induction motor based on fuzzy logic controller using direct vector. The fuzzy logic control design consists of two parts namely closed loop speed control and closed loop current control. For the first part, the fuzzy logic controller is based on Mandani style interference which speed error between the reference and actual values and the change of speed error are considered as inputs in computing the change of required torque to combine with an integral controller. For the second part, the fuzzy logic controller is used to control D-Q stator current for generating electromagnetic torque and flux to process suitable reference voltages on synchronously rotating frame in order to transform into stationary frame. Then the space vector PWM is generated on the basis of the reference voltages for controlling IGBTs in a three-phase inverter. Furthermore the simulation of the overall system is given using MATLAB/Simulink in order to compare with the implemented system controlled by a TMS320F28379D microcontroller in processing and controlling the overall system. The tests have been conducted under various operating conditions such as dynamic response and steady state including startup, various speed command changes, sudden change in increase and removal of the mechanical load, four quadrant operation, the rotor flux estimation at low and high speeds, etc. Additionally a conventional PI controller is also compared. The simulation and experimental results are in good agreement which are satisfactory.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำขอขอบคุณ รศ.ดร. เฉลิมชาติ มานพ และ ศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ในการให้ความรู้ทางด้านวิชาการ คำแนะนำด้านการพัฒนา คำปรึกษาเรื่องแนวทางการดำเนินการและแนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณถึงอาจารย์ว่าที่ร้อยตรีศักดาวุฒิ บุญตัว ที่ให้คำแนะนำถึงแนวทางการออกแบบและแก้ไขปัญหาทางด้านฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ที่ใช้ในงานวิจัย

ขอขอบคุณถึงคุณศิริรัช เชื้อพานิช และคุณอนุพงศ์ สุวรรณทอง ที่มอบวัสดุและอุปกรณ์สำหรับการทำวิจัยบางส่วนโดยไม่คิดมูลค่าและขอขอบคุณถึงพี่ๆ ปริญญาโท-เอก ภายในห้องปฏิบัติการ Power Electronics and Machines Control; PMC ห้อง 405 ที่ให้ข้อคิดการวางแผน ประสบการณ์ และแนวทางการพัฒนาตนในการทำงานและการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสมอมา

คุณงามความดีและความตั้งใจในตัวของคุณข้าพเจ้า ข้าพเจ้าขอมอบความดีให้กับบิดา มารดา คุณยายวันทา ประสาน และครู อาจารย์ที่รักและเคารพยิ่ง ซึ่งคอยเลี้ยงดูตัวข้าพเจ้าและสั่งสอน ประสทธิประสาทวิชาความรู้ ประสบการณ์ แนวทางการใช้ชีวิต ให้มีสติและสามารถดำเนินชีวิตได้มาจนถึงปัจจุบันนี้

พัชรพงศ์ กันหารินทร์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
สารบัญ.....	IV
บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 ขั้นตอนการศึกษาและการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	4
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	5
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย.....	6
2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	6
2.1.1 การนำเสนอในรูปแบบสเปซเวกเตอร์.....	7
2.1.2 การย้ายแกนอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์.....	9
2.1.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงแกนนิ่ง ($\alpha - \beta$).....	10
2.1.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงแกนหมุน $\alpha - \beta$..	14
2.2 อินเวอร์เตอร์และสเปซเวกเตอร์แรงดัน.....	16
2.2.2 ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	18
2.2.3 เวกเตอร์แรงดันในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (α, β).....	22
2.3 เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดีบีวีเอ็ม.....	24
2.4 แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์.....	29
2.4.1 ทฤษฎีของ Vector ที่นำมาควบคุมมอเตอร์.....	29
ระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิก.....	35
3.1 ทฤษฎีฟuzzyเซต.....	35
3.2 โครงสร้างพื้นฐานของการประมวลผลแบบฟuzzyลอจิก.....	39
3.3 ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิก.....	40

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.3.1 ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยม	41
3.3.2 ฟังก์ชันรูปสี่เหลี่ยมคางหมู	41
3.3.3 ฟังก์ชันรูปเกาส์เซียน	42
3.3.4 ฟังก์ชันรูปประฆังคว่ำ	43
3.4 กฎของฟuzzyลอจิก	43
3.5 การอนุมานฟuzzy	46
3.5.1 การอนุมานฟuzzyแบบ Mamdani	46
3.5.2 การอนุมานฟuzzyแบบ Takagi-Sugeno	51
3.6 ระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิก ในโปรแกรม MATLAB/Simulink	53
3.6.1 FIS Editor	54
3.6.2 Membership Function Editor	54
3.6.3 Rule Editor	56
3.6.4 Surface Viewer	57
3.6.5 Rule Viewer	57
3.7 สรุป	58
ระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง	60
4.1 การควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control)	61
4.2 การประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์	64
4.3 การออกแบบระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก	67
4.3.1 การออกแบบในส่วนของฟuzzyฟิเคชั่น	70
4.3.2 การออกแบบการเขียนกฎของระบบควบคุมความเร็ว	73
4.4 การออกแบบระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก	76
4.4.1 การออกแบบในส่วนของฟuzzyฟิเคชั่น	77
4.4.2 การออกแบบการเขียนกฎของระบบควบคุมกระแส	80
4.5 การจำลองระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิค	82

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

ฟิชชีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงด้วยMATLAB/Simulink	82
4.5.1 วงจรอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำ	83
4.5.2 การจำลองระบบการประมาณค่าของฟลักซ์ของโรเตอร์	84
4.5.3 การจำลองระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟิชชีลอจิก	85
4.5.4 การจำลองระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟิชชีลอจิก	86
4.6 สรุป	87
5. การสร้างระบบทดสอบจริง	88
5.1 ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์	89
5.2 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์	90
5.3 วงจรขับเคลื่อนสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล	91
5.4 ส่วนวงจรควบคุม	92
5.4.1 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง	93
5.4.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ	94
5.4.3 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับ	95
5.4.4 การออกแบบชุดวงจรป้องกันแรงดันเกิน	96
5.4.5 วงจรประวิงเวลา	97
5.4.6 การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Converter)	99
5.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28379D	99
5.6 สรุป	103
ผลการทดสอบการทำงานของระบบจริง	104
6.1 ผลการทดสอบของฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน	105
6.2 ผลการทดสอบในสภาวะอยู่ตัว	107
6.3 ผลการทดสอบในสภาวะชั่วคราว	111
6.4 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วในช่วงแคบ	122
6.5 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น	126
6.6 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อการทำงานทั้ง 4 จตุภาค	132

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	135
7.1 สรุปผลการวิจัย	135
7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัยต่อ	136
เอกสารอ้างอิง.....	136



สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซึ่งโครน์ส	6
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรรอก	8
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนนิ่ง	10
สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรรอก	10
รูปที่ 2.4 แหล่งจ่ายไฟ อิสระ 3 ชุด	16
รูปที่ 2.5 แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	18
รูปที่ 2.6 สถานะอินเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ 100	18
รูปที่ 2.7 ไดอะแกรมความสัมพันธ์ของแรงดันเฟส V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN}	20
รูปที่ 2.8 ไดอะแกรมความสัมพันธ์ของแรงดันไลน์ V_{AB} , V_{BC} และ V_{CA}	21
รูปที่ 2.9 เวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์	23
รูปที่ 2.10 ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน V_α และ V_β	23
รูปที่ 2.11 การสวิตช์ทั้ง 8 สถานะของอินเวอร์เตอร์	24
รูปที่ 2.12 สเปกเวกเตอร์แรงดัน	25
รูปที่ 2.13 รูปแบบการสวิตช์จากการคำนวณในแต่ละเซกเตอร์	28
รูปที่ 2.14 สเปกเวกเตอร์แรงดัน V_{sA} , V_{sB} , V_{sC}	28
รูปที่ 2.15 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก	30
รูปที่ 2.16 มอเตอร์เหนี่ยวนำและมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในรูปของเวกเตอร์ คอนโทรล	30
รูปที่ 2.17 เฟสเซอร์ไดอะแกรมในการควบคุมเวกเตอร์โดยตรง	32
รูปที่ 2.15 การหาค่าต่างๆ จากวิธีเวกเตอร์ คอนโทรล ของแบบจำลองมอเตอร์	33
รูปที่ 3.1 ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A	36

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.2	ฟังก์ชันลักษณะเฉพาะของเซตแบบปกติ	36
รูปที่ 3.3	การยุบเนียนของฟัซซีเซต A และฟัซซีเซต B	37
รูปที่ 3.4	การอินเตอร์เซกชันของฟัซซีเซต A และฟัซซีเซต B	38
รูปที่ 3.5	ส่วนเติมเต็มของฟัซซีเซต A.....	39
รูปที่ 3.6	โครงสร้างพื้นฐานของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิก.....	39
รูปที่ 3.7	ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกแบบรูปสามเหลี่ยม	41
รูปที่ 3.8	ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู.....	41
รูปที่ 3.9	ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกแบบรูปเกาส์เซียน.....	42
รูปที่ 3.10	ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกแบบรูปประฆังคว่ำ.....	43
รูปที่ 3.11	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรฟัซซีในส่วนเงื่อนไขและส่วนผลลัพธ์	44
รูปที่ 3.12	การเชื่อมโยงประโยคในกฎฟัซซีด้วยและ	45
รูปที่ 3.13	การเชื่อมโยงประโยคในกฎฟัซซีด้วยหรือ	46
รูปที่ 3.14	กระบวนการอนุมานฟัซซีแบบแมมดานี.....	46
รูปที่ 3.15	การอนุมานแบบ แบบแมมดานี ที่ใช้ค่าสูงสุด – ต่ำสุด.....	47
รูปที่ 3.16	การอนุมานแบบ แบบแมมดานี ที่ใช้ค่าสูงสุด-ผลคูณ	48
รูปที่ 3.17	ค่าเอาต์พุตที่ได้จากวิธีการหาจุดศูนย์ถ่วง.....	49
รูปที่ 3.18	ค่าเอาต์พุตที่ได้จากการทำการทำดีฟัซซีแบบการหาจุดศูนย์ถ่วง	50
รูปที่ 3.20	ค่าเชิงภาษาของตัวแปรเอาต์พุตแรงบิด	51
รูปที่ 3.21	การอนุมานฟัซซีแบบ TAKAGI-SUGENO	52
รูปที่ 3.22	ค่าเอาต์พุตที่ได้จากการทำดีฟัซซีแบบ WA	53
รูปที่ 3.23	FIS EDITOR.....	54
รูปที่ 3.24	กำหนดตัวแปรอินพุตและเอาต์พุต.....	55

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.25 MEMBERSHIP FUNCTION EDITOR.....	55
รูปที่ 3.26 RULE EDITOR	56
รูปที่ 3.27 SURFACE VIEWER	57
รูปที่ 3.28 RULE VIEWER	58
รูปที่ 3.29 แผนผังการทำงานโดยรวมของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก	59
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของระบบที่นำเสนอ	60
รูปที่ 4.2 ไดอะแกรมการประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ของแบบจำลองแรงดัน	64
รูปที่ 4.3 ไดอะแกรมการควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก	68
รูปที่ 4.4 โครงสร้างของการประมวลผลแบบฟัซซี่ลอจิกในรูปควบคุมความเร็ว	69
รูปที่ 4.5 การแบ่งค่าตัวแปรของข้อมูลทางอินพุตและเอาต์พุต.....	71
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของความเร็วและจุดภาคทั้ง 4 ของความเร็ว.....	72
รูปที่ 4.7 SURFACE VIEWER ของระบบควบคุมความเร็ว	75
รูปที่ 4.8 RULE VIEWER ของระบบควบคุมความเร็ว.....	75
รูปที่ 4.9 ไดอะแกรมการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก	76
รูปที่ 4.10 การแบ่งค่าตัวแปรของข้อมูลทางอินพุตและเอาต์พุต	78
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของกระแสและจุดภาคทั้ง 4 ของกระแส	79
รูปที่ 4.12 SURFACE VIEWER ของระบบควบคุมกระแส.....	81
รูปที่ 4.13 RULE VIEWER ของระบบควบคุมกระแส	81
รูปที่ 4.14 โครงสร้างของระบบที่นำเสนอในโปรแกรม MATLAB/ SIMULINK.....	82
รูปที่ 4.15 การจำลองส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำ	83
รูปที่ 4.16 การแปลงแรงดันไลน์ให้กลายเป็นแรงดันเฟส	84
รูปที่ 4.17 การจำลองระบบการประมาณค่าของฟลักซ์ของโรเตอร์	84
รูปที่ 4.18 การจำลองระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก	85

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.19 การเปลี่ยนค่าแรงบิดอ้างอิงให้เป็นค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q	85
รูปที่ 4.20 การจำลองระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก	86
รูปที่ 4.21 การคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงบนแกน d	86
รูปที่ 4.22 การแปลงกลับจากสัญญาณ 2 เฟส เป็น 3 เฟส	87
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของระบบทดสอบจริง	88
รูปที่ 5.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรอง.....	89
รูปที่ 5.3 โครงสร้างของสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล เบอร์ PM25RSB120.....	90
รูปที่ 5.4 โครงสร้างภายในของไอซี เบอร์ HCPL-4504	91
รูปที่ 5.5 วงจรแยกกราวด์สัญญาณขับเคลื่อน.....	92
รูปที่ 5.6 POWER TRANSDUCER ISOLATOR AMPLIFIER (ISO124-NP).....	92
รูปที่ 5.7 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง	93
รูปที่ 5.8 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ	94
รูปที่ 5.9 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับ	96
รูปที่ 5.10 วงจรป้องกันแรงดันเกิน.....	96
รูปที่ 5.11 วงจรประวิงเวลา	98
รูปที่ 5.12 ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ LAUNCH PAD เบอร์ TMS320F28379D	100
รูปที่ 6.1 วงจรต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัย	104
รูปที่ 6.2 ฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน (VOLTAGE MODEL) ที่ความถี่ 2 HZ	105
รูปที่ 6.3 ฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน (VOLTAGE MODEL) ที่ความถี่ 5 HZ	106
รูปที่ 6.4 ฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน (VOLTAGE MODEL) ที่ความถี่ 50 HZ	107
รูปที่ 6.5 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 50 RPM.....	108

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 6.6 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 150 RPM.....	109
รูปที่ 6.7 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 1500 RPM	110
รูปที่ 6.8 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จาก 0 RPM → 1500 RPM → 0 RPM ในสถานะที่ไม่มี การเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล	111
รูปที่ 6.9 ผลตอบสนองทางพลวัตของฟลักซ์โรเตอร์ในคำสั่งเริ่มการทำงานของมอเตอร์.....	113
รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จาก 0 RPM → 1500 RPM → 0 RPM ในสถานะที่มี การเชื่อมต่อภาระโหลดทางกลที่ 4.5 NM.....	114
รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองของมอเตอร์จาก 300 RPM → -300 RPM → 300 RPM โดยไม่มีการเชื่อมต่อ ภาระโหลดทางกล.....	116
รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองทางพลวัตของระบบในสถานะกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ที่คำสั่งความเร็ว ... จาก 300 RPM → -300 RPM → 300 RPM ที่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล 4.5 NM.....	118
รูปที่ 6.13 ผลตอบสนองทางพลวัตของระบบในสถานะกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ที่คำสั่งความเร็ว ... จาก 1500 RPM → -1500 RPM → 1500 RPM โดยไม่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล	120
รูปที่ 6.14 ผลตอบสนองของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 1000 RPM → 1500 RPM.....	122
รูปที่ 6.15 ผลตอบสนองของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 300 RPM → 500 RPM → 300 RPM. 123	
รูปที่ 6.16 ผลตอบสนองของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 1500 RPM → 750 RPM → 1500 RPM 124	
รูปที่ 6.17 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 NM. และปลดโหลดอย่าง ทันทีทันใดที่คำสั่งความเร็ว 50 RPM.....	126
รูปที่ 6.18 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 NM. และปลดโหลดอย่าง ทันทีทันใดที่คำสั่งความเร็ว 300 RPM	127
รูปที่ 6.19 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 NM. และปลดโหลดอย่าง	
ทันทีทันใดที่คำสั่งความเร็ว 750 RPM	128

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 6.20 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 NM. และปลดโหลดอย่าง	
ทันทีทันใดที่ค่าส่งความเร็ว 1000 RPM.....	129
รูปที่ 6.21 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 NM. และปลดโหลดอย่าง	
ทันทีทันใดที่ค่าส่งความเร็ว 1500 RPM.....	130
รูปที่ 6.22 การทำงานทั้ง 4 จตุภาคของระบบควบคุมแบบ PI.....	133
รูปที่ 6.23 การทำงานทั้ง 4 จตุภาคของระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิก.....	132

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1	รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดสเทินเสมือนของอินเวอร์เตอร์	19
ตารางที่ 2.2	รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดนิวทรัลของอินเวอร์เตอร์	19
ตารางที่ 2.3	รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์	22
ตารางที่ 2.4	การคำนวณเวลาในแต่ละเซกเตอร์	27
ตารางที่ 3.1	การกำหนดกฎฟัซซีสำหรับตัวแปรฟัซซีที่กำหนดขึ้น	45
ตารางที่ 4.1	ตารางการเขียนกฎของระบบควบคุมความเร็ว	73
ตารางที่ 4.2	ตารางการเขียนกฎของระบบควบคุมกระแส	80
ตารางที่ 4.3	พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	82
ตารางที่ 5.1	สถานะลอจิกและมีสัญญาณเอาต์พุตไอซีเบอร์ HCPL-4504	91

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญ

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (Squirrel cage Induction Motor) ด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control) หรือการควบคุมการปรับทิศทางของสนามแม่เหล็ก (Field orientation control; FOC) เป็นการควบคุมแรงบิดและสนามแม่เหล็กที่แยกกันได้อย่างอิสระ โดยไม่มีกลไกการเกี่ยวโยงกัน ซึ่งพฤติกรรมดังกล่าวคล้ายกับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น (Separately excited motor) ที่มีปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดสนาม (Field winding) เพื่อใช้สร้างสนามแม่เหล็ก และมีปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดอาเมเจอร์ที่ใช้ในการสร้างแรงบิด หลักการดังกล่าวได้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยส่วนมากจะใช้ระบบการควบคุมแบบดั้งเดิม (conventional control) คือการควบคุมแบบพีไอ (PI controller)

โดยในวิธีการออกแบบระบบการควบคุมแบบดั้งเดิม จะอาศัยค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ และใช้สมการทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนในการหาค่าเกณฑ์เพื่อนำไปควบคุมระบบ อย่างไรก็ตาม มอเตอร์เหนี่ยวนำยังคงมีข้อเสีย คือมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ในมอเตอร์ เช่น ค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์ (Rotor time constant) ค่าความต้านทานของโรเตอร์ การอิ่มตัวของแกน ดังนั้นก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงพฤติกรรมของการควบคุมแบบพีไอ ที่ไม่สามารถทำงานได้ดีภายใต้เงื่อนไข ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ [1]-[3]

จากข้อจำกัดของวิธีการควบคุมแบบดั้งเดิม จึงได้มีความพยายามที่จะค้นคว้าพัฒนาวิธีการควบคุมแบบใหม่ขึ้น เพื่อควบคุมระบบที่มีความซับซ้อน ความไม่แน่นอน ความไม่เป็นเชิงเส้น และไม่มีแบบจำลองที่แม่นยำ เป็นต้น วิธีการนี้จะแตกต่างจากวิธีการควบคุมแบบดั้งเดิม โดยอาศัยข้อมูลความรู้และประสบการณ์การทำงานของมนุษย์เป็นพื้นฐานในการควบคุม เรียกวิธีการควบคุมแบบนี้ว่าการควบคุมแบบชาญฉลาด (intelligent control) [4] ตัวอย่างเช่น ตัวควบคุมฟัซซีลอจิก และโครงข่ายประสาทเทียม เป็นต้น วิธีการเหล่านี้มีความสามารถในการหาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของข้อมูลที่ได้จากการสังเกต รวมทั้งไม่จำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองที่แม่นยำของกระบวนการที่ทำการควบคุม ประกอบกับมีความสามารถในการเรียนรู้ และตัดสินใจ [5] ซึ่งในปัจจุบันได้มีการประยุกต์นำวิธีการดังกล่าวมาใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองทางพลวัตกับตัวควบคุมแบบดั้งเดิม

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟัซซีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง โดยมีการศึกษาค้นคว้าและรวบรวมข้อมูลงานวิจัยต่างๆ ในอดีตดังนี้

Bonanno, Li Zhen และ Longya Xu. [6] ได้นำเสนอได้นำเสนอบทความวิชาการเรื่องการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงใช้แบบจำลองแรงดันและแบบจำลองกระแสในการประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์ ได้กล่าวถึงเทคนิคการหาค่าเกณฑ์ในการเลือกค่าคงที่เวลาตัวกรองที่เหมาะสม ระบบที่นำเสนอแบบจำลองกระแสจะถูกนำมาพิจารณาเพื่อการประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์ที่ความเร็วรอบต่ำและที่ความเร็วรอบสูงแบบจำลองแรงดันจะถูกเรียกใช้งานเพื่อประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์ โดยได้ทำการทดสอบการประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์ที่ความเร็วต่ำสุดคือ 50 rpm. พบว่าการทำงานของระบบที่นำเสนอมีความเสถียรภาพเพิ่มมากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบเดิมที่ยังไม่มีการพัฒนา

Pavel Brandstetter และ Martin Kuchar [7] ได้นำเสนอบทความวิชาการเรื่องการประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์โดยใช้แบบจำลองแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยได้นำเสนอเกี่ยวกับวิธีแก้ปัญหของตัวประมาณฟลักซ์โรเตอร์ ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของความต้านทานสเตเตอร์ โดยการหาค่าคงที่เวลาตัวกรองที่เหมาะสมและใช้แบบจำลองระบบแบบปรับตัวได้ ระบบที่นำเสนอได้รับการยืนยันโดยการจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink ผลการจำลองที่นำเสนอแสดงให้เห็นว่าตัวประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์ที่ออกแบบ สามารถทำงานได้ในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิในความต้านทานสเตเตอร์ เหมาะสำหรับวิธีการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

Brian Heber, Longya Xu และ Yifan Tang [8] ได้นำเสนอบทความวิชาการเรื่องการออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกโดยใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ระบบจะถูกประมวลผลสัญญาณด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (DSP) โดยการทดสอบระบบผู้วิจัยได้นำเสนอการทดสอบในสภาวะการเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงและการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ ผลการทดสอบที่ได้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบดั้งเดิม (PID controller) จากการทดสอบผู้วิจัยได้กล่าวไว้ว่าตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกที่ได้ทำการออกแบบนั้น มีประสิทธิภาพเหนือกว่าตัวควบคุมแบบดั้งเดิม รวมถึงได้แนะนำการควบคุมแบบฟัซซีลอจิกที่สามารถปรับตัวได้ adaptive (FLC)

M.H.N. Talib [9] ได้นำเสนอบทความวิชาการเรื่อง การควบคุมความเร็วแบบฟัซซีลอจิกด้วยกฎแบบง่ายที่ได้รับการปรับปรุงใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ บทความนี้ได้เสนอวิธีการออกแบบกฎที่เรียบง่าย ที่ได้รับการปรับปรุงสำหรับตัวควบคุมความเร็วลอจิกแบบฟัซซี (FLSC) เพื่อลดความ

คลุมเครือในการออกแบบกฎของระบบควบคุม และช่วยลดกฎคลุมเครือที่ไม่จำเป็นออกจากระบบ โดยพิจารณาการออกแบบกฎควบคุมระบบจากสัญญาณข้อมูลเอาต์พุตในรูปแบบ Step response วิธีการที่นำเสนอมานั้นสามารถลดจำนวนกฎได้มากถึง 72% กฎ (FLSC) แบบง่ายได้รับการทดสอบ โดยระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ (IM) ซึ่งมีการดำเนินการแบบเรียลไทม์ใน dSPACE ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ DS1103 ผลการจำลองและการทดลองที่ได้จากกฎการควบคุมระบบ ที่ออกแบบ สามารถใช้งานได้โดยไม่ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง

ผศ.ดร.อนันท์ อุณศิริไทย์ [10] ได้นำเสนอบทความวิจัยเรื่อง การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบเวกเตอร์ที่เหมาะสมโดยใช้ระบบควบคุมกระแสฟัซซี ได้นำเสนอเทคนิคการออกแบบผสมผสาน สถาปัตยกรรมตัวควบคุมระหว่างเทคนิคการควบคุมแบบดั้งเดิม กับ Fuzzy logic และ neural network เข้าด้วยกัน โครงสร้างที่ผสมผสานและปรับปรุงแล้วนี้ก่อให้เกิดความคงที่ และการปรับตัว ควบคุมที่ง่าย และเหมาะสมสำหรับระบบที่ไม่ทราบตัวแปรในระบบของเครื่องจักรโรงงานหรือโครงสร้าง

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาและนำเสนอหลักการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสโดยตรง ที่มีวิธีการประมาณค่าฟลักซ์โรเตอร์ด้วยแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) และมุ่งเน้นเกี่ยวกับการออกแบบระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก เพื่อนำข้อดีที่มีของระบบในด้านการ ออกแบบ โดยอาศัยข้อมูลความรู้และประสบการณ์การทำงานของผู้วิจัยใช้เป็นพื้นฐานในการออกแบบ ระบบควบคุม แทนระบบการควบคุมแบบดั้งเดิมที่ค่อนข้างมีข้อจำกัดเยอะ และยุ่งยากในการออกแบบระบบ ซึ่งในการทำงานของระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28379D ในการประมวลผลของระบบควบคุมทั้งระบบ

1.3 ขั้นตอนการศึกษาและการวิจัย

- 1.3.1 ศึกษาทฤษฎีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยตรง
- 1.3.2 ศึกษาวิธีการประมาณค่าฟลักซ์โรเตอร์ โดยใช้แบบจำลองแรงดัน
- 1.3.3 ศึกษาวิธีการออกแบบระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกลอจิก
- 1.3.4 ศึกษาวิธีการออกแบบระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกลอจิก
- 1.3.5 จำลองการทำงานของระบบที่ออกแบบ ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink
- 1.3.6 สร้างและติดตั้งชุดต้นแบบ สำหรับการทดสอบระบบการทำงานจริง
- 1.3.7 ศึกษาและออกแบบระบบควบคุมการทำงาน ด้วยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28379D ให้พร้อมทดสอบกับระบบจริง

- 1.3.8 ปรับปรุงและแก้ไขซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้น
- 1.3.9 เก็บผลการทดสอบเทียบกับผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม MATLAB/Simulink
- 1.3.10 ทำการวิเคราะห์ผลที่ได้เพื่อสรุป แล้วทำการเขียนวิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.4.1 ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง
- 1.4.2 ใช้แบบจำลองแรงดัน ในการประมาณค่าฟลักซ์โรเตอร์
- 1.4.3 ออกแบบระบบควบคุมความเร็วและระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก โดยการใช้การประมวลผลของฟuzzyลอจิกแบบ Mamdani
- 1.4.4 จำลองการทำงานของระบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink
- 1.4.5 สร้างชุดต้นแบบสำหรับทดสอบจริง
- 1.4.6 ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28379D ในการประมวลผลของระบบควบคุมที่ใช้ทดสอบกับชุดต้นแบบที่สร้างขึ้น
- 1.4.7 เปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้จากตัวควบคุมระบบแบบฟuzzyลอจิกกับผลการจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อยืนยันความถูกต้อง
- 1.4.8 เปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้จากตัวควบคุมระบบแบบฟuzzyลอจิกกับเปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้จากตัวควบคุมระบบแบบดั้งเดิม (PI controller)

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิก ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง โดยรายละเอียดของเนื้อหาที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถแบ่งออกเป็นบท ได้ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของปัญหา จุดความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ขั้นตอนการศึกษาและการวิจัย ขอบเขตของงานวิจัย โครงสร้างวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ อินเวอร์เตอร์ และสเปซเวกเตอร์แรงดัน เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบฟuzzyลอจิก และการออกแบบระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิกด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

บทที่ 4 กล่าวถึงการควบคุมแบบแวกเตอร์ ระบบการประมาณค่าพลาซมโรเตอร์ โดยใช้แบบจำลองแรงดัน การควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก การควบคุมกระแสบนแกนหมุนสำหรับการควบคุมแบบแวกเตอร์ด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก การจำลองระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิก ใช้หลักการควบคุมแบบแวกเตอร์โดยตรง ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างระบบทดสอบจริง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ชุดวงจรขับนำสวิตช์ ชุดวงจรตรวจจับแรงดัน ชุดวงจรตรวจจับกระแส ชุดวงจรแรงดันเกิน ชุดวงจรประจุเวลา การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28379D

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการทดสอบการทำงานของระบบจริง ผลการทดสอบสภาวะอยู่ตัว สภาวะชั่วครู่ การตอบสนองต่อคำสั่งความเร็ว การตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น และผลการทดสอบการตอบสนองต่อการทำงานทั้ง 4 จตุภาค

บทที่ 7 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

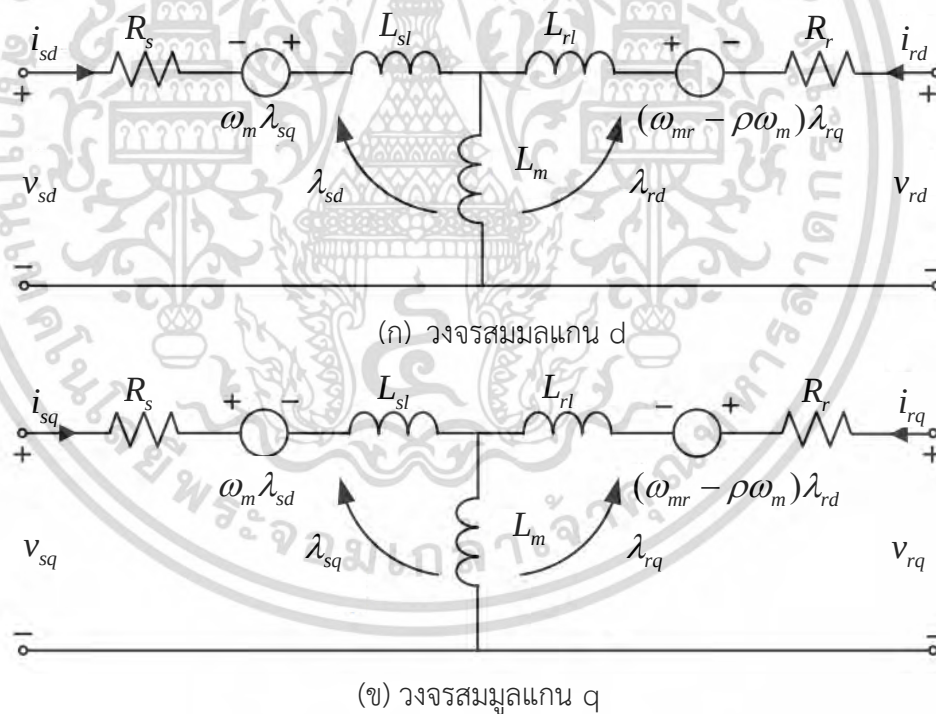
- 1.6.1 มีความรู้และเข้าใจเกี่ยวกับการออกแบบชุดทดสอบที่ใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28379D ได้
- 1.6.2 ได้เรียนรู้การออกแบบระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิก และสามารถประยุกต์เพื่อใช้ควบคุมระบบได้หลากหลาย
- 1.6.3 เป็นแนวทางพื้นฐานในการศึกษาถึงการคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบแวกเตอร์โดยตรงข้อดีและขีดจำกัดของระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิก
- 1.6.4 ผลการศึกษาและวิจัยสามารถนำไปพัฒนาต่อเพื่อนำไปใช้งานจริงในภาคอุตสาหกรรม
- 1.6.5 สามารถเข้าใจเกี่ยวกับหลักการพื้นฐานที่ใช้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลทางพลวัต d-q (dynamic d-q equivalent circuit) ที่มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (synchronously rotating reference frame) ของเครื่องจักรไฟฟ้าเหนี่ยวนำ แสดงได้ดังรูปที่ 2.1 โดยมีแกน d และแกน q แยกอิสระต่อกัน ปริมาณดังกล่าวอยู่ในรูปแบบของไฟตรงและแสดงถึงการป้อนแรงดัน 2 ทิศทาง คือ สามารถป้อนแรงดันไฟฟ้าเข้าด้านที่สเตเตอร์ (V_{sd}, V_{sq}) และป้อนแรงดันเข้าด้านโรเตอร์ (V_{rd}, V_{rq}) ซึ่งวิธีการป้อนแรงดันแบบดังกล่าวนี้ จะเป็นลักษณะการควบคุมเครื่องจักรกล ไฟฟ้าชนิดวาวด์โรเตอร์ (Wound rotor machine) [12]



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (synchronously rotating reference frame)

พารามิเตอร์ที่ปรากฏดังรูปที่ 2.1 มีความหมายดังนี้

V_{sd}, V_{sq} : แรงดันด้านสเตเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

V_{rd}, V_{rq} : แรงดันด้านโรเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

i_{sd}, i_{sq} : กระแสด้านสเตเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

i_{rd}, i_{rq} : กระแสด้านโรเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

$\lambda_{sd}, \lambda_{sq}$: ฟลักซ์สเตเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

$\lambda_{rd}, \lambda_{rq}$: ฟลักซ์โรเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

R_s, R_r : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

L_{sl}, L_{sl} : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

L_m : ค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

ω_{mr} : ความถี่ของฟลักซ์โรเตอร์ (rotor flux frequency)

ω_m : ความเร็วรอบโรเตอร์ (rotor speed)

p : จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก (poles pair)

2.1.1 การนำเสนอในรูปแบบสเปซเวกเตอร์

สำหรับรูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการขับเคลื่อน จะใช้ทฤษฎีของสเปซเวกเตอร์ ซึ่งจะเขียนปริมาณต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้เป็นเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\vec{v}_s(t) = \frac{2}{3} [v_{sA}(t) + v_{sB}(t)e^{j\theta} + v_{sC}(t)e^{j2\theta}] = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (2.1)$$

$$\vec{i}_s(t) = \frac{2}{3} [i_{sA}(t) + i_{sB}(t)e^{j\theta} + i_{sC}(t)e^{j2\theta}] = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (2.2)$$

$$\vec{i}_r(t) = \frac{2}{3} [i_{rA}(t) + i_{rB}(t)e^{j\theta} + i_{rC}(t)e^{j2\theta}] = i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \quad (2.3)$$

$$\vec{\lambda}_s(t) = \frac{2}{3} [\lambda_{sA}(t) + \lambda_{sB}(t)e^{j\theta} + \lambda_{sC}(t)e^{j2\theta}] = \lambda_{s\alpha} + j\lambda_{s\beta} \quad (2.4)$$

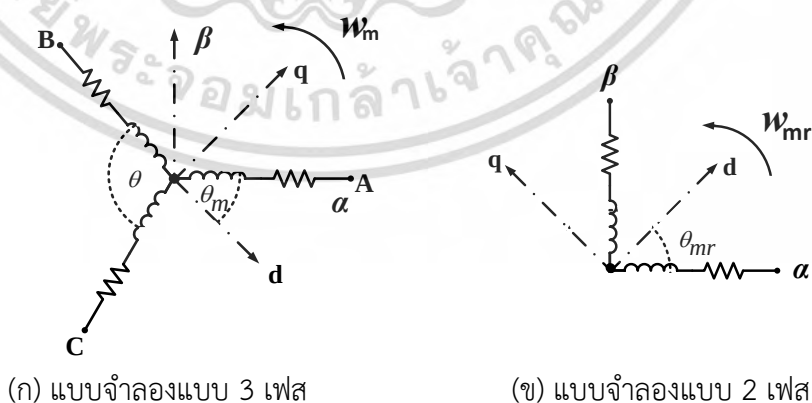
$$\vec{\lambda}_r(t) = \frac{2}{3} [\lambda_{rA}(t) + \lambda_{rB}(t)e^{j\theta} + \lambda_{rC}(t)e^{j2\theta}] = \lambda_{r\alpha} + j\lambda_{r\beta} \quad (2.5)$$

เมื่อ $\vec{v}_s(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์แรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์
 $\vec{i}_s(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์กระแสที่ขดลวดสเตเตอร์
 $\vec{i}_r(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์กระแสที่ขดลวดโรเตอร์
 $\vec{\lambda}_s(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์ที่เกิดขึ้นในขดลวดสเตเตอร์
 $\vec{\lambda}_r(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์ที่เกิดขึ้นในขดลวดโรเตอร์
 และ θ คือ $\frac{2\pi}{3}$

ดังนั้นจากโครงสร้างของมอเตอร์ 3 เฟสแบบกรงกระรอก โดยสามารถเขียนแทนได้ดังรูปที่ 2.2 (ก) [13] โดยที่กระแสและแรงดันมีความสัมพันธ์กันดังสมการที่ (2.6)

$$\begin{aligned} v_{sA}(t) + v_{sB}(t) + v_{sC}(t) &= 0 \\ i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t) &= 0 \\ i_{rA}(t) + i_{rB}(t) + i_{rC}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

จากความสัมพันธ์ของแรงดัน กระแส และฟลักซ์ในรูปสเปซเวกเตอร์ดังสมการ (2.1) ถึง (2.5) สามารถเขียนโครงสร้างของมอเตอร์ใหม่เสมือนว่ามีขดลวดเพียงสองขด ($\alpha - \beta$) ที่ตั้งฉากกันแสดงดังรูปที่ 2.2 (ข)



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก

จากรูปที่ 2.2 (ก) เมื่อทำการแปลงระบบจากสามแกน (ABC) ไปเป็นระบบสองแกน ($\alpha - \beta$) จะได้

$$f_\alpha = f_A \quad (2.7)$$

$$f_\beta = \frac{1}{3}(f_A + 2f_B) \quad (2.8)$$

โดยที่ f สามารถแทนตัวแปรกระแส แรงดัน หรือฟลักซ์

และการแปลงระบบจากสองแกน ($\alpha - \beta$) ไปเป็นระบบสามแกน (ABC) จะได้

$$f_A = f_\alpha \quad (2.9)$$

$$f_B = \frac{1}{2}(-f_\alpha + \sqrt{3}f_\beta) \quad (2.10)$$

$$f_C = \frac{1}{2}(f_\alpha + \sqrt{3}f_\beta) \quad (2.11)$$

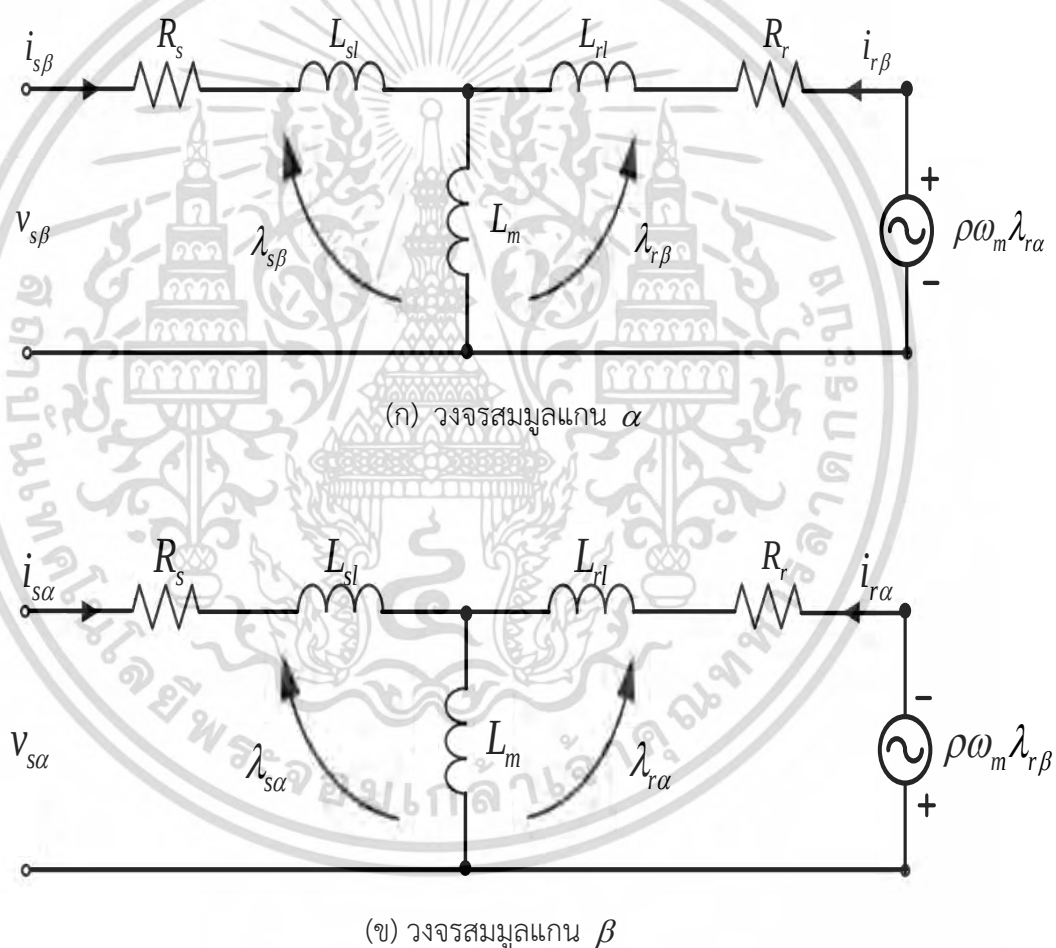
2.1.2 การย้ายแกนอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์ [13]

เนื่องจากเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์และกระแสสเตเตอร์อยู่บนแกนอ้างอิงแกนหนึ่ง ($\alpha - \beta$) ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงที่ต่างไปจากแกนอ้างอิงของเวกเตอร์ของกระแสโรเตอร์ที่อยู่บนแกนหมุน ($d - q$) ซึ่งหมุนไปตามตำแหน่งของโรเตอร์ θ_m ดังนั้นในการดำเนินการทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างสมการด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ จึงจำเป็นต้องแสดงเวกเตอร์แรงดันและกระแสอ้างอิงอยู่บนแกนเดียวกัน ดังนั้นเราจะเลือกแกนอ้างอิงสเตเตอร์เป็นแกนอ้างอิงร่วมกันและสามารถแสดงการย้ายแกนอ้างอิงของเวกเตอร์กระแสโรเตอร์ไปยังแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ตามสมการ (2.12)

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos p\theta_m & -\sin p\theta_m \\ \sin p\theta_m & \cos p\theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.1.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงแกนนิ่ง ($\alpha - \beta$)

งานวิจัยนี้ได้ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอก ดังนั้นจากรูปที่ 2.1 จะเป็นการป้อนแรงดันเข้าด้านสเตเตอร์เพียงด้านเดียว ส่วนด้านโรเตอร์จะไม่มีแรงดัน ดังนั้นแรงดันด้านโรเตอร์ (v_{rd}, v_{rq}) มีค่าเท่ากับศูนย์ สามารถทำการแปลงจากแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซึ่งโคไซน์ไปสู่แกนอ้างอิงบนแกนนิ่ง (Stationary reference frame) โดยที่ค่า $\omega_{mr} = 0$ และปริมาณดังกล่าวจะอยู่ในรูปแบบของไฟสลัป ซึ่งวงจรสมมูลทางพลวัตแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 [12]



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนนิ่ง (Stationary reference frame) สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอก

พารามิเตอร์ที่ปรากฏดังรูปที่ 2.3 มีความหมายดังนี้

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: แรงดันด้านสเตเตอร์บนแกน $\alpha-\beta$ ตามลำดับ

$V_{r\alpha}, V_{r\beta}$: แรงดันด้านโรเตอร์บนแกน $\alpha-\beta$ ตามลำดับ

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: กระแสด้านสเตเตอร์บนแกน $\alpha-\beta$ ตามลำดับ

$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: กระแสด้านโรเตอร์บนแกน $\alpha-\beta$ ตามลำดับ

$\lambda_{s\alpha}, \lambda_{s\beta}$: ฟลักซ์สเตเตอร์บนแกน $\alpha-\beta$ ตามลำดับ

$\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$: ฟลักซ์โรเตอร์บนแกน $\alpha-\beta$ ตามลำดับ

รูปที่ 2.3 (ก) สามารถเขียนสมการของแรงดันด้านสเตเตอร์ ให้อยู่ในรูปแบบของสเปซ
เวกเตอร์ $\alpha-\beta$ ได้ดังนี้

$$V_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + L_{sl} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\lambda_{m\alpha}}{dt} \quad (2.13)$$

เมื่อฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ (Air gap) มีค่าดังสมการ (2.14) และ (2.15)

$$\lambda_{m\alpha} = \lambda_{s\alpha} - L_{sl} i_{s\alpha} = L_m (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \quad (2.14)$$

$$\lambda_{m\beta} = \lambda_{s\beta} - L_{sl} i_{s\beta} = L_m (i_{s\beta} + i_{r\beta}) \quad (2.15)$$

ฟลักซ์โรเตอร์มีค่าดังสมการ (2.16) และ (2.17)

$$\lambda_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \quad (2.16)$$

$$\lambda_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \quad (2.17)$$

ทำการกำจัดกระแส $i_{r\alpha}$ และ $i_{r\beta}$ จากสมการ (2.14) และ (2.15) กับสมการ (2.16) และ (2.17) ตามลำดับจะได้ดังสมการ (2.18) และ (2.19)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{m\alpha} - L_{rl} i_{s\alpha} \quad (2.18)$$

$$\lambda_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{m\beta} - L_{rl} i_{s\beta} \quad (2.19)$$

แทนสมการ (2.18) ใน (2.13) ซึ่งเขียนใหม่ได้เป็นดังสมการ (2.20)

$$\lambda_{s\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} + \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{s\alpha} \quad (2.20)$$

เมื่อ $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$, $L_{sl} = L_s - L_m$ และ $L_{rl} = L_r - L_m$
 โดยที่ L_s , L_r คือ ค่าความเหนี่ยวนำในขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ
 σ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การรั่วไหลของโรเตอร์ (Rotor Leakage Factor)

ดังนั้น

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} v_{s\alpha} - \frac{L_r}{L_m} \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{s\alpha} \quad (2.21)$$

และ

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} v_{s\beta} - \frac{L_r}{L_m} \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{s\beta} \quad (2.22)$$

และจากรูปที่ 2.3 (ก) และ 2.3 (ข) เขียนสมการของแรงดันด้านโรเตอร์ได้ดังสมการ (2.23)

และ (2.24)

$$i_{r\alpha} R_r + \frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} + p\omega_m \lambda_{r\beta} = 0 \quad (2.23)$$

$$i_{r\beta} R_r + \frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} + p\omega_m \lambda_{r\alpha} = 0 \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการกำจัดกระแส $i_{r\alpha}$ $i_{r\beta}$ จากสมการที่ (2.23) กับ (2.16) จะได้ดังสมการ (2.25)

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\alpha} - p\omega_m \lambda_{r\beta} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} i_{s\alpha} \quad (2.25)$$

ทำการกำจัดกระแส $i_{r\beta}$ จากสมการที่ (2.24) กับ (2.17) จะได้ดังสมการ (2.26)

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\beta} - p\omega_m \lambda_{r\alpha} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} i_{s\beta} \quad (2.26)$$

แทนสมการ (2.25) และ (2.26) ลงในสมการ (2.21) และ (2.22) ตามลำดับจะได้ดังสมการ (2.27) และ (2.28)

$$\frac{di_{r\alpha}}{dt} = -\left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + 1\frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right] i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m \cdot p\omega_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \quad (2.27)$$

$$\frac{di_{r\beta}}{dt} = -\left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + 1\frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right] i_{s\beta} - \frac{L_m \cdot p\omega_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \quad (2.28)$$

เมื่อ $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

จากสมการ (2.25) และ (2.26) เขียนใหม่ได้เป็นดังสมการ (2.29) และ (2.30)

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{r\alpha} - p\omega_m \lambda_{r\beta} \quad (2.29)$$

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} + p\omega_m \lambda_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{r\beta} \quad (2.30)$$

สามารถเขียนสมการ (2.27) ถึง (2.30) ให้ดูง่ายขึ้นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการด้านสเตเตอร์ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r}) I \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} (\frac{1}{\tau_r} - p\omega_m J) \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.31)$$

สมการด้านโรเตอร์ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + (-\frac{1}{\tau_r} I + p\omega_m J) \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

สมการแรงบิด :

$$T_m = 1.5 p \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{r\alpha} i_{s\beta} - \lambda_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.33)$$

2.1.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงแกนหมุน $\alpha-\beta$

เนื่องจากการควบคุมแบบเวกเตอร์จะควบคุมกระแสสร้างฟลักซ์และแรงบิดบนแกนหมุนจึงต้องทำการแปลงแบบจำลองในสมการ (2.31) ถึง (2.33) ไปอยู่บนแกนหมุนโดยแปลงสเปซเวกเตอร์แรงดัน กระแส และฟลักซ์ไปอยู่บนแกนอ้างอิงแกนหมุนจะได้ [13]

กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงแกนหมุน :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{mr} & \sin \theta_{mr} \\ -\sin \theta_{mr} & \cos \theta_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงแกนหมุน :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{mr} & \sin \theta_{mr} \\ -\sin \theta_{mr} & \cos \theta_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

ฟลักซ์โรเตอร์บนแกนอ้างอิงแกนหมุน :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{mr} & \sin \theta_{mr} \\ -\sin \theta_{mr} & \cos \theta_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

สมการด้านสเตเตอร์

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -\left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r}\right)i_{sd} + \sigma L_s \omega_{mr} i_{sq} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \lambda_{rd} + v_{sd} \right\} \quad (2.37)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -\left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r}\right)i_{sq} + \sigma L_s \omega_{mr} i_{sd} + \frac{L_m \cdot p \omega_m}{L_r} \lambda_{rd} + v_{sq} \right\} \quad (2.38)$$

สมการด้านโรเตอร์ :

$$\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rd} \quad (2.39)$$

$$0 = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - \omega_{sl} \lambda_{rd} \quad (2.40)$$

$$\omega_{mr} = -p\omega_m = \omega_{sl} = \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{sd}} \quad (2.41)$$

สมการแรงบิด :

$$T_m = 1.5 p \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \lambda_{rd} \quad (2.42)$$

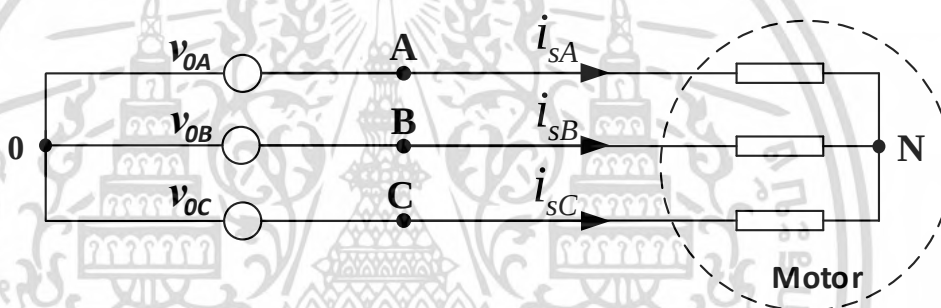
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 อินเวอร์เตอร์และสเปซเวกเตอร์แรงดัน [14]

สเปซเวกเตอร์แรงดันใช้สำหรับกำเนิดแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดแต่ละเฟสของมอเตอร์ทำได้ โดยการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังรูปแบบ การสวิตช์อินเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับค่าที่คำนวณเพื่อได้ค่าที่เหมาะสม

2.2.1 ระบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส

การกำเนิดสนามแม่เหล็กหมุนจะใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟ อิสระ 3 ชุด แต่ละชุดทำมุมต่างกัน 120 องศา จ่ายให้กับมอเตอร์ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แหล่งจ่ายไฟอิสระ 3 ชุด

ในมาตรฐานระบบไฟฟ้า 3 เฟส แรงดันลักษณะเป็นไซน์ ถูกจ่ายให้กับมอเตอร์กำเนิดกระแสที่เป็นไซน์มีแรงดันเฟสแสดงได้ดังนี้

$$v_{0A} = \sqrt{2}V \cos(\omega_{mr}t) \quad (2.43)$$

$$v_{0B} = \sqrt{2}V \cos\left(\omega_{mr}t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.44)$$

$$v_{0C} = \sqrt{2}V \cos\left(\omega_{mr}t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.45)$$

ซึ่งสามารถคำนวณแรงดันเฟสเทียบกับนิวทรัล (V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) จากแหล่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์ (V_{0A}, V_{0B}, V_{0C}) โดยกำหนดให้เป็น 3 เฟสแบบสมดุล ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{AN} = V_{0A} + Z \cdot i_{sA} \quad (2.46)$$

$$V_{BN} = V_{0B} + Z \cdot i_{sB} \quad (2.47)$$

$$V_{CN} = V_{0C} + Z \cdot i_{sC} \quad (2.48)$$

ดังนั้น

$$3V_{0N} = V_{0A} + V_{0B} + V_{0C} = Z(i_{sA} + i_{sB} + i_{sC}) \quad (2.49)$$

และเมื่อ

$$i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0 \quad (2.50)$$

จากสมการ (2.49) และ (2.50) แรงดันเฟส (A) V_{AN} มีค่าดังสมการ

$$V_{AN} = V_{0N} - V_{0A} = \left(\frac{1}{3}\right)(V_{0A} + V_{0B} + V_{0C}) - V_{0A} \quad (2.51)$$

$$V_{AN} = V_{0N} - V_{0A} = \left(\frac{1}{3}\right)(V_{0A} + V_{0B} + V_{0C}) - V_{0A} \quad (2.52)$$

ดังนั้นในระบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสแบบสมดุลแรงดันจะมีค่า

$$V_{AN} = \left(\frac{1}{3}\right)(2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN}) \quad (2.53)$$

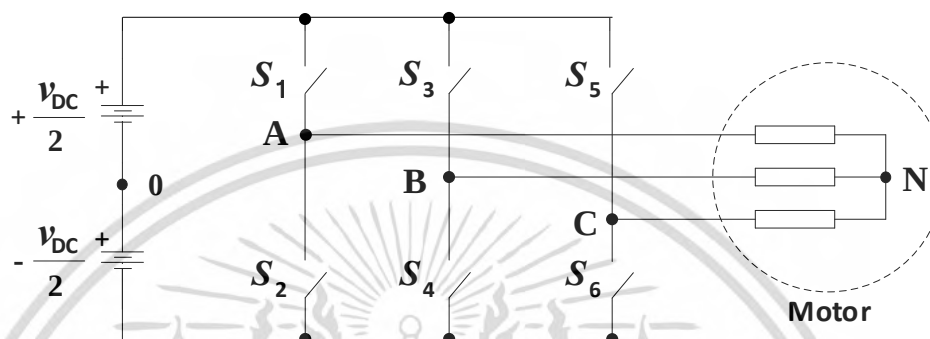
$$V_{BN} = \left(\frac{1}{3}\right)(2V_{BN} - V_{AN} - V_{CN}) \quad (2.54)$$

$$V_{CN} = \left(\frac{1}{3}\right)(2V_{CN} - V_{AN} - V_{BN}) \quad (2.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

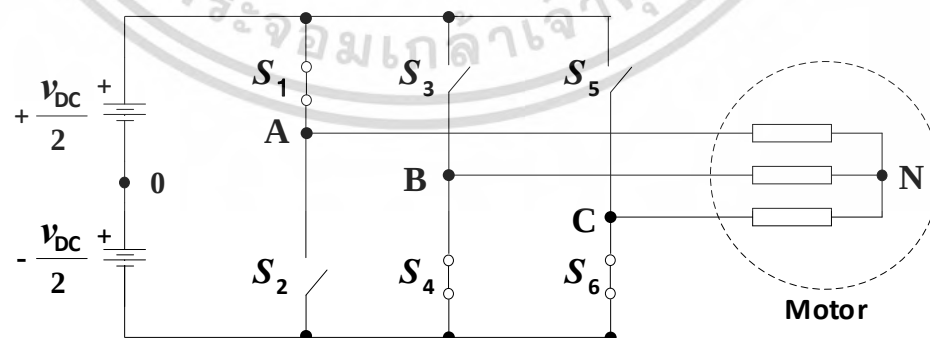
2.2.2 ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

อินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันเป็นอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมแรงดัน (Voltage Source Inverter) โดยมีโครงสร้างประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและสวิตช์ต่อกัน ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

จากรูปที่ 2.6 สวิตช์ที่อยู่ในกิ่งวงจรเดียวกันจะไม่ปิดวงจรพร้อมกัน เช่น เมื่อ S1 ปิด S2 จะเปิดเสมอ ดังนั้นสวิตช์สามารถปิดเปิดได้ทั้งหมด 8 รูปแบบ โดยกำหนดรูปแบบเรียงลำดับสวิตช์ตัวบน (1, 3, 5) เรียงจากเฟส A, B และ C ตามลำดับ โดยที่ 1 หมายถึงสวิตช์ตัวบนปิดวงจรและสวิตช์ตัวล่างเปิดวงจร และ 0 หมายถึงสวิตช์ตัวบนเปิดวงจรและสวิตช์ตัวล่างปิดวงจรยกตัวอย่างดังรูปที่ 2.6 เช่น 100 หมายถึงสวิตช์ 1, 4, 6 ปิดวงจรและสวิตช์ 2, 3, 5 เปิดวงจรจากรูปแบบการสวิตช์ทั้ง 8 รูปแบบจะได้แรงดันจุดสะเทินเสมือนดังตารางที่ 2.1



รูปที่ 2.6 สถานะอินเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ 100

ตารางที่ 2.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดสเทินเสมือนของอินเวอร์เตอร์

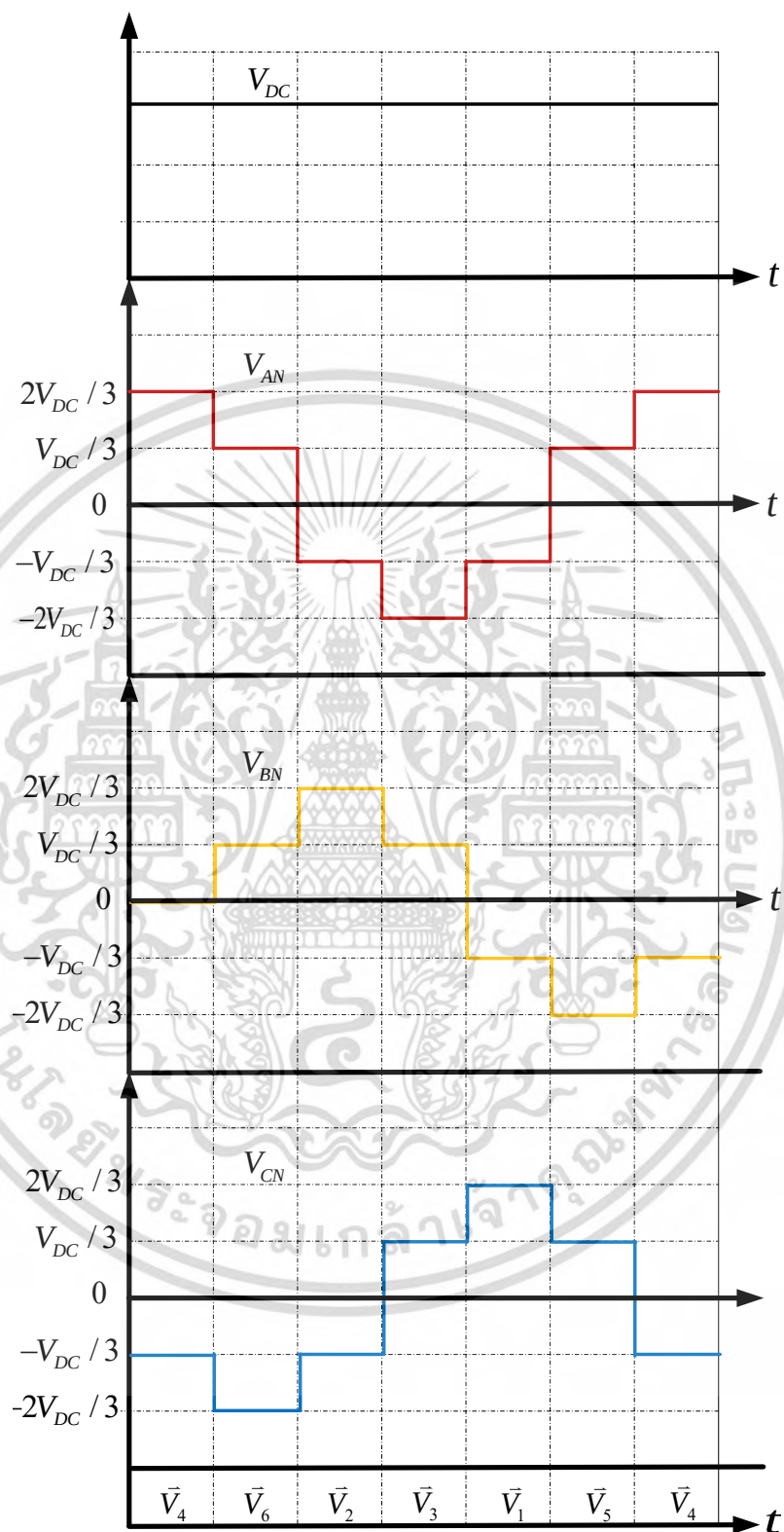
การสวิตช์			แรงดัน		
S_1	S_3	S_5	V_{A0}	V_{B0}	V_{C0}
0	0	0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	0	1	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
0	1	0	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	1	1	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
1	0	0	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	0	1	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
1	1	0	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	1	1	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$

ตารางที่ 2.2 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดนิวทรัลของอินเวอร์เตอร์

Vector	S_1	S_3	S_5	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
$\vec{V}_0$	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1$	0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$
$\vec{V}_2$	0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
$\vec{V}_3$	0	1	1	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
$\vec{V}_4$	1	0	0	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
$\vec{V}_5$	1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
$\vec{V}_6$	1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$
$\vec{V}_7$	1	1	1	0	0	0

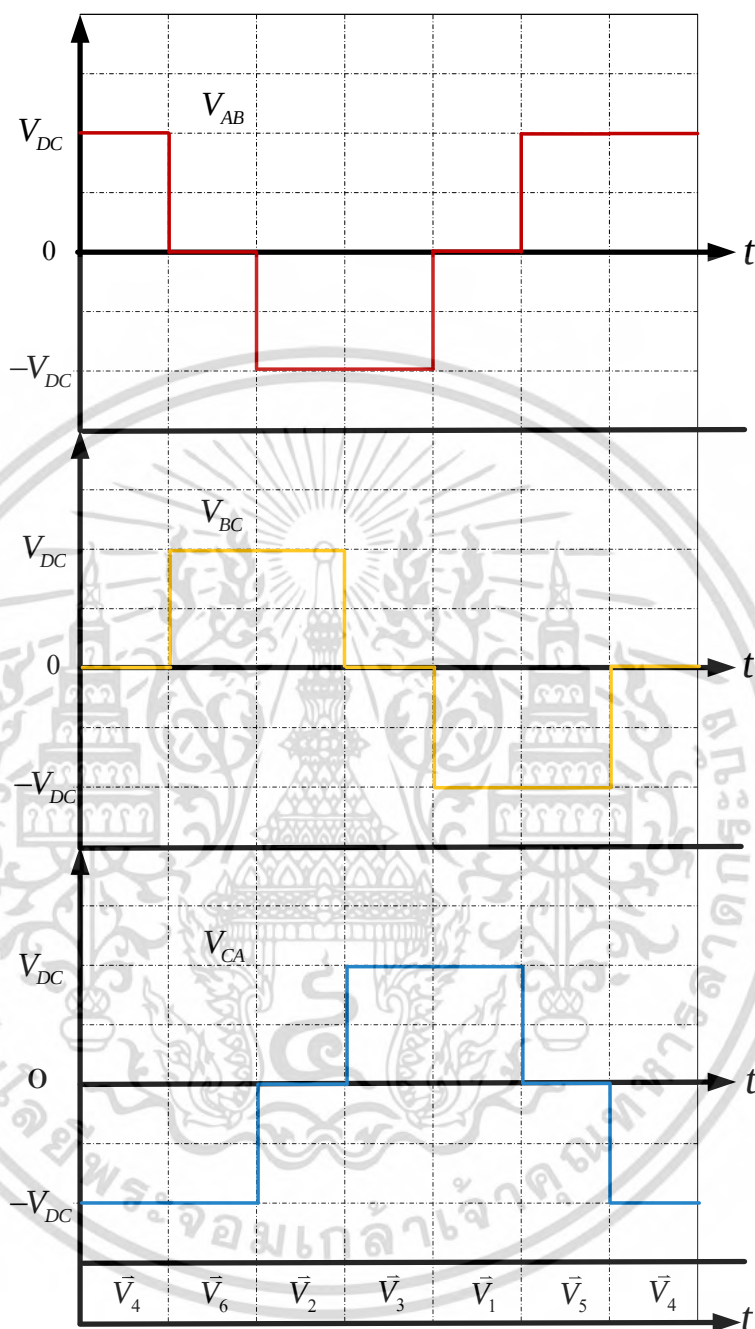
จากตารางที่ 2.2 ถ้าต้องการให้เกิดแรงดัน 3 เฟส รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Quasi square) ที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา สามารถเขียนไดอะแกรมความสัมพันธ์ของแรงดันเฟสและแรงดันไลน์ให้มีลำดับการสวิตช์ $\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4$ ได้ดังรูปที่ 2.7 และ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ไดอะแกรมความสัมพันธ์ของแรงดันเฟส V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ไดอะแกรมความสัมพันธ์ของแรงดันไลน์ V_{AB} , V_{BC} และ V_{CA}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 เวกเตอร์แรงดันในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (α, β)

การแปลงแรงดัน 3 เฟส เป็นแบบ 2 เฟสในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (α, β) จากสมการ (2.1) สามารถเขียนแสดงอีกครั้งในสมการ (2.56) ปริมาณทั้งหมดยังคงอยู่ในรูปไฟสลับ ซึ่งวิธีนี้เรียกกันโดยทั่วไปว่าการแปลงของคลาร์ก (Clarke's Transformation) ดังนั้นจากแรงดัน 3 เฟส (V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) รวมเป็นเวกเตอร์แยกเป็น 2 แกน (α, β) แสดงได้ดังสมการ (2.57)

$$\vec{V}_s(t) = \frac{2}{3} [V_{AN}(t) + aV_{BN}(t) + a^2V_{CN}(t)] = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (2.56)$$

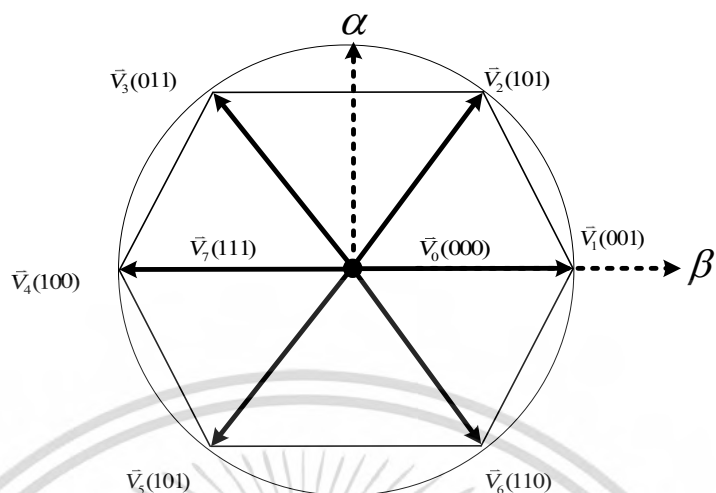
โดยที่ $a = e^{j\theta}$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

จากสมการ (2.57) ค่าแรงดันของ ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) จะได้รูปแบบการสวิตช์ (S_1, S_3, S_5) ดังตารางที่ 2.3 และสามารถเขียนเวกเตอร์แรงดันได้ดังรูปที่ 2.9

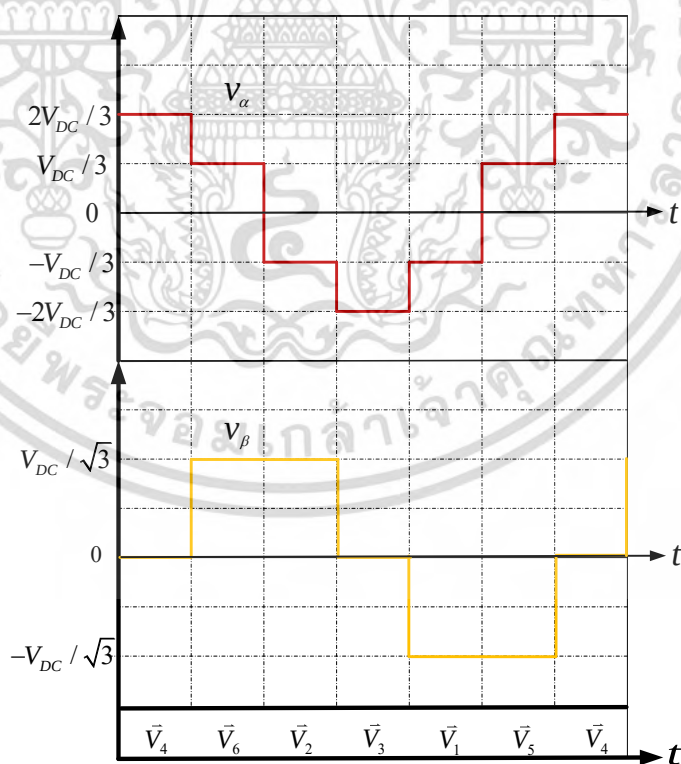
ตารางที่ 2.3 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

Vector	S_1	S_3	S_5	V_α	V_β	$\vec{V}_s$
V_0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
V_1	0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_1$
V_2	0	1	0	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_2$
V_3	0	1	1	$-2V_{DC}/3$	0	$\vec{V}_3$
V_4	1	0	0	$2V_{DC}/3$	0	$\vec{V}_4$
V_5	1	0	1	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_5$
V_6	1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_6$
V_7	1	1	1	0	0	$\vec{V}_7$



รูปที่ 2.9 เวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์

จากตารางที่ 2.3 ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน V_α และ V_β โดยมีลำดับการสวิตช์ $\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4$ ได้ดังรูปที่ 2.10

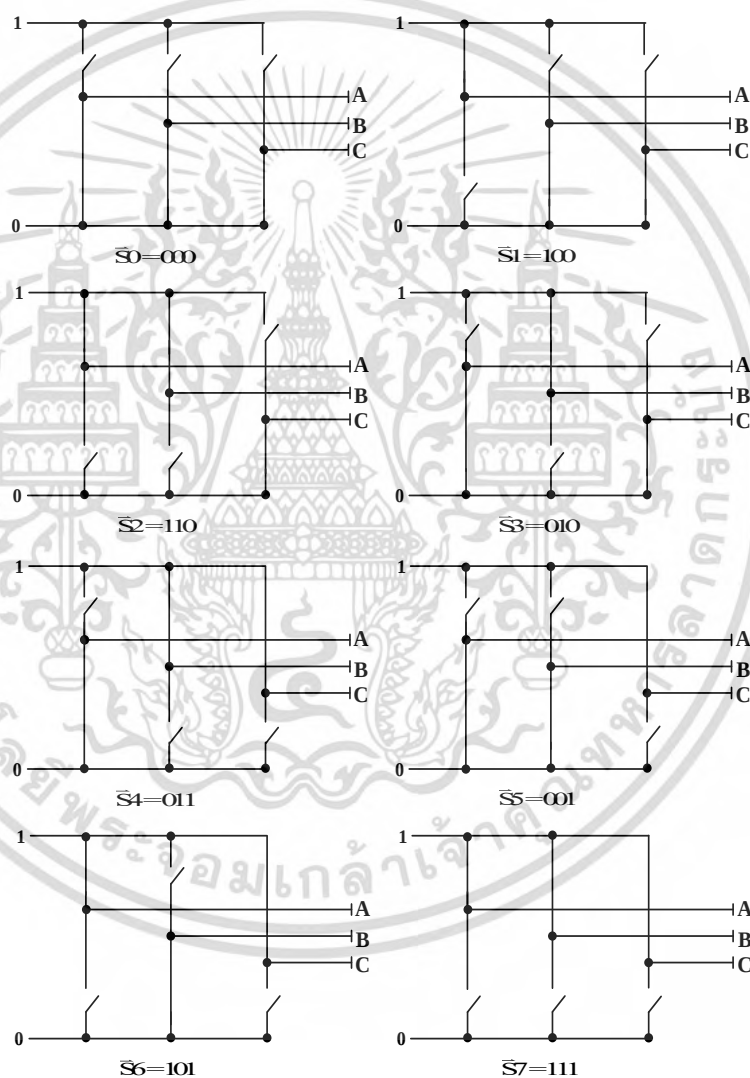


รูปที่ 2.10 ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน V_α และ V_β

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับบิวเอ็ม [15]

เทคนิคนี้จะใช้การแบ่งการทำงานของสวิตช์กำลังออกเป็น 8 จังหวะ 6 เซกเตอร์ โดยสถานะของสวิตช์จะถูกแทนด้วยเวกเตอร์แรงดัน $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเทคนิคนี้เป็นการนำรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.25 เท่าของสัญญาณไซน์ประกอบกับมีความถี่เป็น 3 เท่าของรูปคลื่นไซน์ เข้าไปรวมกับรูปคลื่นไซน์ ซึ่งให้แรงดันองค์ประกอบมูลฐานทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้น อีกทั้งยังใช้ลดค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากการสวิตช์ได้ด้วย



Note :

$$'1' = E / 2, '0' = -E / 2$$

รูปที่ 2.11 การสวิตช์ทั้ง 8 สถานะของอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.11 แสดงอินเวอร์เตอร์พีดับบีวเอ็ม 3 เฟส แบบ 2 ชั้น $\bar{S}_1 - \bar{S}_6$ คือสวิตช์กำลัง เมื่อ $\bar{S}_1, \bar{S}_3, \bar{S}_5$ กำหนดสัญลักษณ์เป็น "1" มีค่าเท่ากับ $E/2$ เป็นสวิตช์กำลังกึ่งบนและ $\bar{S}_2, \bar{S}_4, \bar{S}_6$ เป็นสวิตช์กำลังกึ่งล่าง กำหนดสัญลักษณ์เป็น "0" มีค่าเท่ากับ $-E/2$ เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตกำหนดโดยสวิตช์ 8 สถานะ โดยมีเวกเตอร์แรงดันเป็น $\vec{V}_1 = [000], \dots, \vec{V}_7 = [111]$ ตามลำดับ โดยที่ความยาวของเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_1, \dots, \vec{V}_6$ เท่ากับ 1 และความยาวของเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_0$ และ $\vec{V}_7$ เท่ากับ 0 และจาก 8 เวกเตอร์จากสเปซเวกเตอร์แรงดัน แสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 สเปซเวกเตอร์แรงดัน

ในสเปซเวกเตอร์แรงดันจะถูกกำหนดเป็น

$$\begin{aligned}\vec{V}_1 &= -\vec{V}_4, \vec{V}_2 = -\vec{V}_5, \vec{V}_3 = -\vec{V}_6 \\ \vec{V}_0 &= \vec{V}_7 = \vec{0} \\ \vec{V}_1 + \vec{V}_3 + \vec{V}_5 &= \vec{0}\end{aligned}\quad (2.58)$$

ในช่วงเวลาการแซมปลิง (sampling) เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตจะได้เป็น

$$\vec{V}(t) = \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{t_1}{T_s} \vec{V}_1 + \dots + \frac{t_7}{T_s} \vec{V}_7 \quad (2.59)$$

เมื่อ $t_0, t_1, \dots, t_7$ คือช่วงเวลาที่สวิตช์ทำงาน (Turn-on) ของเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7$

T_s คือ เวลาการแซมปลิง (Sampling)

ยกตัวอย่างในเซกเตอร์ที่ 1 ซึ่งสามารถเขียนเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\vec{V}_s = \frac{t_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{t_7}{T_s} \vec{V}_7 + \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_0 \quad (2.60)$$

จากรูปที่ 2.12 เมื่อความยาวของ $\vec{V}^*$ คือ $m^* E$ ดังนั้น

$$\frac{m^*}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{t_1}{T_s} \frac{1}{\sin \left(\frac{\pi}{3} - \omega_{mr} t \right)} = \frac{t_2}{T_s} \frac{1}{\sin \omega_{mr} t} \quad (2.61)$$

นั่นคือ

$$\frac{t_1}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* \sin \left(\frac{\pi}{3} - \omega_{mr} t \right) = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* \cos \left(\omega_{mr} t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.62)$$

$$\frac{t_2}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* \sin \omega_{mr} t = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* \cos \left(\omega_{mr} t + \frac{3\pi}{2} \right) \quad (2.63)$$

จะได้

$$t_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos \left(\omega_{mr} t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.64)$$

$$t_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos \left(\omega_{mr} t + \frac{3\pi}{2} \right) \quad (2.65)$$

$$t_0 = T_s - (t_1 - t_2) \quad (2.66)$$

โดยที่ $m^* \frac{V^*}{V_{1sw}}$ และ $0 < m^* < 0.907$

เมื่อ $\hat{V}^*$ คือ ขนาดสูงสุดของแรงดันเฟส

V_{1sw} คือ แรงดันมูลฐานสูงสุด ($2V_{DC} / \pi$) ของแรงดันเฟสสี่เหลี่ยม

ดังนั้นจะสามารถคำนวณหาเวลาใดๆ ในเซกเตอร์ต่างๆ ทั้ง 6 เซกเตอร์ได้ดังตารางที่ 2.4

และแสดงแผนผังสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.13

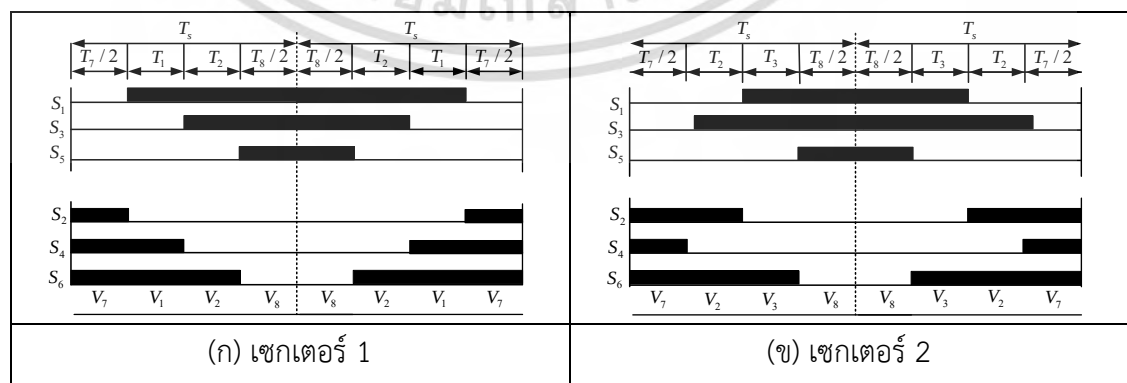
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

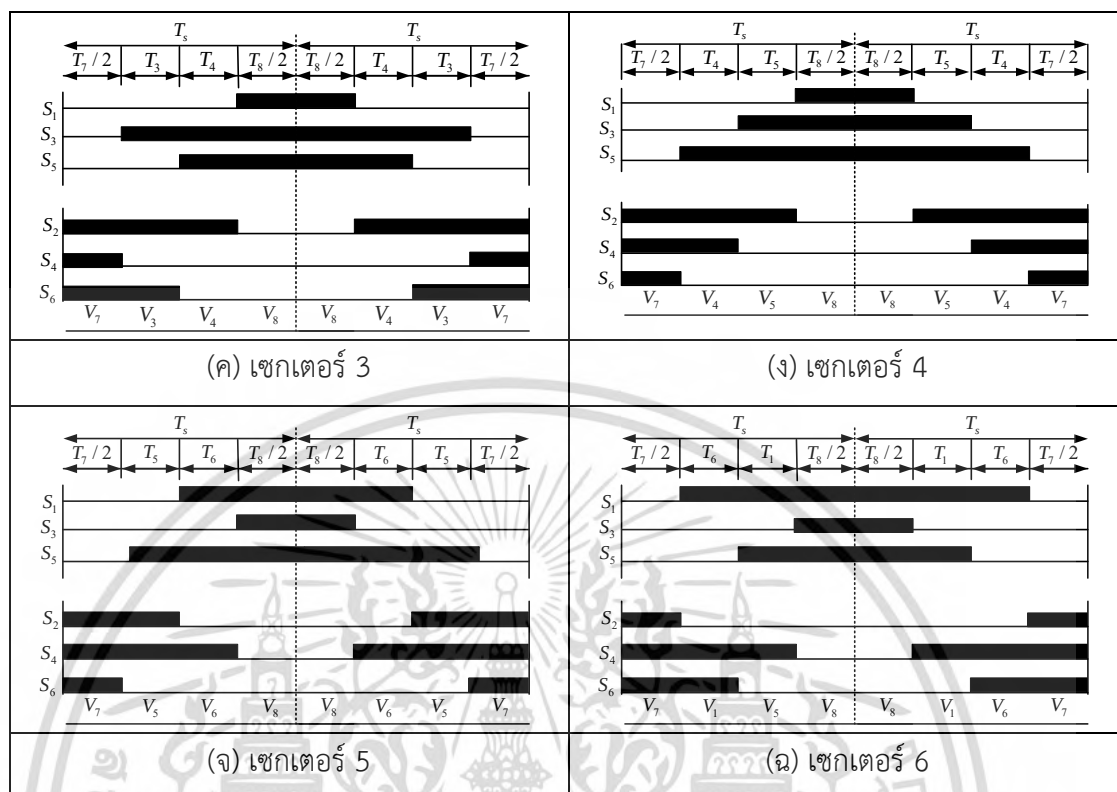
ตารางที่ 2.4 การคำนวณเวลาในแต่ละเซกเตอร์

<i>SECTOR I</i> ($0 \leq \omega_{mr}t \leq \pi/3$)	<i>SECTOR II</i> ($\pi/3 \leq \omega_{mr}t \leq 2\pi/3$)
$t_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{\pi}{6}\right)$ $t_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{3\pi}{2}\right)$ $t_0 = T_s - (t_1 - t_2)$	$t_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{11\pi}{6}\right)$ $t_3 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{7\pi}{6}\right)$ $t_0 = T_s - (t_2 - t_3)$
<i>SECTOR III</i> ($2\pi/3 \leq \omega_{mr}t \leq \pi$)	<i>SECTOR IV</i> ($\pi \leq \omega_{mr}t \leq 4\pi/3$)
$t_3 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{3\pi}{2}\right)$ $t_4 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{5\pi}{6}\right)$ $t_0 = T_s - (t_3 - t_4)$	$t_4 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{7\pi}{6}\right)$ $t_5 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{\pi}{6}\right)$ $t_0 = T_s - (t_4 - t_5)$
<i>SECTOR V</i> ($4\pi/3 \leq \omega_{mr}t \leq 5\pi/3$)	<i>SECTOR VI</i> ($\pi \leq \omega_{mr}t \leq 4\pi/3$)
$t_5 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{5\pi}{6}\right)$ $t_6 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{\pi}{6}\right)$ $t_0 = T_s - (t_5 - t_6)$	$t_6 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{\pi}{2}\right)$ $t_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_s \cos\left(\omega_{mr}t + \frac{11\pi}{6}\right)$ $t_0 = T_s - (t_6 - t_1)$

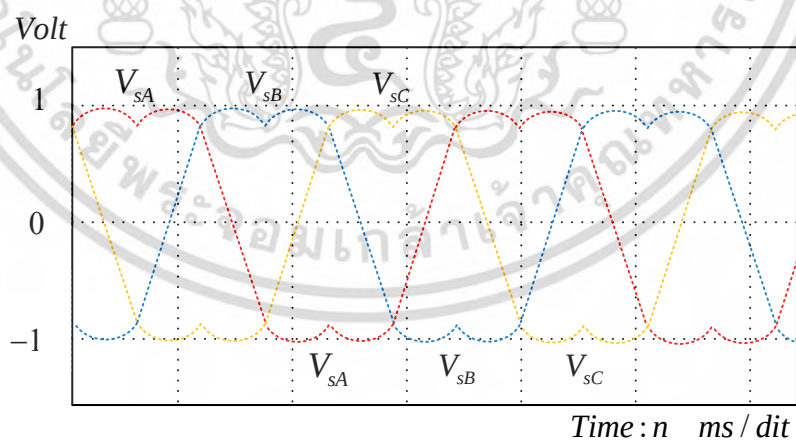
จากแผนผังการสวิตช์ดังรูปที่ 2.12 แทนค่าลงในสมการที่ (2.60) จะได้แรงดันเฟส

V_{sA}, V_{sB}, V_{sC} ดังรูปภาพที่ 2.14





รูปที่ 2.13 รูปแบบการสวิตช์จากการคำนวณในแต่ละเซกเตอร์



รูปที่ 2.14 สเปกเวกเตอร์แรงดัน V_{sA} , V_{sB} , V_{sC}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์ [16]

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยระบบสเกลาร์ของอินเวอร์เตอร์แบบ voltage-fed และ current-fed ได้มีการวิเคราะห์กันมานานแล้ว ซึ่งมีข้อสรุปง่ายๆ คือ แรงดัน กระแส และความถี่เป็น ตัวแปรพื้นฐานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ยกตัวอย่างเช่นในส่วนของ voltage-fed drive แรงบิดและฟลักซ์ที่อยู่ใน air gap เป็นตัวที่ใช้ในการหาค่าของแรงดันและความถี่ ซึ่งแรงบิดและฟลักซ์ นี้จะส่งผลให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีการตอบสนองที่ช้าลง หากต้องการเพิ่มแรงบิดโดยการเพิ่มความถี่ ฟลักซ์จะพองตัวน้อยลงแต่จะถูกทดแทนโดยลูปควบคุมฟลักซ์ที่เกิดขึ้นซ้ำๆ ไปรวมกับแรงดัน ค่าฟลักซ์ที่เกิดขึ้นชั่วขณะนี้จะไปลดค่าแรงบิดด้วยสลิป และยืดค่าเวลาตอบสนองออกไป ค่าเวลาที่ยืด ออกไปนี้จะเท่ากับค่าที่ใช้ในระบบ current-fed drive

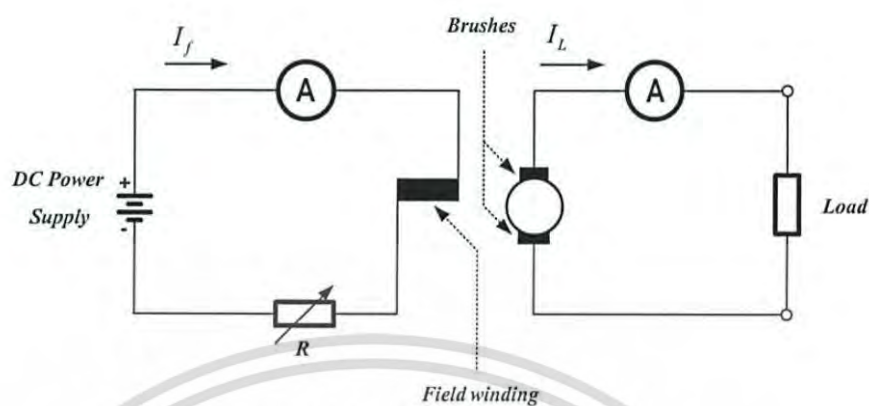
2.4.1 ทฤษฎีของ Vector ที่นำมาควบคุมมอเตอร์

วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control method) หรือวิธี field-oriented control method ซึ่งเป็นวิธีการที่คล้ายกับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (separately excited dc machine) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.15 การทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้า กระแสตรงแบบแยกกระตุ้น คือ ฟลักซ์คอล์ยของเครื่องกำเนิดชนิดนี้ จะถูกกระตุ้นให้อำนาจแม่เหล็ก โดยการใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจากภายนอกเป็นตัวกระตุ้น ในระบบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ที่มีการลดค่ากระแสอาร์เมเจอร์และการอิมตัวของสนามแม่เหล็ก เราหาค่าแรงบิดได้จาก

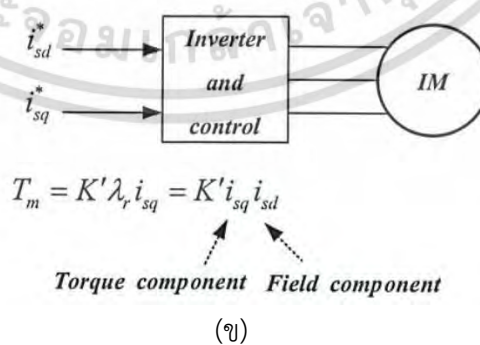
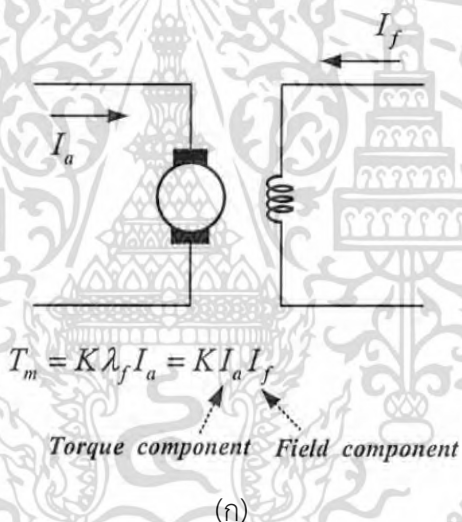
$$T_e = K_t' I_a I_f \quad (2.67)$$

เมื่อ I_a คือ กระแสอาร์เมเจอร์หรือกระแสที่เกิดจากแรงบิด

I_f คือ กระแสฟลักซ์หรือกระแสเกิดจากฟลักซ์



รูปที่ 2.15 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก



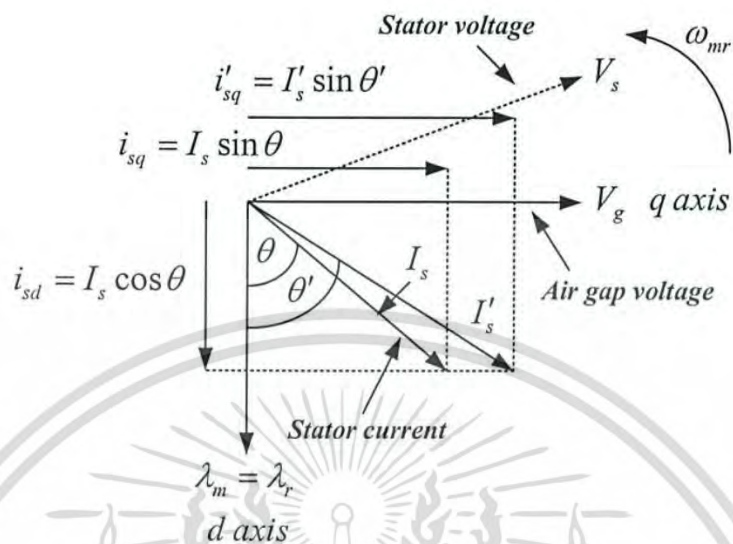
รูปที่ 2.16 มอเตอร์เหนี่ยวนำและมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในรูปของ Vector control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

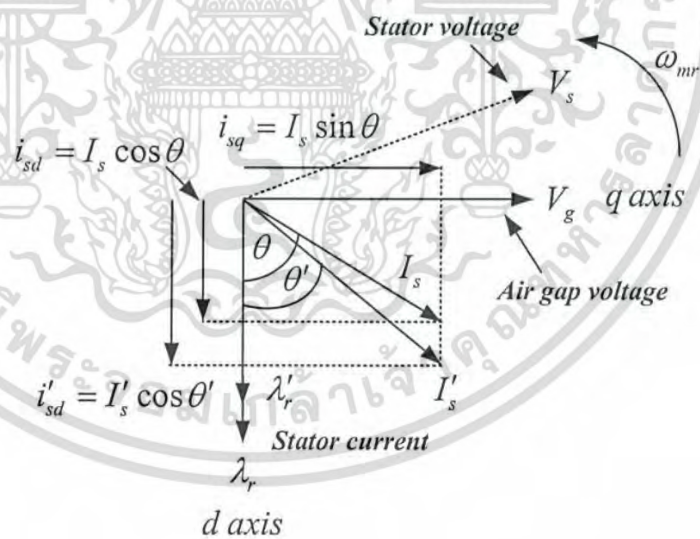
ในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะกำหนดค่า I_d และ I_f ให้ทำมุมตั้งฉากกันตามทิศทางของ
 เวกเตอร์ โดยสภาวะปกติจะกำหนดให้กระแสฟิลด์ (I_f) ให้มีค่าคงที่ ส่วนอัตราส่วนของฟลักซ์
 และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสอาร์เมเจอร์ เมื่อกระแสฟิลด์หรือการตอบสนองของฟลักซ์
 ไม่ขึ้นกับค่ากระแสอาร์เมเจอร์แรงบิดก็ยังคงมีค่ามากต่อไปทั้งในการทำงานแบบสภาวะชั่วคราว
 (Transient) และสภาวะอยู่ตัว (Steady state) โหมดของการควบคุมแบบนี้สามารถนำไปใช้กับ
 มอเตอร์เหนี่ยวนำได้ในรูปที่ 2.16 (ข) แสดงรูปของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อกับอินเวอร์เตอร์และวงจร
 ควบคุมโดยมี i_{sd}^* และ i_{sq}^* ควบคุมทางด้านอินพุต กระแส i_{sd}^* คือส่วนประกอบทางด้านแกนตรง
 (Direct axis) และกระแส i_{sq}^* คือส่วนประกอบทางด้านแกนตั้งฉากของกระแสทางสเตเตอร์ ซึ่งกระแส
 ทั้งคู่จะจัดให้อยู่บนแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronously rotating reference frame)
 ในการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นกระแส i_{sd}^* จะมีลักษณะที่เหมือนกับกระแสฟิลด์ (I_f) และกระแส i_{sq}^*
 จะมีลักษณะที่เหมือนกระแสอาร์เมเจอร์ (I_a) ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นแรงบิดจะหาได้จาก

$$T_m = K' \lambda_r i_{sq} = K' i_{sd} i_{sq} \quad (2.68)$$

พื้นฐานในการควบคุมคือการนำกระแส i_{sd} และ i_{sq} มาสร้างให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์
 ซึ่งหลักการของการควบคุมเวกเตอร์จะอธิบายในรูปที่ 2.17 โดยนำเฟสเซอร์ไดอะแกรมมาช่วยในการ
 หมุนแบบซิงโครนัส หลักการง่ายๆ คือจะไม่สนใจค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance)
 ของโรเตอร์ เฟสเซอร์ไดอะแกรมจะวาดค่าแรงดันในช่องว่างอากาศ (Air gap voltage, V_g) ให้อยู่บน
 แกนเดียวกับแกน q กระแสสเตเตอร์จะล้าหลังแรงดัน V_g เท่ากับ 90° โดยที่ i_{sq} จะมีเฟสตรงกันกับ
 V_g และ i_{sd} จะอยู่ในมุมตั้งฉากกับ V_g กระแส i_{sq} คือค่าแอกทีฟหรือส่วนประกอบของแรงบิดของ
 กระแสสเตเตอร์และค่ากำลังแอกทีฟที่ตกคร่อมกับแรงดันช่องว่างอากาศ คือ $V_g i_{sq}$, ส่วนกระแส i_{sd}
 คือค่ารีแอกทีฟหรือส่วนประกอบของฟิลด์มีผลต่อฟลักซ์ของช่องว่างอากาศ (A) ของกระแสสเตเตอร์
 และค่ากำลังรีแอกทีฟที่ตกคร่อมช่องว่างอากาศคือ $V_g i_{sd}$ แสดงดังรูปที่ 2.17 สมการของแรงบิด
 ก็จะเหมือนกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ในสภาวะปกติ i_{sd} จะมีค่าคงที่และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตาม
 ค่าของ i_{sq} ที่มีการเปลี่ยนแปลง



(ก) การเพิ่มของกระแสสร้างแรงบิด

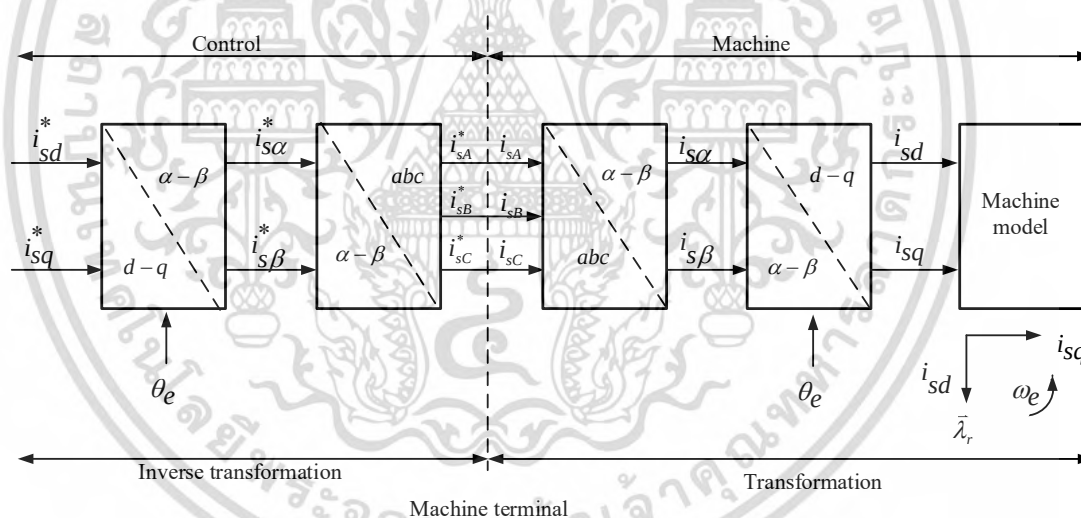


(ข) การเพิ่มของกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 2.17 เฟสเซอร์ไดอะแกรมในการควบคุมเวกเตอร์โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าต่างๆ จากวิธีเวกเตอร์คอนโทรลโดยใช้แบบจำลองของมอเตอร์จะอธิบาย ดังในรูปที่ 2.18 ซึ่งในรูปจะไม่พิจารณาถึงอินเวอร์เตอร์แต่จะสมมติว่ามันได้กำเนิดเฟสของกระแสในทางอุดมคติคือ i_{sA}, i_{sB} และ i_{sC} โดยมีตัวคอนโทรลเลอร์ (Controller) สร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาแบบจำลองของมอเตอร์จะอยู่ทางขวามือ เฟสของกระแส i_{sA}, i_{sB} และ i_{sC} จะถูกแปลงให้เป็น $i_{s\alpha}$ และ $i_{s\beta}$ โดยการแปลงจาก 3 เฟสเป็น 2 เฟส จากนั้นจะถูกเปลี่ยนไปอยู่บนแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซึ่งโคจรด้วยยูนิตเวกเตอร์ (Unit vector) คือ θ_e ก่อนที่จะถูกเปลี่ยนเป็นแบบจำลองของมอเตอร์ โดยในรูปที่ 2.18 ตัวควบคุมจะสร้าง stage ของการแปลงกลับขึ้นมาสองส่วนแล้ว i_{sd}^* และ i_{sq}^* จะถูกจัดให้อยู่ในรูปตัวแปรของทางด้านแบบจำลองของมอเตอร์ที่ตอบสนองกระแส i_{sd} และ i_{sq} นอกจากนั้นต้องแน่ใจว่าเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของกระแส อยู่ในตำแหน่งที่ถูกตรงกับตำแหน่งเวกเตอร์ฟลักซ์ $\bar{\lambda}_r$ และตั้งฉากกับกระแส i_{sq} จะสังเกตเห็นว่าในส่วนของการแปลงไปและการแปลงกลับจะไม่รวมเข้าเป็นรูปเดียวกันกับพลวัตอื่น ดังนั้นการตอบสนองของกระแส i_{sd} และ i_{sq} เป็นผลตอบสนองชั่วขณะ



รูปที่ 2.18 การหาค่าต่างๆ จากวิธี Vector Control ของแบบจำลองมอเตอร์

โดยทั่วไปการควบคุมแบบเวกเตอร์มีสองวิธีหลักคือ การควบคุมโดยตรงหรือวิธีป้อนกลับ และการควบคุมโดยอ้อมหรือวิธีป้อนไปข้างหน้า ทั้งสองวิธีแตกต่างกันด้วยวิธีการหาเวกเตอร์หนึ่งหน่วย (θ_e) ที่จะเอามาควบคุม

โดยสามารถสรุปคุณลักษณะที่เห็นได้ชัดเจนของการควบคุมแบบเวกเตอร์ได้ดังนี้

- ความถี่ ω_c ของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไม่ได้ถูกควบคุมโดยตรงเหมือนการควบคุมแบบสเกลาร์มอเตอร์มีการควบคุมตัวเองเป็นหลัก ซึ่งความถี่ตลอดจนมุมเฟสของกระแสจะถูกควบคุมโดยอ้อมด้วยเวกเตอร์หนึ่งหน่วย
- ไม่ต้องกังวลกับปัญหาความไม่มีเสถียรภาพจากการทำงานเกินจุดเบรกดาว์แรงบิด (T_{em}) เหมือนการควบคุมแบบสเกลาร์เพราะมีการจำกัดด้วย $\hat{I}_s = (\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2})$ ไว้ภายในช่วงการทำงานที่มีเสถียรภาพและปลอดภัยแล้ว
- มีผลตอบสนองต่อภาวะผิดปกติที่รวดเร็วและเหมือนกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถควบคุมแรงบิดได้ด้วยกระแส i_{sq} โดยไม่กระทบต่อฟลักซ์ อย่างไรก็ตามสังเกตว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์ในอุดมคตินั้นเป็นไปได้ในทางปฏิบัติเพราะมีความล่าช้าในตัวคอนเวอร์เตอร์ การประมวลผลสัญญาณ และผลจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์
- มีความเหมือนกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง คือ มีการควบคุมความเร็วได้ 4 ควอดแดรนต์โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ใดๆ (เหมือนการพลิกกลับของลำดับเฟส) ในสถานะหมุนไปข้างหน้า ถ้าค่าแรงบิด T_e เป็นลบ ระบบขับเคลื่อนจะเริ่มเข้าสู่การเบรคแบบคืนพลังงานซึ่งความเร็วจะช้าลง ที่ความเร็วเป็นศูนย์ ลำดับเฟสของเวกเตอร์หนึ่งหน่วยจะพลิกกลับโดยอัตโนมัติผลที่เกิดขึ้นคือมอเตอร์จะกลับทางหมุน

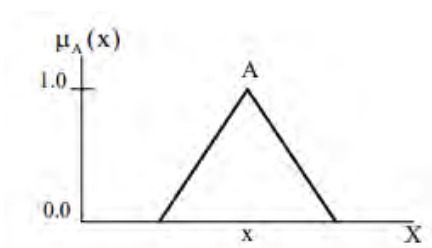
บทที่ 3

ระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

ฟัซซีลอจิกได้ถูกนำเสนอขึ้นโดย Lotfi A. Zadeh ในปี 1965 (Zadeh L. A., 1965) ซึ่งต่อมาได้เป็นที่รู้จักและได้รับความนิยมกันอย่างแพร่หลายโดยเฉพาะในงานด้านระบบควบคุม การควบคุมแบบฟัซซี (fuzzy control) จะอาศัยข้อมูลความรู้และประสบการณ์การทำงานของผู้เชี่ยวชาญเป็นพื้นฐานในการออกแบบจึงทำให้การควบคุมแบบดังกล่าวมีความฉลาดเปรียบเสมือนกับมนุษย์ อีกทั้งการควบคุมแบบฟัซซี ก็ไม่จำเป็นต้องพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่แม่นยำของระบบจึงเหมาะสมอย่างยิ่งกับระบบที่มีความซับซ้อนคลุมเครือ มีความไม่เป็นเชิงเส้นและหลายอินพุต โดยในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการนำตัวควบคุมฟัซซี มาประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะนำเสนอทบทวนทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบฟัซซี ได้แก่ ทฤษฎีฟัซซีเซต อธิบายโครงสร้างพื้นฐานของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิก การกำหนดฟังก์ชันความเป็นสมาชิกให้กับตัวแปรอินพุตและเอาต์พุตของระบบ การกำหนดกฎฟัซซี รูปแบบการอนุมานฟัซซีและเทคนิคของการดีฟัซซีฟิเคชันของระบบควบคุมแบบฟัซซี ทั้งนี้เพื่อให้เกิดความเข้าใจพื้นฐานเกี่ยวกับการควบคุมระบบแบบฟัซซี

3.1 ทฤษฎีฟัซซีเซต [18]

ฟัซซีเซตเป็นกลุ่มของสิ่งของหรือวัตถุที่มีการเปลี่ยนแปลงความเป็นสมาชิกในเซต อย่างค่อยเป็นค่อยไป หรืออาจกล่าวได้ว่าค่าที่แสดงความเป็นสมาชิกมีลักษณะต่อเนื่องเมื่อ 0 หมายถึง การไม่เป็นสมาชิกในเซต และ 1 หมายถึง การเป็นสมาชิกในเซตอย่างสมบูรณ์โดยจะมีการกำหนดค่าความเป็นสมาชิกผ่านฟังก์ชันความเป็นสมาชิก (membership function) เพื่อระบุค่าระดับความเป็นสมาชิก (degree of membership) ของสมาชิกใดๆ ในเซตที่อยู่ในขอบเขตของเอกภพสัมพัทธ์ (universe of discourse) ที่พิจารณา ในขณะที่เซตปกติธรรมดา (crisp set) จะพิจารณาสิ่งของหรือวัตถุใดๆ ว่าเป็นสมาชิกหรือไม่เป็นสมาชิกของเซตเท่านั้น ค่าที่ใช้แสดงลักษณะสมบัติของสิ่งของดังกล่าวมีเพียง 0 หรือ 1 ซึ่ง 0 หมายถึงการไม่เป็นสมาชิก ในเซตและ 1 หมายถึงการเป็นสมาชิกในเซต ดังนั้นจะเห็นได้ว่าฟัซซีเซตมีความแตกต่างไปจากเซตปกติธรรมดาในเรื่องการให้ค่าที่แสดงลักษณะสมบัติความเป็นสมาชิกและความไม่เป็นสมาชิกในเซต ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 การเปลี่ยนแปลงของสมาชิกในเซตอย่างค่อยเป็นค่อยไปซึ่งจะใช้สัญลักษณ์ μ_A แทนค่าความเป็นสมาชิกภาพของเซตใดๆ ที่อยู่ในเอกภพสัมพัทธ์ในช่วง 0 ถึง 1 [17]



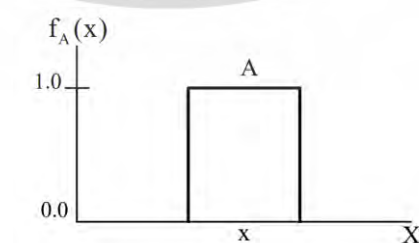
รูปที่ 3.1 ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพ x จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจากค่า 0 จนกระทั่งระดับความเป็นสมาชิกภาพ x เท่ากับ 1 จากนั้น ค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพจะค่อยๆ ลดลงเรื่อยๆ จนมีค่าเท่ากับ 0 โดยฟัซซีเซต A อยู่ในเอกภพสัมพัทธ์ x ซึ่งค่าความเป็นสมาชิกภาพของสมาชิก x ในเอกภพสัมพัทธ์สามารถแทนได้ด้วย $\mu_A(x)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันแสดงสมาชิกภาพของเซต A ตามสมการที่ (3.1) ดังนี้ [18]

$$\mu_A(x) : x \rightarrow [0,1] \quad (3.1)$$

โดยที่ $\mu_A(x) = 1$ เมื่อ x เป็นสมาชิกของ A อย่างสมบูรณ์
 $\mu_A(x) = 0$ เมื่อ x ไม่เป็นสมาชิกของ A
 $0 < \mu_A(x) < 1$ เมื่อ x เป็นสมาชิกของ A เพียงบางส่วน

จากทฤษฎีฟัซซีเซตจะเห็นว่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีจะมีลักษณะค่อยเป็นค่อยไป ซึ่งมีความแตกต่างไปจากเซตแบบปกติที่ให้ค่าความเป็นสมาชิกภาพมีเพียงค่า 0 กับ 1 เท่านั้นซึ่งค่า 0 หมายถึงการไม่เป็นสมาชิกในเซต A และ 1 หมายถึงการเป็นสมาชิกในเซต A โดยเซตแบบปกติจะเป็นดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ฟังก์ชันลักษณะเฉพาะของเซตแบบปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

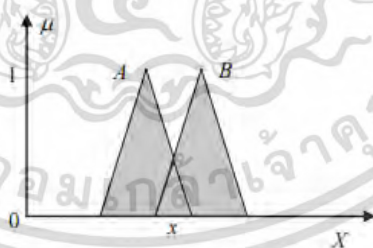
จากรูปที่ 3.2 เซตแบบปกติ A มีสมาชิกเป็น x ซึ่งอยู่ในเอกภพสัมพัทธ์ x สามารถแทนได้ด้วย $f_A(x)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันลักษณะเฉพาะของ x ในเซต A ตามสมการที่ (3.2) ดังนี้

$$f_A(x) : x \rightarrow [0,1] \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } f_A(x) &= 1 && \text{เมื่อ } x \text{ เป็นสมาชิกของ } A \text{ อย่างสมบูรณ์} \\ f_A(x) &= 0 && \text{เมื่อ } x \text{ ไม่เป็นสมาชิกของ } A \end{aligned}$$

ตัวดำเนินการ (operator) ในทฤษฎีเซตของเซตแบบปกติและฟัซซีเซต มีความหมายเหมือนกันแต่ให้ค่าเชิงตัวเลขที่แตกต่างกัน สำหรับเซตแบบปกติตัวดำเนินการจะให้ผลว่าตัวแปรอยู่หรือไม่อยู่ในเซตอย่างไร แต่สำหรับฟัซซีเซตตัวดำเนินการจะให้ผลว่าตัวแปรอยู่ในเซตนั้นๆ ด้วยระดับความเป็นสมาชิกเท่าไร โดยตัวดำเนินการในทฤษฎีเซต คือ ยูเนียน (union) อินเตอร์เซกชัน (intersection) และส่วนเติมเต็ม (complement) ซึ่งจะกำหนดให้ฟัซซีเซต A และฟัซซีเซต B อยู่บนเอกภพสัมพัทธ์ x และมีคุณสมบัติดังนี้

ยูเนียนของฟัซซีเซตดังรูปที่ 3.3 จะสังเกตได้ว่าฟัซซีเซต A ยูเนียนกับฟัซซีเซต B จะได้เซตซึ่งประกอบไปด้วยสมาชิกที่เป็นสมาชิกของฟัซซีเซต A และฟัซซีเซต B ซึ่งสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ (3.3)



รูปที่ 3.3 การยูเนียนของฟัซซีเซต A และฟัซซีเซต B

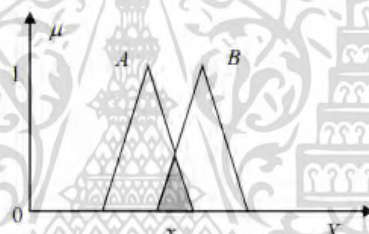
$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.3)$$

โดยที่ $\vee$ หมายถึง การหาค่า maximum

จากสมการที่ (3.3) แสดงว่าค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพที่ได้จากระดับความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A ยูเนียนกับฟัซซีเซต B ผลลัพธ์ที่ได้จะพิจารณาจากค่ามากที่สุดของค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A เทียบกับฟัซซีเซต B เช่น ถ้า a และ b เป็นจำนวนจริงจะเป็นไปตามสมการที่ 3.4 ดังนี้

$$a \vee b = \max(a, b) = \begin{cases} a; a \geq b \\ b; b < a \end{cases} \quad (3.4)$$

อินเตอร์เซกชันของฟัซซีเซตตามรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าฟัซซีเซต A อินเตอร์เซกชันกับฟัซซีเซต B จะได้เซตซึ่งประกอบไปด้วยสมาชิกที่เหมือนกันของทั้งฟัซซีเซต A และฟัซซีเซต B ซึ่งสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ (3.5)



รูปที่ 3.4 การอินเตอร์เซกชันของฟัซซีเซต A และฟัซซีเซต B

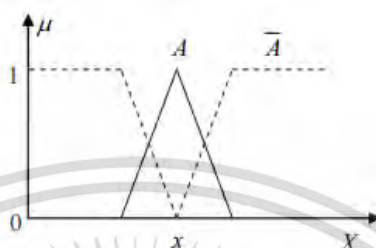
$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.5)$$

โดยที่ $\wedge$ หมายถึงการหาค่า minimum

จากสมการที่ (3.5) แสดงว่าค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพที่ได้จากระดับความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A อินเตอร์เซกชันกับฟัซซีเซต B ผลลัพธ์ที่ได้จะพิจารณาจากค่าน้อยสุดของค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A เทียบกับฟัซซีเซต B เช่นถ้า a และ b เป็นจำนวนจริงจะเป็นไปตามสมการที่ (3.6) ดังนี้

$$a \wedge b = \min(a, b) = \begin{cases} a; a \leq b \\ b; b < a \end{cases} \quad (3.6)$$

ส่วนเติมเต็มของฟัซซีเซตดังรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าฟัซซีเซต A ใดๆจะอยู่ในเอกภพสัมพัทธ์ x ซึ่งส่วนเติมเต็มของฟัซซีเซต A คือ เซตที่ประกอบด้วยสมาชิกที่เป็นสมาชิกของ x แต่ไม่เป็นสมาชิกของ ฟัซซีเซต A ซึ่งสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ (3.7)



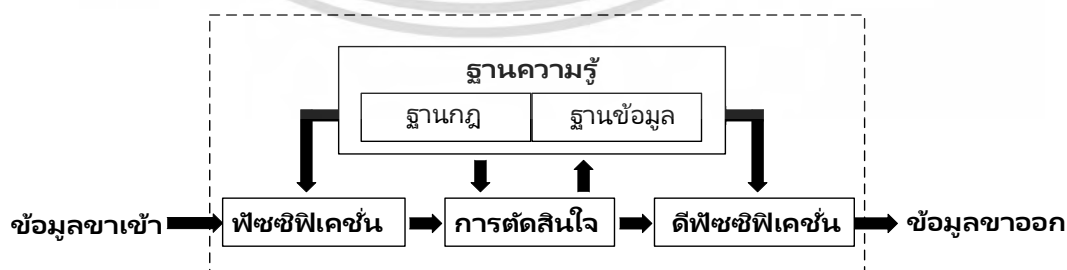
รูปที่ 3.5 ส่วนเติมเต็มของฟัซซีเซต A

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) จะพบว่าค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพที่ได้จากส่วนเติมเต็มของระดับความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A จะเท่ากับผลต่างของค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพเท่ากับ 1 กับค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของฟัซซีเซต A

3.2 โครงสร้างพื้นฐานของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิก

โครงสร้างพื้นฐานของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิกดังรูปที่ 3.6 ซึ่งมีส่วนประกอบอยู่ 4 ส่วนคือ ฐานความรู้ (Knowledge base) การปฏิบัติการแบบฟัซซีฟิเคชัน (Fuzzification) ส่วนการตีความหรือการตัดสินใจ (Inference) และการปฏิบัติการดีฟัซซีฟิเคชัน (Defuzzification) ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้



รูปที่ 3.6 โครงสร้างพื้นฐานของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิก

ชุดปฏิบัติการฟัซซีฟิเคชัน ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูลทางด้านอินพุตแบบธรรมดาเป็นตัวแปรทางภาษาหรือตัวแปรฟัซซี โดยอยู่ในรูปของค่าระดับความเป็นสมาชิกแต่ละฟัซซีเซต ยกตัวอย่าง เช่น การวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ ตัวแปรขาเข้าแต่ละตัวที่วัดได้จากเครื่องมือวัดอาจอยู่นอกขอบเขตเอกภพสัมพัทธ์ที่กำหนด ดังนั้นต้องดำเนินการแปลงค่าตัวแปรขาเข้าเหล่านี้ให้อยู่ในขอบเขตเอกภพสัมพัทธ์ที่กำหนดด้วยค่าสเกล (scaling) หรือตัวปรับค่า (gain factor) เรียกขั้นตอนนี้ว่าการทำนอร์มัลไลซ์ (normalization) สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์ที่วัดได้อยู่ในช่วง $[1500, +1500]$ รอบต่อนาที ถ้ากำหนดให้เอกภพสัมพัทธ์อยู่ระหว่าง $[-1, +1]$ ดังนั้นต้องทำการคูณค่าแรงดันที่วัดได้ด้วย $(1/1500)$ รอบต่อนาที เป็นต้น

ฐานความรู้ ประกอบด้วยส่วนที่เป็นฐานข้อมูล (data base) และฐานกฎการควบคุม (control rule base) ส่วนที่เป็นฐานข้อมูลนั้นให้นิยามต่างๆ ที่ใช้กำหนดกฎการควบคุมนั้นรวมทั้งเป็นศูนย์รวมของกฎการควบคุมแบบตัวแปรทางภาษา ซึ่งแสดงถึงแนวทางการควบคุมให้ระบบมีพฤติกรรมตามที่ต้องการ

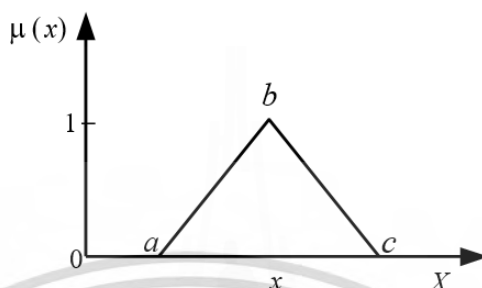
ลอจิกเพื่อการตัดสินใจ เป็นส่วนที่ให้การเลียนแบบการตัดสินใจของมนุษย์ โดยอาศัยแนวคิดทางคณิตศาสตร์ และการอนุมานแบบฟัซซี

ชุดปฏิบัติการดีฟัซซีฟิเคชัน ทำหน้าที่แปลงข้อมูลแบบฟัซซีไปเป็นตัวแปรธรรมดา (conventional variable) เพื่อให้ระบบภายใต้การควบคุมสามารถเข้าใจสัญญาณดังกล่าวได้ ข้อมูลแบบฟัซซีนี เป็นข้อมูลที่ได้มาจากการอนุมานกฎการควบคุมแบบฟัซซี เนื่องจากขอบเขตเอกภพสัมพัทธ์ของขาออกในฟังก์ชันความเป็นสมาชิกอาจยังไม่อยู่ในขอบเขตที่นำไปใช้งานได้ ดังนั้นต้องทำการแปลงค่าขาออกในเอกภพสัมพัทธ์ให้อยู่ในขอบเขต

3.3 ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิก

ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิก (membership function) คือ ฟังก์ชันสำหรับการกำหนดค่าความเป็นสมาชิกของตัวแปรที่ต้องการศึกษาซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวสามารถมีรูปร่างที่แตกต่างกันออกไป ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมกับปัญหาที่ศึกษา จะถูกกำหนดโดยผู้เชี่ยวชาญอย่างไรก็ตามรูปร่างฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่นิยมใช้มีอยู่ 4 รูปแบบ คือ ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยม (triangular membership function: trimf) ฟังก์ชันรูปสี่เหลี่ยมคางหมู (trapezoidal membership function: trapmf) ฟังก์ชันรูปเกาส์เซียน (Gaussian membership function: gaussmf) และฟังก์ชันรูประฆังคว่ำ (generalized bell membership function: gbellmf) ดังนี้

3.3.1 ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยม

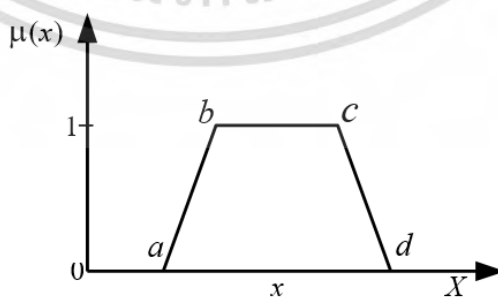


รูปที่ 3.7 ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกแบบรูปสามเหลี่ยม

ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยมประกอบด้วยพารามิเตอร์ 3 ตำแหน่งคือตำแหน่งจุด a, b, c ดังรูปที่ 3.7 จากรูปดังกล่าว การคำนวณหาค่าความเป็นสมาชิกของตำแหน่งตัวแปร x ใด ๆ ($\mu(x)$) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.8) ซึ่งจะแยกออกเป็น 5 กรณีด้วยกัน ดังนี้

$$\mu(x) = \text{trimf}(x : [a, b, c]) = \begin{cases} 0 & ; x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & ; a < x < b \\ 1 & ; x = b \\ \frac{c-x}{c-b} & ; b < x < c \\ 0 & ; x \geq c \end{cases} \quad (3.8)$$

3.3.2 ฟังก์ชันรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

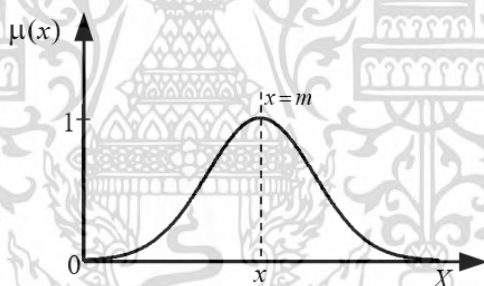


รูปที่ 3.8 ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

ฟังก์ชันรูปสี่เหลี่ยมคางหมูประกอบด้วยพารามิเตอร์ตำแหน่งทั้งหมด 4 ตำแหน่ง คือตำแหน่งจุด a, b, c, d ดังรูปที่ 3.8 โดยการคำนวณหาค่าความเป็นสมาชิกของตำแหน่งตัวแปร x ใด ๆ จะใช้สมการที่ (3.9) ซึ่งแบ่งออกเป็น 5 กรณีเช่นกัน

$$\mu(x) = \text{trapmf}(x:[a,b,c,d]) = \begin{cases} 0 & ; x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & ; a < x < b \\ 1 & ; b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & ; c < x < d \\ 0 & ; x \geq d \end{cases} \quad (3.9)$$

3.3.3 ฟังก์ชันรูปเกาส์เซียน

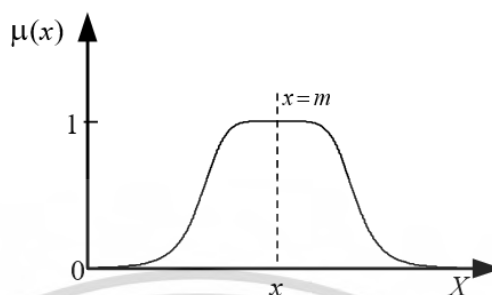


รูปที่ 3.9 ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกแบบรูปเกาส์เซียน

ฟังก์ชันรูปเกาส์เซียนแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์ 2 ตัวคือ σ และ m ซึ่งค่า σ หมายถึงค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานจะใช้สำหรับกำหนดความกว้างของรูปกราฟ ส่วนค่า m หมายถึงค่าเฉลี่ยจะใช้สำหรับกำหนดค่าตำแหน่งกึ่งกลางของรูปกราฟแบบ เกาส์เซียนการคำนวณหาค่าความเป็นสมาชิกของตำแหน่งตัวแปร x ใด ๆ สามารถคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (3.10)

$$\mu(x) = \text{gussmf}(x:[\sigma,m]) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.10)$$

3.3.4 ฟังก์ชันรูปประฆังคว่ำ



รูปที่ 3.10 ฟังก์ชันแสดงความความเป็นสมาชิกแบบรูปประฆังคว่ำ

ฟังก์ชันรูปประฆังคว่ำดังรูปที่ 3.10 ประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์ 3 ตัวคือ a , b , m (พารามิเตอร์ a และ b จะใช้สำหรับกำหนดความกว้างของรูปกราฟแบบประฆังคว่ำ ส่วน m จะใช้กำหนดค่าตำแหน่งกึ่งกลางของรูปกราฟ เช่นเดียวกับกรณีเกาส์เซียน) การคำนวณหาค่าความเป็นสมาชิกของตำแหน่งตัวแปร x ใด ๆ สามารถคำนวณได้โดยอาศัยสมการที่ (3.11) ดังนี้

$$\mu(x) = gbellmf(x:[a,b,m]) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-m}{a} \right|^{2b}} \quad (3.11)$$

3.4 กฎของฟัซซีลอจิก

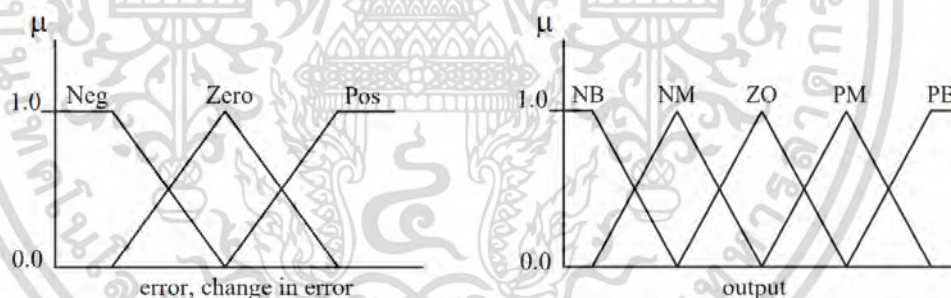
การควบคุมระบบแบบฟัซซี เป็นการวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาเกี่ยวกับระบบที่มีความซับซ้อน โดยอาศัยคณิตศาสตร์แบบฟัซซี อาศัยกระบวนการตัดสินใจและความคิดอ่านของมนุษย์เป็นพื้นฐานในการควบคุม โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสถานะต่างๆ ในระบบพลวัตในรูปประโยคฟัซซี ซึ่งมีลักษณะเป็นประโยคเงื่อนไข ถ้า...แล้ว...(if...then...) เรียกประโยคเงื่อนไขเหล่านี้ว่า กฎฟัซซี (fuzzy rule) ในการดำเนินงานจะใช้ตัวแปรทางภาษาแทนการใช้ตัวเลขซึ่งตัวแปรทางภาษาเป็นตัวแปรที่มีการให้ค่าเป็นคำหรือประโยค เพื่อบ่งบอกลักษณะของสิ่งของใดๆ ซึ่งมีค่าตามคำให้ค่าของฟัซซีเซต ตัวอย่างเช่น ถ้าความเร็วรอบของมอเตอร์มีค่ามาก แล้วลดแรงบิดอ้างอิงที่ให้กับมอเตอร์ ซึ่งตัวแปรทางภาษาหรือตัวแปรฟัซซี คือความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดอ้างอิงที่ให้กับมอเตอร์ เป็นต้น

กฎฟัซซีในประโยคเงื่อนไข ถ้า...แล้ว...ประกอบด้วยส่วนของตัวแปรเงื่อนไข (antecedent) และส่วนของตัวแปรผลลัพธ์ (consequent) ซึ่งในแต่ละส่วนอาจมีได้หลายตัวแปร โดยเชื่อมประโยค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยโอเพอเรเตอร์ and หรือ or เพื่อใช้ในการแก้ปัญหาสำหรับควบคุมระบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยว (Single-Input and Single-Output : SISO) และระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (Multiple-Input and Multiple-Output : MIMO) กฎการควบคุมฟัซซีสามารถกำหนดขึ้นด้วยการเขียนเป็นประโยคแสดงอาการของการพยายามควบคุมกับผลที่จะเกิดขึ้นกับการตอบสนองของระบบ โดยอาศัยความรู้ความชำนาญและประสบการณ์ของมนุษย์ในการกำหนดกฎฟัซซีเพื่อควบคุมระบบ

ตัวอย่างการกำหนดกฎฟัซซี เมื่อตัวแปรฟัซซีในส่วนเงื่อนไขประกอบด้วยสองอินพุต ได้แก่ สัญญาณความผิดพลาดของความเร็ว (error) และการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณความผิดพลาดของความเร็ว (change in error) โดยเชื่อมประโยคด้วยโอเพอเรเตอร์ and ซึ่งตัวแปรในส่วนผลลัพธ์กำหนดเป็นสัญญาณเอาต์พุต (output) ทั้งนี้ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรฟัซซี ในส่วนเงื่อนไขและตัวแปรในส่วนผลลัพธ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 โดยรูปแบบฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรในส่วนเงื่อนไขและส่วนผลลัพธ์ของกฎฟัซซีที่ปรากฏในรูปดังกล่าว ประกอบด้วยรูปสามเหลี่ยม และรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ซึ่งจำนวนการแบ่งส่วนตัวแปรฟัซซีสำหรับฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรอินพุตในส่วนเงื่อนไขประกอบด้วย 3 ฟัซซีเซต และฟังก์ชันความเป็นสมาชิกในส่วนผลลัพธ์ประกอบด้วย 5 ฟัซซีเซต



รูปที่ 3.11 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรฟัซซีในส่วนเงื่อนไขและส่วนผลลัพธ์

โดยที่ตัวแปรทางภาษาแต่ละฟัซซีเซตที่ปรากฏในรูปดังกล่าวมีความหมายดังต่อไปนี้ คือ Neg (negative) Zero (zero) และ Pos (positive) เป็นตัวแปรทางภาษาในส่วนเงื่อนไขของกฎฟัซซีสำหรับฟัซซีเซตของสัญญาณความผิดพลาดของความเร็ว และการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณความผิดพลาดของความเร็ว ในขณะที่ NB (negative big) NM (negative medium) ZO (zero) PM (positive medium) และ PB (positive big) เป็นตัวแปรทางภาษาในส่วนผลลัพธ์ของกฎฟัซซีสำหรับฟัซซีเซตของเอาต์พุต ทั้งนี้การกำหนดกฎฟัซซีสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 ดังนี้

ตารางที่ 3.1 การกำหนดกฎฟuzzyสำหรับตัวแปรฟuzzyที่กำหนดขึ้น

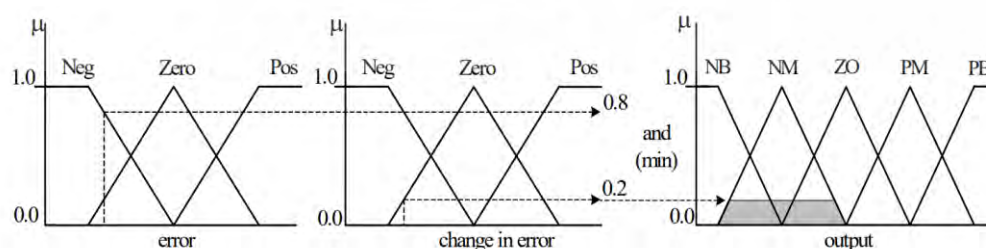
change in Error \ Error	Neg	Zero	Pos
Neg	NB	NM	ZO
Zero	NM	ZO	PM
Pos	ZO	PM	PB

เมื่อพิจารณาการกำหนดกฎฟuzzyในตารางที่ 3.1 สามารถนำมาเขียนกฎฟuzzyได้จำนวน 9 กฎดังต่อไปนี้

- กฎที่ 1 ถ้า error เป็น Neg และ change in error เป็น Neg แล้ว output เป็น NB
- กฎที่ 2 ถ้า error เป็น Neg และ change in error เป็น Zero แล้ว output เป็น NM
- กฎที่ 3 ถ้า error เป็น Neg และ change in error เป็น Pos แล้ว output เป็น ZO
- กฎที่ 4 ถ้า error เป็น Zero และ change in error เป็น Neg แล้ว output เป็น NM
- กฎที่ 5 ถ้า error เป็น Zero และ change in error เป็น Zero แล้ว output เป็น ZO
- กฎที่ 6 ถ้า error เป็น Zero และ change in error เป็น Pos แล้ว output เป็น PM
- กฎที่ 7 ถ้า error เป็น Pos และ change in error เป็น Neg แล้ว output เป็น ZO
- กฎที่ 8 ถ้า error เป็น Pos และ change in error เป็น Zero แล้ว output เป็น PM
- กฎที่ 9 ถ้า error เป็น Pos และ change in error เป็น Pos แล้ว output เป็น PB

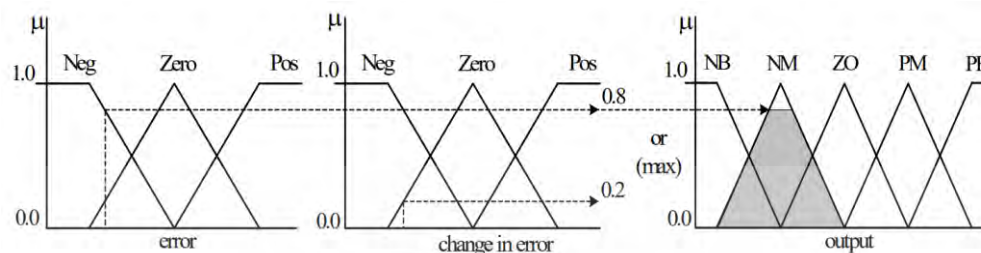
เมื่อพิจารณาในส่วนของการเชื่อมประโยค and จะเป็นการเลือกค่าระดับความเป็นสมาชิกที่น้อยที่สุดจากตัวแปรอินพุตทุกตัว ส่วน or หมายถึง การเลือกค่าระดับความเป็นสมาชิกของตัวแปรที่มากที่สุด ตัวอย่างเช่น

ถ้า error เป็น Neg และ change in error เป็น Zero แล้ว output เป็น NM



รูปที่ 3.12 การเชื่อมประโยคในกฎฟuzzyด้วยและ

ถ้า error เป็น Neg หรือ change in error เป็น Zero แล้ว output เป็น NM



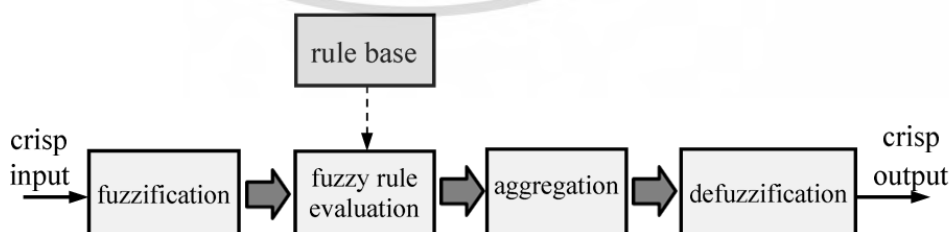
รูปที่ 3.13 การเชื่อมโยงในกฎฟัซซีด้วยหรือ

3.5 การอนุมานฟัซซี

การอนุมานฟัซซี (fuzzy inference) คือ กระบวนการส่งค่า (mapping) อินพุตของระบบควบคุมไปเป็นเอาต์พุตโดยใช้หลักทฤษฎีของฟัซซีเซต วิธีการอนุมานที่นิยมใช้กันมีอยู่ 2 วิธีการ คือการอนุมานฟัซซีแบบ Mamdani และการอนุมานฟัซซีแบบ Takagi-Sugeno ซึ่งมีรายละเอียดต่อไปนี้

3.5.1 การอนุมานฟัซซีแบบ Mamdani

การอนุมานฟัซซีแบบ Mamdani เป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมากวิธีหนึ่ง ซึ่งการอนุมานแบบวิธีดังกล่าวได้ถูกนำเสนอในปี 1974 โดยศาสตราจารย์ Mamdani (Mamdani E.H., 1974) แห่งมหาวิทยาลัยลอนดอน (London university) ซึ่งในครั้งแรกที่นำเสนอได้นำมาใช้กับระบบการควบคุมเครื่องจักรไอน้ำและหม้อต้มน้ำ การอนุมานฟัซซีแบบ Mamdani ประกอบด้วย 4 ส่วนที่สำคัญ คือการทำฟัซซี (fuzzification) การประเมินกฎของฟัซซี (fuzzy rule evaluation) การรวมกฎ (aggregation) และการทำให้ฟัซซี (defuzzification) ดังแสดงโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.14 โดยในส่วนของการประเมินกฎของฟัซซีต้องอาศัยฐานกฎ (rule base) ในการวิเคราะห์ร่วมด้วย.



รูปที่ 3.14 กระบวนการอนุมานฟัซซีแบบ Mamdani

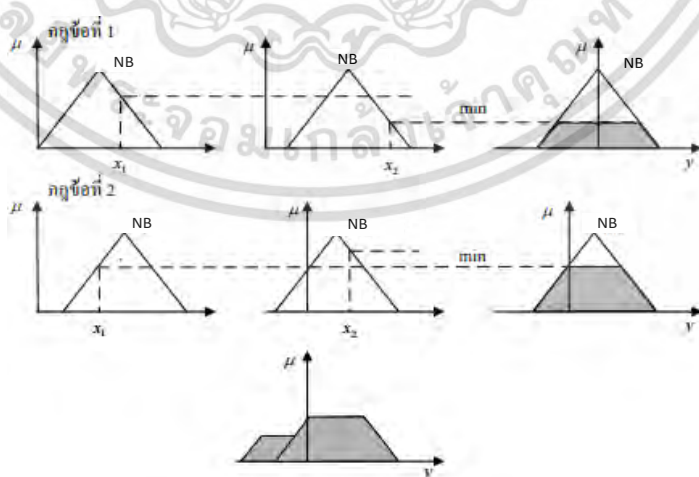
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำฟัซซี คือ การระบุค่าเชิงภาษาและการคำนวณหาค่าระดับความเป็นสมาชิกของตัวแปรอินพุต (crisp input) ระบบที่ต้องการควบคุม โดยค่าระดับความเป็นสมาชิกของตัวแปรอินพุตจะสามารถคำนวณได้จากฟังก์ชันแสดงสมาชิกที่ถูกเลือกใช้ (สามารถดูรายละเอียดการคำนวณได้ในหัวข้อที่ 3.3)

การประเมินกฎของฟัซซี คือ การตรวจสอบค่าเชิงภาษาของตัวแปรอินพุตทุกตัวภายในระบบควบคุมว่าอยู่ในกฎหรือเงื่อนไขส่วน IF ในข้อใดและด้วยค่าความเป็นสมาชิกเท่าไรจากนั้นจึงจะดำเนินการกำหนดค่าเอาต์พุตเชิงภาษาตามส่วนของ THEN ในกฎนั้น ๆ ด้วยวิธีการตัดยอด (clipped) หรือวิธีการปรับขนาด (scaled) ฟัซซีเซตของเอาต์พุตด้วยค่าความเป็นสมาชิกผลลัพธ์ของตัวแปรอินพุตนั้น ๆ (ค่าความเป็นสมาชิกผลลัพธ์ของตัวแปรอินพุตจะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขที่ใช้เชื่อมระหว่างอินพุตแต่ละตัวในส่วน IF เช่น AND (min) หรือ OR (max) หรืออาจไม่พิจารณาตัวดำเนินการเชื่อมต่อทั้งนี้ขึ้นอยู่กับกฎที่ออกแบบเป็นต้น)

การรวมกฎ คือ การหาผลลัพธ์ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุตจากกฎที่ได้รับการประเมินแล้ว (กฎที่เงื่อนไขเป็นจริง) โดยจะรวมฟัซซีเซตค่าเชิงภาษาของเอาต์พุตของทุกกฎที่เป็นจริงให้เป็นเซตเดียวกันเพียงหนึ่งเซตทั้งนี้เนื่องจากค่าของตัวแปรอินพุตหนึ่งค่าสามารถอยู่ในเงื่อนไขของกฎได้หลายกฎพร้อมกัน สำหรับการรวมฟัซซีเซตค่าเชิงภาษาของเอาต์พุตของทุกกฎจะใช้ตัวนำเดินการยูเนียน (OR) เป็นตัวดำเนินการซึ่งหมายถึงการเปรียบเทียบเพื่อหาค่าสูงสุดฟัซซีเซต การรวมกฎที่ได้จากการประเมินแบบตัดค่ายอดจะเรียกว่า การอนุมานแบบค่าสูงสุด-ต่ำสุด (maximum-minimum) ส่วนกรณีการรวมกฎที่ใช้กระบวนการประเมินกฎแบบการคูณเรียกว่า การอนุมานแบบค่าสูงสุดผลคูณ (maximum-product) สามารถอธิบายได้ดังนี้

1. วิธีการอนุมานแบบค่าสูงสุด - ต่ำสุด (Max - Min Inference : MMI)



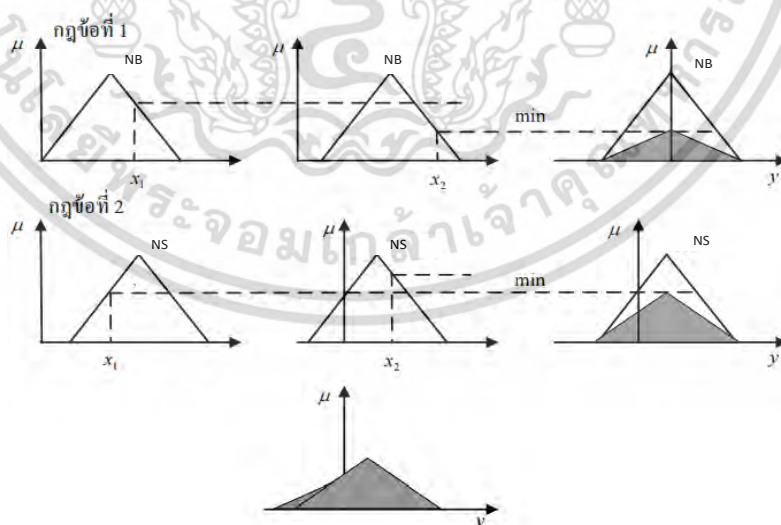
รูปที่ 3.15 การอนุมานแบบ Mamdani ที่ใช้ค่าสูงสุด - ต่ำสุด

จากรูปที่ 3.15 เป็นวิธีการอนุมานแบบ Mamdani ใช้ค่าสูงสุด - ต่ำสุด สำหรับการประเมินผลกฎข้อที่ 1 และกฎข้อที่ 2 เมื่อพิจารณาที่กฎข้อที่ 1 ขาเข้า อยู่ในฟัซซีเซตของ NB และ อยู่ในฟัซซีเซตของ NB ทำการเปรียบเทียบค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของ และ โดยเลือกค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพที่น้อยที่สุดซึ่งแทนด้วยฟังก์ชัน min คือค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของ จากนั้นขาออกของกฎข้อที่ 1 จะถูกตัดยอดตามค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของ ส่วนกฎข้อที่ 2 จะใช้การพิจารณาเช่นเดียวกับกฎข้อที่ 1 โดยขาเข้า อยู่ในฟัซซีเซตของ NS และ อยู่ในฟัซซีเซตของ NB ทำการเปรียบเทียบค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของ และ โดยเลือกค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพที่น้อยที่สุดคือค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของ จากนั้นขาออกของกฎข้อที่ 2 จะถูกตัดยอดตามค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพ ขั้นตอนสุดท้าย จะทำการรวมฟังก์ชันแสดงสมาชิกภาพของขาออกของ ทั้ง 2 กฎเข้าด้วยกัน โดยเลือกค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพสูงสุดในการรวมกฎซึ่งแทนด้วยฟังก์ชัน max และสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ (3.12) ดังนี้ (ปราจริประสมศักดิ์; 2553)

$$\mu_{B_k}(y) = \max[\min[\mu(x_1), \mu(x_2)]] \quad k = 1, 2, \dots, r \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) แสดงค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของขาออกสำหรับ r กฎ โดยพิจารณาแต่ละกฎด้วยค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของขาเข้า เทียบกับค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของขาเข้า ด้วยฟังก์ชัน min และรวมกฎด้วยฟังก์ชัน max

2. วิธีการอนุมานแบบค่าสูงสุด - ผลคูณ (Max -Product Inference: MPI)

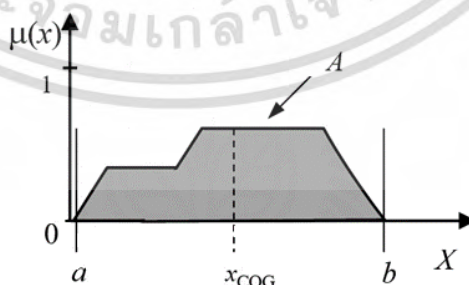


รูปที่ 3.16 การอนุมานแบบ Mamdani ที่ใช้ค่าสูงสุด-ผลคูณ

จากรูปที่ 3.16 การพิจารณากฎข้อที่ 1 และกฎข้อที่ 2 จะเหมือนกับวิธีการอนุมานแบบ Mamdani ที่ใช้ค่าสูงสุด – ต่ำสุดโดยจะแตกต่างที่ฟังก์ชันแสดงสมาชิกภาพของขาออกของกฎข้อที่ 1 จะถูกปรับลดระดับลงตามค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของขาเข้า และขาออกของกฎ ข้อที่ 2 จะถูกปรับลดค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพของขาเข้า ส่วนขั้นตอนสุดท้ายจะทำการรวมฟังก์ชันแสดงสมาชิกภาพของขาออกของทั้ง 2 กฎเข้าด้วยกันโดยเลือกค่าระดับความเป็นสมาชิกภาพสูงสุดในการรวมกฎซึ่งแทนด้วยฟังก์ชัน max เช่นเดียวกัน (ปราจรีประสมศักดิ์ ; 2553)

การทำดีฟัซซี คือ ขั้นตอนในการแปลงค่าผลลัพธ์ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุตจากผลการรวมกฎให้อยู่ในรูปของค่าเอาต์พุตชัดเจน (crisp output) โดยวิธีการทำดีฟัซซีมีหลายวิธีด้วยกันเช่น วิธีการหาจุดศูนย์กลาง (Center of Gravity: COG) วิธีไบเซกเตอร์ (Bisector of Area: BOA) วิธีหาค่าน้อยสุดของค่าสูงสุด (Smallest of Maximum: SOM) และวิธีหาค่ามากที่สุดของค่าสูงสุด (Largest of Maximum: LOM) และวิธีหาค่าเฉลี่ยของค่าสูงสุด (Mean of Maximum: MOM) เป็นต้น โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธีการทำดีฟัซซีแบบวิธี COG โดยสามารถพิจารณาได้ดังนี้

วิธีการหาจุดศูนย์กลางหรือวิธี COG ของเซตผลผลิตฟังก์ชันสมาชิกฟัซซีเซตเอาต์พุต ยกตัวอย่างเช่น การหาผลผลิตฟังก์ชันสมาชิกฟัซซีเซตเอาต์พุต (A) ดังรูปที่ 3.17 จะอาศัยการคำนวณหาค่าเอาต์พุตชัดเจนตามสมการที่ (3.13) อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติการคำนวณหาจุดศูนย์กลางจะใช้การคำนวณแบบประมาณค่าโดยการชักตัวอย่างดังสมการที่ (3.14) ตัวอย่างการทำดีฟัซซีของระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ ที่สามารถควบคุมกระแสบนแกน iq ด้วยวิธีการปรับค่าแรงบิดอ้างอิงของระบบ สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 3.18 โดยได้ทำการสมมุติให้ค่าแรงบิดอ้างอิงที่ตำแหน่งต่าง ๆ ของฟัซซีเซตเอาต์พุตมีค่าดังปรากฏในรูปดังกล่าว



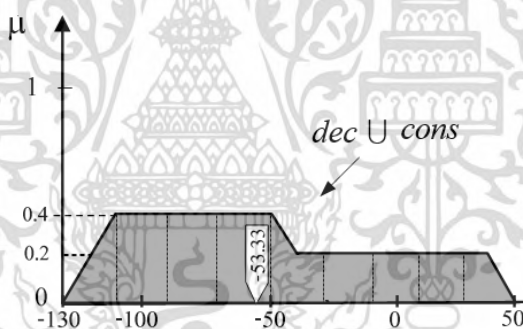
รูปที่ 3.17 ค่าเอาต์พุตที่ได้จากวิธีการหาจุดศูนย์กลาง

$$X_{COG} = \frac{\int_a^b \mu(x) x dx}{\int_a^b \mu(x) dx} \quad (3.13)$$

$$\Delta T_{eCOG}^* = \frac{\sum_{x=a}^b \mu(x) x}{\sum_{x=a}^b \mu(x)} \quad (3.14)$$

โดยที่ x คือ ค่าตำแหน่งของฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต
 $\mu(x)$ คือ ค่าความเป็นสมาชิกที่ตำแหน่ง x

จากรูปที่ 3.18 การคำนวณค่าเอาต์พุต ΔT_{eCOG}^* สามารถแสดงการคำนวณได้ดังนี้



รูปที่ 3.18 ค่าเอาต์พุตที่ได้จากการทำการทำดีฟัซซีแบบการหาจุดศูนย์ถ่วง

$$\Delta T_e^* = \frac{-130 \times 0 + (-110 - 90 - 70 - 50) \times 0.4 + (-30 - 10 + 10 + 30) \times 0.2 + 50 \times 0}{0 + 0.4 + 0.4 + 0.4 + 0.4 + 0.2 + 0.2 + 0.2 + 0} = -53.33 Nm.$$

สำหรับค่าเอาต์พุตที่ได้จากการทำดีฟัซซีแบบ COG เท่ากับ -53.33 หมายความว่าระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ ที่สามารถควบคุมกระแสบนแกน iq ด้วยวิธีการปรับค่าแรงบิดอ้างอิงของระบบ จะต้องปรับค่าแรงบิดอ้างอิงเท่ากับ -53.33 Nm. เพื่อให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่ความเร็วอ้างอิง

3.5.2 การอนุมานฟัซซีแบบ Takagi-Sugeno

ในปี ค.ศ 1985 Takagi and Sugeno (Takagi K. and Sugeno M) ได้นำเสนอวิธีการอนุมานฟัซซีที่แตกต่างจาก Mamdani ในส่วนของรูปแบบของฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต โดย Takagi-Sugeno ได้ใช้เส้นตรงโทนแทนการใช้ฟังก์ชันสมาชิกแบบฟัซซีเซตและส่วนของกฎเงื่อนไขและการประเมินจึงสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

IF x is A AND y is B

THEN z is $f(x,y)$

โดยที่ x y และ z คือ ตัวแปรภาษา

A และ B คือ ค่าเชิงภาษา (ฟัซซีเซต)

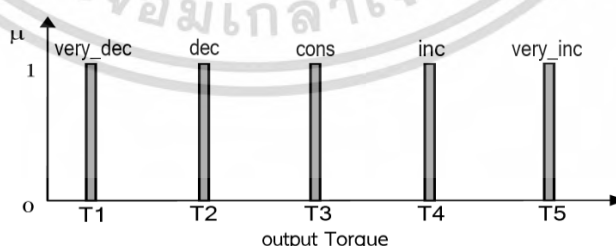
$f(x,y)$ คือ ฟังก์ชันเส้นตรงแกนสัมพันธ์แกน x,y

สำหรับฟังก์ชัน $f(x,y)$ ที่นิยมใช้ คือ ฟังก์ชันแบบจำลองฟัซซีของ Takagi-Sugeno อันดับศูนย์ (zero order Takagi-Sugeno fuzzy model) ซึ่งฟังก์ชัน $f(x,y)$ จะเป็นเพียงค่าคงที่ (k) เท่านั้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ค่อนข้างสะดวกและง่ายในขั้นตอนการรวมกฎ สำหรับรูปแบบของกฎและการประเมินที่ใช้แบบจำลองฟัซซีอันดับศูนย์ดังกล่าว จะมีลักษณะดังนี้

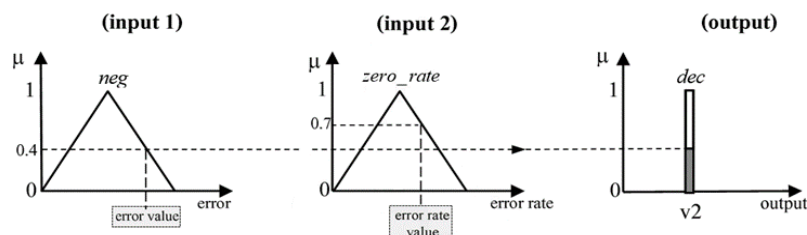
IF x is A AND y is B

THEN z is k

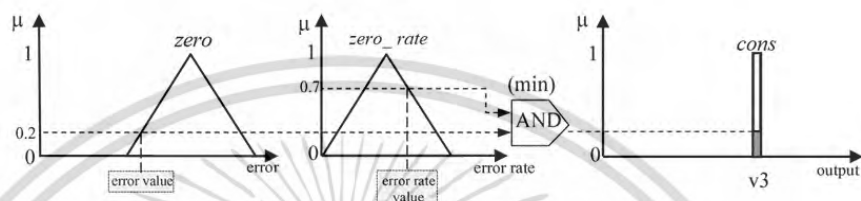
ยกตัวอย่างการอนุมานฟัซซีแบบ Takagi-Sugeno ระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยรูปแบบฟังก์ชันเอาต์พุต ที่เป็นเส้นตรงค่าคงที่ ($v1-v5$) แสดงได้ดังรูปที่ 3.19 การประเมินกฎและการรวมกฎ แสดงได้ดังรูปที่ 3.20



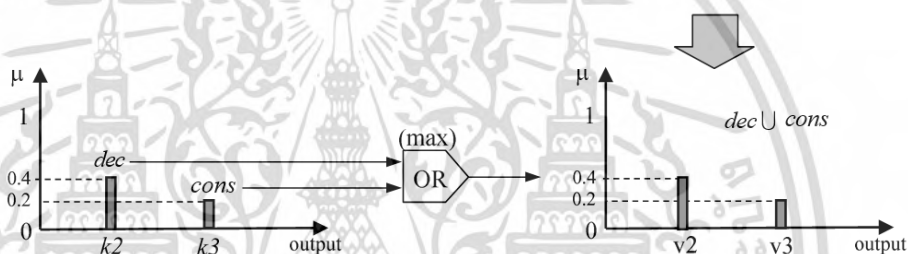
รูปที่ 3.20 ค่าเชิงภาษาของตัวแปรเอาต์พุตแรงบิด



Rule 1: IF error = neg THEN output Torque = dec



Rule 2: IF error = zero AND error = zero_rate THEN output Torque = cons



รูปที่ 3.21 การอนุมานฟัซซีแบบ Takagi-Sugeno

สำหรับการทำดีฟัซซีเพื่อหาค่าเอาต์พุตของระบบควบคุมของการอนุมานแบบ Takagi-Sugeno เรียกว่าค่าน้ำหนักเฉลี่ย (weighted average หรือ WA) ซึ่งมีการคำนวณตามสมการที่ (3.15) โดยที่ m คือ เลขจำนวนจริง 1, 2, 3 ..., m

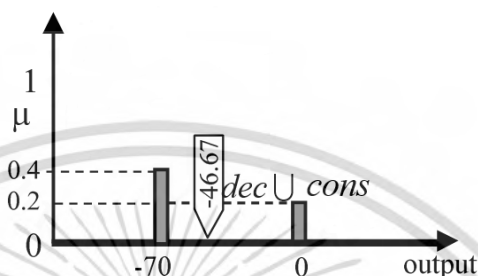
$$x_{WA} = \frac{\sum_{m=1}^n \mu(v_m) \times v_m}{\sum_{m=1}^n \mu(v_m)} \quad (3.15)$$

ตัวอย่างการทำดีฟัซซีแบบ WA ของระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.22 โดยที่กำหนดให้ค่า k_2 และ k_3 เท่ากับ -70 และ 0 ตามลำดับ การคำนวณเพื่อหาค่าเอาต์พุตแสดงได้ดังนี้

$$\Delta T_{eWA}^* = \frac{0.4 \times (-70) + 0.2 \times (0)}{0.4 + 0.2} = -46.67 \text{ Nm.}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าเอาต์พุตเท่ากับ -46.67 ให้ความหมายคือ ระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ ที่สามารถควบคุมกระแสบนแกน iq ด้วยวิธีการปรับค่าแรงบิดอ้างอิงของระบบ จะต้องปรับค่าแรงบิดอ้างอิงเท่ากับ -46.67 Nm. เพื่อให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่ความเร็วอ้างอิง



รูปที่ 3.22 ค่าเอาต์พุตที่ได้จากการทำดีฟัซซีแบบ WA

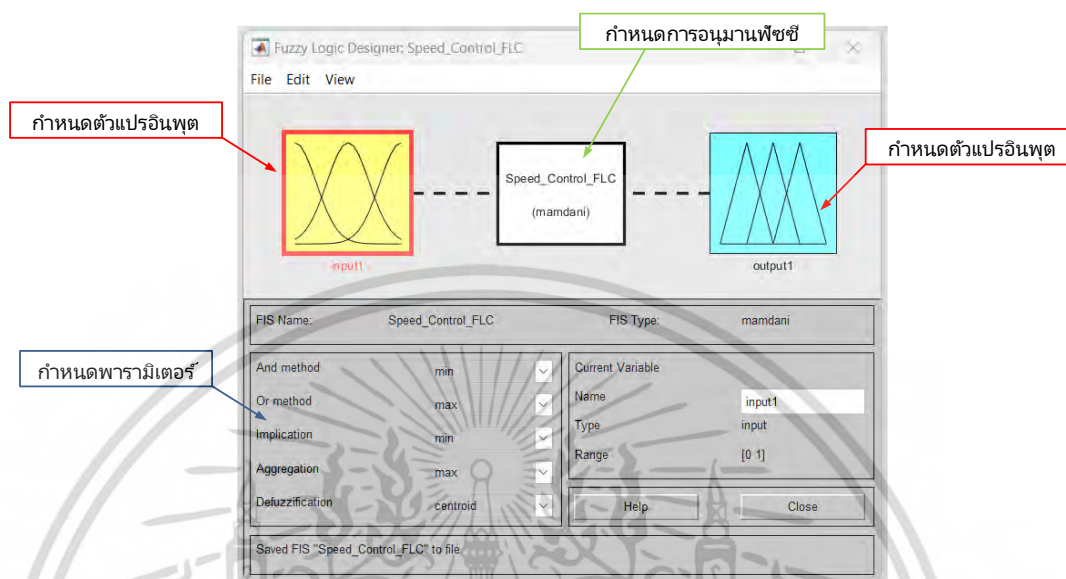
การอนุมานฟัซซีทั้งแบบ Mamdani และ Sugeno มีข้อดีแตกต่างกันดังสรุปได้ต่อไปนี้

- ข้อดีของการอนุมานฟัซซีแบบ Mamdani
 - ตรงไปตรงมา ง่ายต่อความเข้าใจ
 - เป็นที่ยอมรับนำไปใช้งานอย่างกว้างขวาง
 - สะดวกต่อระบบที่มีการป้อนอินพุตโดยตรงจากมนุษย์
- ข้อดีของการอนุมานฟัซซีแบบ Sugeno
 - มีประสิทธิภาพเชิงการคำนวณ
 - ใช้งานได้ดีกับระบบเชิงเส้น เช่นตัวควบคุมแบบ PID ฯลฯ
 - ใช้งานได้ดีกับระบบหาค่าเหมาะที่สุดและระบบเชิงปรับตัวได้
 - มีค่าเอาต์พุตที่ต่อเนื่อง
 - เหมาะสมในการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์

3.6 ระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก ในโปรแกรม MATLAB/Simulink

ในโปรแกรม MATLAB/Simulink มี Fuzzy Logic Toolbox ซึ่งใช้ในการเรียนรู้และออกแบบระบบฟัซซีลอจิก ได้อย่างมีประสิทธิภาพและเข้าใจง่าย ส่วนของโปรแกรมหาดังกล่าวเรียกว่า FIS Editor ซึ่งสามารถเรียกใช้ได้ ด้วยคำสั่ง fuzzy จากบรรทัดคำสั่งใน MATLAB เราจะทำการทดลองสร้างระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ จาก MATLAB ดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.6.1 FIS Editor

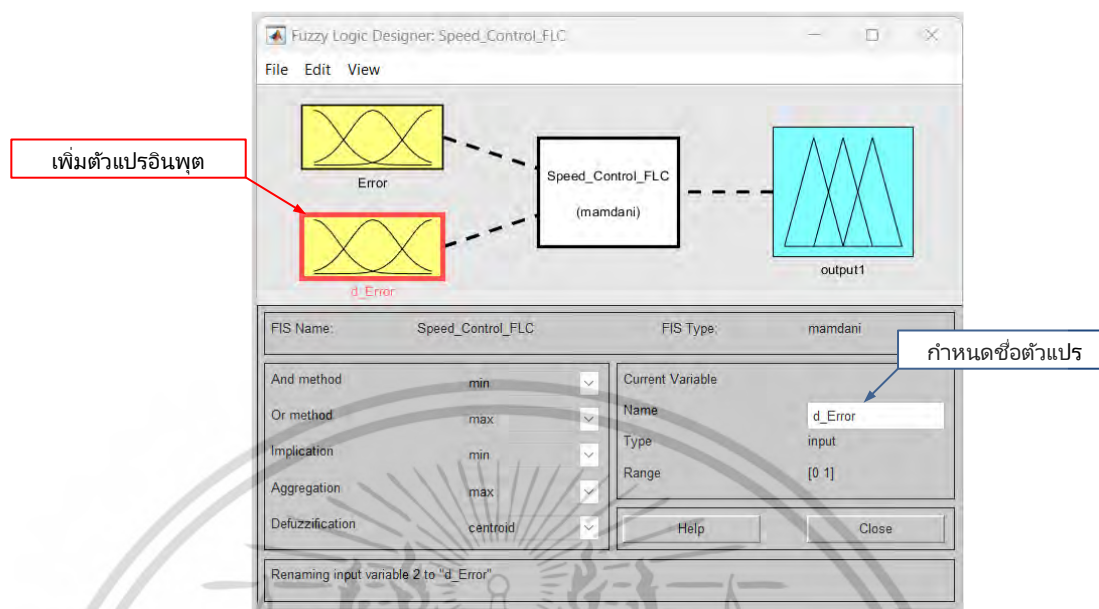


รูปที่ 3.23 FIS Editor

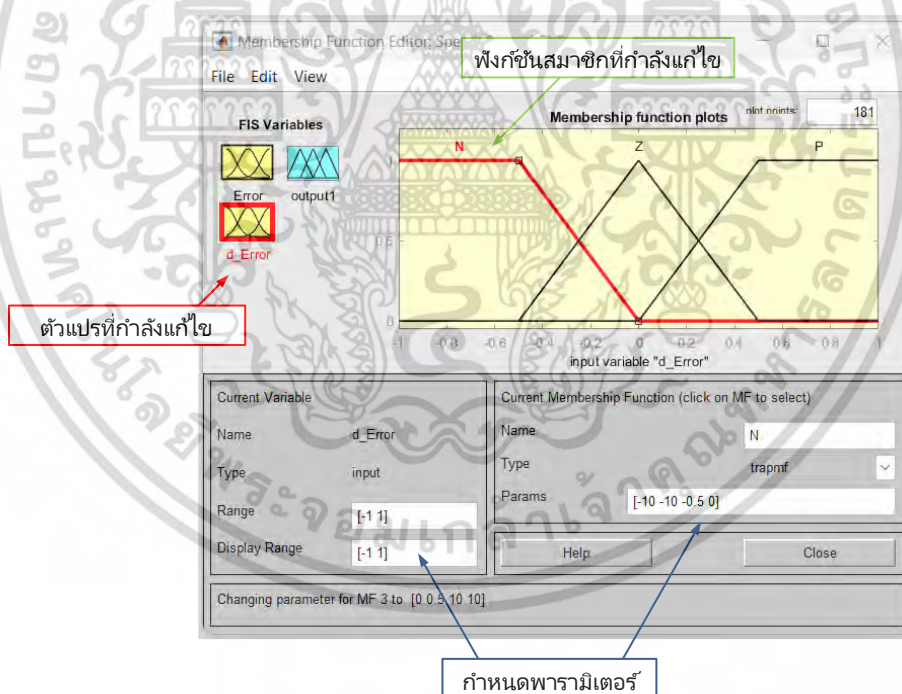
รูปที่ 3.23 แสดงหน้าต่างหลักของ FIS Editor ซึ่งเป็นส่วนเริ่มต้นในการออกแบบระบบฟัซซีลอจิก FIS Editor ถูกออกแบบมาเพื่อการโต้ตอบกับผู้ใช้แบบกราฟิก ทำให้สะดวกในการใช้งาน เหมาะกับการศึกษาการทำงานของระบบฟัซซีลอจิกได้เป็นอย่างดี

3.6.2 Membership Function Editor

ในขั้นตอนแรก ทำการออกแบบตัวแปรฟัซซีซึ่งมีทั้งตัวแปรทางด้านอินพุตและเอาต์พุต ในกรณีตัวอย่างนี้มีอินพุต 2 ตัวแปรและเอาต์พุต 1 ตัวแปร การเพิ่มตัวแปรทำได้จากเมนู Edit => Add Variable => Input หรือ Output เมื่อกำหนดจำนวนตัวแปรเรียบร้อยแล้ว สามารถตั้งชื่อตัวแปรตามต้องการได้ โดยควรตั้งชื่อให้สื่อความหมายกับหน้าที่ของตัวแปรนั้นๆ (ค่าปกติที่ MATLAB กำหนดให้เมื่อทำการเพิ่มตัวแปรคือ input2 หรือ output2) ดังรูปที่ 3.24 แสดงตัวอย่างหลังจากทำการเพิ่มและกำหนดตัวแปรชื่อ Error, d_Error และ Output เมื่อทำการเพิ่มตัวแปร MATLAB จะแสดงหน้าต่างใหม่ขึ้นมาเรียกว่า Membership Function Editor ซึ่งเป็นส่วนที่ใช้ในการกำหนดรายละเอียดฟังก์ชันสมาชิกของตัวแปรนั้นๆ (สามารถเรียกหน้าต่างนี้จากทางเมนูของระบบหรือทำการดับเบิลคลิกที่ตัวแปรในหน้าต่างหลักของ FIS Editor)



รูปที่ 3.24 กำหนดตัวแปรอินพุตและเอาต์พุต



รูปที่ 3.25 Membership Function Editor

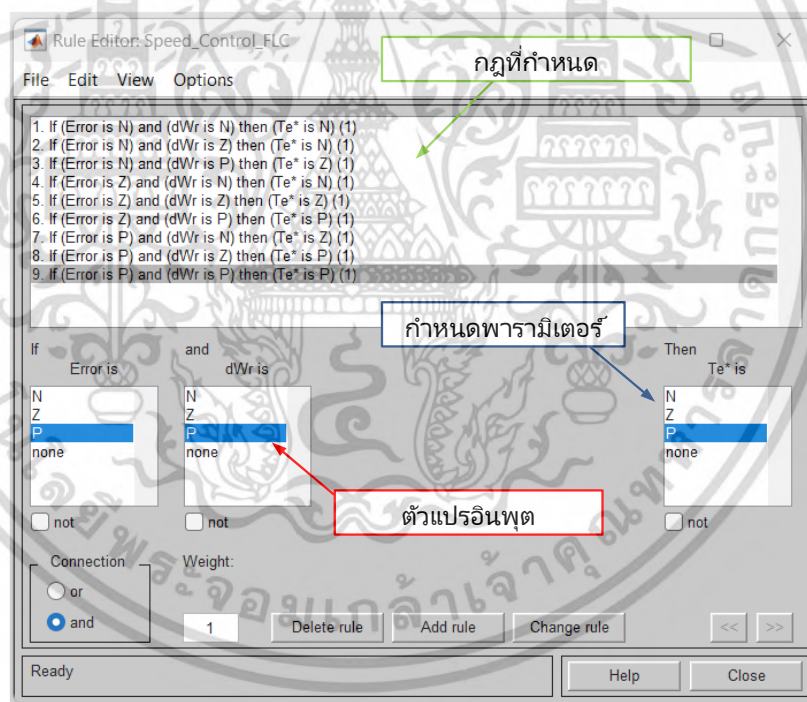
รูปที่ 3.25 แสดงตัวอย่างการกำหนดรายละเอียดฟังก์ชัน สมาชิกของตัวแปร Error ใน Membership Function Editor สังเกตว่าสามารถกำหนดรายละเอียดต่างๆ ของ ฟังก์ชันสมาชิก ได้อย่างครบถ้วน เช่นสำหรับตัวแปร d_Error ในส่วนของฟังก์ชันสมาชิก N มีรายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ช่วงค่าของฟังก์ชันสมาชิก: $[-1 \ 1]$
- ช่วงที่ต้องการแสดงผล: $[-1 \ 1]$
- ค่าเชิงภาษาของฟังก์ชันสมาชิก : N
- ชนิดของฟังก์ชันสมาชิก: trapmf (สี่เหลี่ยมคางหมู)
- พารามิเตอร์รูปร่างของฟังก์ชันสมาชิก: $[-10 \ -10 \ -0.5 \ 0]$ (จุดยอดของสี่เหลี่ยมคางหมู)

3.6.3 Rule Editor

Rule Editor ใช้ในการกำหนดรายละเอียดของการอนุมานฟัซซี ซึ่งค่าปกติจะถูกตั้งค่าไว้สำหรับการอนุมานแบบ Mamdani เราสามารถเลือกการอนุมานแบบ Sugeno ได้ในขั้นตอนเริ่มต้นสร้างไฟล์ใหม่ สามารถเข้าสู่หน้าต่าง Rule Editor ได้จากเมนู Edit => Rules หรือดับเบิลคลิกในรูปกราฟิกของระบบใน FIS Editor รายละเอียดการกำหนดกฎของฟัซซีจะอยู่ Rule Editor



รูปที่ 3.26 Rule Editor

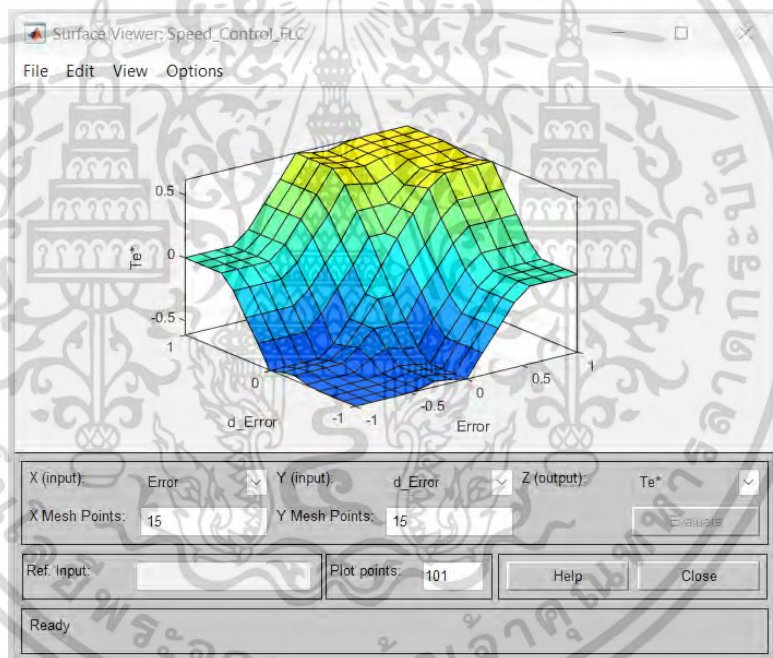
รูปที่ 3.26 แสดงตัวอย่างรายละเอียดกฎของฟัซซีสำหรับตัวอย่างระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยการเลือก Add rule เพื่อทำการเพิ่มกฎซึ่งมีรายละเอียดของตัวแปรถูกเลือกอยู่ในกรณีนี้เงื่อนไขทางอินพุตมีมากกว่าหนึ่งเงื่อนไขสามารถเลือกการรวมเงื่อนไขได้ (or หรือ and) รวมไปถึงความสามารถในการเพิ่มเงื่อนไข "ไม่" หรือ not ตัวอย่างใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงการเพิ่มกฎของฟัซซีในกรณีถ้า $\text{Error} = P$ และ $d_Error = P$ แล้ว $Te = P$ สังเกตว่า Rule Editor นำเอาข้อมูลล่าสุดของตัวแปรในระบบมาแสดงในระบบกราฟิกเพื่อความสะดวกในการใช้งาน นอกไปจากความสะดวกในการสร้างกฎของฟัซซีแล้ว Rule Editor ยังมีเครื่องมือที่ช่วยในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบอีกด้วยดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.6.4 Surface Viewer

Surface Viewer เป็นโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์พื้นผิวความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรอินพุตและเอาต์พุต สามารถเรียกดูพื้นผิวดังกล่าวเพื่อทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบได้ พื้นผิวดังกล่าวจะมีลักษณะขึ้นอยู่กับกฎของฟัซซีที่กำหนดในระบบ ตัวอย่างของพื้นผิวสำหรับตัวอย่างในนี้แสดงในรูปที่ 3.27 ดังนี้



รูปที่ 3.27 Surface Viewer

3.6.5 Rule Viewer

Rule Viewer เป็นเครื่องมือในการวิเคราะห์ผลของระบบ Rule Viewer ช่วยแสดงผลลัพธ์ของระบบ โดยแสดงกฎทั้งหมดของระบบ พร้อมทั้งแสดงผลว่ากฎใดที่มีผลต่ออินพุตที่ตั้งค่าไว้ Rule Viewer ยังแสดงผลการทำดีฟัซซีเพื่อให้ได้ค่าเอาต์พุตอีกด้วยสามารถเลือกกำหนดค่าอินพุตเพื่อดูผลของเอาต์พุต

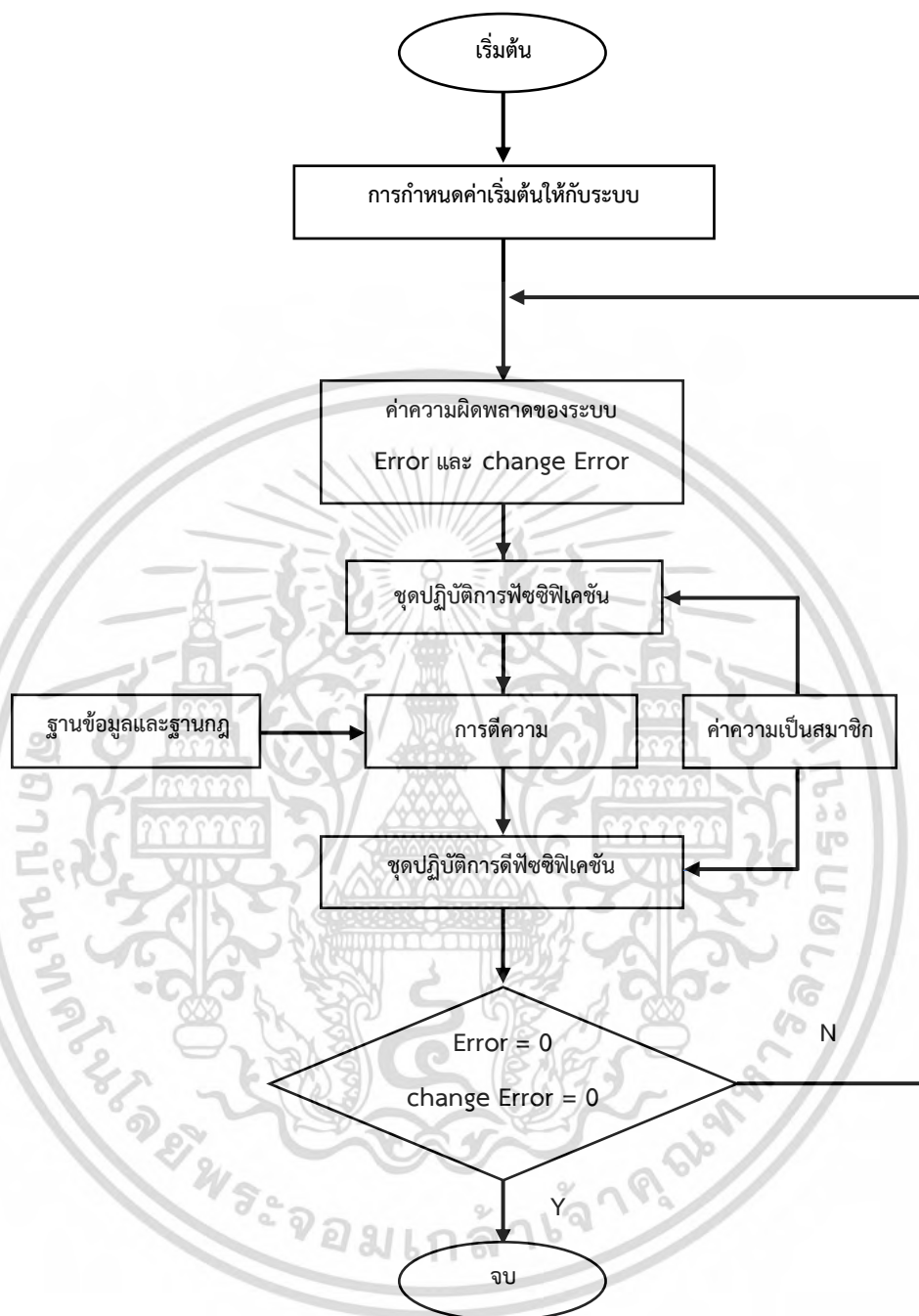
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 Rule Viewer

3.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอระบบการควบคุมแบบฟัซซีในส่วนของพื้นฐานทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับฟัซซี ได้แก่ ระบบฟัซซีเซตเพื่อให้เห็นความแตกต่างระหว่างฟัซซีเซตและเซตแบบปกติธรรมดา รวมทั้งได้อธิบายโครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบฟัซซี, ฟังก์ชันแสดงความเป็นสมาชิกตัวแปรภาษาของฟัซซี, การอนุมานของระบบฟัซซีทั้งแบบ Mamdani และแบบ Sugeno ซึ่งมีข้อดีที่แตกต่างกันไปรวมถึงอธิบายวิธีการทำดีฟัซซีฟิเคชันของฟัซซีแบบ Mamdani ที่ใช้วิธีการหาจุดศูนย์กลางถ่วง (Center of Gravity COG) และวิธีการทำดีฟัซซีฟิเคชันของฟัซซีแบบ Sugeno ที่ใช้วิธีการหาค่าน้ำหนักเฉลี่ย (weighted average หรือ WA) จากที่กล่าวมาสามารถสรุปแผนผังการทำงานโดยรวมของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกได้ดังรูปภาพที่ 3.29 และสุดท้ายในบทนี้ยังได้กล่าวถึงการออกแบบระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก หรือ Fuzzy Logic Toolbox ในโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อเป็นพื้นฐานและแนวทางในการนำไปประยุกต์ใช้กับการออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบควบคุมกระแสบนแกนหมุนเชิงโครนัสของหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ ในบทต่อไป



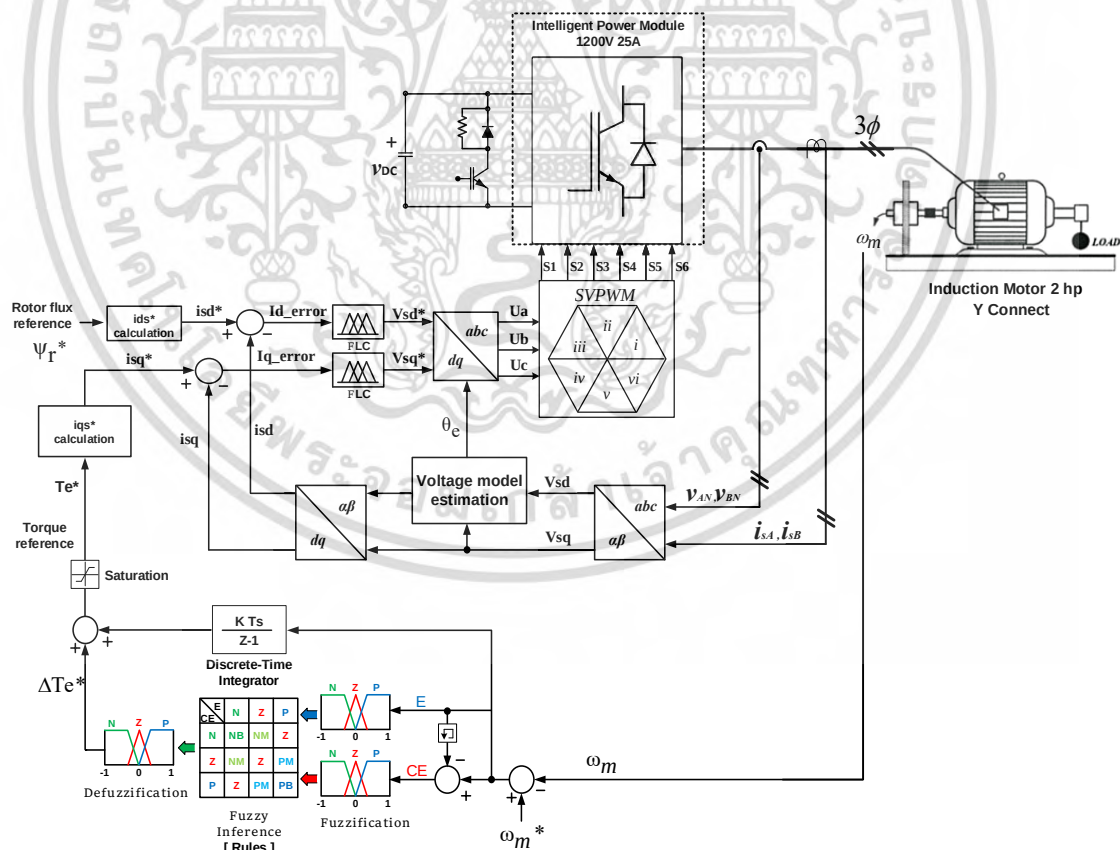
รูปที่ 3.29 แผนผังการทำงานโดยรวมของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

บทที่ 4

ระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัย

เทคนิคฟัซซีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง

ในบทนี้จะกล่าวถึงองค์ประกอบโดยรวมของระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟัซซีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงดังเช่น การควบคุมแบบเวกเตอร์ การประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ การออกแบบระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก การออกแบบระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก และสุดท้ายจะกล่าวถึงการจำลองระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟัซซีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง สามารถพิจารณาโครงสร้างของระบบที่นำเสนอได้ดังรูปที่ 4.1 โดยในเบื้องต้นเราจะทำการวิเคราะห์การควบคุมแบบเวกเตอร์จากแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เป็นอันดับแรก



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของระบบที่นำเสนอ

4.1 การควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control) [19]

เนื่องจากการควบคุมแบบเวกเตอร์จะกระทำบนแกนหมุน จากรูปที่ 2.1 พิจารณาวจรสมมูลทางพลวัตที่อ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronously rotating reference frame) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอก โดยให้แรงดันด้านโรเตอร์ (V_{rd}, V_{rq}) เป็นศูนย์ ดังนั้นเราจึงเขียนสมการของมอเตอร์ทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ได้ดังนี้

ด้านสเตเตอร์ :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - \omega_{mr} \lambda_{sq} \quad (4.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_{mr} \lambda_{sd} \quad (4.2)$$

ด้านโรเตอร์ :

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - (\omega_{mr} - \rho\omega_m) \lambda_{rq} \quad (4.3)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} + (\omega_{mr} - \rho\omega_m) \lambda_{rd} \quad (4.4)$$

เมื่อ $\lambda_{sd} = \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} + \sigma L_s i_{sd}$ และ $\lambda_{sq} = \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rq} + \sigma L_s i_{sq}$ แทนลงในสมการ (4.1) - (4.2) จะได้

$$V_{sd} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_{mr} i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - \omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rq} \quad (4.5)$$

$$V_{sq} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_{mr} i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\lambda_{rq}}{dt} - \omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (4.6)$$

เมื่อ $i_{rd} = \frac{1}{L_r} \cdot \lambda_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd}$ และ $i_{rq} = \frac{1}{L_r} \cdot \lambda_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq}$ แทนลงในสมการ (4.3) - (4.4) จะได้

$$0 = \frac{R_r \lambda_{rd}}{L_r} - \frac{R_r L_m i_{sd}}{L_r} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \lambda_{rq} \quad (4.7)$$

$$0 = \frac{R_r \lambda_{rq}}{L_r} - \frac{R_r L_m i_{sq}}{L_r} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \lambda_{rd} \quad (4.8)$$

เมื่อ $\omega_{sl} = \omega_{mr} - \rho \omega_m$

ในขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชัน (Field Orientation) $\lambda_{rq} = 0$ และ $\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = 0$ ดังนั้นจากสมการ (4.5) - (4.8) จะได้

$$v_{sd} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_{mr} i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (4.9)$$

$$v_{sq} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sq} - \sigma L_s \omega_{mr} i_{sd} + \omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{rd} \quad (4.10)$$

$$0 = \frac{R_r \lambda_{rd}}{L_r} - \frac{R_r L_m i_{sd}}{L_r} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (4.11)$$

$$0 = -\frac{R_r L_m i_{sq}}{L_r} + \omega_{sl} \lambda_{rd} \quad (4.12)$$

ถ้า λ_{rd} มีค่าคงที่จะทำให้ $\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = 0$ ดังนั้นจากสมการ (4.9) - (4.11) จะได้

$$v_{sd} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_{mr} i_{sq} \quad (4.13)$$

$$v_{sq} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sq} + \omega_{mr} L_s i_{sd} \quad (4.14)$$

$$\lambda_{rd} = L_m i_{sd} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการ (4.15) แทนลงในสมการ (4.12) จะได้

$$\omega_{sl} = -\frac{i_{sq}}{\tau_r i_{sd}} \quad (4.16)$$

เมื่อ $\tau_r = -\frac{L_r}{R_r}$

สมการแรงบิดของมอเตอร์ในขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชั่น จะได้

$$T_m = 1.5 p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \lambda_{rd} \quad (4.17)$$

จากสมการ (4.13) และ (4.14) เป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสทางด้านสเตเตอร์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองทางพลวัตของกระแสเตเตอร์นั้นจะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันที่ป้อน (V_{sd}, V_{sq}) และแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเชื่อมโยงที่เกิดจากกระแสต่างแกนกัน จากสมการ (4.15) แสดงขนาดของฟลักซ์โรเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับกระแสเตเตอร์บนแกน d ส่วนสมการที่ (4.16) แสดงถึงความถี่สลิปที่แปรไปตามขนาดของกระแสเตเตอร์บนแกน $d-q$ และสมการ (4.17) นั้นได้แสดงถึงแรงบิดของมอเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับขนาดของฟลักซ์โรเตอร์ที่มีค่าคงที่ และกระแสเตเตอร์บนแกน q

การควบคุมแบบเวกเตอร์จะอาศัยสมการทางด้านโรเตอร์ในการคำนวณหาฟลักซ์โรเตอร์ และควบคุมกระแสเตเตอร์ตามตำแหน่งของฟลักซ์โรเตอร์ โดยการควบคุมขนาดของฟลักซ์โรเตอร์ผ่านกระแสเตเตอร์บนแกน d และขนาดของแรงบิดผ่านแกน q มุมของฟลักซ์โรเตอร์เป็นค่าอ้างอิงที่สำคัญในการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งจะสามารถหามุมของฟลักซ์โรเตอร์ได้จากสมการที่ 4.18

$$\frac{d\theta_{mr}}{dt} = \omega_{mr} = \rho\omega_m + \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{sd}} = \rho\omega_m + \omega_{sl} \quad (4.18)$$

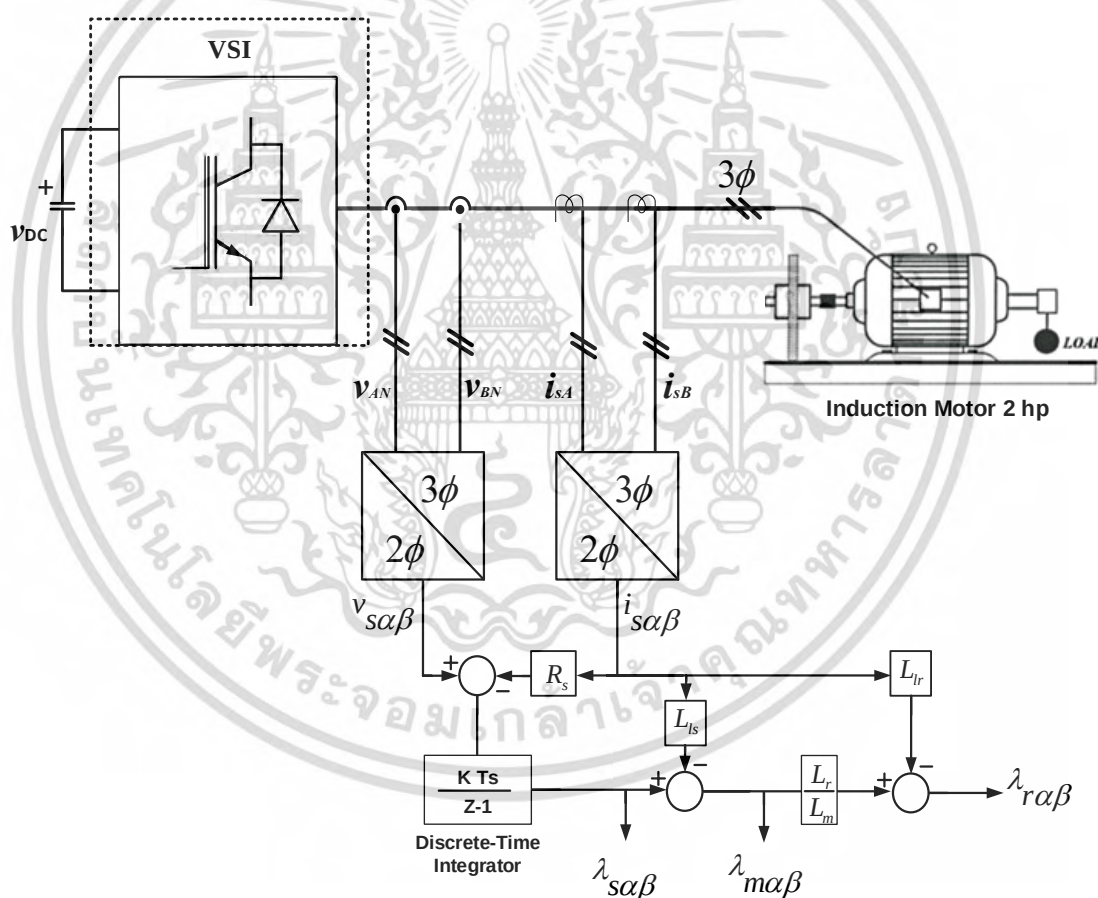
และตำแหน่งมุมของฟลักซ์โรเตอร์นั้นจะสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.19

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.18) การหามุมของฟลักซ์โรเตอร์ที่ได้นั้น เป็นการคำนวณโดยวิธีการทางอ้อม สำหรับระบบควบคุมที่ทางผู้วิจัยได้นำเสนอนี้ จะเป็นการคำนวณหาตำแหน่งมุมของฟลักซ์โรเตอร์ในรูปแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ซึ่งจะอธิบายไว้ในหัวข้อต่อไป

4.2 การประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์

ในวิธีการการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงจำเป็นต้องประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ เพื่อให้สามารถคำนวณหาตำแหน่งมุมของฟลักซ์โรเตอร์ได้ โดยในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้นำเสนอแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) โดยวิธีการดังกล่าวสามารถพิจารณาได้ดังรูปภาพที่ 4.2 ดังนี้



รูปที่ 4.2 ไดอะแกรมการประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ของแบบจำลองแรงดัน

จากรูปที่ 4.2 เป็นการนำแรงดันด้านสเตเตอร์และกระแสด้านสเตเตอร์มาทำการแปลงให้เป็น $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ และ $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ โดยการแปลงจาก 3 เฟสเป็น 2 เฟสจากสมการที่ (4.20) - (4.26) การคำนวณหา $v_{s\alpha}$ และ $v_{s\beta}$ คำนวณได้จากสมการที่ (4.20) - (4.23) ดังนี้

$$v_{s\beta} = \frac{2}{3}v_{AN} - \frac{1}{3}v_{BN} - \frac{1}{3}v_{CN} \quad (4.20)$$

$$v_{s\beta} = \frac{1}{3}(v_{AB} + v_{AC}) \quad (4.21)$$

$$v_{s\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{BN} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{CN} \quad (4.22)$$

$$v_{s\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{BC} \quad (4.23)$$

จากนั้นทำการคำนวณหา $i_{s\alpha}$ และ $i_{s\beta}$ โดยพิจารณาได้จากสมการที่ (4.24) - (4.26) ดังนี้

$$i_{s\beta} = \frac{2}{3}i_{AN} - \frac{1}{3}i_{BN} - \frac{1}{3}i_{CN} = i_{AN} \quad (4.24)$$

$$i_{s\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_{BN} + \frac{1}{\sqrt{3}}i_{CN} \quad (4.25)$$

$$i_{s\alpha} = -\frac{1}{\sqrt{3}}(i_{AN} + 2i_{BN}) \quad (4.26)$$

เมื่อได้ค่า $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ และ $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ แล้วสามารถคำนวณหาฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกนอ้างอิง สเตชันเนรีที่เป็นแบบจำลองของแรงดัน จากการอินทิเกรตแรงดันไฟฟ้าต้านกลับได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{s\alpha} = \int (v_{sd} - R_s i_{sd}) dt \quad (4.27)$$

$$\lambda_{s\beta} = \int (v_{sq} - R_s i_{sq}) dt \quad (4.28)$$

โดยฟลักซ์ที่สเตเตอร์คำนวณได้จากสมการที่ (4.29) ดังนี้

$$\hat{\lambda}_s = \sqrt{\lambda_{s\alpha}^2 + \lambda_{s\beta}^2} \quad (4.29)$$

เมื่อฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ (Air gap) มีค่าดังสมการที่ (4.30) และ (4.31)

$$\lambda_{m\alpha} = \lambda_{s\alpha} - L_{sl} i_{s\alpha} = L_m (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \quad (4.30)$$

$$\lambda_{m\beta} = \lambda_{s\beta} - L_{sl} i_{s\beta} = L_m (i_{s\beta} + i_{r\beta}) \quad (4.31)$$

การพิจารณาฟลักซ์ของโรเตอร์จะต้องพิจารณาทั้งทางวิธีควบคุมด้านเวกเตอร์และสเกลาร์มากกว่าการพิจารณาฟลักซ์ในช่องว่างอากาศการควบคุมเวกเตอร์จากฟลักซ์ในช่องว่างอากาศอาจทำให้เกิดปัญหาสถานะเสถียรภาพที่ไม่พึงปรารถนา โดยฟลักซ์จาก air gap จะสามารถทดแทนค่ารั่วไหลจากโรเตอร์ได้ดังตามสมการ

$$\lambda_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \quad (4.32)$$

$$\lambda_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \quad (4.33)$$

ทำการกำจัดกระแส $i_{r\alpha}$ และ $i_{r\beta}$ จากสมการ (4.30) และ (4.31) กับสมการ (4.32) และ (4.33) ตามลำดับจะได้ดังสมการ (4.34) และ (4.35)

$$\lambda_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{m\alpha} - L_{rl} i_{s\alpha} \quad (4.34)$$

$$\lambda_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{m\beta} - L_{rl} i_{s\beta} \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.34) และสมการที่ (4.35) สามารถหาค่า $\hat{\lambda}_r$ และค่า Unit vector ได้จาก

$$\hat{\lambda}_r = |\hat{\lambda}_r| = \sqrt{\lambda_{r\alpha}^2 + \lambda_{r\beta}^2} \quad (4.36)$$

$$\cos \theta_e = \cos \omega_e t = \frac{\lambda_{r\alpha}}{\hat{\lambda}_r} \quad (4.37)$$

$$\sin \theta_e = \sin \omega_e t = \frac{\lambda_{r\beta}}{\hat{\lambda}_r} \quad (4.38)$$

ซึ่งกระบวนการที่รวดเร็วที่สุดในการคำนวณหาตำแหน่งมุมของฟลักซ์โรเตอร์ในแบบจำลองแรงดันได้ดังสมการที่ (4.39) ดังนี้

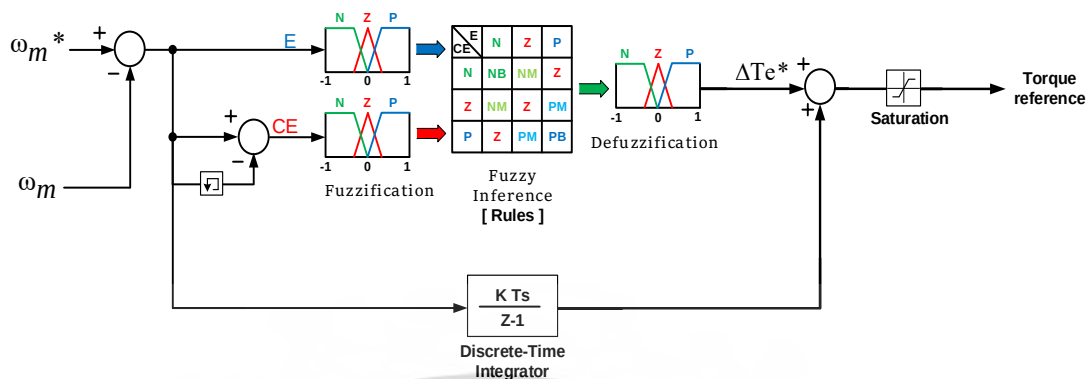
$$\theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{s\beta}}{\lambda_{s\alpha}} \right) \quad (4.39)$$

วิธีการควบคุมเวกเตอร์โดยตรงที่คำนวณโดยแบบจำลองแรงดันนี้เป็นเรื่องยากที่จะใช้งานได้สำเร็จความถี่ต่ำมาก (รวมถึงความเร็วเป็นศูนย์) เนื่องจากปัญหาต่อไปนี้

- ที่ความถี่ต่ำสัญญาณแรงดันไฟฟ้า $v_{s\alpha}$ และ $v_{s\beta}$ จะต่ำมาก เนื่องจากมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ต่ำมากอาจทำให้การคำนวณของระบบผิดพลาดได้ และนอกจากนี้ยังมีเรื่องปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณ de offset ในการใช้งานจริงร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์
- ผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของค่าความต้านทาน R_s และค่าความเหนี่ยวนำ L_{ls}, L_{lr} และ L_m อาจทำให้การคำนวณของระบบผิดพลาดได้

4.3 การออกแบบระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก

โดยการออกแบบระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิกในส่วนนี้เมื่อพิจารณาดังรูปที่ 4.1 จะถูกจัดให้อยู่ในรูปนอกของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง การควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นจะเป็นการควบคุมแบบแยกส่วนระหว่าง แกน d ที่มีหน้าที่ควบคุมปริมาณของกระแสในการสร้างสนามแม่เหล็กและแกน q ที่มีหน้าที่ควบคุมปริมาณของกระแสในการสร้างแรงบิดของมอเตอร์ โดยการควบคุมความเร็วจะถูกควบคุมอยู่บนแกน q เท่านั้นการทำงานของระบบจะความสอดคล้องกับสมการแรงบิดของมอเตอร์ในสมการที่ (4.17) สามารถพิจารณาระบบการควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิกจากรูป 4.3 ดังนี้



รูปที่ 4.3 ไดอะแกรมการควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

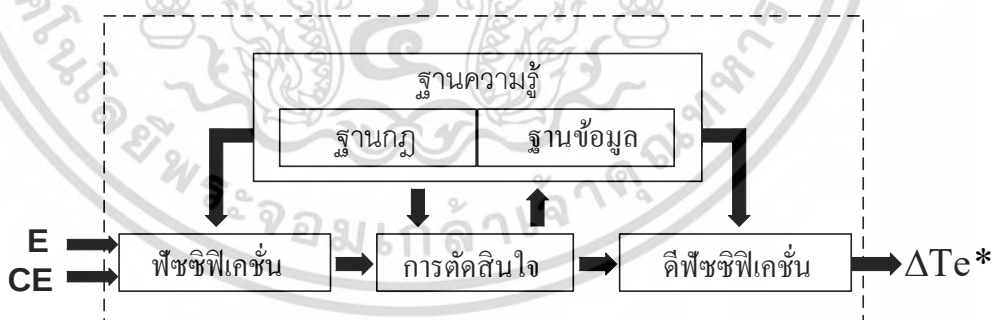
จากรูปที่ 4.3 คือไดอะแกรมการควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก สัญญาณอินพุตของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกจะประกอบไปด้วย ค่าความผิดพลาดที่ได้จากคำสั่งความเร็วอ้างอิง (ω_m^*) ที่ถูกเปรียบเทียบกับความเร็วที่วัดได้จากอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วรอบ (ω_m) โดยตัวแปรที่ได้คือ (E) ในส่วนของ (CE) คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าความผิดพลาดคำสั่งอ้างอิงความเร็ว พิจารณาตัวแปรดังกล่าวทั้งสองได้ดังสมการที่ (4.40) และ (4.41) สัญญาณอินพุตทั้งสองถูกส่งไปยังในส่วนของการประมวลผลในรูปแบบของการควบคุมแบบฟัซซีลอจิก เมื่อฟัซซีลอจิกทำการประมวลผลเสร็จแล้ว สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกส่งออกมาเป็นค่า (ΔTe^*) คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดในขณะนั้น สัญญาณดังกล่าวจะถูกนำมาบวกกับสัญญาณเอาต์พุตของอินทิกรัล (Integrals) ซึ่งได้จากการนำค่าความผิดพลาด (E) มาทำการอินทิเกรต (Integration) โดยในกระบวนการนี้ ผู้วิจัยได้ออกแบบมาเพื่อช่วยลดค่าความผิดพลาดของระบบ จะช่วยให้ค่าเอาต์พุตของระบบที่ได้เข้าสู่สามารถเข้าสู่คำสั่งอ้างอิงได้แม่นยำมากยิ่งขึ้น และเมื่อนำค่าเอาต์พุตของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกมาบวกกับสัญญาณดังกล่าวแล้วผลลัพธ์ที่ได้มาเป็นค่าแรงบิดอ้างอิงของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง โดยสัญญาณจะถูกส่งเข้าไปยังบล็อก Saturation ที่มีหน้าที่จำกัดค่าเอาต์พุตของระบบไม่ให้เกินค่าที่กำหนด ในส่วนนี้ผู้วิจัยได้กำหนดค่าไว้ไม่ให้เกินค่าพิสัยของแรงบิดมอเตอร์ที่เลือกใช้ มีค่าเท่ากับ 9 Nm. เมื่อได้ค่าแรงบิดอ้างอิงที่ใช้ควบคุมระบบแล้ว สัญญาณจะถูกนำไปพิจารณาโดยสมการที่ (4.17) โดยทำการย้ายข้างสมการเพื่อเปลี่ยนแรงบิดอ้างอิงที่ได้เป็นค่ากระแสในการสร้างแรงบิดของมอเตอร์แทน เพื่อส่งข้อมูลไปยังส่วนของระบบควบคุมกระแสที่อยู่ในรูปใน ของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงในลำดับต่อไป

สมการหาค่าความผิดพลาดของคำสั่งความเร็วอ้างอิง (E) และ อัตราค่าการเปลี่ยนแปลงของค่าความผิดพลาดคำสั่งอ้างอิงความเร็ว (CE) สามารถหาได้จาก

$$E(t_s) = \omega_m^*(t_s) - \omega_m(t_s) \quad (4.40)$$

$$CE(t_s) = E(t_s) - E(t_s - 1) \quad (4.41)$$

เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาสัญญาณอินพุตที่ส่งเข้าไปยังระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกทางผู้วิจัยได้ทำการเปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงความเร็วและสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วรวมถึงสัญญาณเอาต์พุตของระบบให้อยู่ในค่าหนึ่งหน่วย (Per Unit System) โดยความเร็วสูงสุดทั้งด้านบวกและด้านลบที่ใช้ในระบบมีค่าเท่ากับ 1500 rpm และ -1500 rpm. เมื่อเข้าไปยังระบบแล้วค่าจะมีค่าเท่า 1 และ -1 ตามลำดับ เช่นเดียวกับค่าข้อมูลของแรงบิดที่ออกมาจากระบบจะมีค่าเท่ากับ 1 และ -1 เมื่อได้ค่าสัญญาณดังกล่าวแล้ว ในส่วนต่อไปผู้วิจัยได้ทำการออกแบบระบบการควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก ซึ่งสามารถพิจารณาโครงสร้างของการออกแบบ ได้ดังรูปที่ 4.4 โดยทฤษฎีเบื้องต้นของการควบคุมแบบฟัซซีลอจิกได้ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 3 แล้ว ซึ่งในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วในวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้เลือกใช้ระบบการประมวลผลของฟัซซีลอจิกแบบ Mamdani มาใช้ในการประมวลผลและใช้วิธีการหาจุดศูนย์ถ่วงหรือวิธี COG เข้ามาช่วยในส่วนของการทำดีฟัซซี



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิกในรูปควบคุมความเร็ว

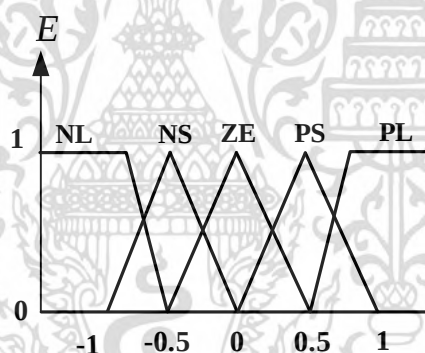
จากรูปที่ 4.4 เป็นไดอะแกรมที่อธิบายโครงสร้างของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิกในรูปควบคุมความเร็วที่อยู่คู่ด้านนอกของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ในการออกแบบระบบดังกล่าวสามารถพิจารณาได้ดังหัวข้อต่อไปนี้

4.3.1 การออกแบบในส่วนของฟัซซีฟิเคชัน

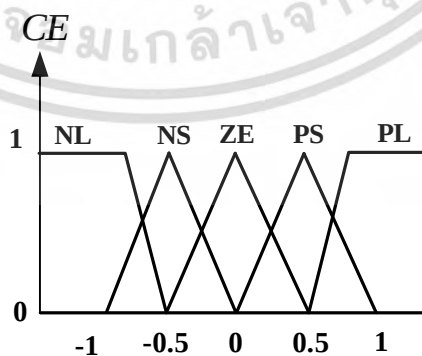
โดยการออกแบบในส่วนนี้ ผู้วิจัยได้ทำการกำหนดรูปแบบฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรในส่วนเงื่อนไข (ระบบทางด้านอินพุต) และส่วนผลลัพธ์ของกฎฟัซซี (ระบบทางด้านเอาต์พุต) มีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกทั้งหมดอยู่ 5 ฟัซซีเซต โดยการตั้งชื่อตัวแปรดังกล่าวจะประกอบไปด้วย

1. NL คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าติดลบมาก
2. NS คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าติดลบน้อย
3. ZE คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นศูนย์ (ไม่มีการเปลี่ยนแปลง)
4. PS คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นบวกน้อย
5. PL คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นบวกมาก

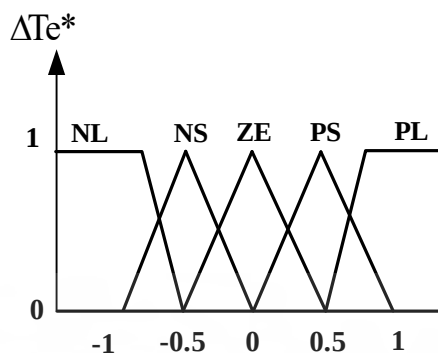
โดยสามารถพิจารณาการแบ่งค่าข้อมูลได้จากรูปที่ 4.5 ดังนี้



(ก) ตัวแปรของระบบทางด้านอินพุต (E)



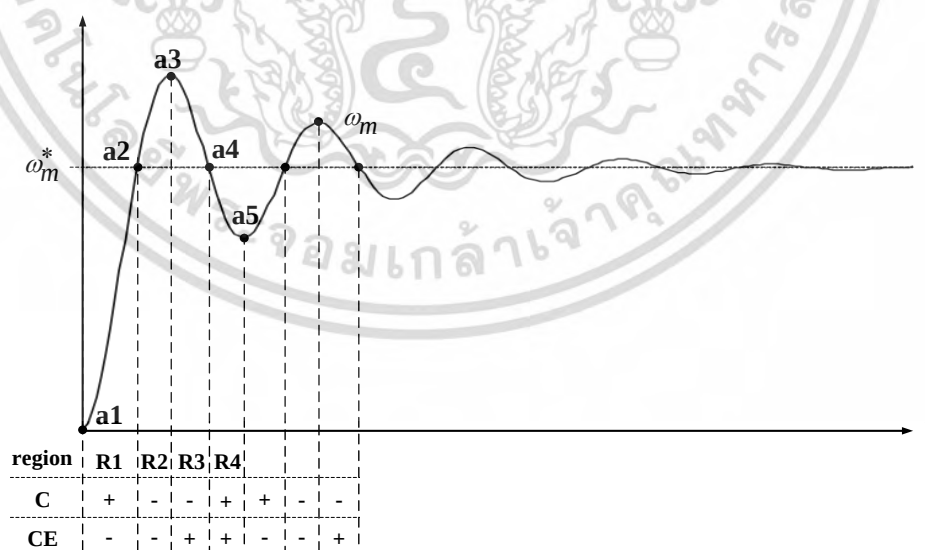
(ข) ตัวแปรของระบบทางด้านอินพุต (CE)



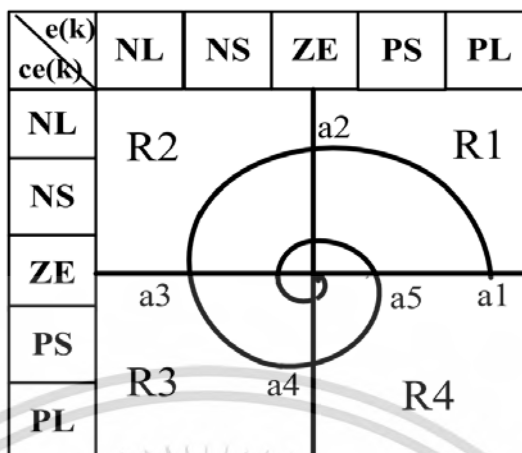
(ค) ตัวแปรของระบบทางด้านเอาต์พุต (ΔTe^*)

รูปที่ 4.5 การแบ่งค่าตัวแปรของข้อมูลทางอินพุตและเอาต์พุต

จากรูปที่ 4.5 เป็นการตั้งชื่อตัวแปรและการแบ่งช่วงของค่าข้อมูล โดยเลือกใช้รูปแบบฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรในระบบทางด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตจะประกอบด้วยรูปสามเหลี่ยม และรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ในการแบ่งช่วงข้อมูลระดับความเป็นสมาชิกของระบบที่นำเสนอ ในการวิเคราะห์ผู้วิจัยได้ทำการพิจารณาโดยใช้ผลตอบสนองแบบขั้นของความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากการทำงานโดยเทคนิค direct online เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 4.6



(ก) ผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ



(ข) การแบ่งจตุภาคทั้ง 4 ของความเร็วเพื่อพิจารณา

รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของความเร็วและจตุภาคทั้ง 4 ของความเร็ว

รูปที่ 4.6 (ก) เป็นการพิจารณาผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทำงานแบบ direct online ซึ่งเป็นที่ทราบดีอยู่แล้วว่าเมื่อทำการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายเพื่อสั่งการให้มอเตอร์ทำงานแล้ว ความเร็วรอบของมอเตอร์จะทำงานเข้าสู่ความเร็วซิงโครนัส ทางผู้วิจัยจึงได้นำพฤติกรรมดังกล่าวมาทำการวิเคราะห์ เพื่อความเข้าใจง่ายในการวิเคราะห์ระบบผู้วิจัยได้ตั้งชื่อความเร็วที่ซิงโครนัสให้เป็น (ω_m^*) ที่เปรียบเสมือนกับความเร็วอ้างอิงที่กำหนดไว้ และในส่วนของพฤติกรรมความเร็วของมอเตอร์ในช่วงเวลาการเริ่มต้นเริ่มหมุนจนถึงการหมุนจนเข้าสู่ค่าความเร็วซิงโครนัสนั้นจะกำหนดให้เป็น (ω_m) หรืออาจกล่าวได้ว่าเป็นค่าความเร็วที่วัดได้จากอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วรอบ โดยในรูปที่ 4.6 (ข) นั้นทางผู้วิจัยได้กำหนดจตุภาคทั้ง 4 ของความเร็วเป็นจตุภาคที่ 1 คือ $R1$, จตุภาคที่ 2 คือ $R2$, จตุภาคที่ 4 คือ $R3$ และสุดท้ายจตุภาคที่ 4 คือ $R4$

เมื่อทำการพิจารณาจะเห็นได้ว่ามอเตอร์ที่เริ่มต้นหมุนจะถูกกำหนดให้มีความเร็วในช่วง $a1$ เมื่อความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่ความเร็วอ้างอิงพิกัดหรือความเร็วซิงโครนัสแล้ว จะถูกกำหนดให้มีความเร็วที่อยู่ในช่วง $a2$ หากความเร็วนั้นเกิดค่าโอเวอร์ชูต ซึ่งจากรูปจะทำการปรับจุดในช่วงโอเวอร์ชูตสูงสุด (Maximum overshoot) ที่สัญญาณความเร็วถูกเรียกว่า $a3$ โดยจะกระทำในลักษณะนี้ไปเรื่อยๆ จนกว่าความเร็วรอบจะเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงพิกัดหรือความเร็วซิงโครนัส โดยหากทำการพิจารณาให้อยู่ในรูปแบบของค่าความผิดพลาดของคำสั่งความเร็วอ้างอิง (E) นั้น เมื่อค่าความเร็วของมอเตอร์เริ่มเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงพิกัดแล้ว แนนอนว่าค่าความผิดพลาดของคำสั่งความเร็ว

นั่นจะมีค่าค่อยๆลดน้อยลง จนกว่ามอเตอร์เข้าสู่ความเร็วอ้างอิงปกติแล้ว ค่าความผิดพลาดจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งสัญญาณในรูปที่ 4.6 (ข) นั้นจะเข้าสู่จุดศูนย์กลางระหว่างจุดภาคทั้ง 4 จุดภาคพอดี โดยสถานะทั้งหมดจะถูกนำไปพิจารณาในส่วนของการเขียนกฎควบคุมระบบ ซึ่งจะทำให้การอธิบายในหัวข้อถัดไป

4.3.2 การออกแบบการเขียนกฎของระบบควบคุมความเร็ว

การพิจารณาสำหรับการเขียนกฎควบคุมระบบแบบฟัซซีลอจิก จะสามารถอธิบายได้ดังตารางที่ 4.1 โดยเป็นการนำเอารูปที่ 4.6 (ข) ที่ทำการแบ่งจุดภาคทั้ง 4 ของความเร็วมอเตอร์มาทำการวิเคราะห์

ตารางที่ 4.1 ตารางการเขียนกฎของระบบควบคุมความเร็ว

$e(k)$ $ce(k)$	NL	NS	ZE	PS	PL
NL	NL R2	NS R1	NL	NS R1	ZE
NS	(-e, -ce) NL NS	NS	NS	(+e, -ce) ZE PS	PS
ZE	NL	NS	ZE	PS	PL
PS	NS R3	ZE	PS	PS R4	PL
PL	(-e, +ce) ZE PS	PS	PL	(+e, +ce) PL PL	PL

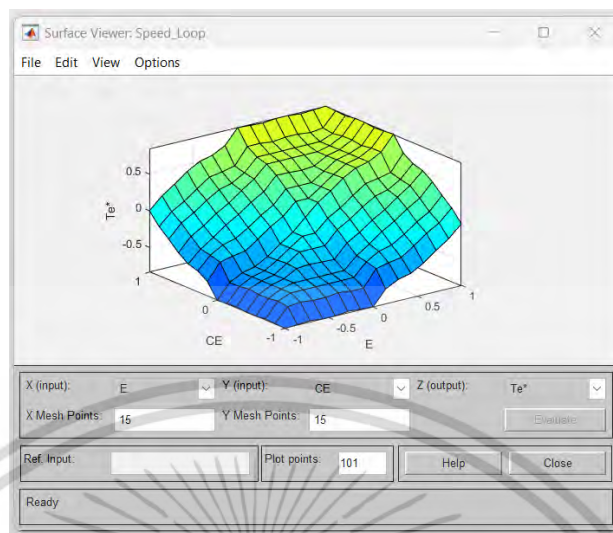
เมื่อทำการพิจารณาตารางการเขียนกฎของระบบควบคุมความเร็วจากตารางที่ 4.1 แล้วเขียนกฎให้ครอบคลุมการทำงานของระบบ ได้โดยพิจารณาจากเมทริกซ์ 5×5 สามารถออกแบบได้ทั้งหมดคือ 25 กฎ ดังนี้

- กฎที่ 1 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น NL
- กฎที่ 2 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น NS แล้ว ΔTe^* เป็น NL
- กฎที่ 3 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น ZE แล้ว ΔTe^* เป็น NL
- กฎที่ 4 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น PS แล้ว ΔTe^* เป็น NS

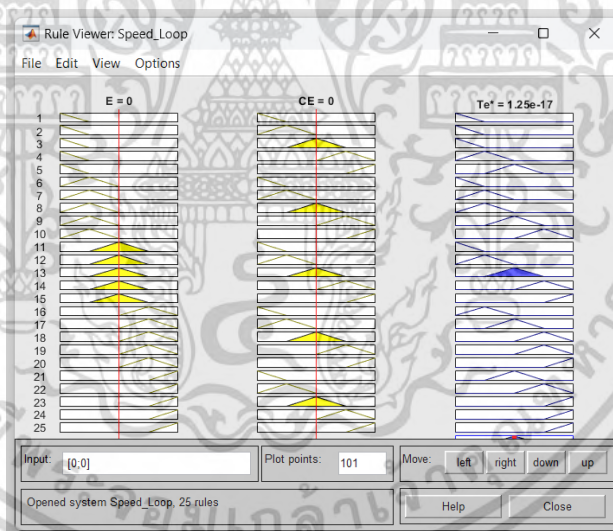
กฎที่ 5 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น PL แล้ว ΔTe^* เป็น ZE
 กฎที่ 6 ถ้า E เป็น NS และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น NL
 กฎที่ 7 ถ้า E เป็น NS และ CE เป็น NS แล้ว ΔTe^* เป็น NS
 กฎที่ 8 ถ้า E เป็น NS และ CE เป็น ZE แล้ว ΔTe^* เป็น NS
 กฎที่ 9 ถ้า E เป็น NS และ CE เป็น PS แล้ว ΔTe^* เป็น ZE
 กฎที่ 10 ถ้า E เป็น NS และ CE เป็น PL แล้ว ΔTe^* เป็น PS
 กฎที่ 11 ถ้า E เป็น ZE และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น NL
 กฎที่ 12 ถ้า E เป็น ZE และ CE เป็น NS แล้ว ΔTe^* เป็น NS
 กฎที่ 13 ถ้า E เป็น ZE และ CE เป็น ZE แล้ว ΔTe^* เป็น ZE
 กฎที่ 14 ถ้า E เป็น ZE และ CE เป็น PS แล้ว ΔTe^* เป็น PS
 กฎที่ 15 ถ้า E เป็น ZE และ CE เป็น PL แล้ว ΔTe^* เป็น PL
 กฎที่ 16 ถ้า E เป็น PS และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น NS
 กฎที่ 17 ถ้า E เป็น PS และ CE เป็น NS แล้ว ΔTe^* เป็น ZE
 กฎที่ 18 ถ้า E เป็น PS และ CE เป็น ZE แล้ว ΔTe^* เป็น NS
 กฎที่ 19 ถ้า E เป็น PS และ CE เป็น PS แล้ว ΔTe^* เป็น NS
 กฎที่ 20 ถ้า E เป็น PS และ CE เป็น PL แล้ว ΔTe^* เป็น PL
 กฎที่ 21 ถ้า E เป็น PB และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น ZE
 กฎที่ 22 ถ้า E เป็น PB และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น PS
 กฎที่ 23 ถ้า E เป็น PB และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น PL
 กฎที่ 24 ถ้า E เป็น PB และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น PL
 กฎที่ 25 ถ้า E เป็น PB และ CE เป็น NL แล้ว ΔTe^* เป็น PL

เมื่อทำการออกแบบกฎของระบบควบคุมความเร็วเสร็จแล้วขั้นตอนต่อไปเป็นการนำเอากฎที่ได้ไปออกแบบ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อนำไปใช้งานและเพื่อพิจารณาพื้นผิวความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรอินพุตและเอาต์พุต (Surface Viewer) ดังในรูปที่ 4.7 รวมถึงการแสดงผลการทำงานของระบบที่ผ่านกระบวนการทำดีฟัซซีมาแล้ว (Rule Viewer) ดังในรูปที่ 4.8 และในส่วนการนำเอาสัญญาณควบคุมที่ได้ไปใช้ในระบบจริงนั้น จำเป็นต้องทำการแปลงค่าตัวเลขจากระบบหนึ่งหน่วย (Per Unit System) ให้เป็นค่าการควบคุมระบบดั้งเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 Surface Viewer ของระบบควบคุมความเร็ว

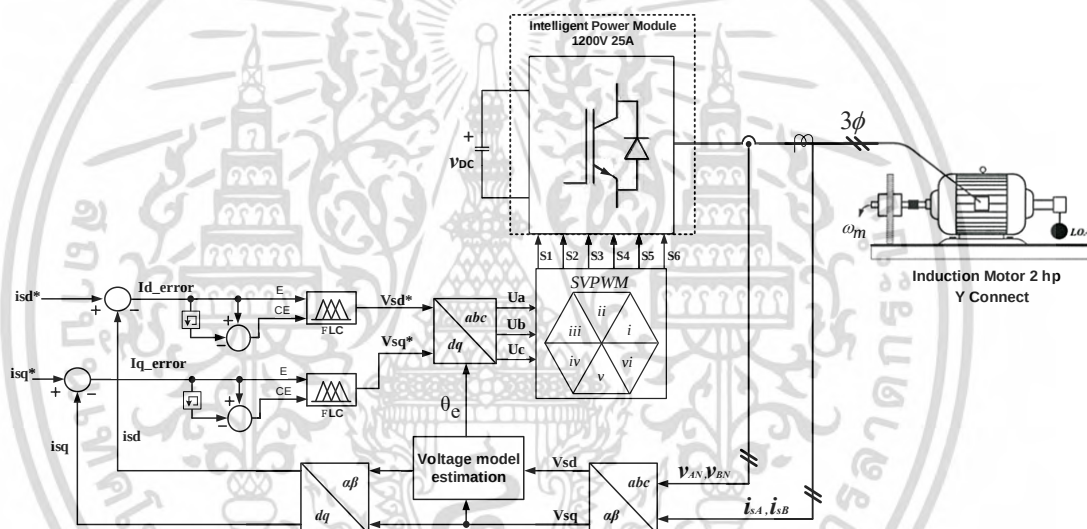


รูปที่ 4.8 Rule Viewer ของระบบควบคุมความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การออกแบบระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

การออกแบบระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก หากพิจารณาในรูปที่ 4.1 ระบบจะถูกจัดให้อยู่ในรูปในของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง โดยการออกแบบระบบจะเป็นการควบคุมกระแสในส่วนของแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronously rotating) ประกอบไปด้วยการควบคุมกระแสบนแกน d เพื่อควบคุมปริมาณของกระแสในการสร้างสนามแม่เหล็ก ในส่วนนี้จะเป็นการนำสมการที่ (4.15) มาทำการพิจารณา และการควบคุมกระแสบนแกน q เพื่อควบคุมปริมาณของกระแสในการสร้างแรงบิดของมอเตอร์ สำหรับการควบคุมแกน q นั้นจะเป็นส่วนที่ทำงานต่อจากระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกในรูปนอก สามารถพิจารณาระบบการควบคุมได้จากรูป 4.9 ดังนี้



รูปที่ 4.9 ไดอะแกรมการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

จากรูปที่ 4.9 ไดอะแกรมการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก สัญญาณอินพุตของระบบควบคุมกระแสบนแกน d จะประกอบไปด้วยค่าความผิดพลาดของกระแส (i_{d_error}) ที่ได้จากการนำเอาค่าโรเตอร์ฟลักซ์อ้างอิง มาผ่านสมการที่ (4.15) ที่ถูกม้าย้ายข้างสมการเพื่อเปลี่ยนเป็นกระแสอ้างอิง (i_{sd}^*) โดยถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแส (i_{sd}) ที่ได้จากการนำเอากระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์มาทำการแปลงจาก 3 เฟสเป็น 2 เฟส แล้วเปลี่ยนจากกระแสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่งให้กลายเป็นกระแสบนแกนหมุนซิงโครนัสซึ่งสัญญาณที่ได้คือ (i_{sdq}) เช่นเดียวกันในระบบควบคุมกระแสบนแกน q ที่มาของค่า (i_{q_error}) สามารถหาได้ด้วยวิธีเดียวกัน แต่จะต่างกันตรงที่กระแสอ้างอิง (i_{sq}^*) จะได้มาจากส่วนของระบบควบคุมความเร็วรูปนอกดังได้กล่าวไว้ข้างต้น เมื่อได้ค่าค่าความ

ผิดพลาดของกระแส (i_{dq_error}) แล้วในส่วนของการแบ่งค่าตัวแปรอินพุตที่เข้าระบบควบคุมจะสามารถหาได้จากสมการที่ (4.40) และ (4.41) และในส่วนนี้การจัดการขอบเขตของค่าอินพุตและเอาต์พุตนั้นต้องทำการเปลี่ยนให้เป็นระบบหนึ่งหน่วย (Per Unit System) เช่นเดียวกับระบบควบคุมความเร็วขั้นตอนต่อไปเมื่อได้ค่าตัวแปรที่เข้าระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิกแล้ว เมื่อฟuzzyลอจิกทำการประมวลผลเสร็จเอาต์พุตที่ได้นั้นจะเป็นค่าแรงดันอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (V_{sdq}^*) เพื่อนำไปแปลงกลับให้เป็นแรงดันที่อยู่บนแกนหยุดนิ่ง สำหรับการเปลี่ยนกลับจากสัญญาณ 2 เฟส เป็น 3 เฟส เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับเทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม สำหรับควบคุมสวิตช์ทั้ง 6 ตัว ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส การออกแบบระบบควบคุมกระแส (i_{sdq}) ด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก สามารถใช้ระบบที่ทำการออกแบบตัวเดียวกันได้ เนื่องจากระบบที่นำไปใช้งานเป็นระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งมอเตอร์ชนิดนี้จะมีลักษณะที่สมมาตรกัน

4.4.1 การออกแบบในส่วนของฟuzzyฟิเคชัน

การออกแบบในส่วนของฟuzzyฟิเคชันในระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิกนี้ ผู้วิจัยได้ทำการกำหนดรูปแบบฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรในส่วนเงื่อนไข (ระบบทางด้านอินพุต) มีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกทั้งหมดอยู่ 3 ฟuzzyเซต เนื่องจากสัญญาณอินพุตที่เข้าในระบบนี้มีค่าไม่มากเหมือนระบบควบคุมความเร็วในหัวข้อก่อนหน้านี้ มีฟังก์ชันความเป็นสมาชิก 3 ฟuzzyเซตจึงเพียงพอต่อระบบนี้ และส่วนผลลัพธ์ของกฎฟuzzy (ระบบทางด้านเอาต์พุต) มีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกทั้งหมดอยู่ 5 ฟuzzyเซต สาเหตุที่เลือก 5 ฟuzzyเซตเนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตที่ออกไปควบคุมระบบนี้ (V_{sdq}^*) ถูกจัดอยู่ในส่วนของการควบคุมลูปกระแสดังนั้นพฤติกรรมของระบบจะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของระบบมาก ดังนั้นสัญญาณที่ออกไปควบคุมจะต้องมีช่วงของค่าข้อมูลที่แคบเพื่อให้ระบบที่ออกแบบนี้มีเสถียร โดยการตั้งชื่อตัวแปรดังกล่าวจะประกอบไปด้วย

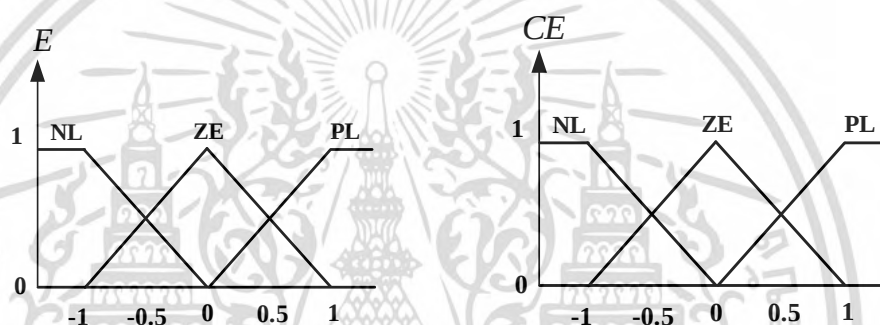
- ชื่อตัวแปรของระบบทางด้านอินพุต

1. NL คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าติดลบมาก
2. ZE คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นศูนย์ (ไม่มีการเปลี่ยนแปลง)
3. PL คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นบวกมาก

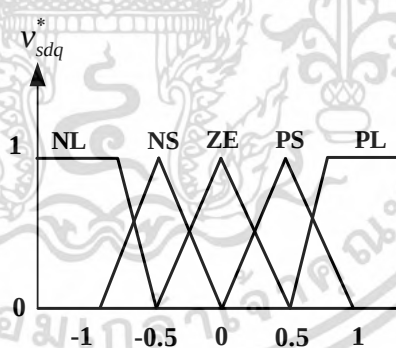
- ชื่อตัวแปรของระบบทางด้านเอาต์พุต

1. NL คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าติดลบมาก
2. NS คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าติดลบน้อย
3. ZE คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นศูนย์ (ไม่มีการเปลี่ยนแปลง)
4. PS คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นบวกน้อย
5. PL คือ ค่าข้อมูลที่มีค่าเป็นบวกมาก

โดยสามารถพิจารณาการแบ่งค่าข้อมูลได้จากรูปที่ 4.10 ดังนี้



(ก) ตัวแปรของระบบทางด้านอินพุต (E) และ (CE)

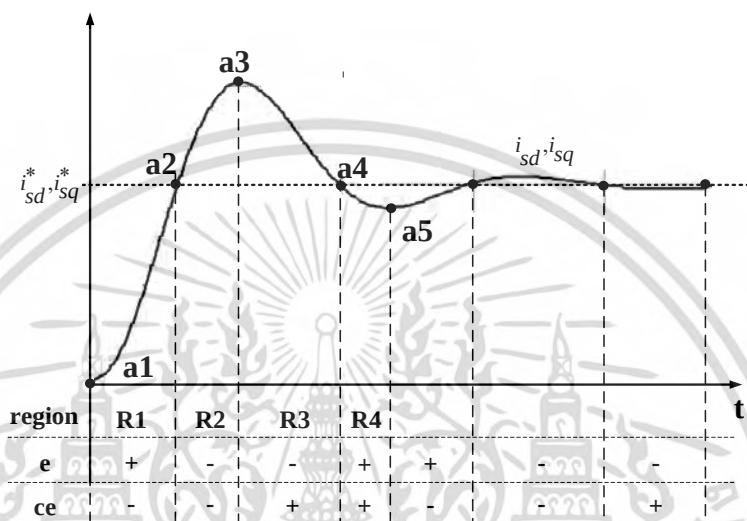


(ข) ตัวแปรของระบบทางด้านเอาต์พุต (V_{sdq}^*)

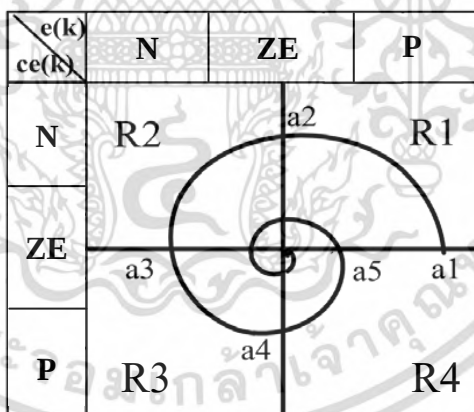
รูปที่ 4.10 การแบ่งค่าตัวแปรของข้อมูลทางอินพุตและเอาต์พุต

ในรูปที่ 4.10 ได้มีการเลือกใช้รูปแบบฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของตัวแปรในระบบทางด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตจะประกอบด้วย รูปสามเหลี่ยม และรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ในการวิเคราะห์ จะใช้โดยเทคนิค direct online เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์เช่นเดียวกันกับการควบคุมความเร็ว โดยสัญญาณที่ได้นั้นมาจากการนำกระแสเตอร์ของมอเตอร์มาทำการแปลงจาก

3 เฟสเป็น 2 เฟส แล้วเปลี่ยนจากกระแสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่งให้กลายเป็นกระแสบนแกนหมุน ซึ่งโครนัสซึ่งสัญญาณที่ได้คือ (i_{sdq}) แล้วทำการพิจารณาในสภาวะคงตัว (Steady state) จากนั้นจะได้ค่าพิกัดกระแสที่ความเร็วอ้างอิงแล้วทำการลากเส้นตัดในแกน X เพื่อให้ได้จุดของค่ากระแสอ้างอิง ดังรูปที่ 4.11



(ก) ผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของกระแสมอเตอร์เหนี่ยวนำ



(ข) การแบ่งจุดภาคทั้ง 4 ของกระแสเพื่อพิจารณา

รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของกระแสและจุดภาคทั้ง 4 ของกระแส

ในการพิจารณาลักษณะทางเดินของกระแสจากรูปที่ 4.11 นั้นสามารถพิจารณา เช่นเดียวกันกับระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.3.1 โดยในหัวข้อต่อไปจะเป็นการนำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบการเขียนกฎของระบบควบคุมกระแส

4.4.2 การออกแบบการเขียนกฎของระบบควบคุมกระแส

การพิจารณาสำหรับการเขียนกฎของระบบควบคุมกระแสแบบฟัซซีลอจิก จะสามารถอธิบายได้ดังตารางที่ 4.2 โดยเป็นการนำเอารูปที่ 4.11 (ข)

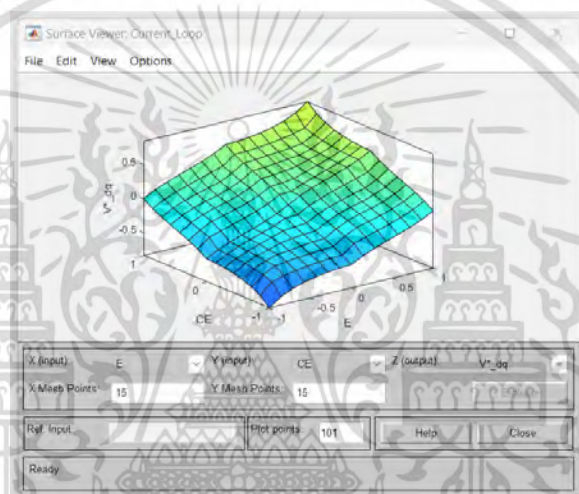
ตารางที่ 4.2 ตารางการเขียนกฎของระบบควบคุมกระแส

$E(k)$ $CE(k)$	NL	ZE	PL
NL	R2 NL (-e, -ce)	NS	R1 ZE (+e, -ce)
ZE	NS	ZE	PS
PL	R3 ZE (-e, +ce)	PS	R4 PL (+e, +ce)

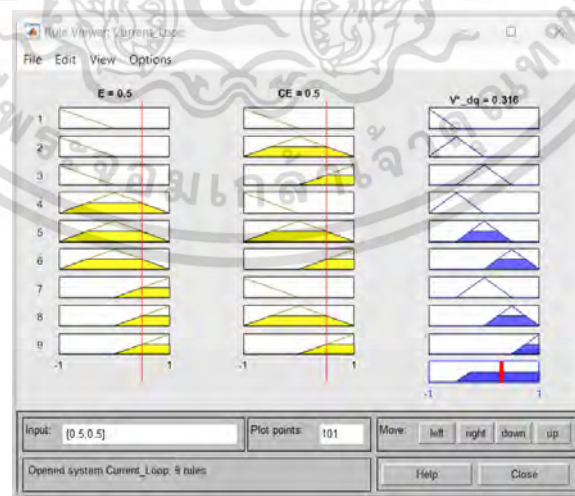
เมื่อทำการพิจารณาตารางการเขียนกฎของระบบควบคุมกระแสจากตารางที่ 4.2 แล้วสามารถเขียนกฎให้ครอบคลุมการทำงานของระบบ ได้โดยพิจารณาจากเมทริกซ์ 3×3 ซึ่งจะเขียนกฎออกมาได้ทั้งหมด 9 กฎ ดังนี้

- กฎที่ 1 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น NL แล้ว v_{sdq}^* เป็น NL
- กฎที่ 2 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น ZE แล้ว v_{sdq}^* เป็น NS
- กฎที่ 3 ถ้า E เป็น NL และ CE เป็น PL แล้ว v_{sdq}^* เป็น ZE
- กฎที่ 4 ถ้า E เป็น ZE และ CE เป็น NL แล้ว v_{sdq}^* เป็น NS
- กฎที่ 5 ถ้า E เป็น ZE และ CE เป็น ZE แล้ว v_{sdq}^* เป็น ZE
- กฎที่ 6 ถ้า E เป็น NS และ CE เป็น PL แล้ว v_{sdq}^* เป็น PS
- กฎที่ 7 ถ้า E เป็น PL และ CE เป็น NL แล้ว v_{sdq}^* เป็น ZE
- กฎที่ 8 ถ้า E เป็น PL และ CE เป็น ZE แล้ว v_{sdq}^* เป็น PS
- กฎที่ 9 ถ้า E เป็น PL และ CE เป็น PL แล้ว v_{sdq}^* เป็น PL

เมื่อทำการออกแบบกฎของระบบควบคุมกระแสเสร็จแล้ว ขั้นตอนการนำเอากฎที่ได้ไปออกแบบ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อพิจารณาพื้นผิวความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรอินพุตและเอาต์พุต (Surface Viewer) และการจำลองผลลัพธ์ของระบบที่ผ่านกระบวนการทำดีฟัซซีมาแล้ว (Rule Viewer) สามารถพิจารณาได้ ดังในรูปที่ 4.12 และ 4.13 ตามลำดับ ในส่วนการนำเอาสัญญาณควบคุมที่ได้ไปใช้ในระบบจริงนั้น ในส่วนของระบบควบคุมกระแส ไม่จำเป็นต้องทำการแปลงค่าตัวเลขกลับจากระบบหนึ่งหน่วย (Per Unit System) เนื่องจากเอาต์พุตของระบบนี้มีค่าสูงสุดเท่ากับหนึ่งอยู่แล้ว $m_d \leq 1$



รูปที่ 4.12 Surface Viewer ของระบบควบคุมกระแส

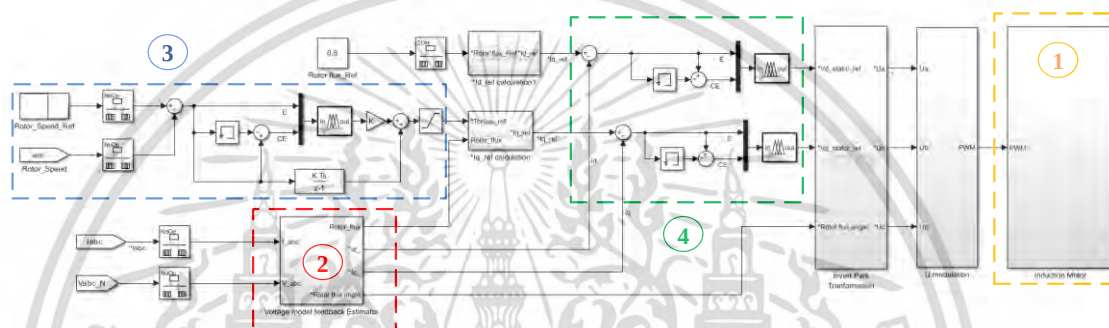


รูปที่ 4.13 Rule Viewer ของระบบควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การจำลองระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิค ฟัชชีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงด้วยMATLAB/Simulink

เพื่อเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของการออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟัชชีลอจิก ทางผู้วิจัยได้ใช้โปรแกรม MATLAB/ Simulink จำลองเพื่อทดสอบดูผลการตอบสนองด้านพลวัต โดยโครงสร้างของระบบที่ทำการออกแบบและจำลอง สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 4.14 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้แสดงไว้ตามตารางที่ 4.3



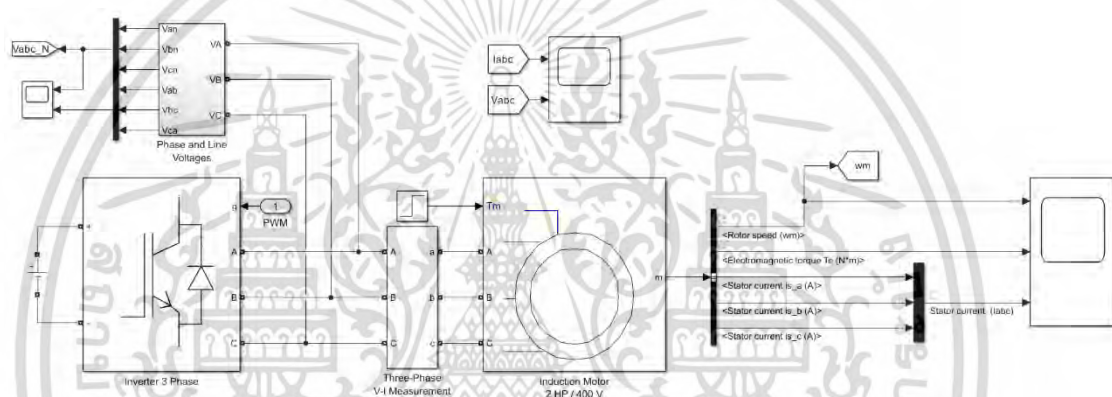
รูปที่ 4.14 โครงสร้างของระบบที่นำเสนอในโปรแกรม MATLAB/ Simulink

ตารางที่ 4.3 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

พารามิเตอร์	ขนาด
กำลังไฟฟ้า, ความถี่, ขั้วแม่เหล็ก	2 (HP) , 50 (Hz) , 4 (p)
ความเร็วรอบ	1450 (rpm)
ค่าความต้านทานสเตเตอร์ R_s	4.5 (Ω)
ค่าตัวเหนี่ยวนำสเตเตอร์ L_s	0.01626 (H)
ค่าความต้านทานโรเตอร์ R_r	3.7 (Ω)
ค่าตัวเหนี่ยวนำโรเตอร์ L_r	0.01626 (H)
ค่าความเหนี่ยวนำร่วม L_m	0.388 (H)

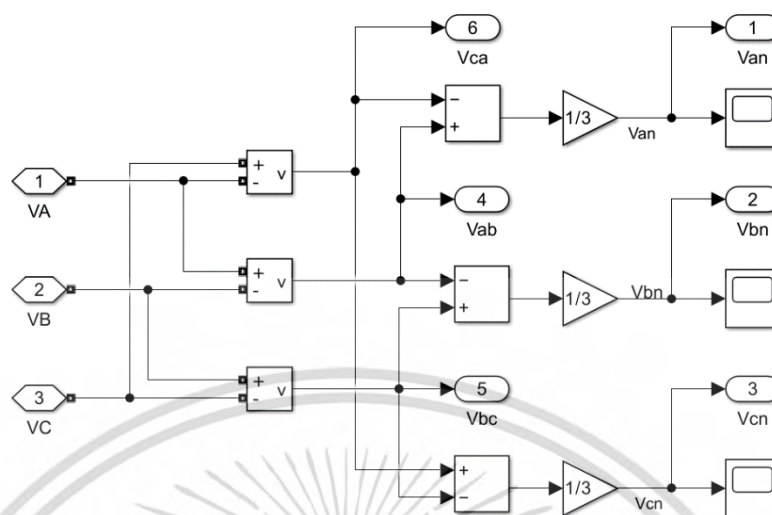
ในรูปที่ 4.14 การจำลองระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงในโปรแกรม MATLAB/ Simulink ได้ถูกแบ่งออกให้เป็น 4 ส่วนหลักๆ ซึ่งจะประกอบด้วย ส่วนที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง ส่วนที่ 2 ระบบการประมาณหาค่าของฟลักซ์ของโรเตอร์โดยแบบจำลองแรงดัน (Voltage model), ส่วนที่ 3 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก และส่วนที่ 4 คือระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก สามารถพิจารณาได้ดังนี้

4.5.1 วงจรอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำ



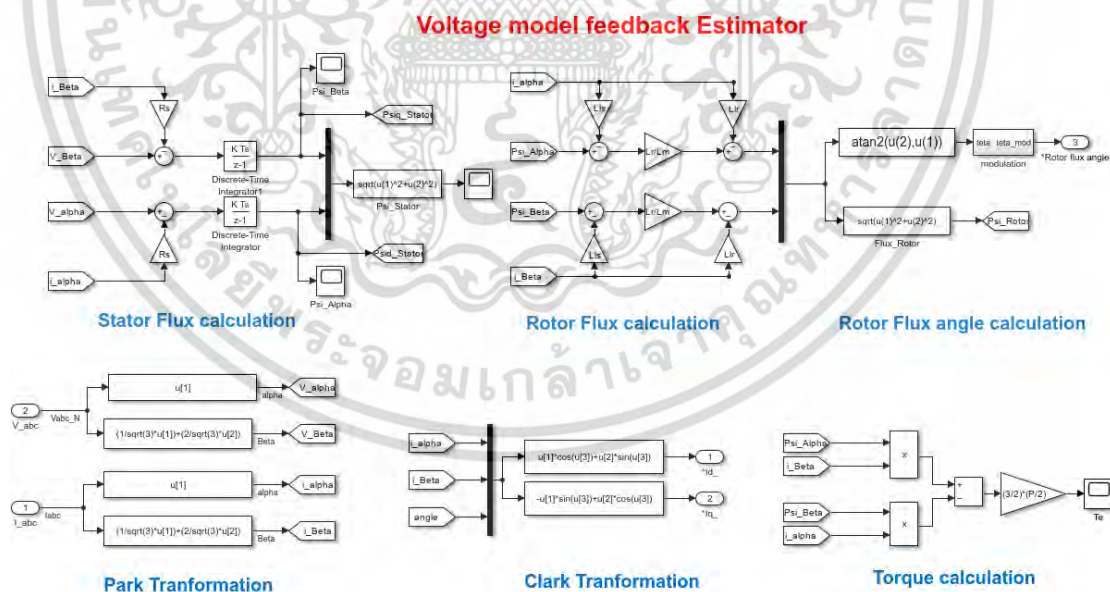
รูปที่ 4.15 การจำลองส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในส่วนนี้จะประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่เป็นอินพุตให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยค่าพิกัดแรงดันที่ใช้ในระบบจำลองมีค่าเท่ากับ 350 Vdc โดยเป็นการกำหนดเพื่อให้สอดคล้องกับระบบทดสอบจริงที่มีการนำเอาแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสที่เป็นหม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้าชนิดแกนหมุน Variac (Variable Voltage Transformer) ขนาดแรงดัน 250 Vac ความถี่ 50 Hz มาผ่านวงจรเรียงกระแสซึ่งจะได้ 350 Vdc โดยประมาณ ส่วนของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้นั้นค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบแสดงดังตารางที่ 4.3 และในส่วนนี้ยังประกอบไปด้วยส่วนของ การตรวจจับกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์และแรงดันสเตเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกนำไปผ่านลอจิกสมการเพื่อให้เปลี่ยนแรงดัน V_{AB} , V_{BC} และ V_{CA} ให้เป็นแรงดัน V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN} โดยพิจารณาได้จากสมการที่ (4.20) ถึง (4.26) ดังรูปที่ 4.16 เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงต่อไป



รูปที่ 4.16 การแปลงแรงดันไลน์ให้กลายเป็นแรงดันเฟส

4.5.2 การจำลองระบบการประมาณค่าของฟลักซ์ของโรเตอร์

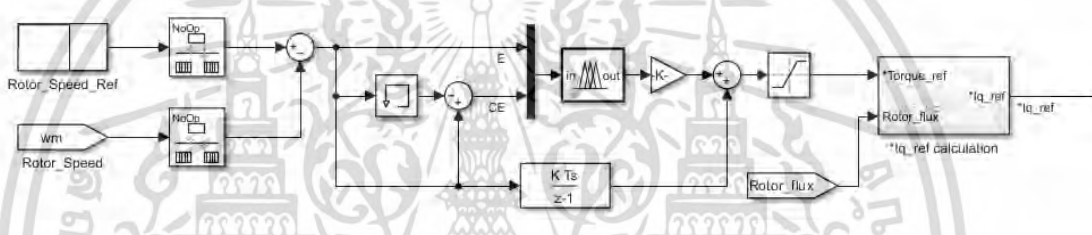


รูปที่ 4.17 การจำลองระบบการประมาณค่าของฟลักซ์ของโรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

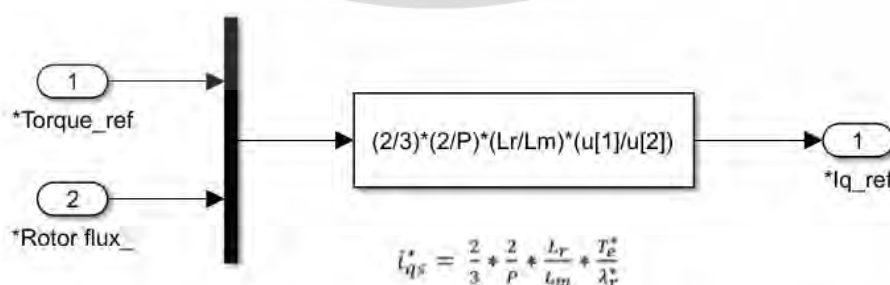
ในรูปที่ 4.17 คือระบบการประมาณค่าของฟลักซ์ของโรเตอร์โดยแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ในส่วนนี้จะประกอบได้จะประกอบไปด้วย การนำแรงดันสเตเตอร์ของมอเตอร์ และกระแสสเตเตอร์ที่ได้จากส่วนที่ 1 มาทำการแปลงจาก 3 เฟสเป็น 2 เพื่อให้ได้สัญญาณ $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, $i_{s\alpha}$ และ $i_{s\beta}$ ตามลำดับ เพื่อนำไปคำนวณในส่วนของแบบจำลองแรงดันในส่วนนี้จะเป็นการนำเอาสมการที่ (4.27) ถึง (4.39) มาเขียนในบล็อกสมการฟังก์ชัน เมื่อสิ้นสุดสมการในการคำนวณแล้วจะได้สัญญาณ θ_e เพื่อนำไปใช้ในการ แปลงสัญญาณที่อยู่บนแกนหยุดนิ่งให้กลายเป็นสัญญาณที่อยู่บนแกนหมุนเชิงโคโรนัส

4.5.3 การจำลองระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก



รูปที่ 4.18 การจำลองระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก

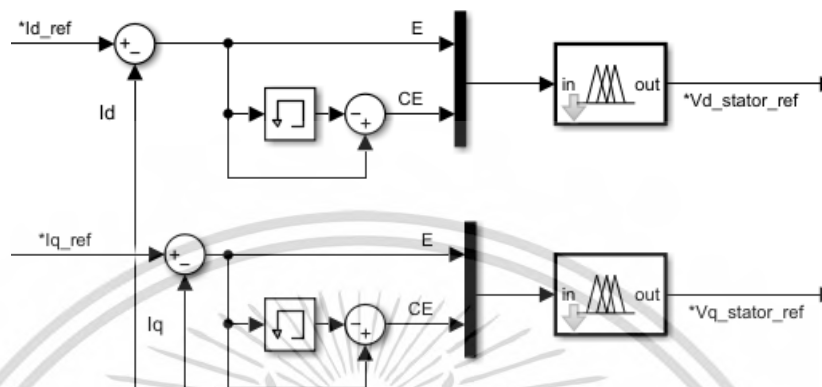
ในรูปที่ 4.18 คือส่วนของการจำลองระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก กระบวนการออกแบบในส่วนนี้จะถูกออกแบบตามหัวข้อที่ 4.3 เอาต์พุตที่ได้จากระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิกจะถูกนำมาผ่าน Gain เพื่อแปลงค่าสัญญาณจากระบบหนึ่งหน่วย (Per Unit System) ให้เป็นค่าสัญญาณของระบบควบคุมจริงที่ถูกจำกัดค่าไว้ไม่เกินค่าแรงบิดสูงสุดของมอเตอร์ที่ใช้ 9 Nm. จากนั้นสัญญาณจะถูกนำไปสมกับตัวควบคุมอินทิกรัล ยังส่วนของการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q ดังในรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 การเปลี่ยนค่าแรงบิดอ้างอิงให้เป็นค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q

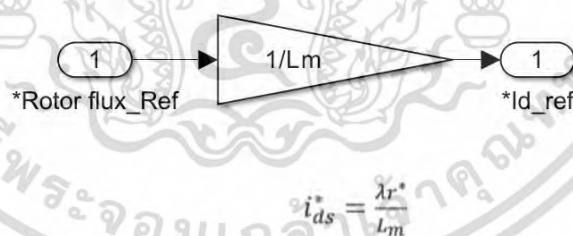
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.4 การจำลองระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก



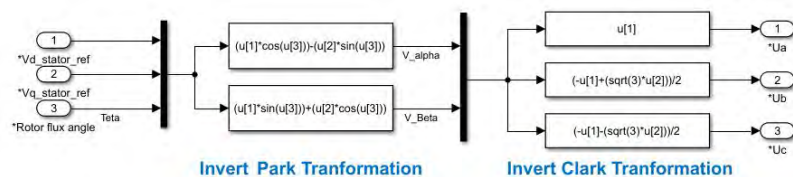
รูปที่ 4.20 การจำลองระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก

ในรูปที่ 4.20 คือส่วนของการจำลองระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก กระบวนการออกแบบในส่วนนี้ได้ถูกกล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.4 โดยการหาค่ากระแสอ้างอิงบนแกน d หาได้จากการเปลี่ยนค่า โรเตอร์ฟลักซ์อ้างอิง λ_r^* ที่ผู้วิจัยได้กำหนดไว้ที่ 0.6 Wb มาผ่านสมการฟังก์ชันตามรูปที่ 4.21 หรือสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (4.15)



รูปที่ 4.21 การคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงบนแกน d

ในส่วนนี้เอาต์พุตของระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิกคือ (V_{sdq}^*) จะถูกแปลงกลับจากสัญญาณ 2 เฟส เป็น 3 เฟสโดยการแปลงกลับในส่วนนี้จะต้องให้สัญญาณ θ_e ที่คำนวณได้จากแบบจำลองแรงดัน ดังรูปที่ 4.22 เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับเทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดีบีวีเอ็มสำหรับควบคุมสวิทช์ทั้ง 6 ตัว ของวงจรถอี่ยอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส



Park's equation : a,b,c $\rightarrow$ α,β	Inverse Park's equation : d,q $\rightarrow$ α,β
$i_\alpha = i_a$ $i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b$ $i_a + i_b + i_c = 0$	$i_\alpha = i_d \cdot \cos(\theta) - i_q \cdot \sin(\theta)$ $i_\beta = i_d \cdot \sin(\theta) + i_q \cdot \cos(\theta)$
Clark's equation : $\alpha,\beta \rightarrow$ d,q	Inverse Clark's : $\alpha,\beta \rightarrow$ a,b,c
$i_d = i_\alpha \cdot \cos(\theta) + i_\beta \cdot \sin(\theta)$ $i_q = -i_\alpha \cdot \sin(\theta) + i_\beta \cdot \cos(\theta)$	$i_a = i_\alpha$ $i_b = -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta$ $i_c = -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta$

รูปที่ 4.22 การแปลงกลับจากสัญญาณ 2 เฟส เป็น 3 เฟส

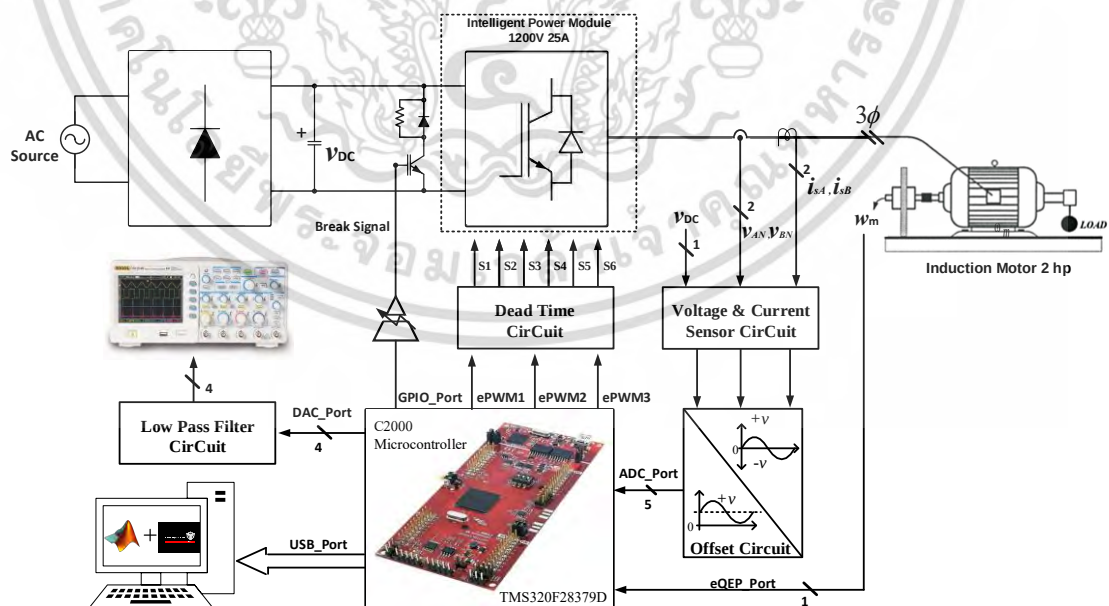
4.6 สรุป

ในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงการออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ซึ่งเนื้อหาโดยรวมจะกล่าวถึงวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง, วิธีการประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์โดยใช้แบบจำลองแรงดัน (Voltage model), การออกแบบระบบควบคุมความเร็วและระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก ในระบบควบคุมความเร็วนั้นได้ทำการกำหนดค่าตัวแปรฟังก์ชันความเป็นสมาชิกทั้งอินพุตและเอาต์พุตคือ 5 ตัวแปร ประกอบไปด้วย NL NS ZE PS และ PL ซึ่งสามารถออกแบบกฎควบคุมของระบบได้ทั้งหมด 25 กฎ ในส่วนของระบบควบคุมกระแสนั้น ในการออกแบบมีการกำหนดค่าตัวแปรฟังก์ชันความเป็นสมาชิกในส่วนอินพุตของระบบ 3 ตัวแปร คือ NL ZE และ PL ซึ่งในส่วนของการค่าตัวแปรด้านเอาต์พุตนั้นมีทั้งหมดคือ 5 ตัวแปร ประกอบไปด้วย NL NS ZE PS และ PL โดยสามารถเขียนกฎการควบคุมของระบบได้ทั้งหมด 9 กฎ การวิเคราะห์เพื่อเขียนกฎควบคุมของระบบทั้งความเร็วและกระแสได้ใช้สัญญาณผลตอบสนองแบบขั้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ได้จากการทำงานโดยเทคนิค direct online เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์การเขียนกฎการทำงาน โดยการออกแบบฟuzzyลอจิกทั้ง 2 ระบบที่ได้กล่าวมานั้นผู้วิจัยได้เลือกใช้ ระบบการประมวลผลของฟuzzyลอจิกแบบ Mamdani และใช้วิธีการหาจุดศูนย์ถ่วงหรือวิธี COG เข้ามาช่วยในส่วนของการทำดีฟัซซี่และสัดทำย ผู้วิจัยได้นำระบบที่ได้ทำการออกแบบ ไปออกแบบในโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อจะนำผลจำลองการตอบสนองด้านพลวัตไปเปรียบเทียบกับผลการทดสอบในบทที่ 6 ต่อไป

บทที่ 5

การสร้างระบบทดสอบจริง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการสร้างระบบสำหรับทดสอบจริงที่ใช้ในการทดสอบระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคพีชชีลอจิก ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง การออกแบบและสร้างชิ้นนี้ประกอบไปด้วยภาคจ่ายกำลังคือ ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ วงจรกรอง และชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะนำมาต่อรวมเข้ากับวงจรควบคุมและระบบป้องกันวงจร จากรูปที่ 5.1 จะเป็นการแสดงโครงสร้างของระบบทดสอบจริง โดยวงจรด้านขาเข้าจะต่อกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส มาผ่านวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วผ่านไปยังตัวเก็บประจุเพื่อทำให้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มีขนาดที่เรียบ (Voltage source) จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ส่งต่อไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส Intelligent Power Module เบอร์ PM25RSB120 ที่มีพิกัดแรงดันที่ 1200V และพิกัดกระแสที่ 25A เพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ยี่ห้อ Mitsubishi รุ่น SF-JR ขนาด 3ϕ , 2 HP, 4 pole, 380 V, 3.5 A, 50 Hz, 1450 rpm โดยกระบวนการทั้งหมดจะควบคุมโดยชุดประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 TMS320F28379D ตัวประมวลผลดังกล่าวจะมีความทำงานที่เชื่อมต่อกับระบบคอมพิวเตอร์เพื่อใช้ตรวจสอบสถานะการทำงานของบอร์ด ที่ใช้ในการควบคุม โดยรายละเอียดของวงจรต่างๆ จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

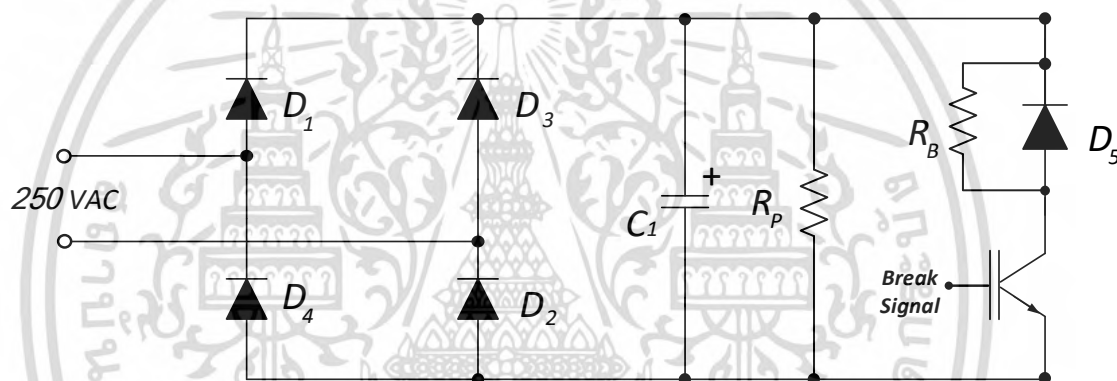


รูปที่ 5.1 โครงสร้างของระบบทดสอบจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์

การสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์ ซึ่งชุดดังกล่าวจะประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เบอร์ KBPC5010 (Silicon Bridge Rectifier) โดยมีพิกัดทนแรงดันได้ถึง 1000 V รองรับกระแสได้ถึง 50 และวงจรกรองที่ใช้ตัวเก็บประจุโดยรับแรงดันทางด้านอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส จากหม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้าชนิดแกนหมุน Variac (Variable Voltage Transformer) ขนาดแรงดัน 250 V ความถี่ 50 Hz ซึ่งเมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์แล้วจะทำให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงทางด้านเอาต์พุตประมาณ 350 V ดังแสดงรายละเอียดวงจรไว้ในรูปที่ 5.2 [19]



รูปที่ 5.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรอง

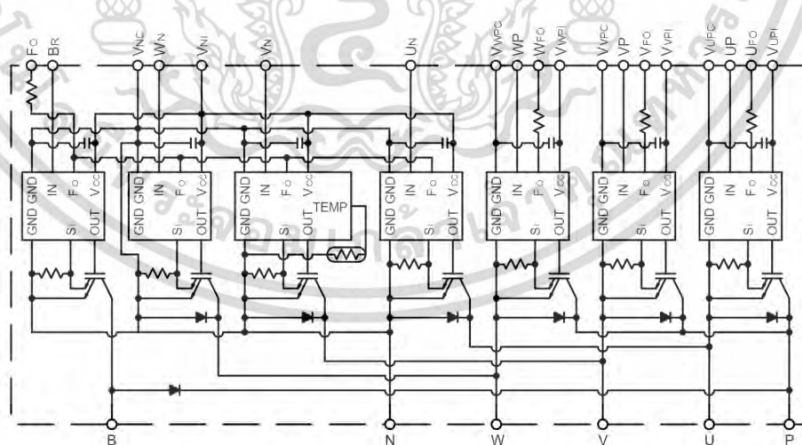
จากรูปที่ 5.2 ค่าความต้านทาน (R_p) ที่ต่อขนานกับตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการคายประจุทิ้งไป เมื่อวงจรหยุดทำงานเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดอันตรายเนื่องจากประจุที่ค้างอยู่ ทั้งนี้เพราะประจุที่ค้างอยู่มีปริมาณมากและมีแรงดันสูง นอกจากนี้ยังประกอบด้วยชุดไดนามิกเบรก (Dynamic breaking) เพื่อป้องกันแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังมีค่าสูงในขณะวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมมอเตอร์ เปลี่ยนแปลงความถี่ของระบบอย่างทันทีทันใด ซึ่งในช่วงสภาวะดังกล่าว มอเตอร์จะเปลี่ยนสถานะเป็น Generator จะส่งผลให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าสูงขึ้น จึงจำเป็นต้องมี Resistance Brake (R_b) เพื่อช่วยซับพลังงานที่จ่ายออกมาจากตัวมอเตอร์ แล้วเปลี่ยนไปเป็นในรูปของความร้อนแทน โดยวงจรดังกล่าวจะถูกควบคุมผ่านชุดประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์

5.2 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์

การทำงานในส่วนของชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ที่ได้รับจาก ภาควงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์นี้ ในการทำงานจะรับ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแล้วมาทำการแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ต่าง ๆ เพื่อป้อนให้กับ มอเตอร์เหนี่ยวนำ ในส่วนของชุดอินเวอร์เตอร์นี้ ผู้วิจัยได้เลือกใช้ชุด Intelligent Power Module เบอร์ PM25RSB120 ที่เป็นสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล ของบริษัทมิตซูบิชิ โดยมีคุณสมบัติที่เด่น คือ มีพิกัดทนแรงดันได้ถึง 1200 V รองรับการจ่ายกระแสได้ถึง 25 A และสามารถตรวจจับและส่ง สัญญาณฟลตจากตัวโมดูลได้ เพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขับนำสวิตซ์ในกรณีที่เกิดจากลัดวงจรภายใน กิ่ง, กระแสเกินหรืออุณหภูมิภายในตัวสูงและสามารถรองรับความถี่สวิตซ์สูงสุดได้ถึง 20 kHz ดังแสดงโครงสร้างในรูปที่ 5.3



(ก) โครงสร้างภายนอกของสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล เบอร์ PM25RSB120



(ข) โครงสร้างภายนอกของสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล เบอร์ PM25RSB120

รูปที่ 5.3 โครงสร้างของสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล เบอร์ PM25RSB120

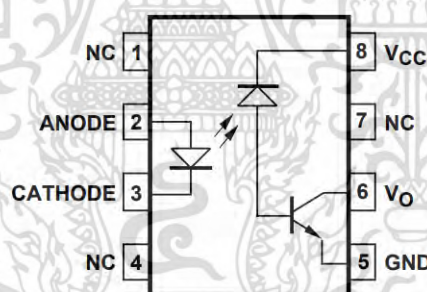
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 วงจรขับเคลื่อนสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล [20]

การควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังแบบโมดูล จำเป็นต้องมีวงจรแยกกราวด์ (Isolate) ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานจำนวน 6 ตัว เพื่อแยกกราวด์ระหว่างสวิตช์กำลังแบบโมดูล กับชุดประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์ ในการออกแบบวงจรแยกกราวด์สัญญาณขับเคลื่อนทางผู้วิจัย ได้เลือกไอซีแบบแยกสัญญาณความถี่สูงหรือไอซี High Speed Optocoupler – Isolator ที่มีหลักการทำงานโดยอาศัยหลักการส่งสัญญาณผ่านการเปล่งแสงและรับแสงของตัวหลอดแอลอีดี โดยสัญญาณจะถูกส่งผ่านตัวรับแสงที่อยู่อีกด้านของไอซี จึงทำให้ไอซีชนิดนี้สามารถส่งสัญญาณโดยแยกอุปกรณ์ควบคุมตามเป้าหมายที่ต้องการออกแบบไว้ โดยได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ HCPL-4504 ซึ่งสามารถศึกษาการทำงานได้จากตารางที่ 5.1

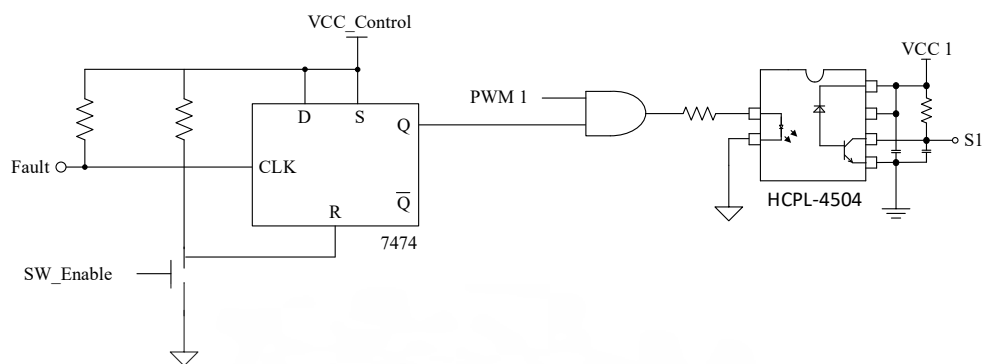
ตารางที่ 5.1 สถานะลอจิกและมีสัญญาณเอาต์พุตไอซีเบอร์ HCPL-4504

ระดับลอจิก	แรงดันที่ขาเกต (V)
ON	LOW
OFF	HIGH



รูปที่ 5.4 โครงสร้างภายในของไอซี High Speed Optocoupler – Isolator เบอร์ HCPL-4504

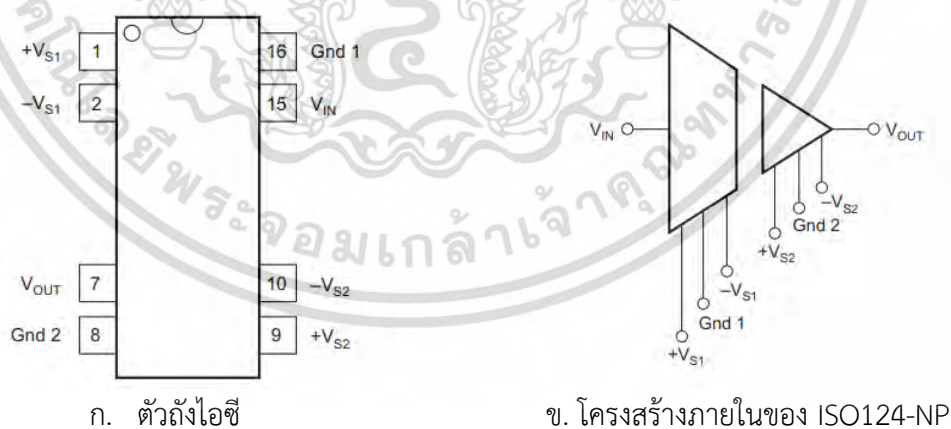
และเพื่อรับรองฟังก์ชันการตรวจจับสัญญาณฟลัดจากตัวโมดูล ทางผู้วิจัยยังได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ HCPL-4504 ที่ได้กล่าวมาข้างต้นมาใช้ โดยนำข้อดีจากการที่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงและมีความไวต่อการรับส่งสัญญาณ หากมีการตรวจจับสัญญาณฟลัดเจอ สัญญาณจะถูกส่งไปยังไอซีฟลิปฟล็อปเบอร์ 7474 เพื่อทำการหยุดจ่ายสัญญาณพัลส์ให้กับวงจรแยกกราวด์ขับเคลื่อนสัญญาณ โดยหลักการคือการนำสัญญาณ Enable มาเข้าไอซี AND กับสัญญาณพัลส์ จากนั้นจึงป้อนให้กับไอซี HCPL-4504 ที่ทำงานในส่วนขับเคลื่อนสัญญาณ โดยการออกแบบวงจรทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นแสดงในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรแยกกราวด์สัญญาณข้อบกพร่อง

5.4 ส่วนวงจรควบคุม [20]

วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านวงจรกำลังมีขนาดที่สูงเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดพิกัดแรงดันด้านภาคควบคุมที่ใช้เพียง 3.0 V เพื่อความปลอดภัยของระบบควบคุมเมื่อเกิดการลัดวงจรของภาคกำลัง จึงออกแบบให้ทั้ง 2 ส่วนนี้ แยกอุปกรณ์ออกจากกัน จึงออกแบบใช้ Power Transducer Isolator Amplifier (ISO124-NP) ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถส่งสัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีขนาดเท่ากับอินพุต โดยที่ด้านอินพุตและเอาต์พุตมีแยกออกจากกันโดยอิสระ แต่ก็มีขอบเขตของสัญญาณจำกัดสูงสุดที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงของไอซี โดยลักษณะตัวถังและโครงสร้างภายในแสดงได้ดังรูปที่ 5.6



ก. ตัวถังไอซี

ข. โครงสร้างภายในของ ISO124-NP

รูปที่ 5.6 Power Transducer Isolator Amplifier (ISO124-NP)

5.4.1 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง

แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟตรงที่มีได้มาจากวงจรเรียงกระแสจากหัวข้อข้างต้นมีขนาดสูงสุดที่พิกัด 350 V ซึ่งในการออกแบบสัญญาณแรงดันไฟตรงให้กับตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ที่สามารถรองรับพิกัดสูงสุดได้เพียง 3.0 V จึงออกแบบใช้วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) เพื่อลดระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ 5.1 ดังนี้

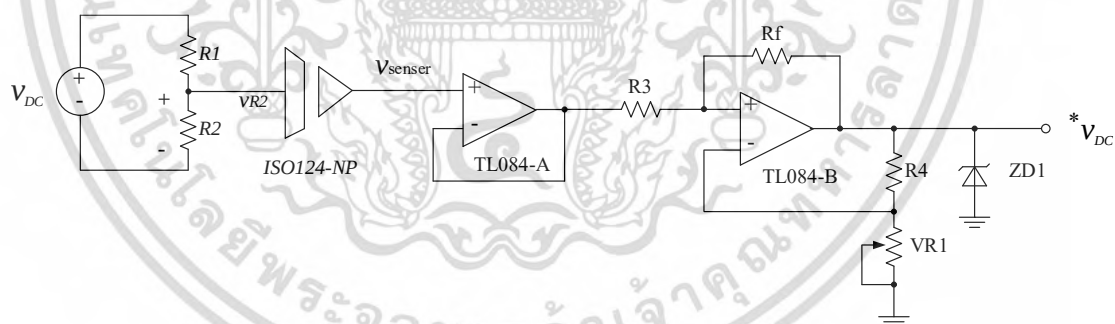
$$V_{R2} = \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) \cdot V_{DC} \quad (5.1)$$

เมื่อ

V_{R2} คือ สัญญาณแรงดันจากวงจรแบ่งแรงดัน

V_{DC} คือ แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟตรง

จากสมการที่ 5.1 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรงของแหล่งจ่าย ซึ่งใช้หลักการแบ่งแรงดันเพื่อลดระดับแรงดันไฟตรงให้มีขนาดลดลงที่ 10 V ป้อนให้กับวงจรออฟแอมป์สร้างเป็นสัญญาณแรงดันไฟตรงขนาดเอาต์พุต 3.0 V โดยใช้วงจร ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง

อัตราส่วนขยายสามารถกำหนดเพิ่มได้จากตัวต้านทานส่วนขยาย (R_f) และอัตราส่วนลดขนาดสัญญาณอินพุตของวงจรออฟแอมป์ สามารถทำการปรับจูนตัวต้านทานปรับค่าได้ ($VR1$) เพื่อลดขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต เพื่อให้มีขนาดที่แม่นยำมากขึ้น และใช้ซีเนอไรด์โอตเพื่อจำกัดขนาดสัญญาณเอาต์พุตไม่ให้เกิน 3.1 โวลต์

$$V_o = \frac{V_g R_1}{R_1 + R_2} \times \left(\frac{R_5}{R_6} \right) + 1.5V \quad (5.2)$$

$$Gain = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times \left(\frac{R_5}{R_6} \right) \quad (5.3)$$

5.4.3 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับ

วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับ ใช้ตัวตรวจจับสัญญาณแบบ Current Transducer (LEM LA25-NP) ซึ่งใช้หลักการตรวจจับสัญญาณกระแสด้วยปรากฏการณ์ Hall Effect ในการรับสัญญาณกระแส โดยมีอัตราส่วนของกระแสขาออกต่อขาเข้า คือ 1:1000 ในการออกแบบนั้น มีวงจรสำหรับปรับขนาดสัญญาณ และวงจรยกระดับสัญญาณให้อยู่ในย่านที่เหมาะสมแล้วส่งผ่านเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ เช่นเดียวกับวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อให้สัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับที่มีทั้งซีกบวกและซีกลบให้เป็นสัญญาณไฟตรง ที่มีรูปคลื่นแบบสัญญาณไซน์ โดยสามารถเขียนสมการแสดงการหาค่าความไวของการตรวจจับสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (5.4) และ (5.5) พร้อมทั้งแสดงวงจรการปรับขนาดและยกระดับสัญญาณกระแสที่ได้ออกแบบใช้งาน ได้ดังรูปที่ 5.9

อัตราขยายสัญญาณด้านเอาต์พุต

$$V_o = \frac{-I_p R_{sense} R_2}{1000 \times R_1} + 1.5V \quad (5.4)$$

ค่าความไวตรวจจับสัญญาณ

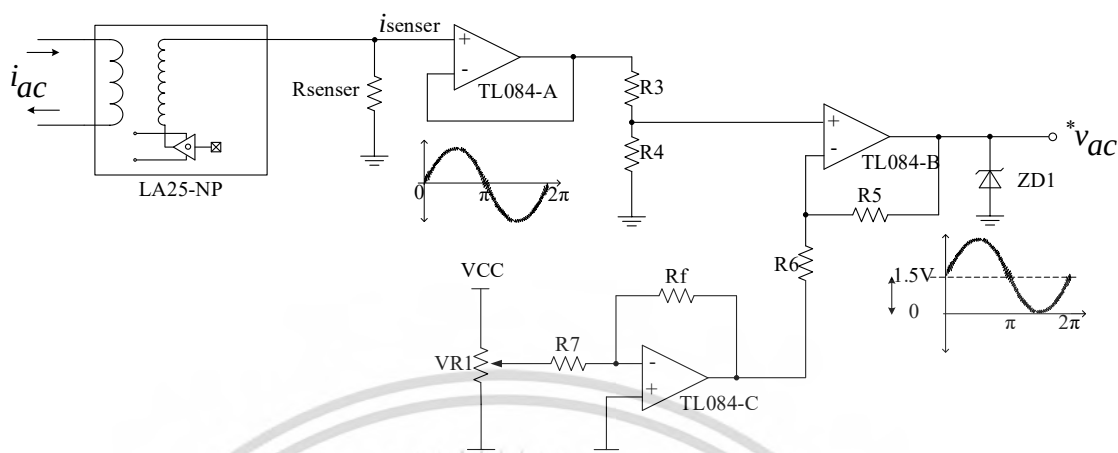
$$Sensitivity = \frac{V_o}{I_p} = \frac{R_{sense} R_2}{1000 \times R_1} \quad Volt / Amp \quad (5.5)$$

เมื่อ

I_p คือ สัญญาณกระแสเอาต์พุตของ LA25-NP

R_{sense} คือ ตัวต้านทานสร้างแรงดันของสัญญาณกระแส

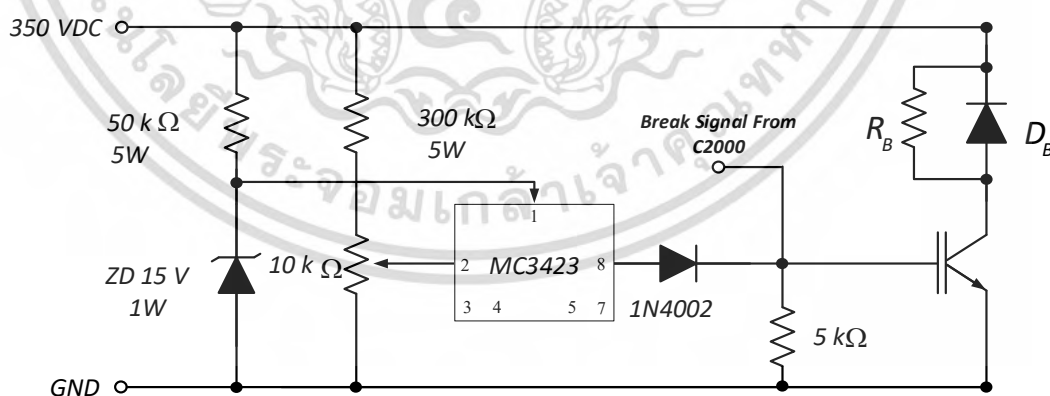
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับ

5.4.4 การออกแบบชุดวงจรป้องกันแรงดันเกิน [19]

การเกิดสภาวะแรงดันเกินนั้นมักจะเกิดขึ้นเมื่อมอเตอร์มีการลดความเร็วซึ่งการทำงานของวงจรป้องกันแรงดันเกินนี้จะทำหน้าที่ตรวจจับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ซึ่งในสภาวะปกติจะมีค่าแรงดันประมาณ 350 V โดยจะให้แรงดันขาออกประมาณ 2.6V ขึ้นอยู่กับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง หากระดับแรงดันทางด้านไฟตรงมีการเปลี่ยนแปลงมากกว่า 360 V ส่วนของวงจรเบรก (Break) จะมีการทำงานโดยวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 วงจรป้องกันแรงดันเกิน

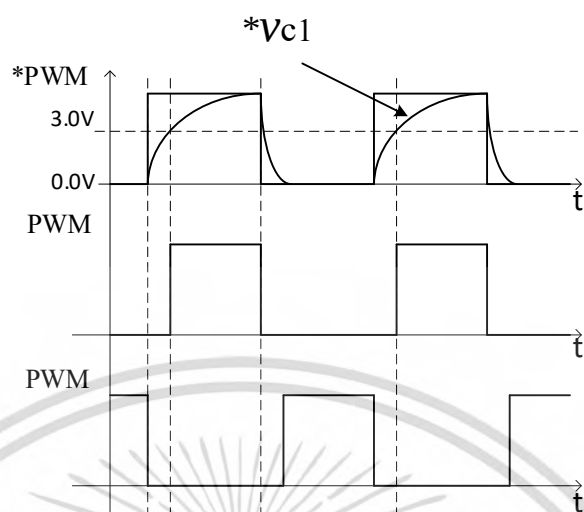
การทำงานของวงจรจะใช้ไอซีเบอร์ MC3423 ซึ่งทำหน้าที่ตรวจจับระดับของสัญญาณที่มาจากภาคการตรวจจับแรงดัน ซึ่งในขณะที่แรงดันเกิน 350 V จะทำให้สัญญาณไฟตรงจากภาคตรวจจับแรงดันมีการเปลี่ยนแปลงส่งผลทำให้ขาสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของไอซีมีการเปลี่ยนสถานะจาก Low เป็น High ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งไปทริกซ์การทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเบรกหรือระบายกระแส ส่วนสัญญาณเบรก (Break Signal) จากรูปที่ 5.10 จะใช้เป็นสัญญาณอินพุตจากอุปกรณ์ภายนอก (ถ้ามีการต่อใช้งาน)

5.4.5 วงจรประวิงเวลา

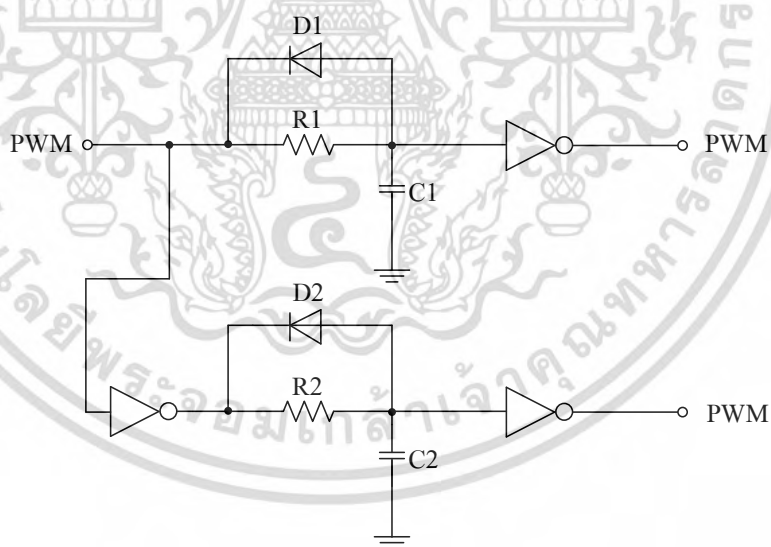
การประวิงเวลาคือหน่วงเวลาการสวิตช์ระหว่างกึ่งบนและกึ่งล่าง เพื่อไม่ให้เกิดการสวิตช์พร้อมกันแบบทันทีทันใด สามารถป้องกันการลัดวงจรในระหว่างการทำงานได้ หลักการพื้นฐานที่ออกแบบ แนวคิดมาจากวงจร RC Resonance โดยใช้หลักการชาร์จประจุต่อคาบเวลาของตัวเก็บประจุที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด มาเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณลอจิกของ NOT Gate ที่จะมีสถานะเอาต์พุตเป็น 1 เมื่อระดับสัญญาณมากกว่า 3.0 V การคำนวณหาค่าแรงดันเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุ สามารถหาได้จากสมการที่ (5.6)

$$V_{Low} = 5 \times e^{\frac{t}{RC}} \quad (5.6)$$

โดยที่ V_{Low} จะเป็นค่าแรงดันของสถานะลอจิก 0 จากการคายประจุของค่าตัวเก็บประจุ เพื่อนำมาป้อนเข้าสู่ลอจิก NOT Gate ของไอซี 7404 เมื่อนำมาออกแบบสร้างวงจรจะได้ดังรูปที่ 5.11 (ก)แสดงหลักการทำงานและวงจรประวิงเวลาที่ได้ออกแบบไว้ ในรูปที่ 5.11 (ข)



ก. หลักการทำงานของวงจรประวิงเวลา



ข. วงจรประวิงเวลาที่ออกแบบ

รูปที่ 5.11 วงจรประวิงเวลา

5.4.6 การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Converter)

สัญญาณจากการตรวจจับค่าแรงดันและกระแสจากวงจรออปแอมป์ที่ออกแบบในหัวข้อที่ 5.4.1 – 5.4.3 เอาต์พุตของสัญญาณจะมีขนาดแรงดันอยู่ในระดับช่วง 0.0 - 3.0V ซึ่งเป็นขนาดแรงดันอนาล็อกสูงสุดที่ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถรับได้

สัญญาณอนาล็อกที่ป้อนให้กับ Analog Modules (ADCs) ค่าดิจิตอลที่แปลงค่ามาจากอนาล็อกจะมีค่าสูงสุด ขึ้นอยู่กับจำนวนความละเอียดของฟังก์ชันรับค่าที่เป็นสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละตัว ซึ่งจะมีข้อมูลค่าดิจิตอลสูงสุดเป็นค่ากำลังสองของจำนวนบิตของฟังก์ชันอนาล็อก สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในการวิทยานิพนธ์นี้ มีความละเอียดที่ 12 บิต จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{DigitalValue} &= 2^{12\text{bit}} \\ &= 4095_{\text{oct}} \end{aligned} \quad (5.7)$$

การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอลเพื่อเป็นการเปลี่ยนรูปแบบการคำนวณจากขนาดสัญญาณที่มีความต่อเนื่องมาเป็นขนาดลำดับตัวเลขในระบบฐานสิบ เพื่อให้รองรับการประมวลที่เป็นแบบดิจิตอล โดยการนำไปประมวลผลในระบบที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งเป็นขนาดจริงทางระบบไฟฟ้าและขนาดเวกเตอร์หรือทิศทางของสัญญาณ ที่กล่าวมาทั้งหมดเราจำเป็นต้องแปลงค่าสัญญาณดิจิตอลมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าที่มีขนาดและทิศทางเท่ากับสัญญาณจริงที่ได้ออกไว้

ซึ่งการแปลงค่าดิจิตอลมาเป็นขนาดและทิศทางจริงของระบบไฟฟ้า ขึ้นอยู่กับลักษณะการออกแบบค่าอัตราส่วนขยายและลดทอนของวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแสในหัวข้อที่ 5.4.1 – 5.4.3

5.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28379D [20]

กระบวนการทำงานของระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคืบสู่ระบบโครงข่าย มีส่วนควบคุมการทำงานที่สำคัญคือไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อให้ระบบที่ได้ออกแบบไว้มีการทำงานที่ถูกต้องและสอดคล้องสัมพันธ์กันระหว่างการทดสอบจริงและการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ การใช้ช่วงเวลาซิกค่า (Sample Time) จำเป็นต้องคำนวณให้มีความสอดคล้องต่อความสามารถของไมโครคอนโทรลเลอร์ และใช้ช่วงเวลาที่เหมาะสมกับการจำลองในระบบคอมพิวเตอร์อีกด้วย



รูปที่ 5.12 ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Launch Pad เบอร์ TMS320F28379D

ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Launch-Pad เบอร์ TMS320F28379D มีการใช้ชุดคำสั่งแบบ Embedded composer แปลงชุดคำสั่งการทำงานจากระบบการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK มีคุณสมบัติการใช้งานและสมรรถนะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนี้

1. ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้ซีพียูด้วยเทคโนโลยีตระกูลซีมอส (CMOS)
 - ความถี่ในการประมวลผลเท่ากับ 200 MHz (ความเร็วรอบประมวลผล 5 นาโนวินาที)
 - แรงดันซีพียู 1.9-V/1.8-V, แรงดันพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตเท่ากับ 3.3 โวลต์
2. ซีพียูประสิทธิภาพสูง ขนาด 32 บิต (TMS320F28xxx)
 - มาตรฐาน IEEE-754 Single-Precision Floating-Point Unit (FPU)
 - Trigonometric Math Unit (TMU)
 - Viterbi/Complex Math Unit (VCU-II)
 - Unified Memory Programming Model
 - Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)
3. On-Ship Memory
 - 512KB (256KW) or 1MB (512KW) of Flash (ECC-Protected)
 - 132KB (66KW) or 164KB (82KW) of RAM
 - Dual-Zone Security Supporting Third-Party Development
 - Unique Identification Number
4. Clock and System Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Two Internal Zero-Pin 10MHz Oscilloscope
- On-Chip Crystal Oscillator
- Windowed Watchdog Timer Module
- Missing Clock Detection Circuitry

5. Analog Subsystem

- Up to Four Analog to Digital Converters (ADCs)
- 16-bit Mode
- 1.1 MSPS Each (Up to 4.4-MSPS system Throughput)
- Single-Ended Input
- Up to 24 External Channels
- Single Sample and Hold (S/H) on Each ADC
- Hardware-Integrated Post-Processing of ADC Converter
- Saturating Offset Calibration
- Error of Set Point Calculation
- High, Low and Zero-Crossing Compare with Interrupt Capability
- Trigger to Sample Delay Capture
- Eight Windowed Comparators with 12-bit Digital to Analog (DAC)
- Three 12-Bit Buffered DAC Outputs

6. Enhanced Control Peripherals

- 24 PWM Channels with Enhanced Features
- 16 High-Resolution Pulse Width Modulator (HRPWM) Channels
- High Resolution on Both A and B Channels of 8 PWM Modules
- Dead-Band Support (on Both Standard and High Resolution)
- Six Enhanced Capture (eCAP) Modules
- Three Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Modules

7. Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports all 58 Peripheral

8. 128-Bit Security Key/Lock

- Protects Flash/OTP/RAM Block
- Prevents Firmware Reverse Engineering

9. Enhanced Control Peripherals

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Up to 18 PWM Output
- Up to 6 HRPWM Output With 150 ps MEP Resolution
- Up to 6 Even Capture Inputs
- Up to 2 Quadrature Encoder Interfaces
- Up to 8 32-Bit Timers (6 for eCAPs and 2 for eQEPs)
- Up to 9 16-Bit Times (6 for ePWMs and 3XINTCRs)

10. Three 32-Bit CPU Timers

11. Serial Port Peripherals

- Up to 2 CAN Modules
- Up to 3 SCI (UART) Module
- Up to 2 McBSP Module (Configurable as SPI)
- One SPI Module
- One Inter-Integrated-Circuit (I2C) Bus

12. 12-Bit ADC, 16 Channels

- 80 ns Conversion Rate
- 2x8 Channel Input Multiplexer
- Two Sample and Hold
- Single/Simultaneous Conversions
- Internal or External Reference

13. Up to 88 Individually Programmable, GPIO pins With Input Filtering

14. JTAG Boundary Scan Support

15. Advanced Emulation Functions

- Analyze and Breakpoint Functions
- Real-Time Debug via Hardware

16. Deployment Support Includes

- ANSI C/C++ Compiler /Assembler /Linker
- Code Composer Studio™ IDE
- DSP/BIOS™
- Digital Motor Control and Digital Power Software Libraries

จากข้อมูลคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28379D ที่กล่าวในข้างต้น นับว่าเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีประสิทธิภาพและสมรรถนะในการทำงานและการคำนวณทางคณิตศาสตร์รวมถึงการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลอยู่ในระดับที่สูง

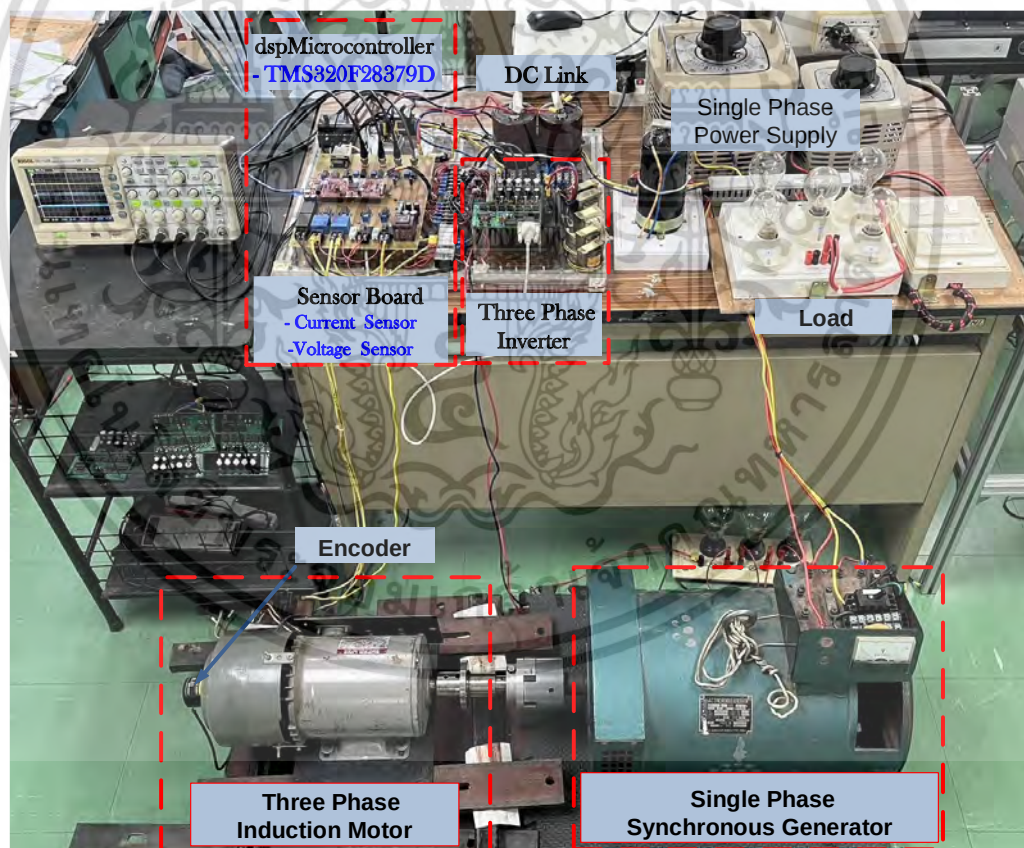
5.6 สรุป

ในบทที่ 5 ได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรเพื่อสร้างชุดทดสอบของระบบระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคพีชชีลอจิก ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรวงจรเรียงกระแสแบบบบริดจ์, วงจรกรอง, วงจรขับเคลื่อนสวิตช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูลของอินเวอร์เตอร์, วงจรประวิงเวลา และวงจรตรวจจับสัญญาณ โดยในงานวิจัยนี้จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องใช่วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแสของมอเตอร์ที่มีความเสถียรภาพสูง มีความคลาดเคลื่อนที่ต่ำ เพื่อนำไปใช้ในส่วนของการคำนวณหาฟลักซ์โรเตอร์ของมอเตอร์ โดยจะถูกคำนวณผ่านตัวประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28379D ซึ่งหากวงจรตรวจจับให้ค่าที่ผิดพลาดอาจส่งผลให้การคำนวณหาฟลักซ์โรเตอร์ผิดพลาดได้

บทที่ 6

ผลการทดสอบการทำงานของระบบจริง

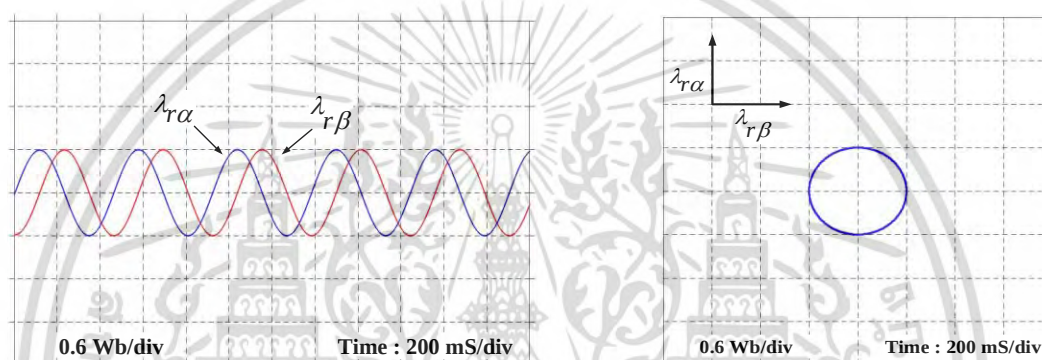
ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการจำลองและทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยเทคนิคฟuzzyลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ซึ่งเป็นการนำวิธีและหลักการที่ได้นำเสนอมาทำการทดสอบกับระบบจริง ด้วยเงื่อนไขการทำงานของระบบในสถานะอยู่ตัวสถานะชั่วคราว การตอบสนองต่อคำสั่งความเร็ว การตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นและผลการทดสอบการตอบสนองต่อการทำงานทั้ง 4 จตุภาค เพื่อดูผลการตอบสนองทางพลวัตของระบบที่นำเสนอโดยพารามิเตอร์ของมอเตอร์แสดงไว้ในตารางที่ 4.3 และสามารถพิจารณารูปวงจรต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัยได้จากรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 วงจรต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัย

6.1 ผลการทดสอบของฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน

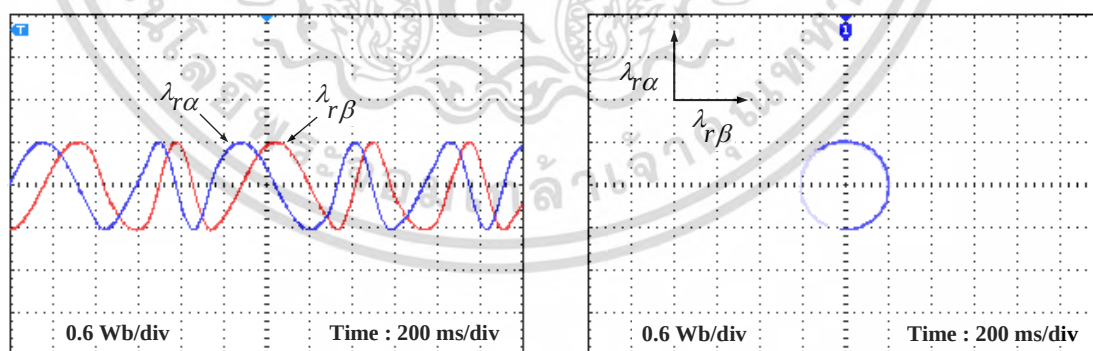
รูปที่ 6.2 - 6.4 แสดงผลการจำลองและทดสอบรูปคลื่นของฟลักซ์โรเตอร์และทางเดินของฟลักซ์โรเตอร์ ที่ได้จากแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) โดยทดสอบที่ความถี่ต่ำ 2 Hz, 5 Hz และที่ความถี่สูง 50 Hz จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ ฟลักซ์โรเตอร์ที่ได้จากแบบจำลองแรงดันคำนวณได้ ไม่ถูกต้องนัก แต่ที่ความถี่สูงสามารถคำนวณฟลักซ์โรเตอร์ได้อย่างถูกต้อง เนื่องจากที่ความถี่ต่ำ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่คำนวณโดยแบบจำลองแรงดันมีค่าต่ำมาก ทำให้เกิดการคำนวณ ฟลักซ์โรเตอร์ผิดพลาดได้



รูปคลื่นฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

ทางเดินฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

(ก) ผลการจำลอง

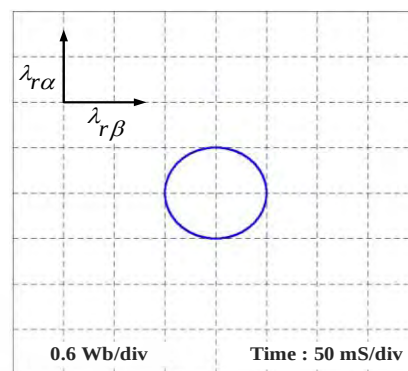
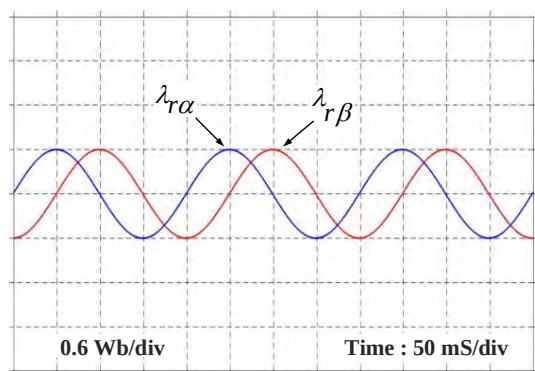


รูปคลื่นฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

ทางเดินฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

(ข) ผลการทดสอบ

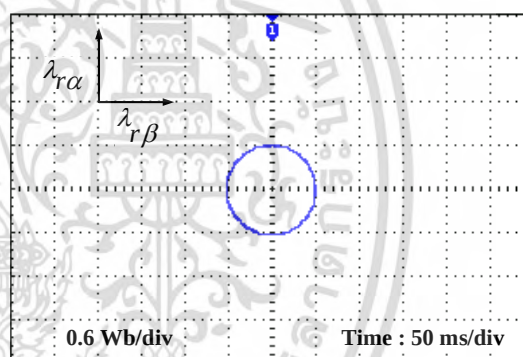
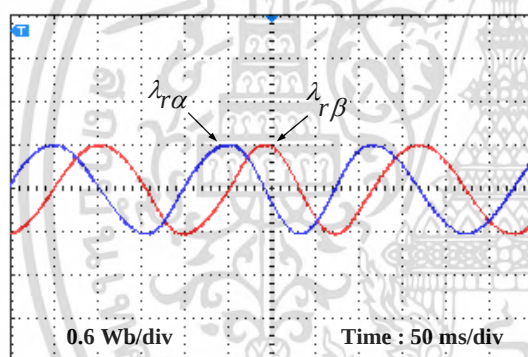
รูปที่ 6.2 ฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ที่ความถี่ 2 Hz



รูปคลื่นฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

ทางเดินฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

(ก) ผลการจำลอง



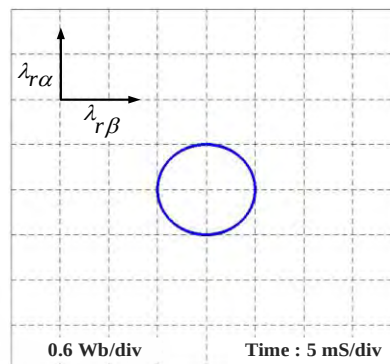
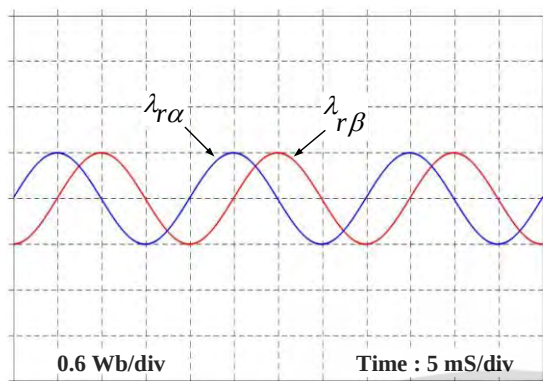
รูปคลื่นฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 5 Hz

ทางเดินฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 5 Hz

(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.3 ฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ที่ความถี่ 5 Hz

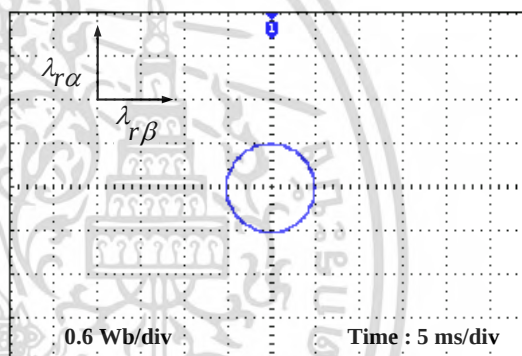
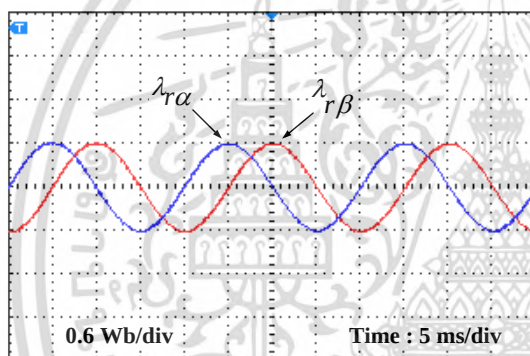
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปคลื่นฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

ทางเดินฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 2 Hz

(ก) ผลการจำลอง



(ก) รูปคลื่นฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 50 Hz

(ข) ทางเดินฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$ ที่ความถี่ 50 Hz

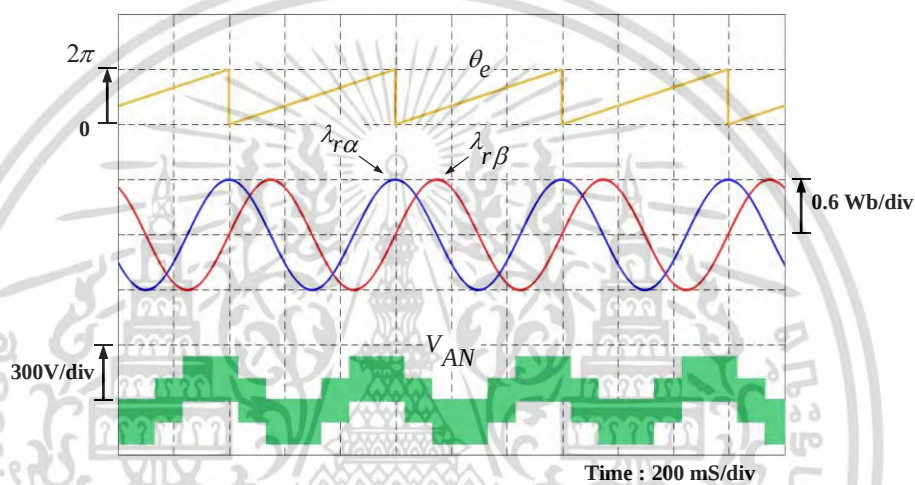
(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.4 ฟลักซ์โรเตอร์จากแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ที่ความถี่ 50 Hz

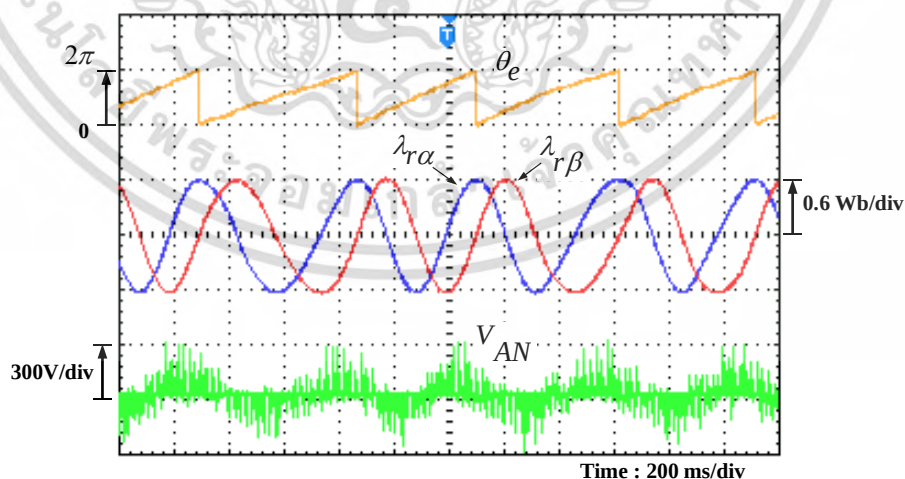
6.2 ผลการทดสอบในสภาวะอยู่ตัว

รูปที่ 6.5 – 6.9 แสดงผลจำลองและทดสอบการทำงานของระบบควบคุมความเร็วรอบอาศัยเทคนิคฟลักซ์ลอคของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ที่ความเร็วรอบต่างๆ คือ 50, 150, 500, 1000 และ 1500 rpm ตามลำดับ โดยผลการทดสอบจะประกอบไปด้วย มุมเฟสของฟลักซ์โรเตอร์ θ_r ที่คำนวณได้จากแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) มุมเฟสที่คำนวณได้มีสัญญาณเป็นรูป Sawtooth มีขนาดอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2π และรูปคลื่น สัญญาณ

ที่สองคือรูปคลื่นฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}$ และ $\lambda_{r\beta}$ ที่มีขนาด 0.6 Wb โดยเห็นได้ชัดว่าฟลักซ์ $\lambda_{r\alpha}$ มีมุมเฟส นำหน้าฟลักซ์ $\lambda_{r\beta}$ อยู่ 90 องศาทางไฟฟ้าและสุดท้ายคือรูปคลื่นแรงดันเฟส A เทียบกับนิวตรอน (V_{AN}) เมื่อพิจารณาจากรูป 6.5 ที่ความเร็วคำสั่ง 50 rpm แล้วรูปคลื่นแรงดันเฟสที่ได้จากการทดสอบ มีลักษณะรูปคลื่นที่ไม่สมบูรณ์นัก เมื่อนำไปคำนวณหาโมเมนต์ฟลักซ์โรเตอร์ด้วยแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) แล้วจึงก่อให้เกิดการคำนวณที่ได้ค่ามูเมนต์ผิดพลาด ในการนำไปควบคุมระบบของ เวกเตอร์



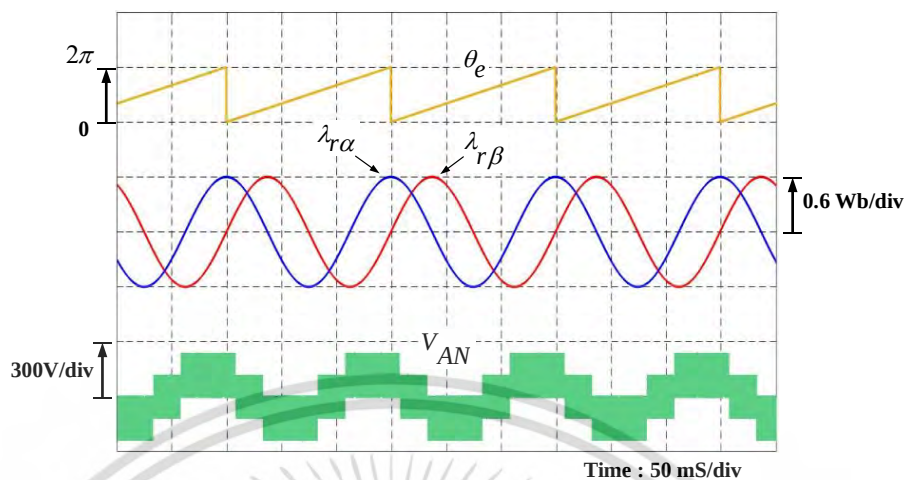
(ก) ผลการจำลอง



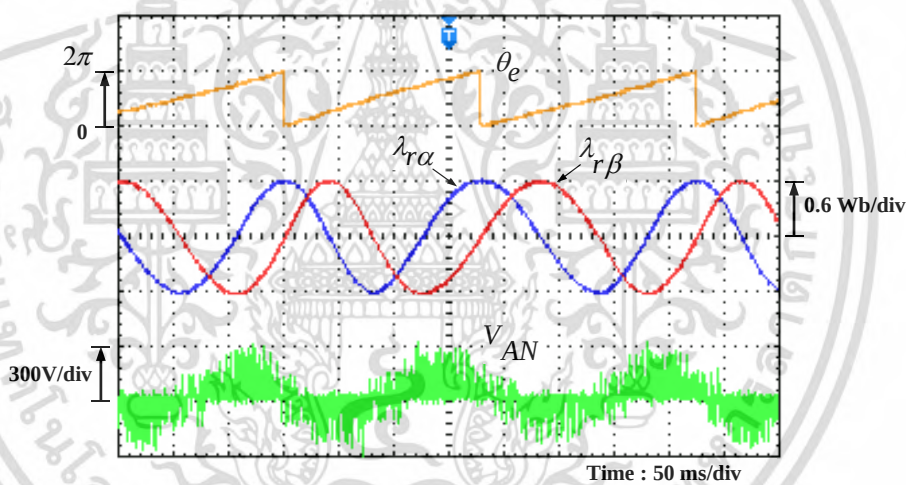
(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.5 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 50 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



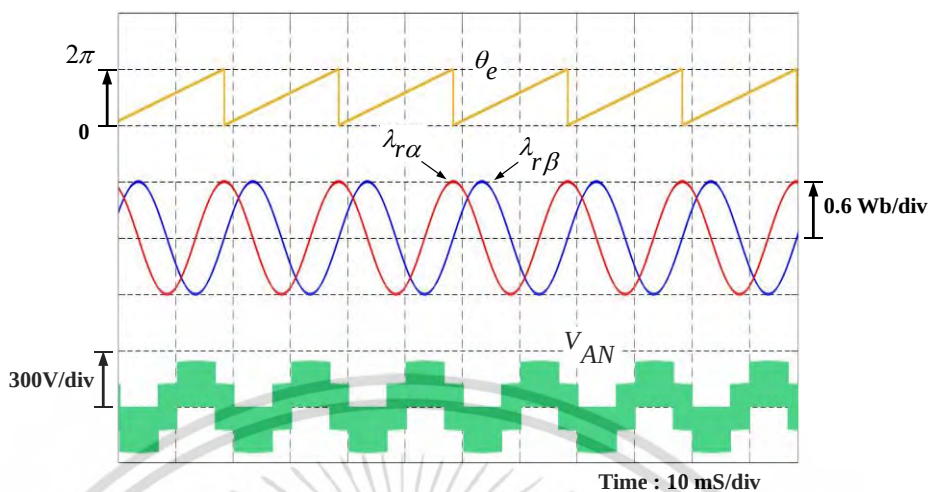
(ก) ผลการจำลอง



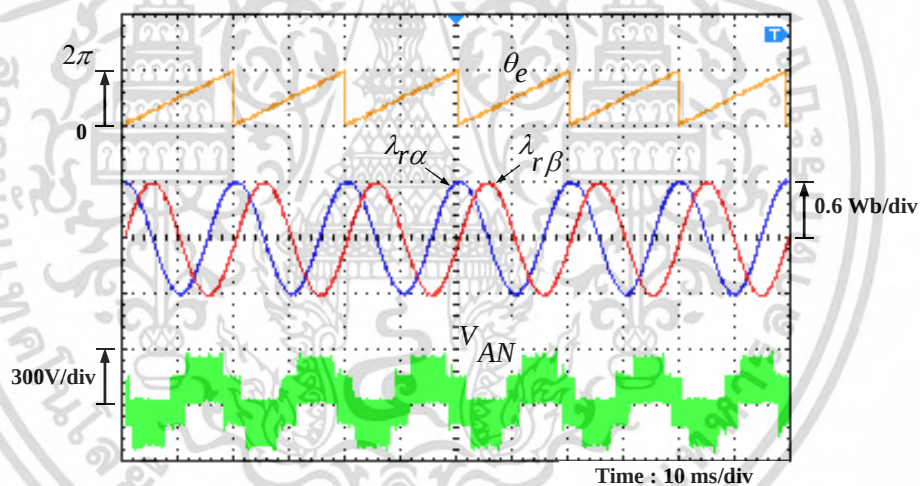
(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.6 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 150 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ผลการจำลอง

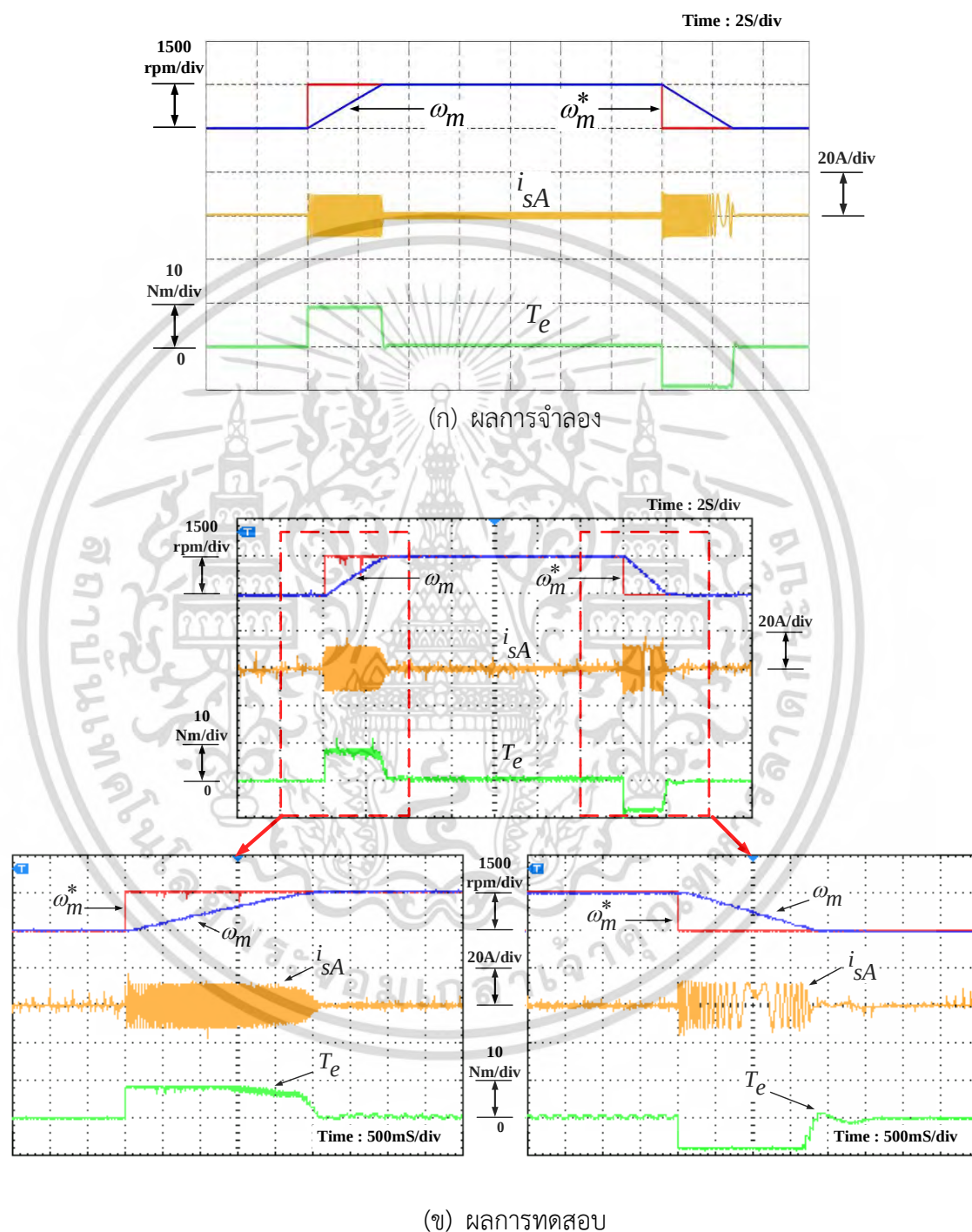


(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.7 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 1500 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 ผลการทดสอบในสภาวะชั่วครู่

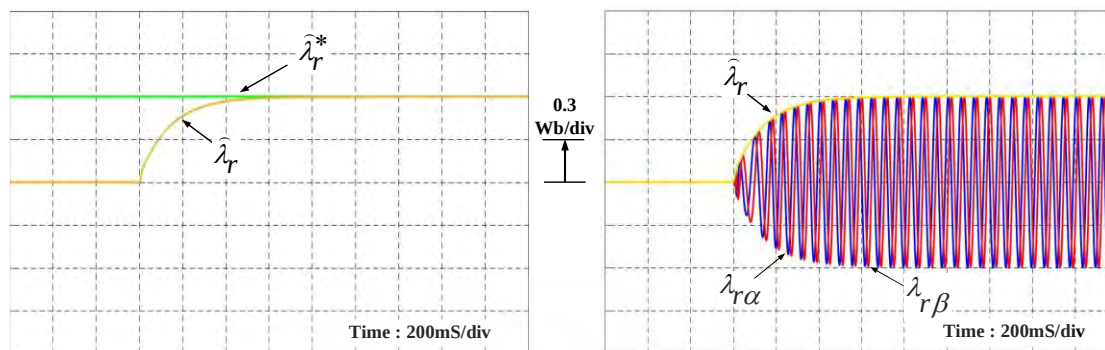


รูปที่ 6.8 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จาก 0 rpm $\rightarrow$ 1500 rpm $\rightarrow$ 0 rpm ในสภาวะที่ไม่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหัวข้อนี้คือผลการจำลองและทดสอบการทำงานของระบบควบคุมความเร็วรอบอาศัยเทคนิคฟัซซีลอจิกของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) อย่างทันทีทันใดของความเร็วมอเตอร์ เพื่อทดสอบผลการตอบสนองทางพลวัตของระบบที่นำเสนอ โดยเงื่อนไขการทดสอบของระบบในหัวข้อนี้จะประกอบไปด้วยการเริ่มต้นการทำงานของมอเตอร์จาก 0 rpm เป็น 1500 rpm แล้วเปลี่ยนคำสั่งเพื่อหยุดการทำงานของมอเตอร์จาก 1500 rpm เป็น 0 rpm ทั้งในสถานะที่มีและไม่มีภาระโหลดทางกล, การกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ที่ค่าคำสั่งความเร็วจาก 300 rpm เป็น -300 rpm ในสถานะที่มีและไม่มีภาระโหลดทางกล และเงื่อนไขการทดสอบสุดท้ายคือการกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ที่ค่าคำสั่งความเร็วจาก 1500 rpm เป็น -1500 rpm

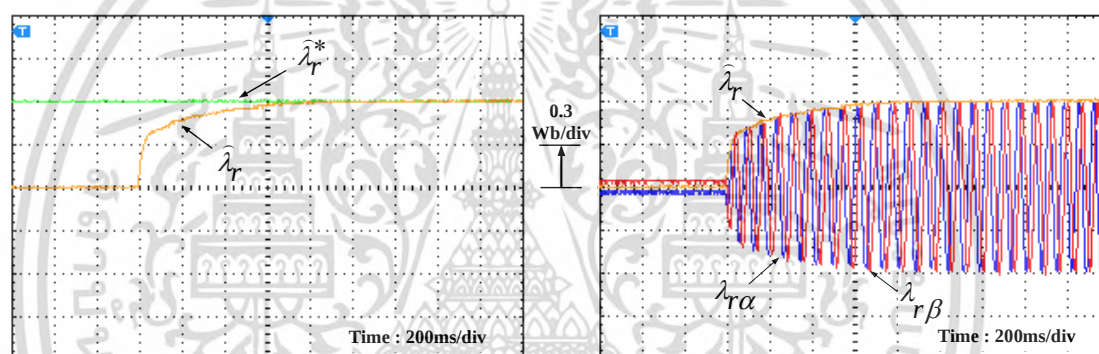
จากรูปที่ 6.8 แสดงผลตอบสนองทางพลวัตของระบบในคำสั่งเริ่มต้นการทำงานของมอเตอร์จาก 0 rpm เป็น 1500 rpm และในสถานะคำสั่งหยุดการทำงานของมอเตอร์จาก 1500 rpm เป็น 0 rpm โดยในสถานะแรกช่วงเวลาที่ 4 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 0 rpm เป็น 1500 rpm พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) หรือเวลาขาขึ้น (Rise time) ใช้เวลาเข้าสู่คำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 3 วินาที โดยมีค่าโอเวอร์ชูตน้อยกว่า 2% จากค่าคำสั่งความเร็ว สำหรับผลการตอบสนองของกระแสมอเตอร์ (i_{sA}) ในสถานะเริ่มต้นการทำงานมีขนาดเท่ากับ 12 A และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) มีค่าเท่ากับ 9 Nm. เมื่อความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่คำสั่งความเร็วที่ 1500 rpm แล้วกระแสของมอเตอร์จะมีขนาดที่ลดลงเท่ากับ 0.62 A ในขณะเดียวกันแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าลดลงเหลือประมาณ 0.7 Nm. ในสถานะที่สองในช่วงเวลาที่ 18 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วจาก 1500 rpm เป็น 0 rpm พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็วที่มอเตอร์หยุดนิ่งใช้เวลาเข้าสู่คำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 2.5 วินาที และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าในสถานะที่เปลี่ยนคำสั่งความเร็วนั้นมีค่าเท่ากับ -9 Nm. เมื่อความเร็วของมอเตอร์หยุดนิ่งเป็นศูนย์แล้วแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ 0 Nm.



ผลการคำนวณของฟลักซ์โรเตอร์ $\hat{\lambda}_r$

ผลการเปรียบเทียบ $\hat{\lambda}_r$ กับ $\lambda_{ra}, \lambda_{r\beta}$

(ก) ผลการจำลอง



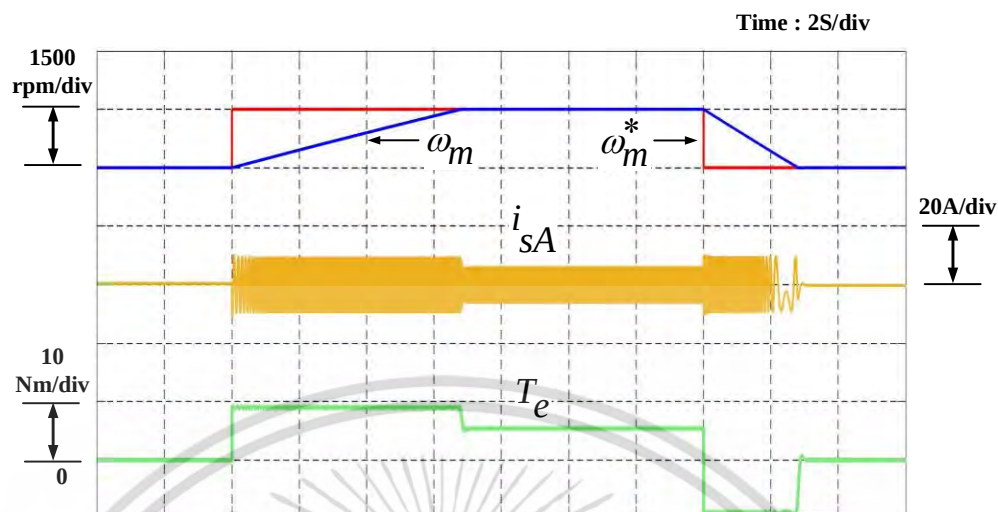
ผลการคำนวณของฟลักซ์โรเตอร์ $\hat{\lambda}_r$

ผลการเปรียบเทียบ $\hat{\lambda}_r$ กับ $\lambda_{ra}, \lambda_{r\beta}$

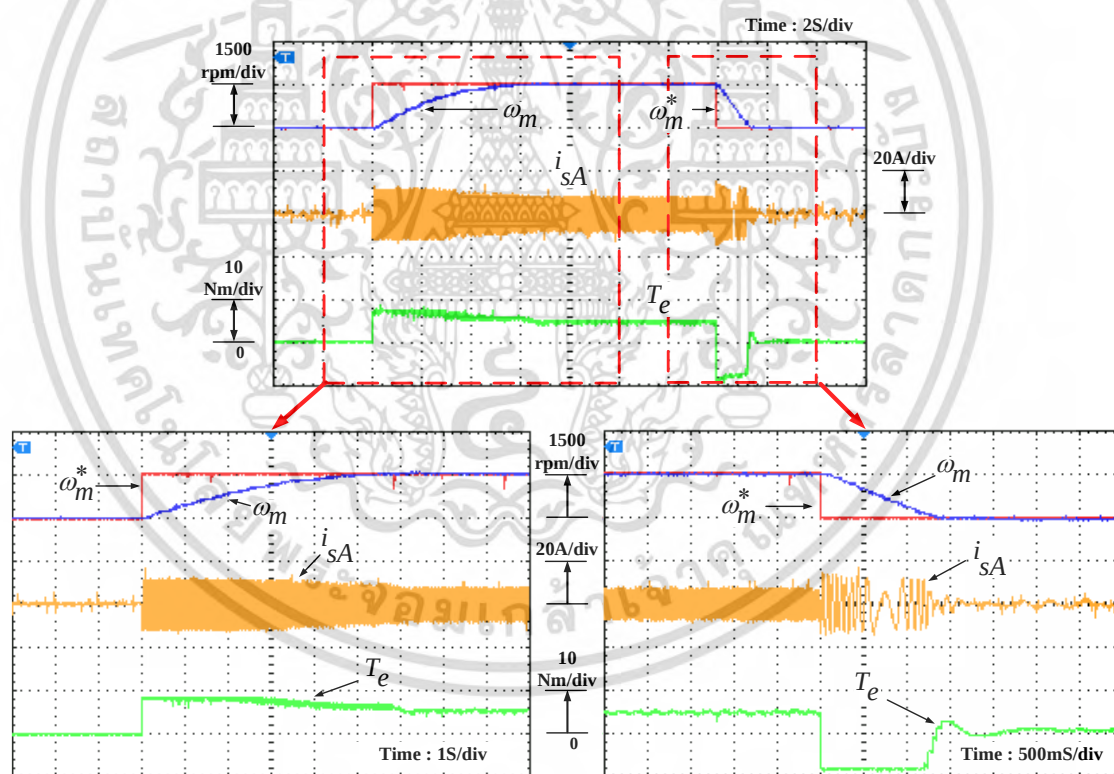
(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.9 ผลตอบสนองทางพลวัตของฟลักซ์โรเตอร์ในคำสั่งเริ่มการทำงานของมอเตอร์

จากรูปที่ 6.9 (ก) แสดงผลตอบสนองทางพลวัตของฟลักซ์โรเตอร์ ($\hat{\lambda}_r$) ที่คำนวณได้จากแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ในสภาวะคำสั่งเริ่มการทำงานของมอเตอร์ โดยพิจารณาต่อจากรูปที่ 6.8 ในสภาวะแรกที่คำสั่งเริ่มการทำงานจาก 0 rpm เป็น 1500 rpm เมื่อเทียบกับฟลักซ์โรเตอร์อ้างอิง ($\hat{\lambda}_r^*$) ที่มีขนาดเท่ากับ 0.6 Wb จะเห็นว่าฟลักซ์โรเตอร์ที่คำนวณได้ใช้เวลา 0.8 วินาทีเพื่อให้ค่าเท่ากับฟลักซ์โรเตอร์อ้างอิง ในส่วนของรูปที่ 6.12 (ข) เป็นผลตอบสนองทางพลวัตของฟลักซ์โรเตอร์ ($\hat{\lambda}_r$) เปรียบเทียบกับรูปคลื่นของฟลักซ์โรเตอร์ λ_{ra} และ $\lambda_{r\beta}$ เห็นได้ชัดเจนว่าผลตอบสนองของทั้งสองรูปคลื่นมีขนาดเท่ากับฟลักซ์โรเตอร์ ($\hat{\lambda}_r$) และใช้เวลาเท่ากันในการเข้าสู่สภาวะคงที่ (Steady-state) ที่ความเร็ว 1500 rpm



(ก) ผลการจำลอง

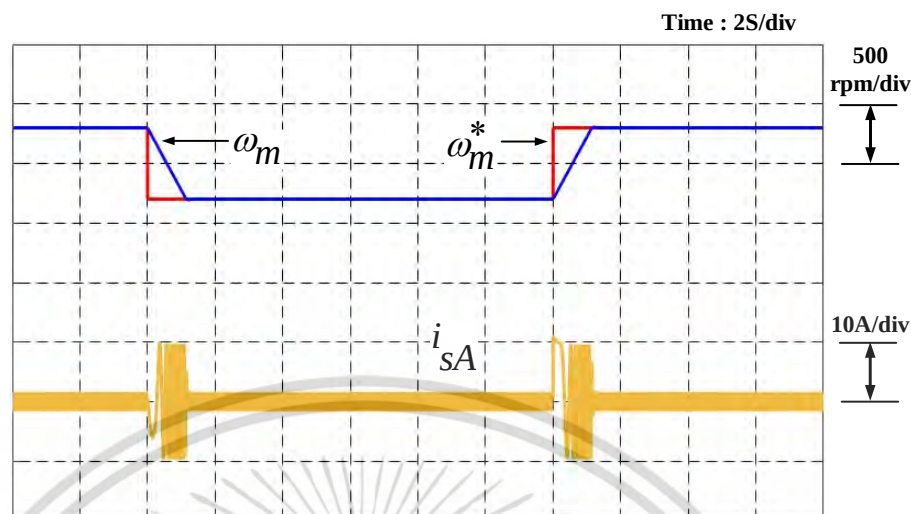


(ข) ผลการทดสอบ

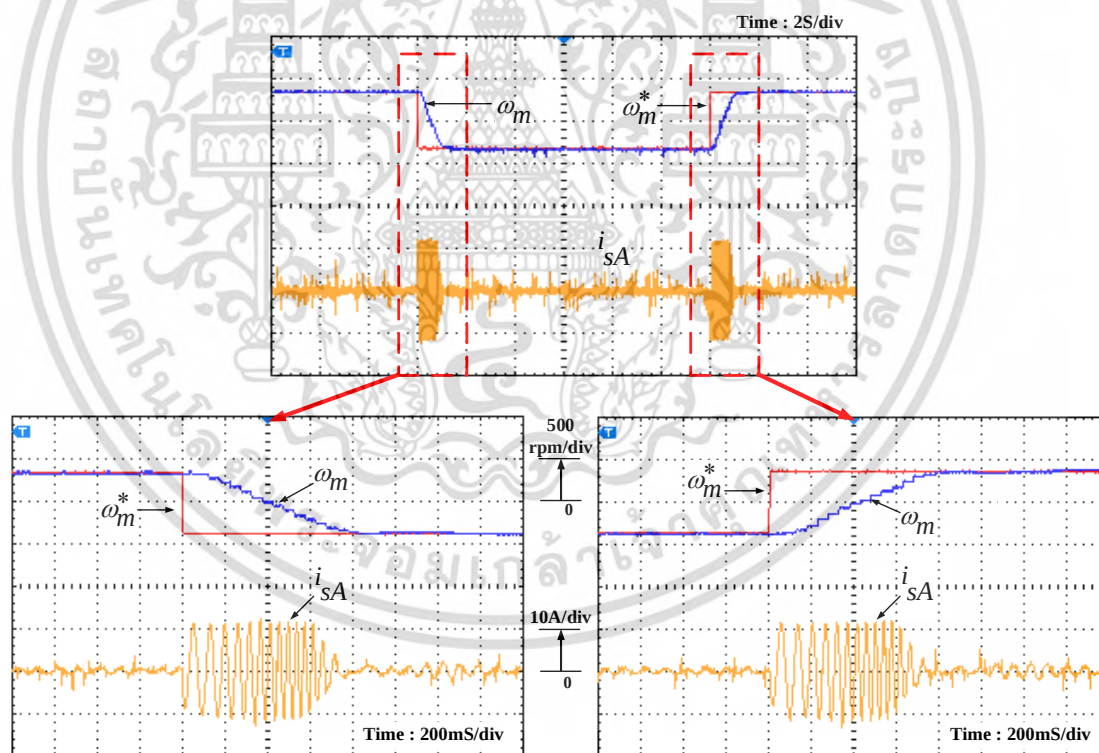
รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จาก 0 rpm → 1500 rpm → 0 rpm ในสถานะที่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกลที่ 4.5 Nm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.10 แสดงผลตอบสนองทางพลวัตของระบบในคำสั่งเริ่มต้นการทำงานของมอเตอร์ จาก 0 rpm เป็น 1500 rpm และคำสั่งหยุดการทำงานของมอเตอร์จาก 1500 rpm เป็น 0 rpm ในสถานะที่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกลที่ 4.5 Nm. ในช่วงเวลาที่ 4 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 0 rpm เป็น 1500 rpm พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) หรือเวลาขาขึ้น (Rise time) ใช้เวลาเข้าสู่คำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 5 วินาที สำหรับผลการตอบสนองของกระแสมอเตอร์ (i_{sA}) ในสถานะเริ่มต้นการทำงานมีขนาดเท่ากับ 12 A และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) มีค่าเท่ากับ 9 Nm. เมื่อความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่คำสั่งความเร็วที่ 1500 rpm แล้วกระแสของมอเตอร์จะมีขนาดที่ลดลงเหลือ 9 A ในขณะเดียวกันแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าลดลงเหลือประมาณ 4.5 Nm. และในช่วงเวลาที่ 18 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วจาก 1500 rpm เป็น 0 rpm เพื่อหยุดการทำงานของมอเตอร์ พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็วที่มอเตอร์หยุดนิ่ง ใช้เวลาเข้าสู่คำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 1.5 วินาที และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าในสถานะที่เปลี่ยนคำสั่งความเร็วนั้นมีค่าเท่ากับ -9 Nm. เมื่อความเร็วของมอเตอร์หยุดนิ่งเป็นศูนย์แล้วแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ 0 Nm.



(ก) ผลการจำลอง

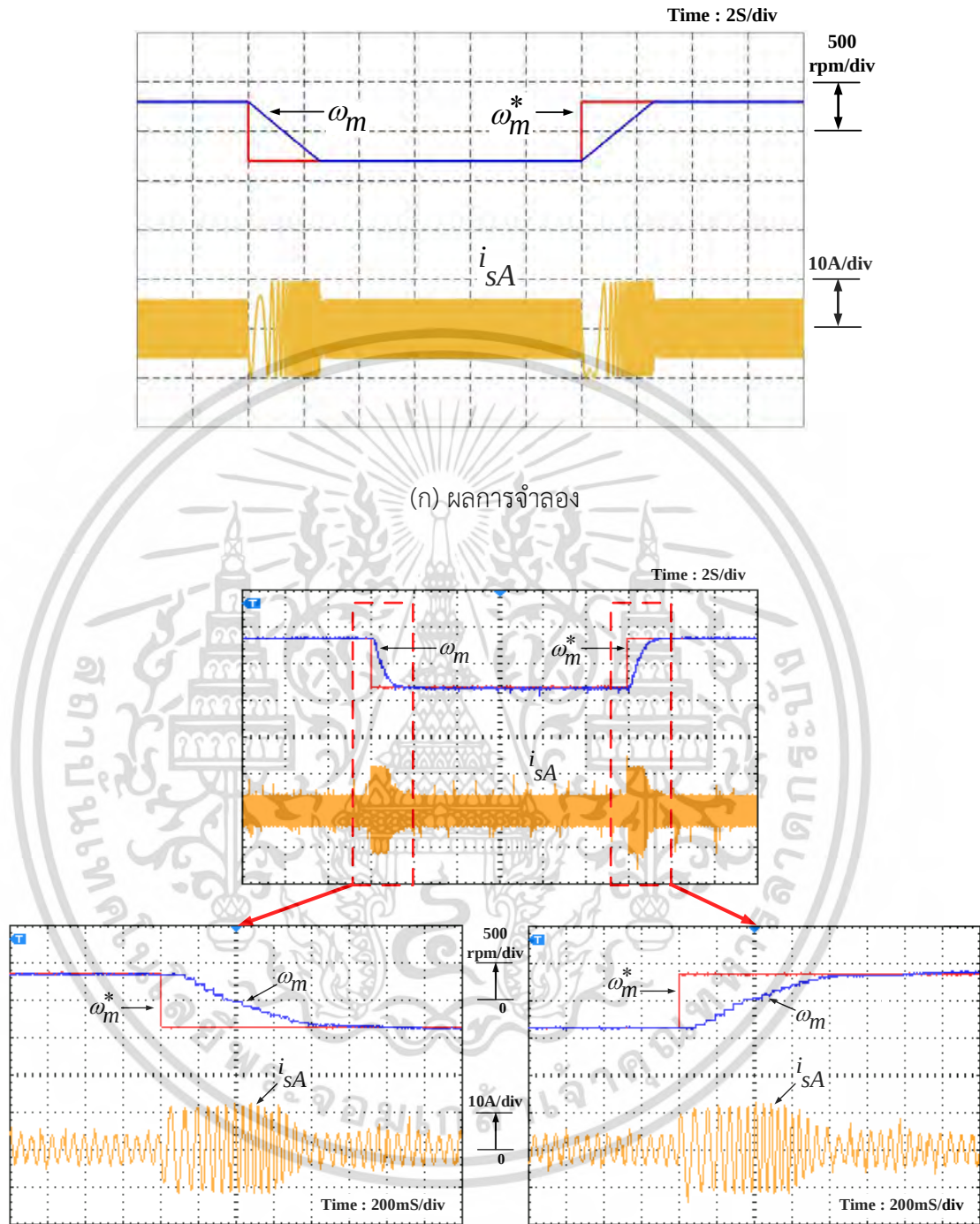


(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จาก 300 rpm $\rightarrow$ -300 rpm $\rightarrow$ 300 rpm โดยไม่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

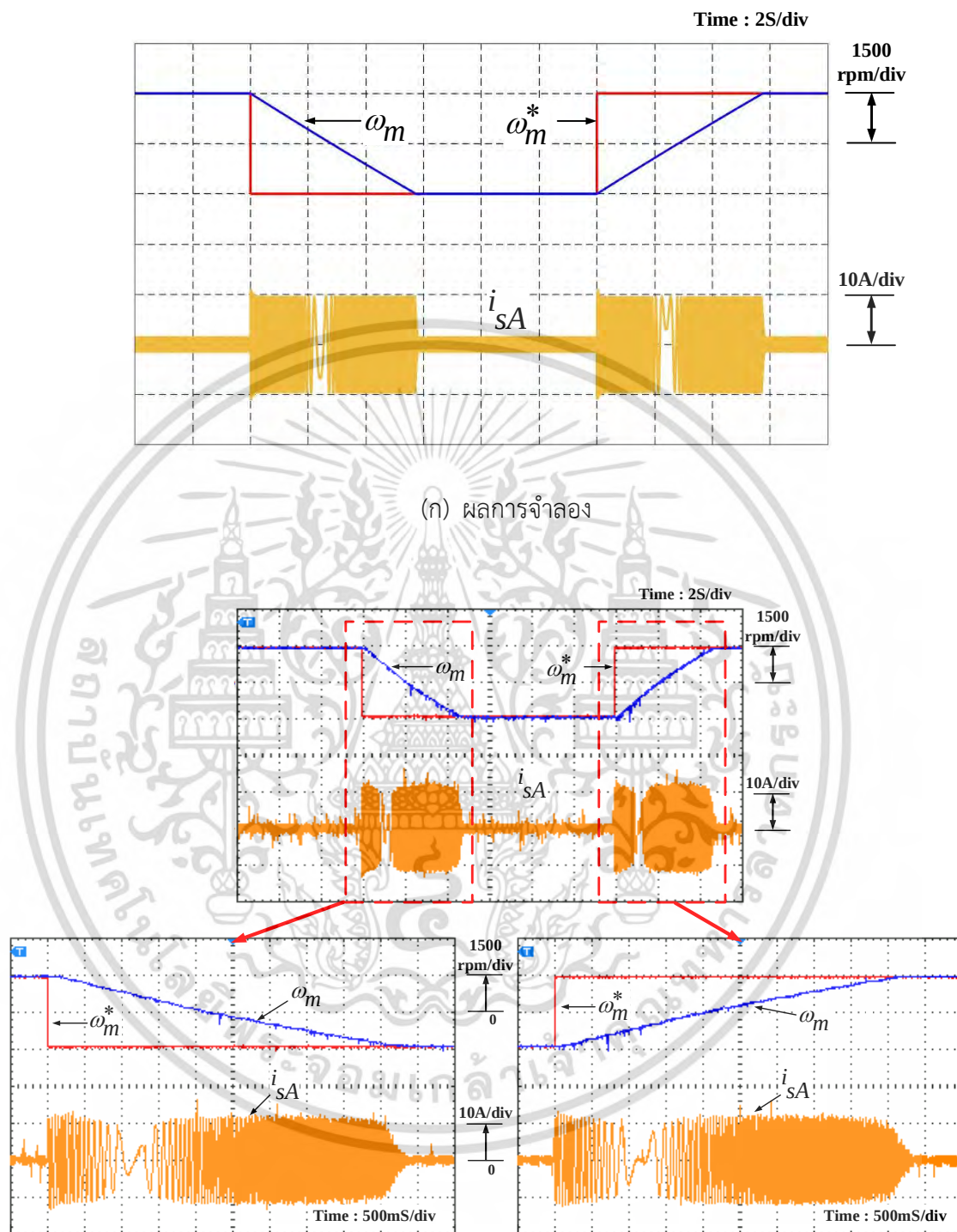
จากรูปที่ 6.11 แสดงผลตอบสนองทางพลวัตของระบบที่สภาวะกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ ในย่านความเร็วที่ต่ำ จากคำสั่งความเร็ว 300 rpm ไปยัง -300 rpm และจาก -300 rpm ไปยัง 300 rpm โดยไม่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล จากรูปในช่วงเวลาที่ 6 วินาที ได้ทำการเปลี่ยน คำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 300 rpm เป็น -300 rpm พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) ของมอเตอร์ใช้เวลาเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 0.8 วินาที โดยกระแส ของมอเตอร์ในช่วงความเร็วที่ 300 rpm ก่อนมีการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วมีค่าเท่ากับ 0.62 A และหลังมี การเปลี่ยนคำสั่งความเร็ว กระแสของมอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 12 A ซึ่งจะอยู่ที่ค่าดังกล่าวจนกระทั่ง ความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่คำสั่งความเร็วที่ตั้งไว้ กระแสจึงลดลงเหลือ 0.62 A เท่ากับสภาวะก่อนมีการ เปลี่ยนคำสั่งความเร็ว และในส่วนของสภาวะกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ที่ -300 rpm ไปยัง 300 rpm นั้นมีการเปลี่ยนแปลงคำสั่งความเร็วในช่วงเวลาที่ 18 วินาที จะเห็นได้ว่าพฤติกรรมของกระแสมี ลักษณะคล้ายกันกับสภาวะก่อนหน้านี้ และเช่นเดียวกันการใช้เวลาเข้าสู่คำสั่งความเร็วที่กำหนดใน สภาวะนี้ใช้เวลาประมาณ 0.8 วินาที ซึ่งค่อนข้างใกล้เคียงกับสภาวะก่อนหน้านี้



รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จาก 300 rpm $\rightarrow$ -300 rpm $\rightarrow$ 300 rpm ที่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล 4.5 Nm.

จากรูปที่ 6.12 แสดงผลตอบสนองทางพลวัตของระบบที่สภาวะกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ ในย่านความเร็วที่ต่ำ จากคำสั่งความเร็ว 300 rpm ไปยัง -300 rpm และจาก -300 rpm ไปยัง 300 rpm โดยมีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกลอยู่ 4.5 Nm. จากรูปในช่วงเวลาที่ 6 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 300 rpm เป็น -300 rpm พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) ของมอเตอร์ใช้เวลาเข้าสู่คำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 0.8 วินาที เช่นเดียวกันกับสภาวะการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วจาก -300 rpm เป็น 300 rpm ในช่วงเวลาที่ 18 วินาที พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็วซึ่งได้ค่าเวลาที่ค่อนข้างใกล้เคียงกับสภาวะก่อนหน้านี้ ส่วนกระแสของมอเตอร์ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 300 rpm และ -300 rpm มีค่าเท่ากับ 4 A และกระแสของมอเตอร์หลังมีการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วกระแสของมอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 12 A โดยจะลดลงกลับไปอยู่ที่ค่า 4 A ที่ช่วงความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่คำสั่งความเร็วที่ตั้งไว้





รูปที่ 6.13 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จาก 1500 rpm $\rightarrow$ -1500 rpm $\rightarrow$ 1500 rpm โดยไม่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล

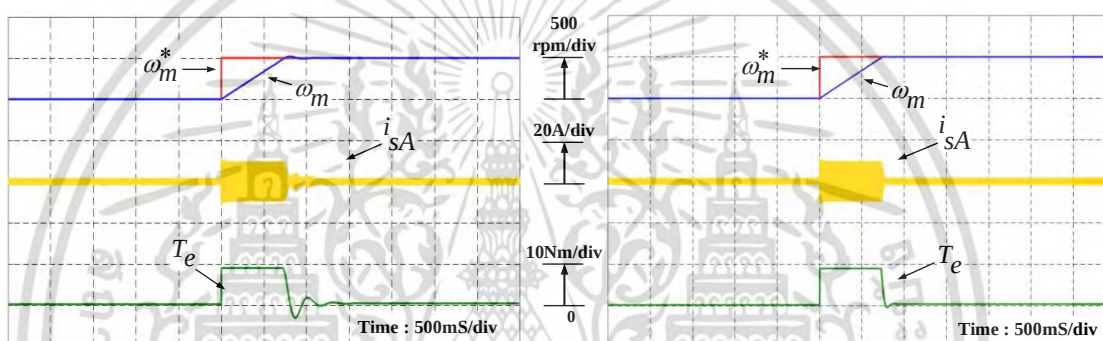
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.13 แสดงผลตอบสนองทางพลวัตของระบบที่สภาวะกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ ในย่านความเร็วที่สูง จากคำสั่งความเร็ว 1500 rpm ไปยัง -1500 rpm และจาก -1500 rpm ไปยัง 1500 rpm โดยไม่มีการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล จากรูปในช่วงเวลาที่ 6 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 1500 rpm เป็น -1500 rpm พบว่าผลการตอบสนอง คำสั่งความเร็ว (ω_m) ของมอเตอร์ใช้เวลาเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 4.5 วินาที จากนั้นในช่วงเวลาที่ 18 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนแปลงคำสั่งความเร็วจาก -1500 rpm ไปยัง 1500 rpm โดยใช้เวลาเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็วใกล้เคียงกันกับการทดสอบในสภาวะแรก



6.4 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วในช่วงแคบ

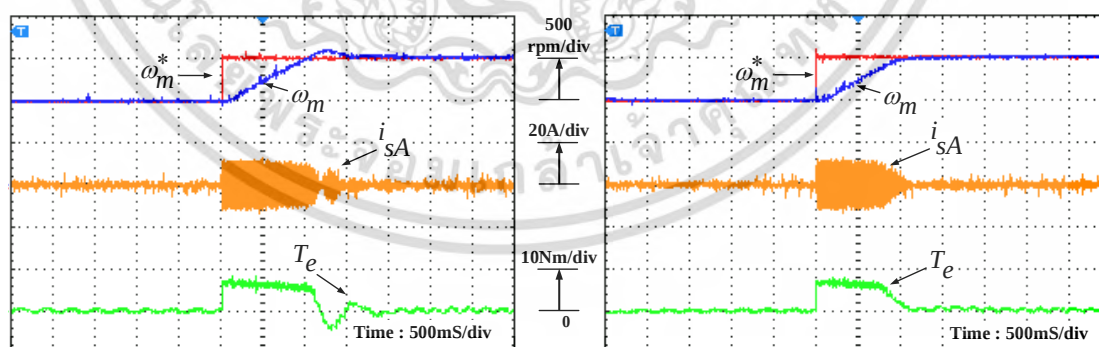
ในหัวข้อนี้คือผลทดสอบการทำงานของระบบในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) ในช่วงแคบ โดยเงื่อนไขการทดสอบของระบบในหัวข้อนี้จะประกอบไปด้วย การเปลี่ยนคำสั่งความเร็วจาก 1000 rpm ไป 1500 rpm ดังรูปภาพที่ 6.14 การเปลี่ยนคำสั่งความเร็วจาก 300 rpm ไป 500 rpm แล้วเปลี่ยนคำสั่งกลับไปที่ 300 rpm ดังรูปภาพที่ 6.15 และเงื่อนไขการทดสอบสุดท้ายคือการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วจาก 1500 rpm ไป 750 rpm แล้วเปลี่ยนคำสั่งกลับไปที่ 1500 rpm ดังรูปภาพที่ 6.16 โดยผลการทดสอบทั้ง 3 เงื่อนไขถูกเปรียบเทียบกับผลการทดสอบ ที่ได้จากระบบควบคุมแบบดั้งเดิม (ตัวควบคุม PI) เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองของระบบที่ได้ออกแบบขึ้น



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

(ก) ผลการจำลอง



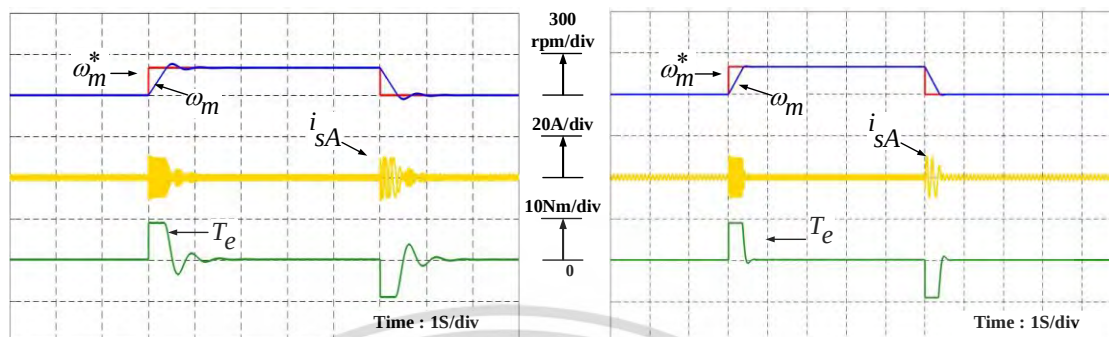
ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.14 ผลตอบสนองของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 1000 rpm $\rightarrow$ 1500 rpm

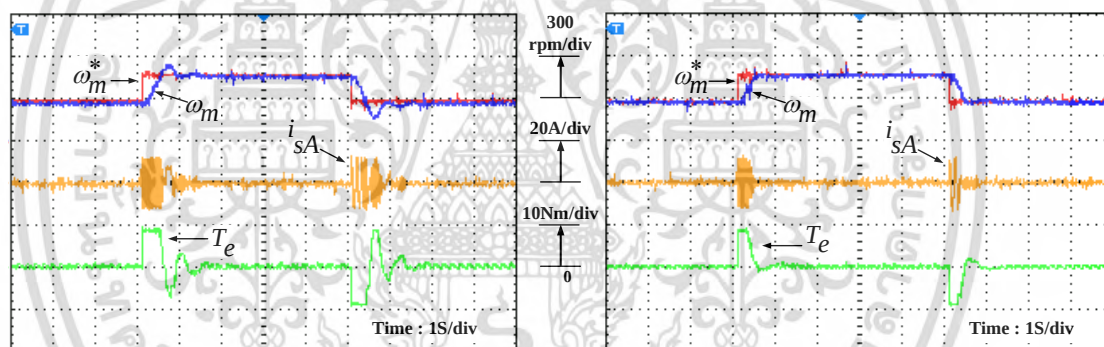
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ก) ผลการจำลอง



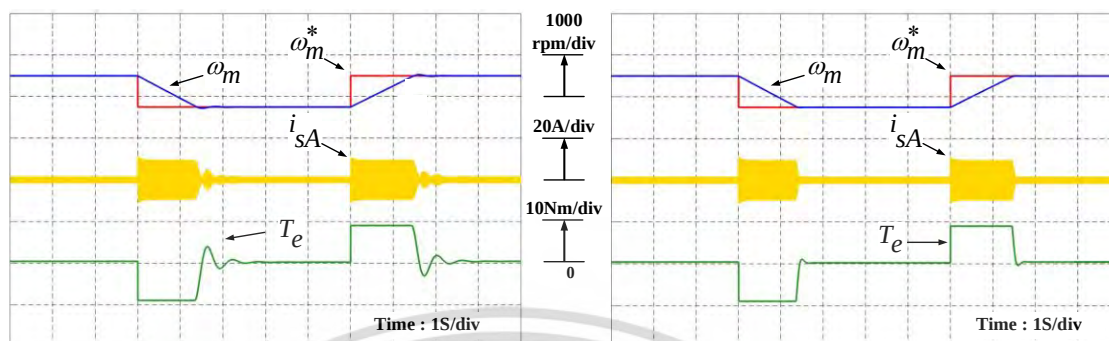
ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.15 ผลตอบสนองของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 300 rpm → 500 rpm → 300 rpm

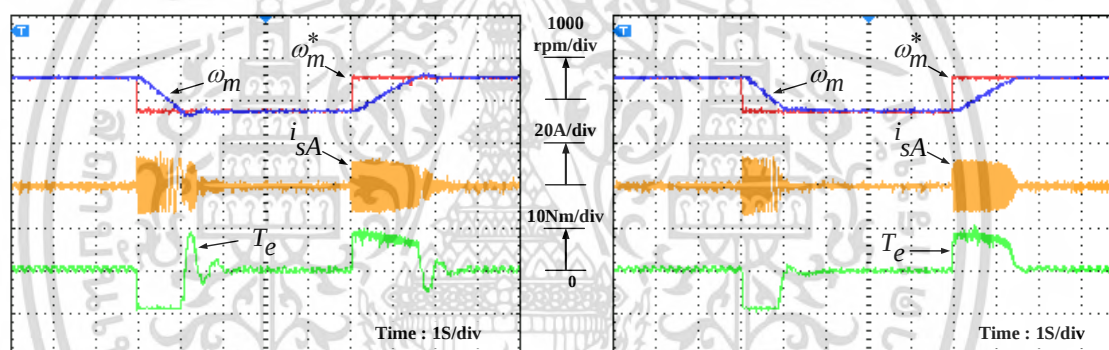
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ก) ผลการจำลอง



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ข) ผลการทดสอบ

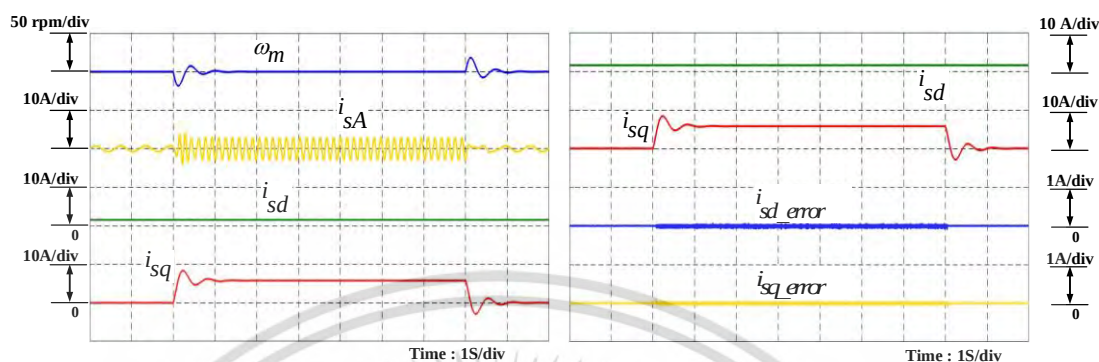
รูปที่ 6.16 ผลตอบสนองของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 1500 rpm → 750 rpm → 1500 rpm

รูปที่ 6.14 (ข) แสดงผลการตอบสนองขณะเปลี่ยนความเร็ว (ω_m^*) จาก 1000 rpm ไป 1500 rpm ของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก พบว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) ของมอเตอร์ใช้เวลาเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 1 วินาที ส่วนรูปที่ 6.15 ผลการตอบสนองที่ได้จากระบบควบคุมแบบ PI เห็นได้ชัดว่าการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วของระบบใช้เวลานานกว่าระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกและยังเกิดค่าโอเวอร์ชูตของสัญญาณขึ้นไปถึงประมาณ 1600 rpm ก่อนเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็วใช้เวลาประมาณ 1.5 วินาที ซึ่งช้ากว่าระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกที่นำเสนอ

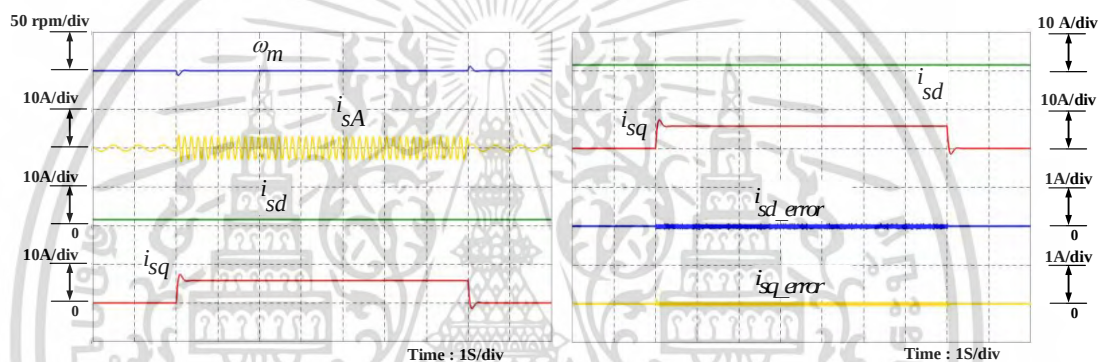
รูปที่ 6.15 แสดงผลการตอบสนองขณะเปลี่ยนคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 300 rpm ไป 500 rpm แล้วเปลี่ยนคำสั่งกลับไป 300 rpm ของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก ในรูปที่ 6.15 ของผลการตอบสนองที่ได้จากระบบควบคุมแบบ PI จากรูปจะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) ของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกใช้เวลาเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 0.5 วินาที และผลการตอบสนองที่ได้จากระบบควบคุมแบบ PI ใช้เวลาประมาณ 1 วินาที ในส่วนของผลการตอบสนองของแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ในช่วงการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วจาก 300 rpm ไป 500 rpm แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าเพิ่มขึ้นจาก 0.7 Nm. เป็นค่าสูงสุดของระบบควบคุมที่มีการลิมิตไว้ โดยเป็นการลิมิตค่าการควบคุมกระแสบนแกน (i_{sq}^*) ซึ่งเป็นกระแสอ้างอิงสำหรับสร้างแรงบิดให้กับมอเตอร์ โดยมีค่าสูงสุดเท่ากับ 9 Nm. จนกว่าความเร็วจะเข้าสู่ค่าคำสั่งที่ 500 rpm แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าจึงจะลดลงเหลือ 0.7 Nm. และในสภาวะการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วกลับไป 300 rpm ระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกใช้เวลาเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 0.5 วินาที และผลการตอบสนองที่ได้จากระบบควบคุมแบบ PI ใช้เวลาประมาณ 1.2 วินาที โดยแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าในช่วงคำสั่งความเร็วนี้ แรงบิดจะเปลี่ยนจาก 0.7 Nm. เป็น -9 Nm. เมื่อความเร็วเข้าสู่ค่าคำสั่งที่ 300 rpm แล้วแรงบิดจึงจะลดลงเหลือ -0.7 Nm. ผลทดสอบในสภาวะนี้ของระบบควบคุมแบบ PI เมื่อเปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิก ที่นำเสนอจะมีการกระเพื่อมของแรงบิดค่อนข้างสูงและใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวนานกว่าระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกอย่างเห็นได้ชัด

รูปที่ 6.16 แสดงผลการตอบสนองขณะเปลี่ยนคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 1500 rpm ไป 750 rpm แล้วเปลี่ยนคำสั่งกลับไป 1500 rpm ของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกและระบบควบคุมแบบ PI จากรูปในช่วงเวลาที่ 3 วินาที ได้มีการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วอ้างอิง 1500 rpm ไป 750 rpm จะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) ของระบบควบคุมแบบฟัซซีลอจิกใช้เวลาเข้าสู่ค่าคำสั่งความเร็ว (Settling time) ประมาณ 1 วินาที โดยให้ผลการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วที่เร็วกว่าระบบควบคุมแบบ PI ซึ่งใช้เวลาประมาณ 2 วินาที ในการเข้าสู่คำสั่งความเร็วอ้างอิง และที่ช่วงเวลา 8 วินาที ได้ทำการเปลี่ยนคำสั่งความเร็วอ้างอิงจาก 750 rpm ไป 1500 rpm ผลการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วที่ได้มีค่าเวลาใกล้เคียงกับการทดสอบในสภาวะแรก

6.5 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

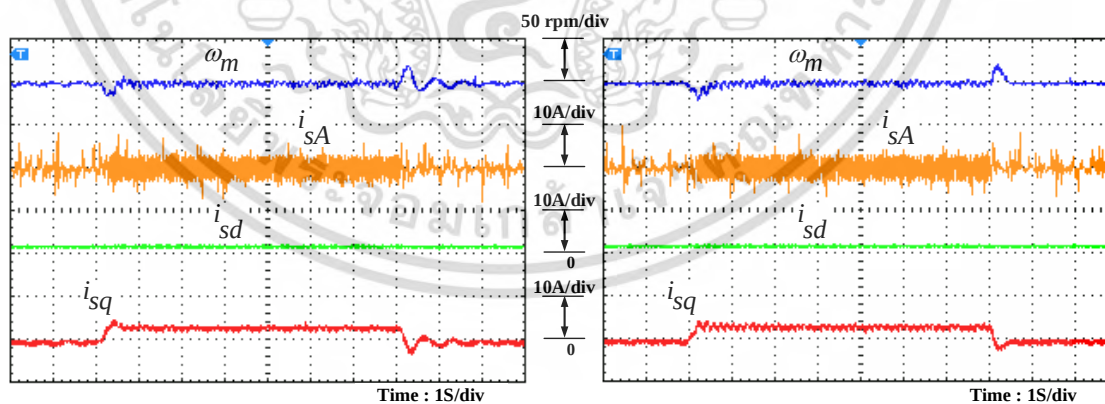


ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ก) ผลการจำลอง



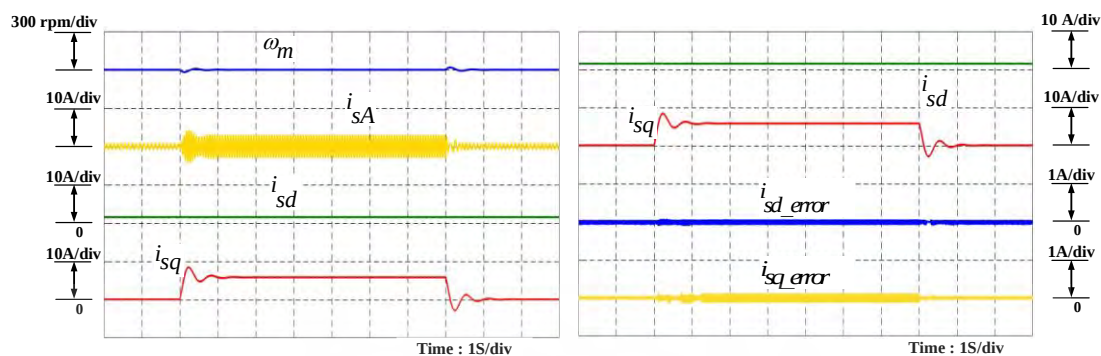
ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

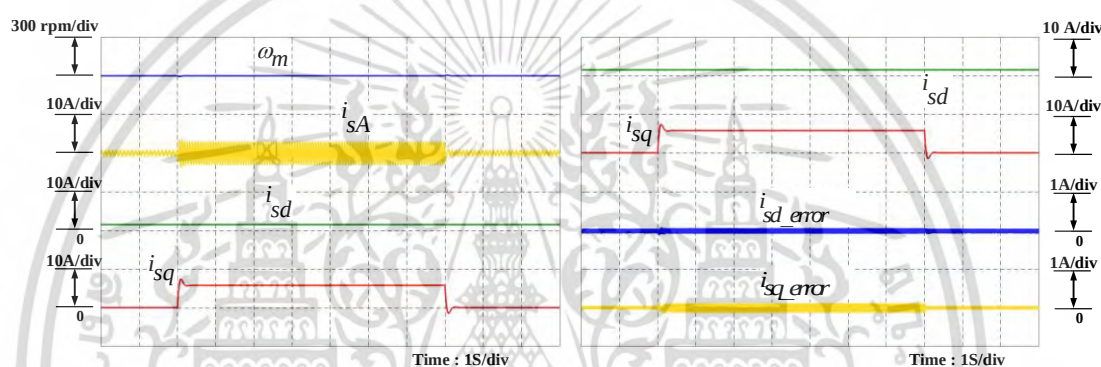
(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.17 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 Nm. และปลดโหลดอย่างทันทีทันใดที่ค่าสั่งความเร็ว 50 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

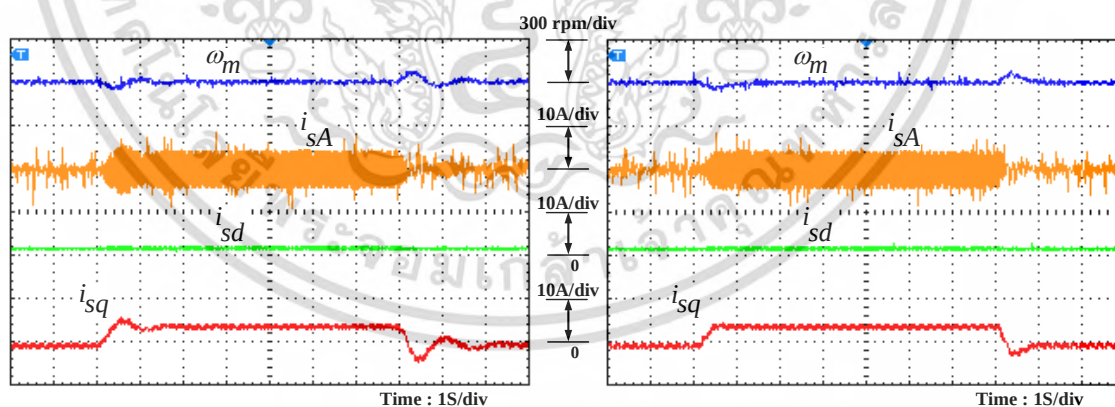


ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ก) ผลการจำลอง



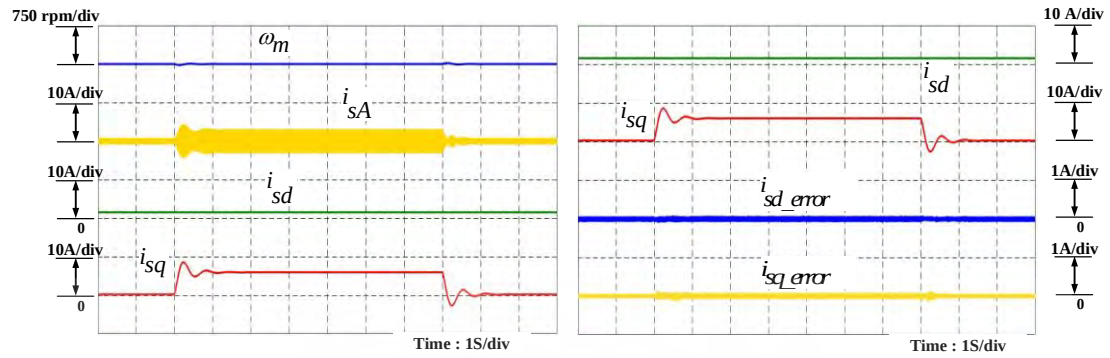
ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

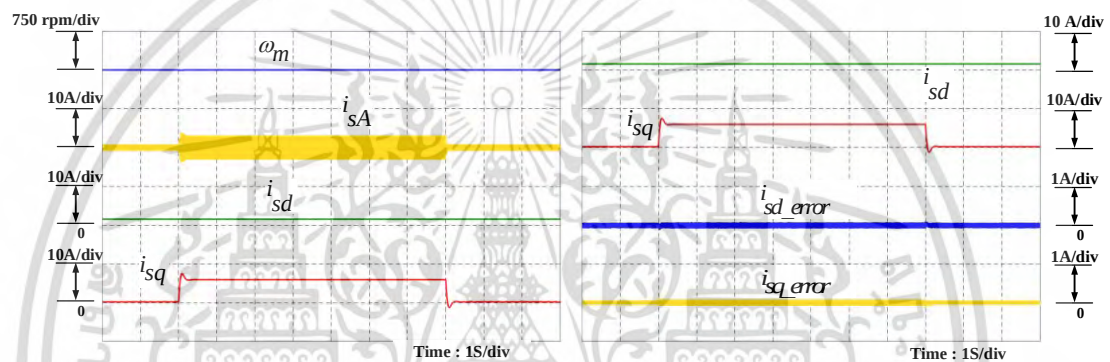
(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.18 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 Nm. และปลดโหลดอย่างทันทีทันใดที่ค่าสั่งความเร็ว 300 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

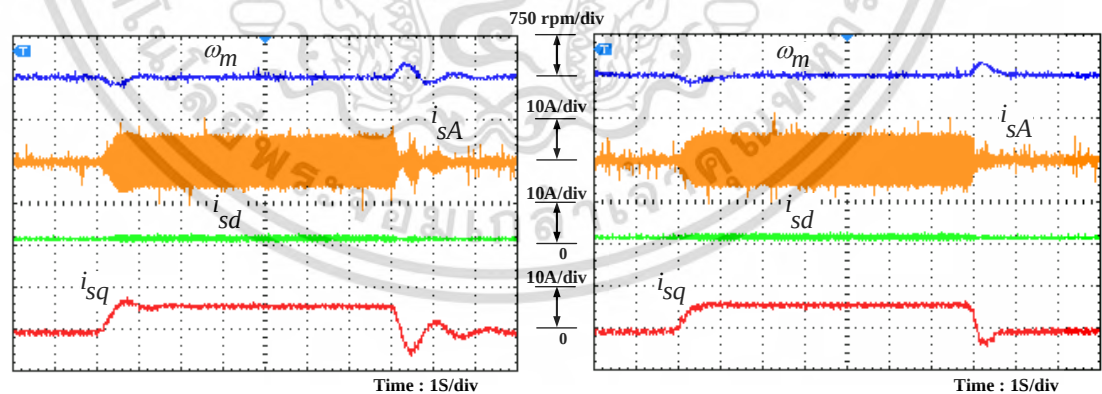


ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ก) ผลการจำลอง



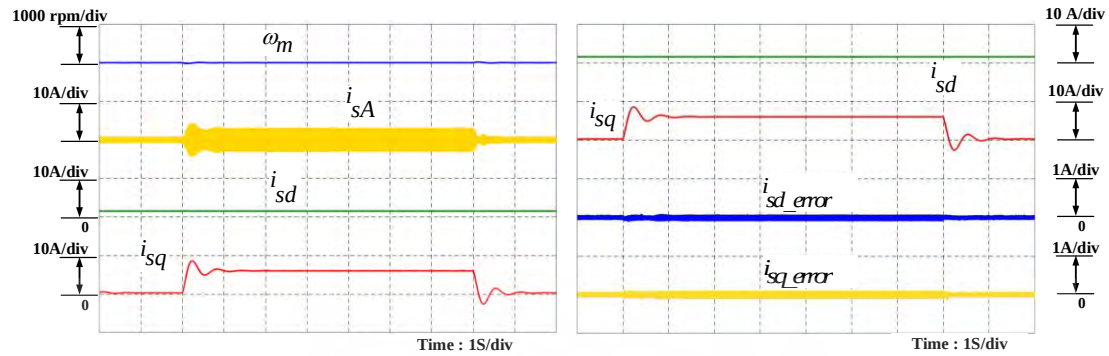
ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

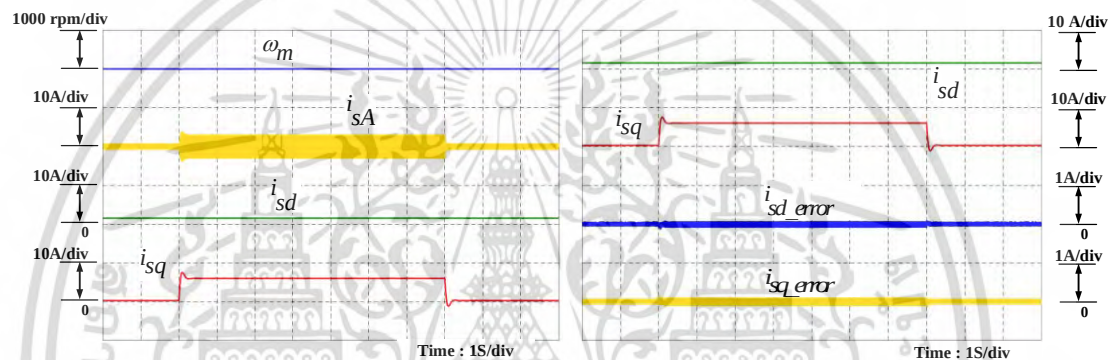
(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.19 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 Nm. และปลดโหลดอย่างทันทีทันใดที่ค่าสั่งความเร็ว 750 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

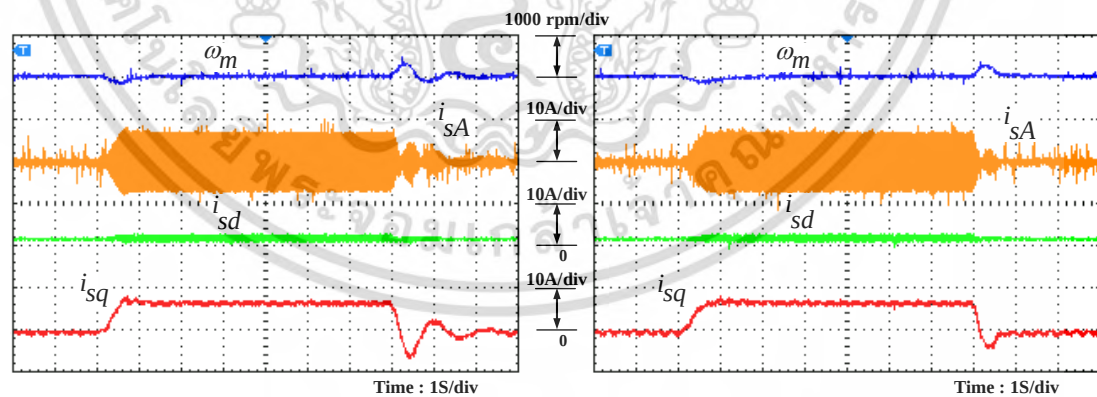


ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ก) ผลการจำลอง

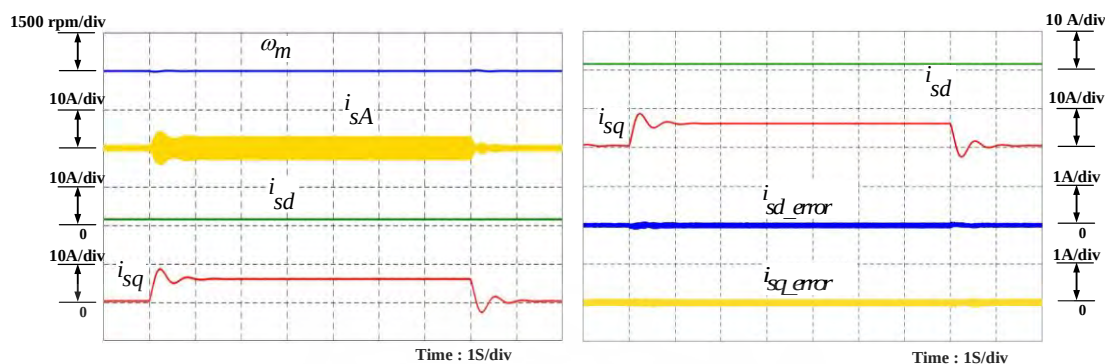


ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

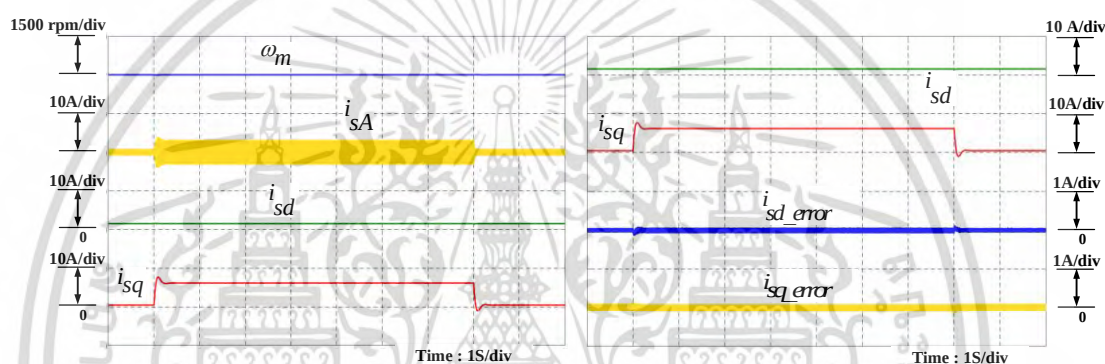
ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก

(ข) ผลการทดสอบ

รูปที่ 6.20 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 Nm. และปลดโหลดอย่างทันทีทันใดที่ค่าสั่งความเร็ว 1000 rpm

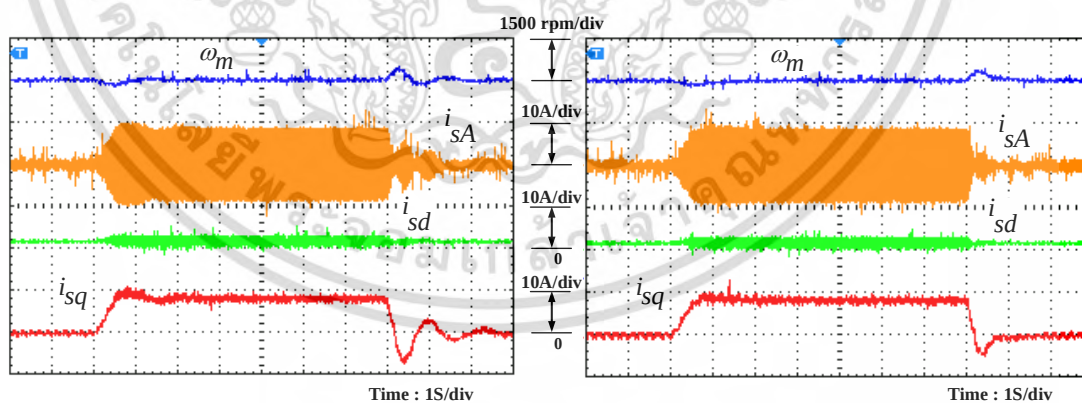


ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิก

(ก) ผลการจำลอง



ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ PI

ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบฟuzzyลอจิก

(ข) ผลการทดสอบ

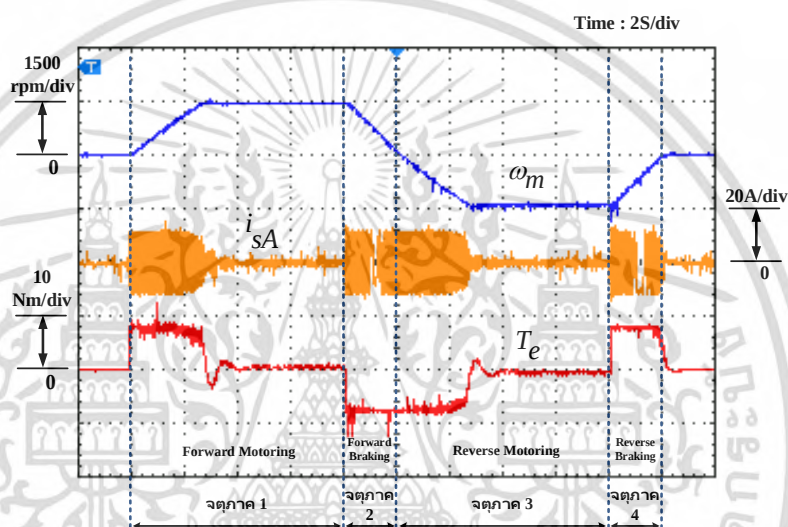
รูปที่ 6.21 ผลตอบสนองของระบบขณะเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 Nm. และปลดโหลดอย่างทันทีทันใดที่คำสั่งความเร็ว 1500 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

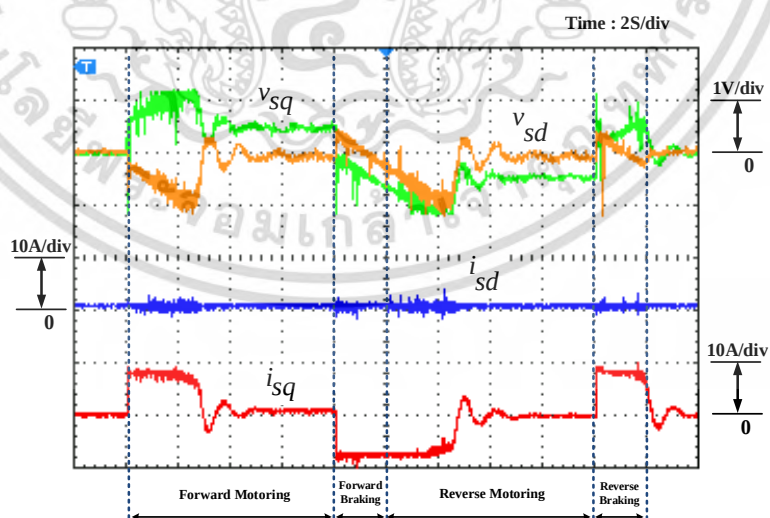
ในหัวข้อนี้คือผลทดสอบการทำงานของระบบในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้น ในคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) ที่ 50, 300, 750, 1000 และ 1500 rpm ตามลำดับ โดยการเพิ่มภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 Nm. ให้กับมอเตอร์และปลดโหลดอย่างทันทีทันใด ผลการทดสอบของระบบในหัวข้อนี้ถูกเปรียบเทียบกับผลการทดสอบที่ได้จากระบบควบคุมแบบ PI จากรูปที่ 6.17 – 6.21 ตัวแปรของสัญญาณจะประกอบไปด้วย ผลการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) ผลการตอบสนองของกระแสมอเตอร์ (i_{sA}) แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) และกระแสบนแกนหมุนเชิงโครนัส i_{sq} ในรูปที่ 6.17 ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ค่าความเร็วที่ต่ำที่สุดในการทดสอบระบบ 50 rpm. โดยระบบนั้นยังคงสามารถทำงานได้ ค่าการเข้าสู่การกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ความเร็วอ้างอิง ในช่วงที่การเพิ่มภาระโหลดทางกลที่ช่วงเวลา 2 วินาที ตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก ใช้เวลาประมาณ 0.5 วินาที โดยใกล้เคียงกันกับผลที่ได้จาก PI และเมื่อทำการปลดการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกลที่ช่วงเวลา 18 วินาที ตัวควบคุมใช้เวลาในการกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวค่าประมาณ 0.5 วินาที โดยในส่วนของตัวควบคุมแบบ PI ใช้เวลาประมาณ 2 วินาที

6.6 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อการทำงานทั้ง 4 จตุภาค

ในหัวข้อนี้คือผลทดสอบการทำงานของระบบทั้ง 4 จตุภาคในการทดสอบผู้วิจัยได้ป้อนคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) จาก 0 rpm เป็น 1500 rpm ในช่วงเวลาที่ 2 วินาที แล้วทำการสั่งการเปลี่ยนความเร็วจาก 1500 rpm ให้กลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ เป็น -1500 rpm ในช่วงเวลาที่ 12 วินาที จากนั้นได้ทำการสั่งให้มอเตอร์หยุดการทำงาน โดยสั่งให้ความเร็วอ้างอิงเป็น 0 rpm ในช่วงเวลาที่ 22 วินาที ผลการทดสอบของระบบในหัวข้อนี้ถูกเปรียบเทียบกับผลการทดสอบที่ได้จากระบบควบคุมแบบ PI โดยสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 6.22 และ 6.23



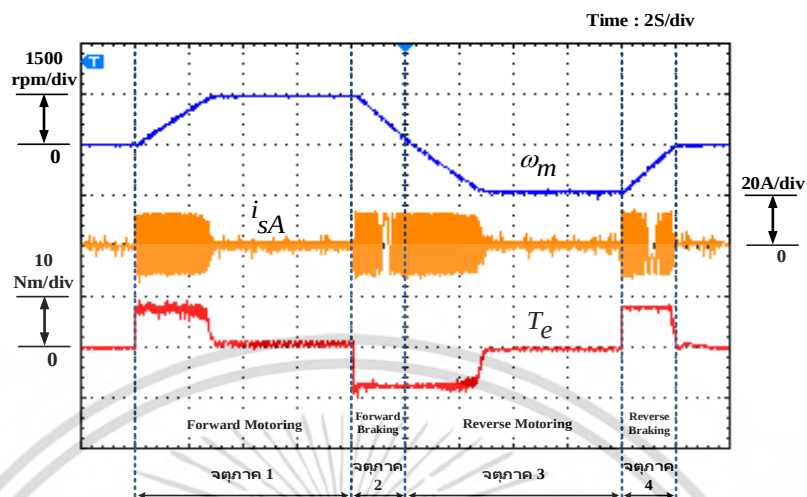
(ก) สัญญาณที่อยู่ในส่วนของระบบควบคุมความเร็วแบบ PI



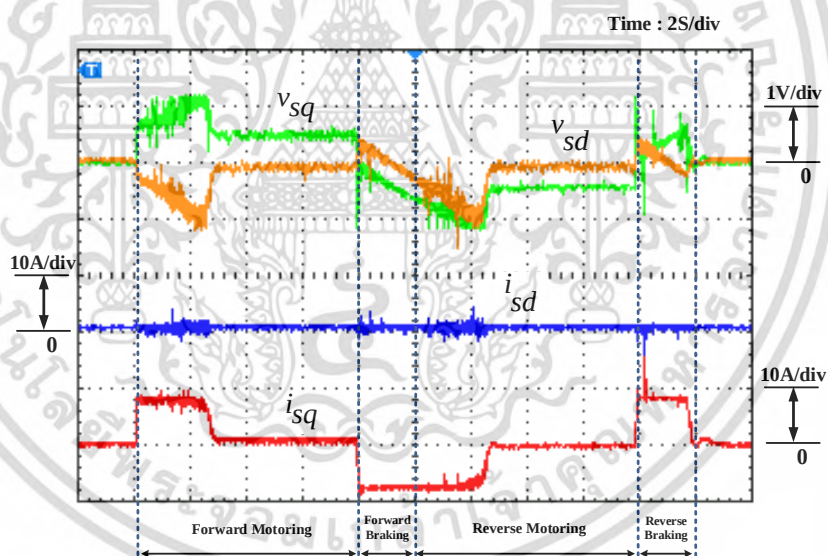
(ข) สัญญาณที่อยู่ในส่วนของระบบควบคุมกระแสแบบ PI

รูปที่ 6.22 การทำงานทั้ง 4 จตุภาคของระบบควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณที่อยู่ในส่วนของระบบควบคุมความเร็วแบบฟิชชีลอจิก



(ข) สัญญาณที่อยู่ในส่วนของระบบควบคุมกระแสแบบฟิชชีลอจิก

รูปที่ 6.23 การทำงานทั้ง 4 จุดภาคของระบบควบคุมแบบฟิชชีลอจิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่อยู่ในส่วนของระบบควบคุมความเร็วแบบ PI และแบบฟuzzyลอจิก จากรูปที่ 6.22 (ก) และ 6.23 (ก) จะประกอบไปด้วย ผลการตอบสนองค่าสั่งความเร็ว (ω_m) ผลการตอบสนองของ กระแสมอเตอร์ (i_{sA}) และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ในส่วนของรูปที่ 6.22 (ข) และ 6.23 (ข) พฤติกรรมสัญญาณที่อยู่ในส่วนของระบบควบคุมกระแสแบบ PI และแบบฟuzzyลอจิก จะประกอบไปด้วยสัญญาณกระแสบนแกนหมุนเชิงโคโรนัส (i_{sd}, i_{sq}) และสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากตัวควบคุมในรูปของ กระแส นั่นคือ (V_{sd}, V_{sq}) ในส่วนของสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากตัวควบคุมในรูปของกระแสอาจกล่าวได้ อีกอย่างว่า สัญญาณในส่วนของการควบคุมกระแสในการสร้างแรงบิด V_{sd} และสัญญาณในส่วนของการควบคุมกระแสในการสร้างฟลักซ์ V_{sq} สัญญาณทั้งสองนี้จะถูกควบคุมอิสระต่อกัน



บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้นำเสนอระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคการควบคุมแบบฟuzzyลอจิก ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง จากการออกแบบและทดสอบผลการตอบสนองของระบบทั้งในสภาวะอยู่ตัวและสภาวะชั่วครู่ สามารถสรุปได้ดังนี้

1. การทดสอบในส่วนของการประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ โดยแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ของการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงที่นำเสนอ พบว่าระบบสามารถทำงานได้ที่ความถี่ต่ำสุดคือ 5 Hz ซึ่งการทดสอบในส่วนนี้ ความถี่ที่ 2 Hz นั้นระบบเกิดการคำนวณฟลักซ์โรเตอร์ผิดพลาดได้ โดยสาเหตุเกิดจากสองปัจจัยหลัก คือหนึ่งการที่ความถี่ต่ำจะส่งผลให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่ำตามดั่งนั้น ค่าสัญญาณแรงดันที่ถูกนำมาคำนวณอาจมีลักษณะรูปคลื่นที่ไม่สมบูรณ์ จึงก่อให้เกิดการคำนวณที่ผิดพลาดได้ ปัจจัยที่สองคือการประมวลผลในวิทยานิพนธ์ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28379D ในการประมวลผลของระบบรวมถึงการประมาณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ในส่วนนี้ด้วย ซึ่งปัญหาของไมโครคอนโทรลเลอร์นี้ คือไม่สามารถรับสัญญาณที่เป็นฝั่งลบได้ ดังนั้นหากต้องการนำเอาสัญญาณแรงดันสเตเตอร์และกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์มาทำการคำนวณ สัญญาณดังกล่าวจะต้องผ่านวงจรยกระดับสัญญาณให้สัญญาณที่เป็นฝั่งลบขึ้นให้เป็นฝั่งบวกก่อนถึงจะสามารถส่งเข้าไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ และหากวงจรมีค่าความคลาดเคลื่อนแล้วรวมถึงปัจจัยแรกที่สัญญาณมีลักษณะรูปคลื่นที่ไม่สมบูรณ์ด้วยแล้ว อาจทำการยกระดับสัญญาณเพื่อเข้าบอร์ดเกิดความผิดพลาดได้ และเมื่อเกิดความผิดพลาดแล้วหากนำสมการ (4.27) และ (4.28) สมการที่ใช้คำนวณหาฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ จากการอินทิเกรตแรงดันไฟฟ้าด้านกลับแล้ว แน่นอนว่าเกิดปัญหาของสัญญาณที่เรียกว่า dc-offset แน่นอน

2. การประมาณค่าของฟลักซ์โรเตอร์ โดยแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ของการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงที่ความถี่สูง 50 Hz ระบบสามารถคำนวณได้อย่างถูกต้อง

3. ชุดทดสอบที่ได้ทำการสร้างขึ้นสามารถทำงานร่วมกับการเขียนระบบควบคุมโดยใช้การประมวลผลประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28379D ได้

4. ผลการทดสอบการทำงานในส่วนของการควบคุมความเร็วรอบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบฟuzzyลอจิก ในสภาวะเริ่มต้นการทำงานและหยุดการทำงาน รวมถึงสภาวะที่กลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ที่ความเร็วต่ำและความเร็วสูง ทั้งแบบมีการโหลดและแบบไม่มีการโหลดแล้ว เมื่อเทียบกับ

การจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink สัญญาณที่ได้มีความสอดคล้องกันและค่าความเร็วของมอเตอร์นั้นสามารถเข้าความเร็วอ้างอิงได้ แสดงให้เห็นว่าระบบประมวลผลของฟัซซีลอจิกแบบ Mamdani ที่ใช้การวิเคราะห์การออกแบบกฎของระบบควบคุมด้วยการพิจารณาผลตอบสนองอินพุตแบบขั้นของระบบสามารถควบคุมการทำงานของระบบที่น่าเสนอได้

5. ผลการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วในช่วงแคบของตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก เมื่อเทียบกับตัวควบคุมแบบดั้งเดิม PI พบว่าระบบควบคุมแบบฟัซซีที่น่าเสนอให้ผลการตอบสนองที่เร็วกว่าอย่างเห็นได้ชัด อาทิเช่นผลตอบสนองของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 1000 rpm $\rightarrow$ 1500 rpm ตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกที่น่าเสนอสามารถเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงได้เร็วกว่าแบบดั้งเดิม PI ประมาณ 0.5 วินาที โดยสัญญาณการตอบสนองคำสั่งความเร็ว (ω_m) ในส่วนของตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกที่ทดสอบได้มีค่าโอเวอร์ชูตไม่ถึง 1.5% จากค่าคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) ที่กำหนดโดยที่ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม PI นั้นมีค่าโอเวอร์ชูตขึ้นไปถึง 7.5% จากค่าคำสั่งความเร็ว (ω_m^*)

6. ในสภาวะการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ระบบควบคุมแบบฟัซซีสามารถทำงานได้ด้วยความเร็วรอบต่ำสุดคือ 50 rpm. โดยเมื่อเทียบกับระบบควบคุมแบบดั้งเดิม PI แล้วการควบคุมระบบแบบฟัซซีลอจิกนั้นสามารถให้ผลการตอบสนองที่เร็วกว่า ในช่วงของการปลดการเชื่อมต่อภาระโหลดทางกล ตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกใช้เวลาในการกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.5 วินาที โดยในส่วนของตัวควบคุมแบบ PI ใช้เวลาประมาณ 2 วินาที

7. การทำงานของระบบทั้ง 4 จตุภาค ที่อธิบายถึงการทำงานของระบบควบคุมความเร็วและระบบควบคุมกระแสแบบฟัซซีลอจิกที่ได้ทำการออกแบบ สามารถทำงานได้ทั้ง 4 จตุภาค โดยผลการทดสอบที่ได้นั้น เห็นได้ชัดว่ามีเสถียรภาพของระบบมากกว่าระบบควบคุมแบบดั้งเดิม PI

8. จากการทดสอบการทำงานในสภาวะการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ภาระโหลดทางกลขนาด 4.5 Nm. ของความเร็วรอบต่างๆ พบว่าระบบที่ทำการออกแบบ สามารถทำงานได้ดีที่สุดในย่านทดสอบที่ความเร็ว 750 rpm. เนื่องจากการทดสอบของระบบได้ใช้แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส เท่ากับ 350 Vdc ซึ่งจะได้แรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ไม่ถึงพิกัด

7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัยต่อ

จากการทำงานวิจัยในครั้งนี้ มีประเด็นที่สำคัญบางประการที่ควรพิจารณาศึกษาและวิจัยเพิ่มเติมเพื่อพัฒนาขีดจำกัดความสามารถของระบบให้ดียิ่งขึ้นดังนี้

1. การพัฒนาในส่วนของปัญหาการประมาณหาค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ ที่ความถี่ต่ำ สามารถนำแบบจำลองกระแสเข้ามาช่วยในการคำนวณได้ ซึ่งอาจจะทำการใช้งานในรูปแบบไฮบริด นั่นคือใน

ส่วนของความเร็วต่ำมอบหมายให้แบบจำลองกระแส (Current model) มีหน้าที่ในการคำนวณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ โดยที่ความเร็วสูงนั้นให้เป็นแบบจำลองแรงดัน (Voltage model) ทำหน้าที่ในการคำนวณค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์

2. ในส่วนของการประมาณค่าฟลักซ์ที่โรเตอร์ ค่าความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบเนื่องจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะและเงื่อนไขในการทำงานตัวอย่างเช่น ค่าความต้านทานสเตเตอร์จะแปรเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิแวดล้อม ดังนั้นเราควรศึกษาและวิเคราะห์ถึงผลกระทบอันเกิดจากค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนไปว่ามีผลต่อระบบอย่างไร ควรพัฒนาวิธีการควบคุมเพื่อให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลง

3. ระบบที่ใช้ออกแบบการควบคุมในงานวิทยานิพนธ์ ได้ใช้เป็นแบบฟัซซีลอจิก Mamdani อยู่หากต้องการพัฒนาระบบให้มีความเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น อาจเป็นการดีหากนำระบบนิวโรฟัซซีแบบปรับตัวได้ (Adaptive Neuron-Fuzzy Inference System) เข้ามาใช้ในระบบต่อไป

4. ระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคการควบคุมแบบฟัซซีลอจิกใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง สามารถพัฒนาให้เป็นระบบแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วรอบได้ ซึ่งกระบวนการในการได้มาค่าฟลักซ์ที่โรเตอร์ มีลักษณะที่คล้ายคลึงกัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] Andrzej M. Trzynadlowski, (2000). Control of Induction Motors. Academic Press.
- [2] Masoudi, S .; Feyzi, M.R .; Sharifian, M.B.B .; (2009), Speed Control in Vector Controlled induction Motors, IEEE Conferences.
- [3] Khater, F.M.H .; Ahmed, F.I .; El-Sousy, (1999), Analysis and Design of Indirect Field Orientation Control for Induction Machine Drive System, IEEE Conferences.
- [4] King, R. E. (1999). Computational intelligence in control engineering. New York: Marcel Dekker.
- [5] Meireles, M. R. G., Almeida, P. E. M., and Simoes, M. G. (2003). A comprehensive review for industrial applicability of artificial neural network. IEEE Trans. Industrial Electronics. 50(3): 585-601.
- [6] BONANNO, C. J.; ZHEN, Li; XU, Longya. A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control. In: IAS'95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting. IEEE, 1995. P. 166-173.
- [7] BRANDSTETTER, Pavel; KUCHAR, Martin. Rotor flux estimation using voltage model of induction motor. In: 2015 16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE). IEEE, 2015. P. 246-250.
- [8] HEBER, Brian; XU, Longya; TANG, Yifan. Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12.5: 772-778.

- [9] TALIB, M. H. N., et al. An improved simplified rules Fuzzy Logic Speed Controller method applied for induction motor drive. ISA transactions, 2020, 105: 230-239.
- [10] ผศ.ดร.อนันต์ อุณศิริวิไลย์. “การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ที่เหมาะสมโดยใช้ระบบควบคุมกระแสฟัซซี” มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี. 2547
- [11] อิทธิพันธ์ สุกุลวันธนาศักดิ์. “การประยุกต์ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไม่ใช้เซนเซอร์กระแสโดยตัวควบคุมชนิดฟัซซีพีไอ สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่ภาระเดี่ยว” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2559
- [12] Bimal K. Bose. Modern power electronics and ac drives. Prentice-hall, 2002.
- [13] สุรพงศ์ สุวรรณกวิน. “เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบการเชื่อมร่วม.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- [14] จรรย์ ตั้งวงศ์ชูเกตุ. “การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบเฟสเซอร์โดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการควบคุมการทำงาน.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.
- [15] K.Zhou and D.Wang.” Relationship Between Space-Vector Modulation and Three Phase Carrier-Based PWM:A Comprehensive Analysis”, IEEE Trans. On Ind. Elect.,Vol. 49, No. 1, 2002, pp. 186-196.
- [16] Bimal K. Bose. Power electronics and ac drives. Prentice-hall, 1986
- [17] สุदारัตน์ ขวัญอ่อน. “โครงสร้างการควบคุมแบบนิวโร-ตาบู-ฟัซซี” มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.2547

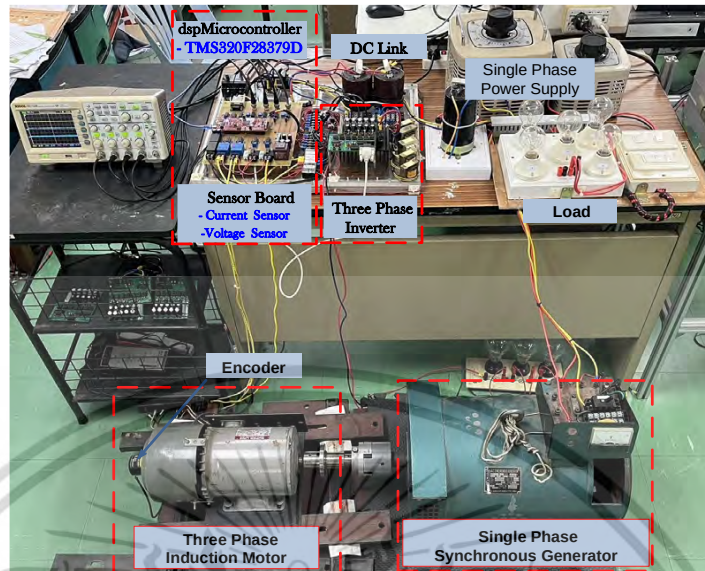
- [18] ปราจรี ประสมศักดิ์. “การประยุกต์ฟuzzyลอจิกสำหรับการควบคุมวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน”มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.2553
- [19] ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์. “ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้การประมาณค่าความเร็วรอบจากระบบจำลองอ้างอิงแบบตัว.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า,เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.
- [20] ศักดาวิภา บุญคุ้ม, “การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2019.0, 2011.
- [21] จักรพงษ์ จรุงมิตร. เทคนิคการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส และ 3 เฟส (ทฤษฎีการจำลองทางพลวัต และการทดสอบจริง) .สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน,2558.
- [22] กฤษ เฉยไสย และ ประยงค์ เสาร์แก้ว “การหาค่าพารามิเตอร์เพื่อจำลองการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส” การประชุมวิชาการเทคโนโลยีและนวัตกรรมสำหรับการพัฒนาอย่างยั่งยืนคณะวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยขอนแก่น 25-26 มกราคม 2549
- [23] จักรพงษ์ จรุงมิตรและเสถียร ธัญญศรีรัตน์. (2011). การดำเนินงานด้วยดีสเปซ สำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. วารสารวิชาการปทุมวัน Pathumwan Academic Journal. (น.53-58).
- [24] ยุทธนา ขำสุวรรณ. (2013). ระบบขับเคลื่อนไฟฟ้าขั้นสูง. เอกสารประกอบการสอน. มหาวิทยาลัยเชียงใหม่.
- [25] พิชรพงศ์ กันหารินทร์ (2022). การควบคุมความเร็วรอบด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่มีวิธีการควบคุมแบบฟuzzyลอจิกของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส. ในการประชุมวิชาการ เครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่14 (น.133-136). สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

- [26] พัทธพงศ์ กันหารินทร์ (2023). การควบคุมความเร็วรอบอาศัยเทคนิคไฮบริดฟuzzyลอจิก และอินทิกรัลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. ในการประชุมวิชาการ เครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่15. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

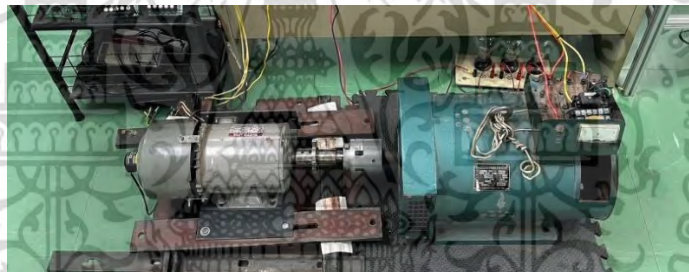




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. วงจรต้นแบบในงานวิจัย

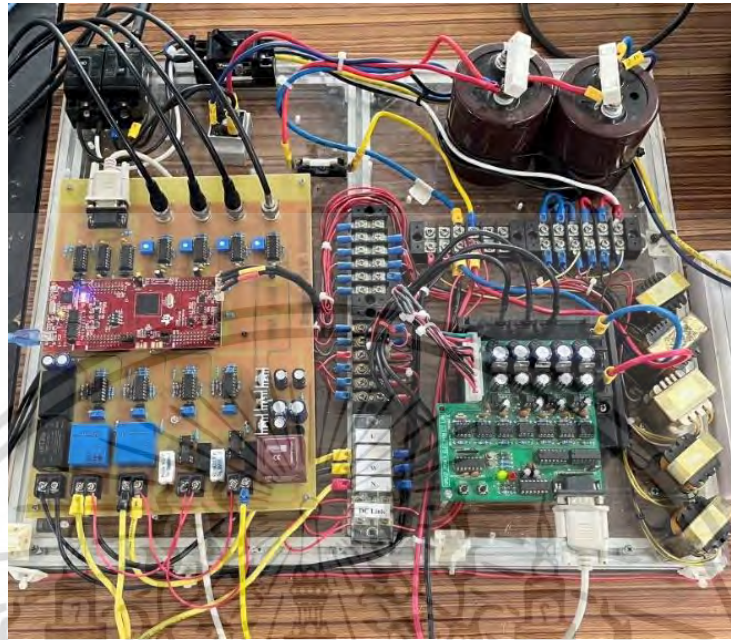


ข. มอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย

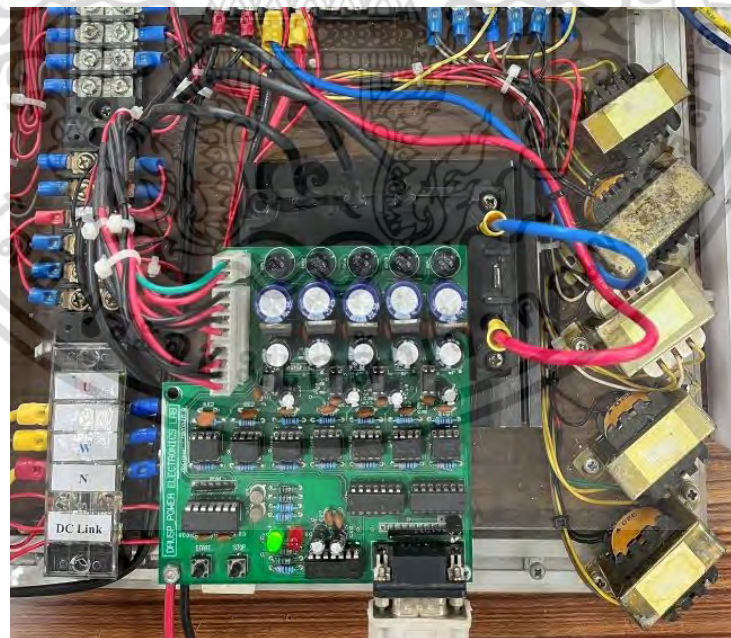


ค. วงจรป้องกันแรงดันเกินและตัวต้านทานเบรกแบบไดนามิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

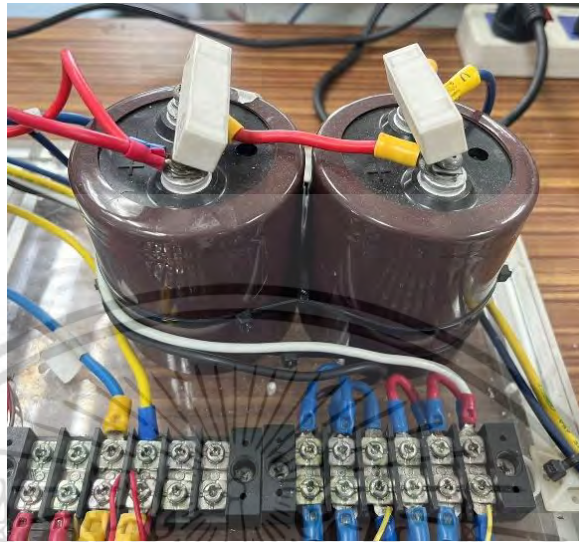


ง. ภาควงจรควบคุม

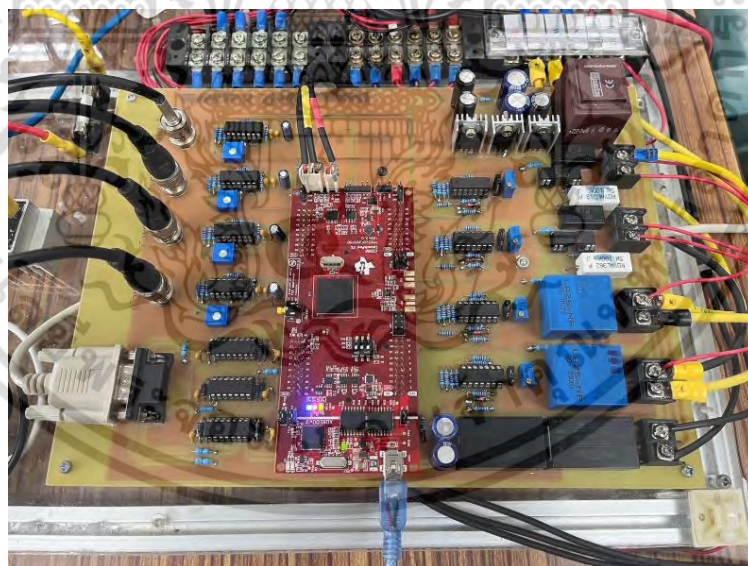


จ. ภาควงจerkำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ฉ. ตัวเก็บประจุ



ช. วงจรตรวจจับสัญญาณสัญญาณแรงดัน, วงจรตรวจจับสัญญาณสัญญาณกระแส
และไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28379D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องมือวัด	รายละเอียด
	Clip Probes รุ่น P6000 For DC 100MHz x1 x10 600V
	Oscilloscope Rigol รุ่น DS1104B
	Differential Voltage Probe TECPEL รุ่น DP-25
	Current Probe TEKTRONIC รุ่น A622
	Digital Multimeter YOGOKAWA รุ่น TY530

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 14
The 14th Electrical Engineering Network 2022

EENET 2022

25-27 MAY 2022 Hilton Phuket Arcadia Resort & Spa, Phuket

CONFERENCE TOPICS

1. Electrical Power (PW)
2. Electronics, Circuit and Communication (EC)
3. Power Electronics (PE)
4. Computer and Information Technology (CP)
5. Control Systems and Instrumentation (CT)
6. Digital Signal Processing (DS)
7. Energy and Energy Saving (ES)
8. Innovation and Invention (IN)
9. General Electrical Engineering (GN)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอื่นใดในเอกสารนี้



การควบคุมความเร็วรอบด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่มีวิธีการควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

Speed Control Scheme Based Indirect Vector Control with using Fuzzy Logic Control of Three-Phase Induction Motor

พัชรพงศ์ กันหารินทร์¹, เฉลิมชาติ มานพ¹, วิจิตร กิมเรศ¹, อัครกิตติ ไชยธนกุลวัฒน์², สักดาวุฒิ บุญตัว³

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ถนนจลองกรุง เขตลาดกระบัง จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10520

²สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยราชภัฏธนบุรี สมุทรปราการ

59/1 หมู่ 14 ถนนสุขุมวิท ตำบลบางปลา อำเภอบางพลี จังหวัดสมุทรปราการ 10540

³สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า โครงการจัดตั้งคณะวิศวกรรมศาสตร์บูรณาการและเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลตะวันออก วิทยาเขตจันทบุรี

131 หมู่ 10 ถนนบาราศณารุร ตำบลพลวง อำเภอบางพลี จังหวัดจันทบุรี 22210

E-mail: 64601097@kmitl.ac.th, kmchaler@kmitl.ac.th, vijit.ki@kmitl.ac.th, chaithanakul@gmail.com, sakdawut_bo@rmutto.ac.th

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้ได้นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่มีวิธีการควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกจะถูกออกแบบเพื่อใช้ในส่วนของการปรับค่าการควบคุมความเร็วในงานที่นำเสนอนี้ได้จำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ผลการจำลองที่ได้ถูกนำเสนอเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบพีไอดี โดยเงื่อนไขการทดสอบการเปลี่ยนแปลงความเร็วและการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างฉับพลัน โดยผลการจำลองที่ได้แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกมีผลตอบสนองของแรงบิดที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอดี ความเร็วรอบโรเตอร์ไวต่อค่าอ้างอิงที่กำหนดไว้และให้สมรรถนะที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอดี

คำสำคัญ: การควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก, การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อม, การควบคุมแบบพีไอดี, การควบคุมความเร็ว, มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

Abstract

This paper presents a novel speed control scheme based indirect vector control with using fuzzy logic control of three-phase induction motor. The fuzzy-logic controller was designed for the closed-loop speed control. This proposed was simulated the proposed system by MATLAB/Simulink program. The simulated results are compared with the PID controller. In the conditions, speed changes and instantaneous load changes. The simulation results are shows the fuzzy logic controllers has been responded better than PID controller. The rotor speed is closed-up the referent value and high performance more than PID controller.

Keywords: Fuzzy logic control, Indirect vector control, PID controller, speed control, three-phase induction motor

1. บทนำ

การใช้งานมอเตอร์กระแสตรงที่มีแปรงถ่านและมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอก เมื่อเปรียบเทียบกับแล้วมอเตอร์เหนี่ยวนำดังกล่าวมีจุดเด่นที่เหนือกว่าในด้าน โครงสร้างที่มีขนาดเล็กกว่าที่ค่าแรงบิดเดียวกัน การบำรุงรักษาง่าย และราคาถูกกว่า ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ ได้รับการใช้งานอย่างกว้างขวางในภาคอุตสาหกรรม แต่มอเตอร์เหนี่ยวนำมีจุดด้อยในด้าน โครงสร้างที่สลับซับซ้อนและลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นมากกว่า เป็นผลให้มีการพัฒนาแนวคิดวิธีควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์

การควบคุมแบบเวกเตอร์ เป็นการกำหนดให้มอเตอร์เหนี่ยวนำอยู่ในกรอบอ้างอิงสนามแม่เหล็ก (โรเตอร์หรือสเตเตอร์) โดยมีแกนจำลองพลวัตทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่สมมูลกับแบบจำลองของมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดสนามแยกกระตุ้น นั่นคือแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (ฟลักซ์ถูกควบคุมแยกออกจากกัน) ได้อย่างอิสระ ทำให้เกิดการปรับปรุงสมรรถนะพลวัตของการหมุนในสถานะชั่วคราวและในสถานะอยู่ตัวที่ดีกว่า [1] แต่ก็ยังมีข้อเสียคือมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของมอเตอร์ เช่น ค่าคงที่ของโรเตอร์ ก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงพฤติกรรมของการควบคุมแบบป้อนกลับ คือการควบคุมแบบพีไอดี ไม่สามารถที่จะควบคุมการทำงานที่ดีได้ภายใต้เงื่อนไขที่เปลี่ยนแปลงของมอเตอร์ [2]

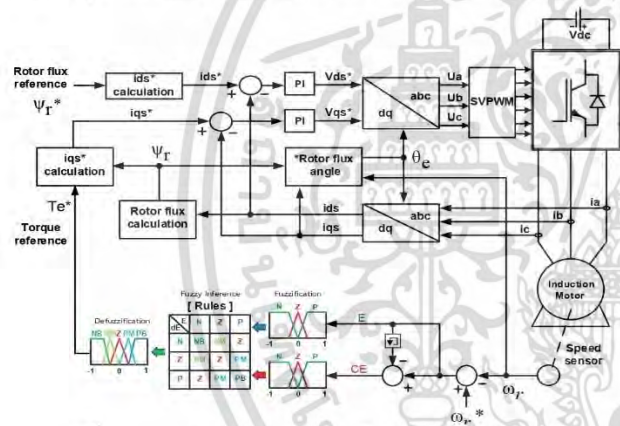
งานวิจัยนี้ ได้นำเสนอการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้การควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก ซึ่งวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกนั้นอาศัยการควบคุมเวกเตอร์แบบทางอ้อม โดยตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกนั้นมีข้อดีบางประการเมื่อเปรียบเทียบกับการควบคุมแบบพีไอดี คือไม่จำเป็นต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ใด ๆ โดยโครงสร้างทั่วไปจะเป็นพื้นฐานตรรกะของมนุษย์ [3] ซึ่งจะกล่าวถึงการออกแบบในแต่ละหัวข้อดังต่อไปนี้



2. องค์ประกอบของงานวิจัยที่นำเสนอ

2.1 การควบคุมความเร็วแบบฟัซซีลอจิก

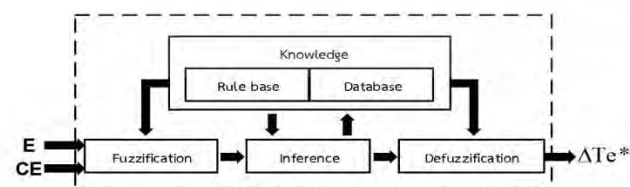
ระบบควบคุมความเร็วโดยใช้ตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกในการออกแบบตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกนั้น มีการกำหนดความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ ω_r^* ลบกับความเร็วเชิงมุมที่วัดได้ ω_r ซึ่งจะได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก โดยค่าความผิดพลาดนั้นได้แบ่งออกเป็นสองตัวแปร ตัวแปรแรกคือค่าความผิดพลาดของความเร็ว (E) และตัวแปรที่สองคือการเปลี่ยนแปลงของค่าความผิดพลาดของความเร็ว (CE) ดังในรูปที่ 1 ผลลัพธ์ที่ได้จากตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกนั้นคือค่าแรงบิดสำหรับการคำนวณหากระแสอ้างอิงบนแกน q เพื่อนำไปใช้ในส่วนของการควบคุมในรูปกระแสของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการคำนวณค่าความผิดพลาดของตัวแปรขาเข้าสองตัวของตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก สามารถพิจารณาได้ตามสมการที่ (1-2)



รูปที่ 1 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

$$e(t_s) = \omega_r^*(t_s) - \omega_r(t_s) \quad (1)$$

$$ce(t_s) = e(t_s) - e(t_s - 1) \quad (2)$$



รูปที่ 2 โครงสร้างภายในของตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

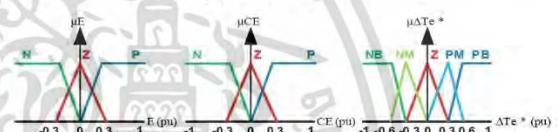
โครงสร้างพื้นฐานของการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิกในรูปที่ 2 มีส่วนประกอบอยู่ 4 ส่วน คือ การปฏิบัติการแบบฟัซซีฟิเคชัน

(Fuzzification), ฐานความรู้ (Knowledge base), ส่วนของการตีความหรือการตัดสินใจ (Inference) และการปฏิบัติการดีฟัซซีฟิเคชัน (Defuzzification) โดยตัวแปรผลลัพธ์ที่ได้คือค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด ΔT_e^* ของระบบตามสมการที่ (3)

$$T_e^*(t_s) = T_e^*(t_s - 1) + \Delta T_e^* \quad (3)$$

ก. การปฏิบัติการแบบฟัซซีฟิเคชัน

ในขั้นตอนนี้ตัวแปรที่รับมาจากขาเข้า E และ CE จะถูกแปลงเป็นตัวแปรแบบฟัซซีลอจิก แล้วทำการแบ่งช่วงข้อมูลให้อยู่ในรูปแบบสามเหลี่ยม โดยจะประกอบด้วยขาเข้า 2 รายการและขาออก 1 รายการในงานวิจัยนี้ใช้ตัวแปรด้านขาเข้าชื่อ N Z P และ PB มีฟังก์ชันสมาชิกของตัวแปรอยู่ 3 ตัวและใช้ตัวแปรด้านขาเข้าชื่อ NB NM ZE PM PB มีฟังก์ชันสมาชิกของตัวแปรอยู่ 5 ตัว ดังในรูปที่ 3



รูปที่ 3 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของตัวแปรแบบฟัซซีลอจิก

ข. ฐานความรู้และการตัดสินใจ

โดยฐานความรู้นี้จะเกี่ยวข้องกับการกำหนดกฎที่แสดงเป็นคำสั่งกฎ IF-THEN ที่ควบคุมความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรขาเข้าและตัวแปรขาออกในด้านความเป็นสมาชิก ในขั้นตอนนี้ตัวแปรขาเข้า E และ CE จะถูกประมวลผลโดยการอนุมานตามกฎดังตารางที่ 1 ที่ได้ทำการเขียนขึ้นแล้ว เมื่อพิจารณาจากกฎข้อแรกจะแสดงเป็น IF การเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของความเร็วคือ N และการเปลี่ยนแปลงของความเร็วคือ N จากนั้นผลลัพธ์จะเป็น NB นี่คือการอนุมานของฟัซซีลอจิกแบบแมมดามิ (Mamdani)

ตารางที่ 1 กฎของตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

	E			
CE	N	Z	P	
N	NB	NM	Z	
Z	NM	Z	PM	
P	Z	PM	PB	



ก. การปฏิบัติภารกิจพิเศษพิเศษ

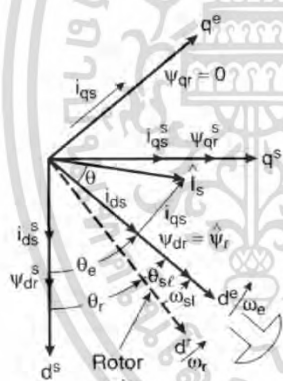
ขั้นตอนนี้เป็นกระบวนการแปลงตัวแปรแบบพิกัดเชิงขั้วให้กลับมามีอยู่ในรูปแบบตัวแปรของระบบควบคุม สำหรับตัวแปรขาออก ΔT_e^* ในงานวิจัยนี้ใช้วิธีหาจุดศูนย์กลาง Central of Gravity (COG) ในการคำนวณค่าตัวแปรขาออก สามารถพิจารณาได้ตามสมการที่ (4)

$$\Delta T_e^* = \frac{\sum_{i=0}^n \Delta T_i (\mu \Delta T_e^*) (T_i)}{\sum_{i=0}^n \mu \Delta T_e^* (\Delta T_i)} \quad (4)$$

จากนั้นจะได้ T_e^* เพื่อนำไปใช้ในการคำนวณหา i_{qs}^* ในส่วนของการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งได้อธิบายไว้ในหัวข้อต่อไป

2.3 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยพื้นฐานเหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรง ยกเว้นเวกเตอร์หน่วย θ_e ที่ถูกสร้างขึ้นในลักษณะทางอ้อม [4] โดยสามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 4 ตามสมการที่ (5)



รูปที่ 4 โดเมนของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) = \theta_r + \theta_{sl} \quad (5)$$

ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้น คือการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกน dq ดังนั้นรูปแบบสมการของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจึงถูกแปลงให้อยู่บนแกน dq โดยสมการแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน dq สามารถพิจารณาได้ตามสมการที่ (6-7)

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \psi_{qr} = 0 \quad (6)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \psi_{dr} = 0 \quad (7)$$

สำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้น ψ_{qr} จะเท่ากับศูนย์ ดังนั้น

$d\psi_{qr} / dt$ จึงเท่ากับศูนย์ และเพื่อให้ฟลักซ์ของโรเตอร์ทั้งหมด ψ_r กำลังอยู่บนแกน d^e สมการที่ (6) และ (7) จะถูกเขียนขึ้นมาใหม่ ได้ดังสมการที่ (8)

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{ds} \quad (8)$$

โดยค่าความถี่สลิปของมอเตอร์ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (9)

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\psi_r L_r} i_{qs} \quad (9)$$

โดยที่ ψ_r จะเท่ากับ ψ_{dr} ซึ่งเป็นค่าที่ เมื่อนำไปแทนลงในสมการที่ (8) จะได้ฟลักซ์ของโรเตอร์เป็นดังสมการที่ (10)

$$\psi_r = L_m i_{ds} \quad (10)$$

ซึ่งสมการหาแรงบิดของมอเตอร์ สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs} \quad (11)$$

ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในระบบงานที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	ขนาด
กำลังไฟฟ้า	5 (HP)
แรงดันไฟฟ้า	400 (V)
ความเร็วรอบ	1430 (rpm)
ความถี่	50 (Hz)
ขั้วแม่เหล็ก	4
ค่าความต้านทานสเตเตอร์ R_s	1.405 (Ω)
ค่าตัวเหนี่ยวนำสเตเตอร์ L_s	0.005839 (H)
ค่าความต้านทานโรเตอร์ R_r	1.395 (Ω)
ค่าตัวเหนี่ยวนำโรเตอร์ L_r	0.005839 (H)
ค่าความเหนี่ยวนำร่วม L_m	0.1722 (H)



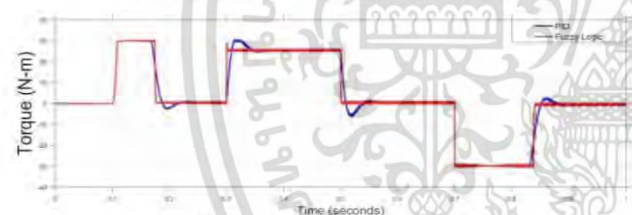
3. ผลการจำลองของระบบที่นำเสนอ

3.1 ผลการจำลองการตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วและการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างฉับพลัน

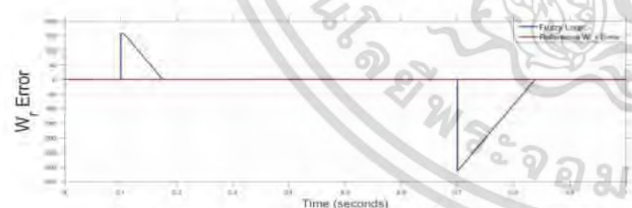
เพื่อยืนยันความถูกต้องของระบบควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ได้ทำการจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยได้กำหนดสภาวะเริ่มทำงานของมอเตอร์ที่ 1500 รอบต่อนาที ในวินาทีที่ 0.1 วินาที ทำการเพิ่มแรงบิดแบบฉับพลันเป็น 25 นิวตันเมตรในวินาทีที่ 0.3 วินาที และลดแรงบิดแบบฉับพลันเป็น 0 นิวตันเมตรในวินาทีที่ 0.5 วินาที แล้วทำการเปลี่ยนความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์จาก 1500 รอบต่อนาที เป็น -1500 รอบต่อนาที ในวินาทีที่ 0.7 วินาที ดังรูปที่ 5 และ รูปที่ 6



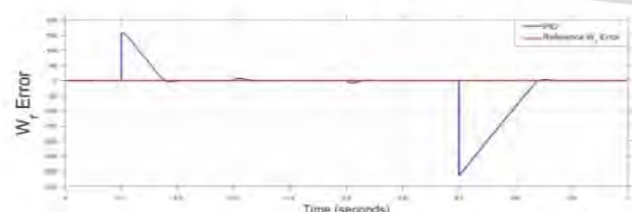
รูปที่ 5 ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 6 แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



(ก) ค่าความผิดพลาดของความเร็วเชิงมุมที่ควบคุมด้วยฟัซซี่ลอจิก



(ข) ค่าความผิดพลาดของความเร็วเชิงมุมที่ควบคุมด้วยพีไอ

รูปที่ 7 ค่าความผิดพลาดความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

3.1 ผลการจำลองตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกเมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบพีไอ

ในการจำลองการควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกเมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบพีไอ พบว่าในวินาทีที่ 0.1 วินาที ในสภาวะการทดสอบการเริ่มทำงานของมอเตอร์ ตัวควบคุมแบบพีไอนั้นจะใช้เวลาในการเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงที่กำหนดได้ช้ากว่าตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิก และวินาทีที่ 0.3 วินาที ในสภาวะการเพิ่มแรงบิดแบบฉับพลันนั้น ความเร็วรอบที่ควบคุมแบบพีไอนั้น มีการตกไปจากความเร็วอ้างอิงที่กำหนดไว้ โดยใช้เวลาในการกลับเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงที่กำหนด 0.3 – 0.35 วินาที ในส่วนของความเร็วรอบที่ควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกนั้น ไม่มีการตกของความเร็วรอบ โดยสามารถควบคุมความเร็วไม่ให้เกิดไปจากความเร็วอ้างอิงที่กำหนดไว้ได้

4 สรุป

การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้อธิบายไว้ ระบบการควบคุมความเร็วถูกจำลองด้วยตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกและตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบการควบคุมทั้งสอง ผลการจำลองที่ได้แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมแบบฟัซซี่ลอจิกที่ออกแบบมานั้น มีระบบที่คงทนมากกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ ในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดไว้ต่อการเข้าสู่ความเร็วอ้างอิง ไม่มีความเร็วเกินจากค่าของความเร็วอ้างอิงที่กำหนดไว้และให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ

เอกสารอ้างอิง

- [1] Singh, Gurmeet, and Gagan Singh. "A fuzzy pre-compensated-PI controller for indirect field oriented controlled induction motor drive." 2014 Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their impact on Humanity (CIPECH). IEEE, 2014.
- [2] Kar, Biranchi Narayan, K. B. Mohanty, and Madhu Singh. "Indirect vector control of induction motor using fuzzy logic controller." 2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering. IEEE, 2011.
- [3] M Nasir Udin, Tawfik S. Radwan, and M. Azizur Rahman, "Performance of Fuzzy-Logic-Based Indirect vector control for induction motor drive," IEEE Transaction on Industry Applications, vol.38, no.5, September/October 2002.
- [4] B.K Bose "modern power electronics and ac drives "Prentice-Hall Publication, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986



การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 15
The 15th Electrical Engineering Network 2023
1 - 3 พฤษภาคม 2566 ณ โรงแรมฟอร์จูน ริเวอร์วิว นครพนม

EENET 2023 CALL FOR PAPERS

ยานยนต์ไฟฟ้าและรถไฟฟ้าระบบรางอนาคตการเดินทางใหม่ของประเทศไทย
Next Generation of Electric Vehicles and Railway Transit in Thailand

Submission Deadline **27th January, 2023**

สาขาบทความวิจัย

- ✓ 1. Electrical Power (PW)
ไฟฟ้ากำลัง
- ✓ 2. Electronics, Circuit and Communication (EC)
อิเล็กทรอนิกส์ วงจรและสื่อสาร
- ✓ 3. Power Electronics (PE)
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง
- ✓ 4. Computer and Information Technology (CP)
คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ
- ✓ 5. Control Systems and Instrumentation (CT)
ระบบควบคุมและการวัด
- ✓ 6. Digital Signal Processing (DS)
ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
- ✓ 7. Energy and Conservation of Energy (ES)
พลังงานและการอนุรักษ์พลังงาน
- ✓ 8. Innovation and Invention (IN)
นวัตกรรมและสิ่งประดิษฐ์
- ✓ 9. General Electrical Engineering (GN)
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า
- ✓ 10. Special Session on Electric Vehicles
and Railway Transit (SS)
หัวข้อพิเศษทางยานยนต์และรถไฟฟ้าระบบราง

กำหนดการสำคัญ

- 1. ~~27 มกราคม 2566~~ **ขยายรับบทความถึง 5 มีนาคม 2566**
หมดเขตรับบทความ
- 2. ~~24 กุมภาพันธ์ 2566~~ **20 มีนาคม 2566**
ประกาศผลการพิจารณาบทความ
- 3. ~~17 มีนาคม 2566~~ **26 มีนาคม 2566**
หมดเขตรับบทความฉบับสมบูรณ์
- 4. 21 เมษายน 2566
วันสุดท้ายของการลงทะเบียนล่วงหน้า
- 5. 1 - 3 พฤษภาคม 2566
วันประชุมวิชาการ EENET 2023

การส่งบทความ



Info & Submission



eenet2023.fit.rmuth.ac.th

คณะกรรมการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า

- | | | | |
|-------------------------------|------------------|--------------------------|---------------------|
| 1.รศ.ดร.อุเทน คำนำน | ประธานกรรมการ | 8.รศ.ดร.สายชล ชุตเจริญ | กรรมการ |
| 2.รศ.ดร.นิฐิณี รักไทยเจริญชัย | รองประธานกรรมการ | 9.ผศ.ดร.วารุณี ศรีสงคราม | กรรมการ |
| 3.รศ.ดร.สันติ หวังนิพนธ์ | กรรมการ | 10.ผศ.ดร.เอกวิทย์ หายทอง | กรรมการ |
| 4.รศ.ดร.บุญยั้ง ปลั่งกลาง | กรรมการ | 11.ผศ.วุฒิชัย สว่างงาม | กรรมการ |
| 5.รศ.ดร.เวทิน ปิยรัตน์ | กรรมการ | 12.ผศ.สิริชัย บุญพิทักษ์ | กรรมการ |
| 6.รศ.ดร.ศักดิ์ระวี ระวังกุล | กรรมการ | 13.ผศ.ดร.ประหยัด กองสุข | กรรมการและเลขานุการ |
| 7.ผศ.ดร.พิทักษ์ บุญนุ่น | กรรมการ | | |

คณะกรรมการ IEEE-PES

- รศ.ดร.บวร สืบชานนท์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์
- นายสมชาย หอมกลิ่นแก้ว รองผู้อำนวยการไฟฟ้านครหลวง
- ผศ.ดร.ดุสิตพิเชษฐ์ ฤกษ์บริดาพงศ์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
- รศ.ดร.นเรศบุรุษ พัฒนเดช สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- รศ.ดร.ธนาพงษ์ สุวรรณศรี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
- รศ.ดร.สมพร สิริสาธิตกุล มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
- ผศ.ดร.ชาญณรงค์ บาลมงคล จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- ดร.ประติษฐพงษ์ สุสิริถาวรกุล Hitachi ABB Power Grids (Thailand)



Faculty of Industry and
Technology, Sakon Nakhon,
RMUT

☎ 042-772-391

จัดโดย สมาคมไฟฟ้าและพลังงานอิเล็กทรอนิกส์ (ประเทศไทย) (IEEE PES - Thailand)
ร่วมกับ เครือข่ายวิชาการด้านวิศวกรรมไฟฟ้า (EENET) และ คณะอุตสาหกรรมและเทคโนโลยี มทร.อีสาน



การควบคุมความเร็วรอบอาศัยเทคนิคไฮบริดฟัซซีลอจิกและอินทิกรัลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

Hybrid Fuzzy Logic and Integral Technique based Speed Control of Three-Phase Induction Motor using Indirect-Vector Control

พัชรพงศ์ กันหารินทร์¹, ศักดาวิทย์ บุญด้วง², เฉลิมชาติ มานพ³, วิจิตร กิณเรศ⁴

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10520

²สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า โครงการจัดตั้งคณะวิศวกรรมศาสตร์บูรณาการและเทคโนโลยีสหวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลตะวันออก วิทยาเขตจันทบุรี
131 หมู่ 10 ถนนปิ่นางามราจร ตำบลพลวง อำเภอเขาฉกรรจ์ จังหวัดจันทบุรี 22210

E-mail: 64601097@kmitl.ac.th, sakdawut_bo@rmutto.ac.th, kmchaler@kmitl.ac.th, vijit.ki@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้เสนอเทคนิคการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคไฮบริดฟัซซีลอจิกและอินทิกรัลที่เป็นทางเลือก โดยใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เทคนิคไฮบริดฟัซซีลอจิกและอินทิกรัลที่นำเสนอออกแบบเพื่อใช้ในส่วนของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ แรงบิดของมอเตอร์และผลของพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากสภาวะคงตัวรวมถึงสภาวะทางพลวัต ผลการทดสอบที่ได้ถูกนำเสนอเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งให้ผลสอดคล้องกันดี จากการทดสอบพบว่าเทคนิคที่นำเสนอให้ผลการตอบสนองที่ดี ภายใต้สภาวะคงตัวและสภาวะทางพลวัต

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส, การควบคุมแบบไฮบริดฟัซซีลอจิกและอินทิกรัล, การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อม

Abstract

This paper presents a speed control techniques of three-phase induction motor with hybrid fuzzy logic and integral which is an alternative method using Indirect-Vector Control. The hybrid fuzzy logic and integral techniques are designed for the closed-loop speed control. The testing of the system focuses on the speed control of the motor, electromagnetic torque and parameter changing for steady and dynamic conditions. The testing results compared with the simulation results using MATLAB/Simulink program which are good agreement. The proposed system offers good response for both dynamic and steady state conditions.

Keywords: Three-phase induction motor, Hybrid fuzzy logic and integral techniques, Indirect vector control

1. บทนำ

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ เป็นการแปลงปริมาณไฟฟ้าสามเฟสไปเป็นเวกเตอร์ในระบบ 2 แกน ซึ่งมีพฤติกรรมทำงานองเดียวกันกับปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์กระแสตรงแบบกระตุ้นแยก ปริมาณไฟฟ้าแกนหนึ่งคือปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดสนาม และอีกหนึ่งแกนคือปริมาณไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดอาร์มเจอร์ เป็นกระแสสำหรับสร้างฟลักซ์และกระแสสำหรับกำหนดแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงที่สามารถควบคุมแยกออกจากกันได้อย่างอิสระ [1]

ในหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นถูกแบ่งออกเป็น การควบคุมเวกเตอร์แบบโดยตรง (Direct vector control) และการควบคุมเวกเตอร์แบบทางอ้อม (Indirect vector control) การควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงนั้นจะเป็นการตรวจวัดสนามแม่เหล็กโรเตอร์โดยการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจจับสนามแม่เหล็ก (Hall sensor) ไว้ภายในตัวมอเตอร์ ทำให้ได้ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (Stator reference frame) ที่ถูกต้อง วิธีการนี้ถึงแม้จะสามารถตรวจวัดมุมและปริมาณสนามแม่เหล็กได้โดยตรง แต่ก็มีข้อจำกัดที่ความถี่หรือความเร็วรอบต่ำ ซึ่งในส่วนของการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมนั้นไม่มีอุปกรณ์ตรวจจับสนามแม่เหล็ก แต่อาศัยการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ที่ถูกต้องแม่นยำจากการคำนวณความเร็วสลลิป (Slip speed) และการแปลงแกนในกรอบอ้างอิงแกนหมุน (Rotating reference frame) ที่ถูกต้องให้ผลตอบสนองทางพลวัตของแรงบิดและฟลักซ์ได้อย่างอิสระ โดยคล้ายกับการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบกระตุ้นแยก [2]

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่อาศัยเทคนิคไฮบริดฟัซซีลอจิกและอินทิกรัล โดยใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งผลการทดสอบความเร็วรอบ แรงบิดของมอเตอร์ และผลการตอบสนองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ถูกนำมาวิเคราะห์และเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม MATLAB/Simulink

2. องค์ประกอบของงานวิจัยที่น่าสนใจ

2.1 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ในการหาตำแหน่งของมุมฟลักซ์โรเตอร์ของหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมนั้นสามารถทำได้โดยการคำนวณหาค่าความเร็วสลิป (ω_{sl}) ซึ่งในการคำนวณจำเป็นต้องใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในการคำนวณ โดยค่าความเร็วสลิปที่คำนวณได้แล้วจะถูกนำมารวมกับความเร็วรอบของโรเตอร์ (ω_r) ที่ได้จากอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วรอบ Encode โดยสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (1)

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) = \theta_r + \theta_{sl} \quad (1)$$

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นคือการแปลงปริมาณไฟฟ้าสามเฟสไปเป็นเวกเตอร์ที่อยู่บนแกน dq ดังนั้นรูปแบบสมการทางไฟฟ้าทางด้านวงจร โรเตอร์ของมอเตอร์ สามารถเขียนได้คือ

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \psi_{qr} = 0 \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \psi_{dr} = 0 \quad (3)$$

จากหลักการควบคุมแบบแควร์รวมระหว่างแรงบิดและฟลักซ์ ดังนั้น องค์ประกอบฟลักซ์โรเตอร์ในแกน q จึงถูกกำหนดให้เป็นศูนย์ ในส่วนของเวกเตอร์ฟลักซ์ของโรเตอร์ถ้ามีอยู่บนแกน d ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\psi_{dr} = |\psi_r| = \psi_r$ ดังนั้นสมการที่ (2) และ (3) จะถูกเขียนขึ้นมาใหม่ได้ดังสมการที่ (4) และ (5)

$$\frac{d\psi_r}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_r = \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} \quad (4)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\psi_r} \frac{R_r}{L_r} i_{qs} \quad (5)$$

เมื่อฟลักซ์โรเตอร์คงที่ ทำให้ $d\psi_r / dt = 0$ โดยเขียนสมการได้คือ

$$\frac{R_r}{L_r} \psi_r = \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} \quad (6)$$

ดังนั้นการหาขนาดของฟลักซ์โรเตอร์ สามารถหาได้ดังสมการที่ (7)

$$\psi_r = L_m i_{ds} \quad (7)$$

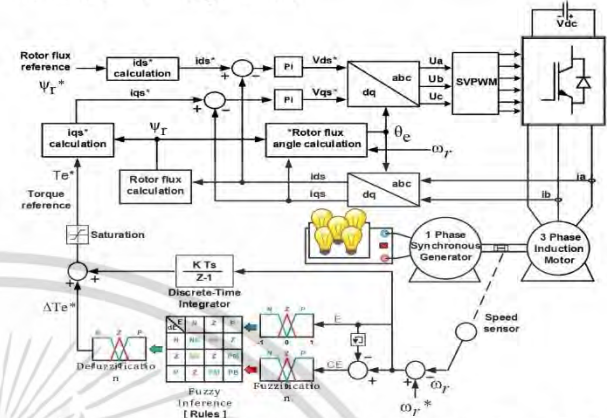
โดยสมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์ สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

$$T_e = K_T \psi_r i_{qs} \quad (8)$$

2.2 การควบคุมความเร็วแบบฟัซซีลอจิก

ในรูปที่ 1 คือระบบการควบคุมที่น่าสนใจ มีวงรอบควบคุมป้อนกลับอยู่ 3 วงรอบ โดยวงรอบนอกสุดคือการควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคไฮบริดฟัซซีลอจิกและอินทิกรัล ส่วนวงรอบด้านในอีก 2 วงรอบ

คือการควบคุมกระแสแสดเตอร์ที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI ทั้งในแนวแกน d และแกน q ตามลำดับ



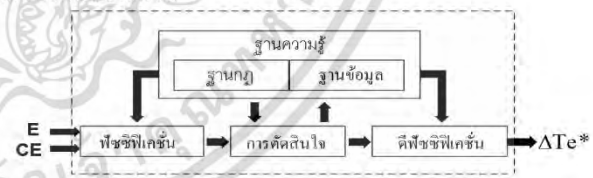
รูปที่ 1 การควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคไฮบริดฟัซซีลอจิกและอินทิกรัล

โดยตัวแปรขาออกที่ได้จากตัวควบคุมวงรอบนอกคือค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด ΔT_e^* ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดยตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิกลอจิก ในด้านตัวแปรขาเข้าของตัวควบคุม ก็คือค่าความผิดพลาดที่ได้จากคำสั่งอ้างอิงความเร็ว ω_r^* เปรียบเทียบกับความเร็ว ω_r ที่วัดได้จากอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วรอบ โดยตัวแปรที่ได้คือ (E) และ (CE) พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-10)

$$e(t_s) = \omega_r^*(t_s) - \omega_r(t_s) \quad (9)$$

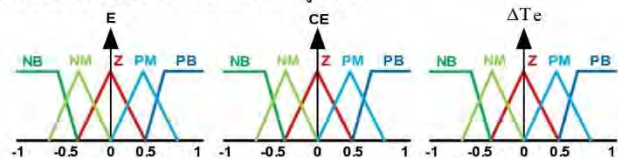
$$ce(t_s) = e(t_s) - e(t_s - 1) \quad (10)$$

ระบบการประมวลผลแบบฟัซซีลอจิก จะมีโครงสร้างการประมวลผลดังรูปที่ 2 ซึ่งมีส่วนประกอบหลักๆ คือ การปฏิบัติการแบบฟัซซีฟิเคชั่น, ฐานความรู้, การตัดสินใจ และดีฟัซซีฟิเคชั่น



รูปที่ 2 โครงสร้างภายในของตัวควบคุมแบบฟัซซีลอจิก

การปฏิบัติการแบบฟัซซีฟิเคชั่น เป็นการจัดการข้อมูลตัวแปรขาเข้าและกำหนดตัวแปรขาออกให้อยู่ในรูปแบบของฟัซซีเซต (Membership Functions) โดยทำการแบ่งช่วงของข้อมูลออกเป็น 5 เซต คือ NB NM ZE PM และ PB ดังในรูปที่ 3

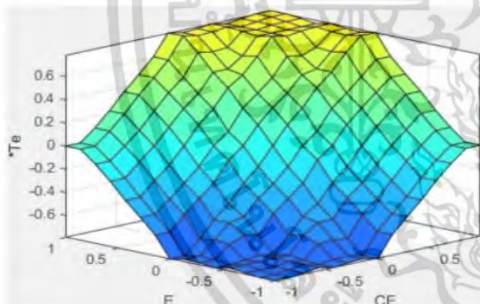


รูปที่ 3 ฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของตัวแปรแบบฟัซซีลอจิก

การปฏิบัติการส่วนของฐานความรู้และการตัดสินใจ ประกอบไปด้วยฐานกฎและฐานข้อมูล ในการกำหนดคำสั่งของฐานกฎจะถูกเขียนอยู่ภายใต้เงื่อนไข IF-THEN เพื่อควบคุมความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรขาเข้าและตัวแปรขาออกในแต่ละฟัซซีเซต จากรูปที่ 3 ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดตัวแปรทั้งหมด 5 ตัวแปร ซึ่งสามารถเขียนกฎให้ครอบคลุมการทำงานของระบบได้ทั้งหมดโดยพิจารณาจากเมทริกซ์ 5×5 คือ 25 กฎ โดยในการเขียนกฎสามารถพิจารณาได้จากตารางที่ 1 และสามารถวิเคราะห์ประสิทธิภาพการทำงานของระบบตามกฎที่เขียนขึ้นได้จากพื้นผิวความสัมพันธ์แบบ 3 มิติ ระหว่างตัวแปรขาเข้าและตัวแปรขาออกได้จากรูปที่ 4

ตารางที่ 1 การเขียนกฎการควบคุมของฟัซซีลอจิก

E \ CE	NB	NM	Z	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NM	Z
NM	NB	NB	NM	Z	PM
Z	NB	NM	Z	PM	PB
PM	NM	Z	PM	PB	PB
PB	Z	PM	PB	PB	PB



รูปที่ 4 พื้นผิวความสัมพันธ์แบบ 3 มิติของฟัซซีลอจิก

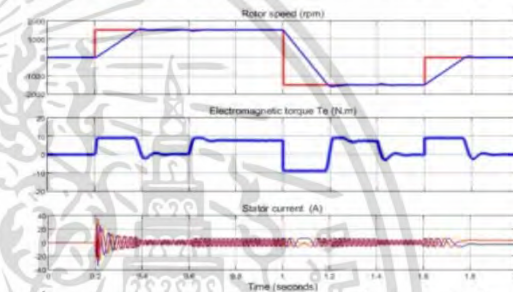
การปฏิบัติการส่วนของดีฟัซซีฟิเคชัน ขั้นตอนนี้เป็นการแปลงข้อมูลตัวแปรของระบบควบคุมในรูปแบบของฟัซซีลอจิก ให้อยู่ในรูปแบบของตัวแปรที่สามารถใช้งานได้จริง โดยในงานวิจัยนี้ค่าตัวแปรขาออกของระบบควบคุมที่ได้คือ ΔT_e โดยข้อมูลที่ได้อาจถูกส่งไปในส่วนของการควบคุมแบบแวกเตอร์ทางอ้อม เพื่อคำนวณหากระแสอ้างอิงในแกน q สำหรับกำหนดแรงบิดของมอเตอร์ ในการคำนวณค่าตัวแปรขาออกใช้วิธีหาจุดศูนย์กลาง Central of Gravity (COG) สามารถพิจารณาได้ตามสมการที่ (11)

$$\Delta T_e^* = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta T_i (\mu \Delta T_e^*) (T_i)}{\sum_{i=1}^n \mu \Delta T_e^* (\Delta T_i)} \quad (11)$$

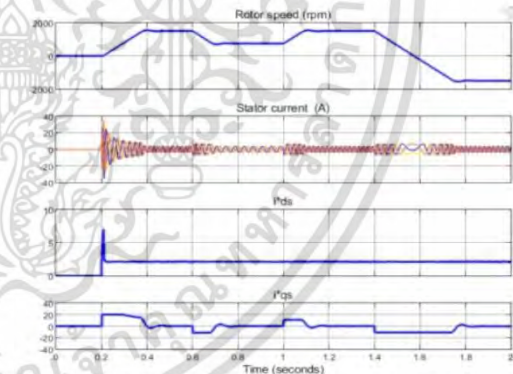
3. ผลการจำลองและทดสอบของระบบที่นำเสนอ

3.1 ผลการจำลอง

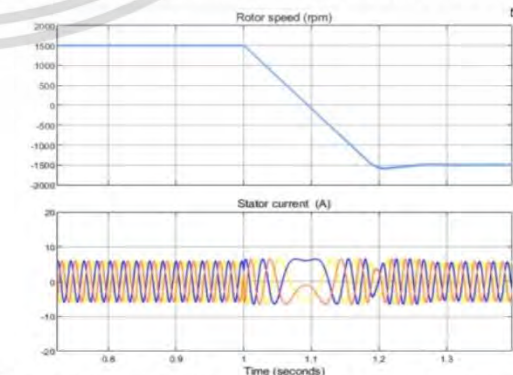
เพื่อยืนยันการทำงานจากระบบที่นำเสนอ งานวิจัยนี้ได้ทำการจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้จำลองแสดงดังตารางที่ 2 โดยมีผลการจำลองตามรูปที่ 5, 6 และ 7 ซึ่งเงื่อนไขในการจำลองมีทั้งสภาวะการเริ่มต้นการทำงานของมอเตอร์จากความเร็วอ้างอิง 0 rpm ไปเป็น 1500 rpm แล้วกลับทางหมุนไปเป็น -1500 rpm อย่างทันทีทันใด โดยมีการเพิ่มแรงบิดจาก 0 Nm. เป็น 10 Nm. ในสภาวะคงตัวที่ความเร็ว 1500 rpm และ -1500 rpm และการจำลองการลดความเร็วจาก 1500 rpm ไปเป็น 500 rpm อย่างทันทีทันใด ในการจำลอง มีการแสดงผลของ ความเร็วรอบ แรงบิดแม่เหล็ก กระแสเดเตอร์ทั้ง 3 เฟส และกระแสในแนวแกน dq



รูปที่ 5 ผลการจำลองระบบควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคไฮบริด ฟัซซีลอจิกและอินทิกรัล



รูปที่ 6 ผลการจำลองการลดความเร็วจาก 1500 rpm ไปเป็น 500 rpm



รูปที่ 7 ผลการจำลองขณะกลับทางหมุนจาก 1500 rpm ไปเป็น -1500 rpm

บทความวิจัย

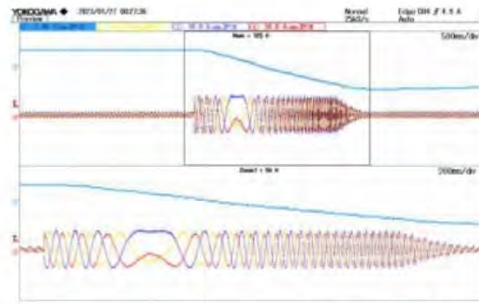
การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 15

15th Conference of Electrical Engineering Network 2023 (EENET 2023)



ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

พารามิเตอร์	ขนาด
กำลังไฟฟ้า, ความถี่, ขั้วแม่เหล็ก	2 (HP) , 50 (Hz) , 4 (P)
ความเร็วรอบ	1450 (rpm)
ค่าความต้านทานสเตเตอร์ R_s	4.41 (Ω)
ค่าตัวเหนี่ยวนำสเตเตอร์ L_s	0.01626 (H)
ค่าความต้านทานโรเตอร์ R_r	3.25 (Ω)
ค่าตัวเหนี่ยวนำโรเตอร์ L_r	0.01626 (H)
ค่าความเหนี่ยวนำร่วม L_m	0.410 (H)

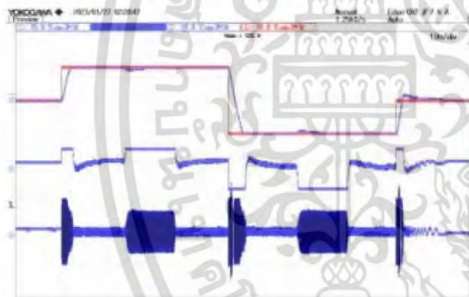


รูปที่ 10 ผลการทดสอบขณะกลับทางหมุนจาก 1500 rpm เป็น -1500 rpm

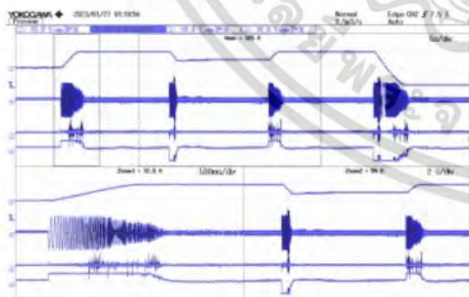
ในส่วนของรูปที่ 10 เป็นสัญญาณกระแสสเตเตอร์ทั้งสามเฟส ในสภาวะที่มอเตอร์กลับทางหมุนจาก 1500 rpm ไปเป็น -1500 rpm อย่างทันทีทันใด

3.2 ผลการทดสอบ

ชุดทดสอบในงานวิจัยนี้ ได้ทำการทดสอบระบบที่ออกกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิกัด 2 hp ความถี่ 50 Hz ขั้วแม่เหล็ก 4 Pole โดยการควบคุมของระบบได้เลือกใช้ บอร์ด DSP เบอร์ TMS320F28379D โดยกำหนดค่าเวลาในการประมวลผลของวงจรควบคุมวงรอบนอกที่เวลา 100 μ S. และการควบคุมวงรอบด้านในที่เวลา 200 μ S. โดยเงื่อนไขการทดสอบจะอ้างอิงตามผลการจำลองในหัวข้อ 3.1



รูปที่ 8 ผลการทดสอบระบบควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคไฮบริด ฟิชชิล็อกและอินทิกรัล



รูปที่ 9 ผลการทดสอบการลดความเร็วจาก 1500 rpm ไปเป็น 500 rpm

ในรูปที่ 8 เป็นการทดสอบการเริ่มต้นการทำงานของมอเตอร์ จากความเร็วอ้างอิง 0 rpm ไปเป็น 1500 และมีการเพิ่มแรงบิดจาก 0 Nm. เป็น 10 Nm. จากนั้นทำการเปลี่ยนความเร็วอ้างอิงจาก 1500 rpm ไปเป็น -1500 rpm อย่างทันทีทันใด และในรูปที่ 9 เป็นการทดสอบการปรับความเร็วอ้างอิงจาก 1500 rpm ไปเป็น 500 rpm อย่างทันทีทันใด



รูปที่ 11 ชุดทดสอบที่ใช้ในงานวิจัย

4. สรุป

จากผลการจำลองและทดสอบของระบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยเทคนิคไฮบริดฟิชชิล็อกและอินทิกรัล ที่นำเสนอพบว่าตัวควบคุมแบบฟิชชิล็อกที่ออกแบบมีการตอบสนองที่ดี ทั้งในภายใต้สภาวะคงตัวและสภาวะทางพลวัต ซึ่งสังเกตได้จากกราฟที่แสดงของความเร็วรอบเมื่อมีการเพิ่มแรงบิดให้กับมอเตอร์ ทั้งนี้ผลการทดสอบที่ได้ยังให้ผลที่สอดคล้องกันดีกับผลการจำลอง

เอกสารอ้างอิง

- [1] พัทธพงศ์ ถิ่นทรินทร์ (2022). การควบคุมความเร็วรอบด้วยหลักการควบคุมแบบแวกเตอร์ทางอ้อมที่มีวิธีการควบคุมแบบฟิชชิล็อกของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส. ใน การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 14 (น.133-136). สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [2] จักรพงษ์ จารุมิสรุและเสถียร ธัญญศิริรัตน์. (2011). การดำเนินงานด้วยดีสเพลซ สำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบแวกเตอร์ทางอ้อม. วารสารวิชาการปทุมวัน Pathumwan Academic Journal. (น.53-58).
- [3] อุทกนา ขำสุวรรณ. (2013). ระบบขับเคลื่อนไฟฟ้าขั้นสูง. เอกสารประกอบการสอน. มหาวิทยาลัยเชียงใหม่.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
1 – 3 พฤษภาคม พ.ศ. 2566 โรงแรมฟอร์จูน ริเวอร์วิว นครพนม จังหวัดนครพนม

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

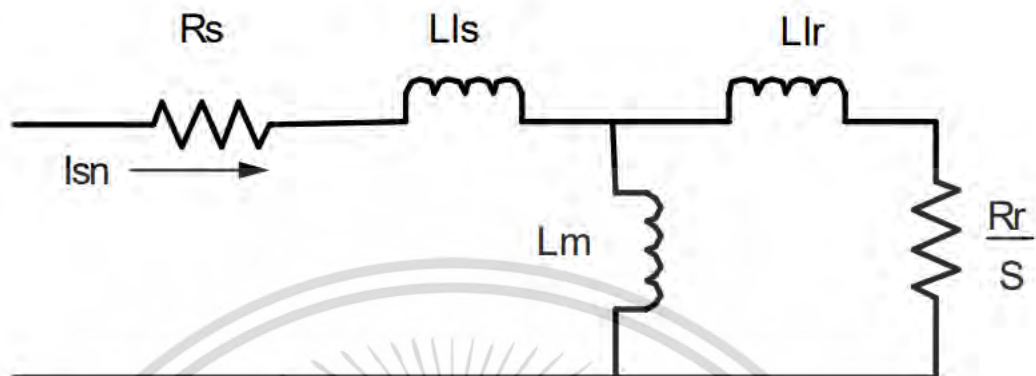


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์ต่างๆ	สัญลักษณ์	ปริมาณค่าต่างๆ
พิกัดกำลังไฟฟ้า	P_M	2 HP (1.5 KW)
พิกัดแรงดันไฟฟ้า	V_s	220/380 V (rms)
พิกัดความถี่	f	50 Hz
พิกัดกระแสไฟฟ้า	I_s	3.5/6.5 A (rms)
พิกัดความเร็วของมอเตอร์ (ความเร็วทางกลศาสตร์)	n_{rat}	1450 (rpm)
จำนวนขั้วแม่เหล็ก	P	4 wyes
ค่าความเฉื่อยมอเตอร์	J_{eq}	0.001644 kg.m ²
ความต้านทานตัวพันขดลวดที่สเตเตอร์	R_s	4.5 Ω
ความต้านทานตัวพันขดลวดที่โรเตอร์	R_r	3.738 Ω
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่สเตเตอร์	L_{ls}	15.917 H (50Hz)
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่โรเตอร์	L_{lr}	15.917 H (50Hz)
ความเหนี่ยวนำสร้างแม่เหล็กกรวม	L_m	0.388 H (50Hz)
พิกัดฟลักซ์	λ	0.623 Wb

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 การหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 1 วงจรเสมือนมอเตอร์

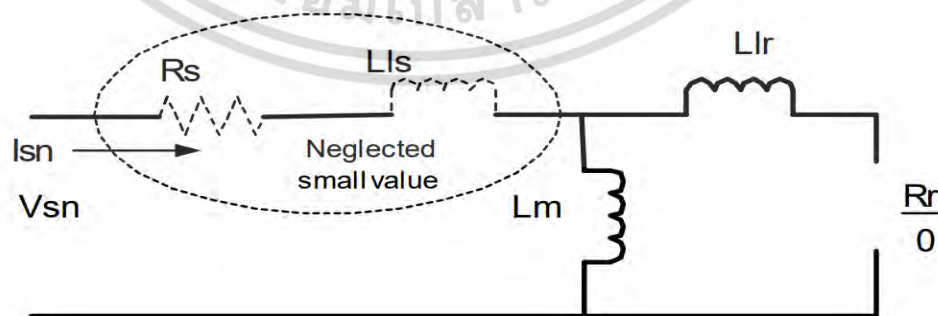
พิจารณาแรงดันและกระแสเฟสจากวงจรเสมือนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ทำงานอยู่ในสถานะต่อไปนี

1.1 สภาวะหยุดนิ่งของมอเตอร์

ซึ่งสภาวะนี้จะสามารถหาค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้จากการวัดค่าความต้านทานจากขดลวดสเตเตอร์

1.2 สภาวะมอเตอร์ทำงานโดยไม่มีภาระโหลด

สภาวะนี้ทำการหมุนมอเตอร์ที่ความเร็วสูงสุด ซึ่งทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ขดลวดสเตเตอร์เมื่อเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำรวมจึงไม่นำมาพิจารณา รวม แสดงวงจรเสมือนดัง



รูปที่ 2 วงจรเสมือนมอเตอร์ในสภาวะไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

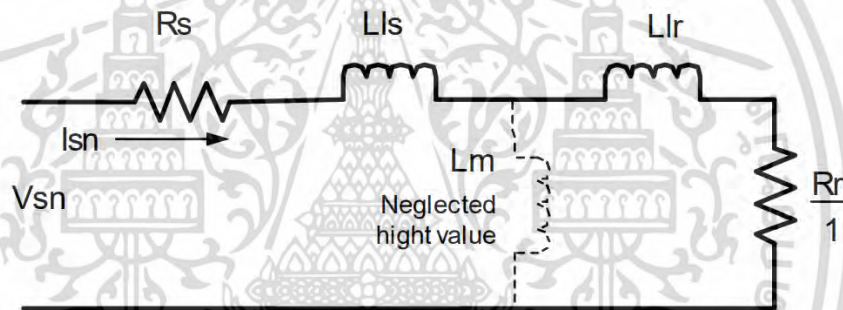
ค่าความเหนี่ยวนำรวมคำนวณได้จากสมการที่ 1

$$L_m \frac{V_s}{I_s 2\pi f} \quad (1)$$

โดยที่ f คือ ความถี่ที่จ่ายให้กับขดลวด

1.3 สภาวะมอเตอร์ทำงานโดยลัดโรเตอร์

เมื่อทำการลัดโรเตอร์ไม่ให้หมุนในขณะที่มอเตอร์ทำงาน ค่าสลิปมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำรวมจะมีค่ามากเมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์ของโรเตอร์และสเตเตอร์ จึงไม่นำพิจารณาไว้ในวงจร แสดงวงจรเสมือนดังรูป



รูปที่ 3 วงจรเสมือนมอเตอร์ทำงานในสภาวะลัดโรเตอร์ไม่ให้หมุน

จากรูปที่

$$R_{eq} = \frac{V_s}{I_s} \cos \theta \quad (2)$$

$$X_{eq} = \frac{V_s}{I_s} \sin \theta \quad (3)$$

โดยที่ θ มุมระหว่าง V และ I

$$R_{eq} = R_s + R_r \quad (4)$$

ดังนั้นค่าความต้านทานโรเตอร์คำนวณจากสมการ

$$R_{eq} = R_s - R_r \quad (5)$$

ค่าความเหนี่ยวนำในวงจร

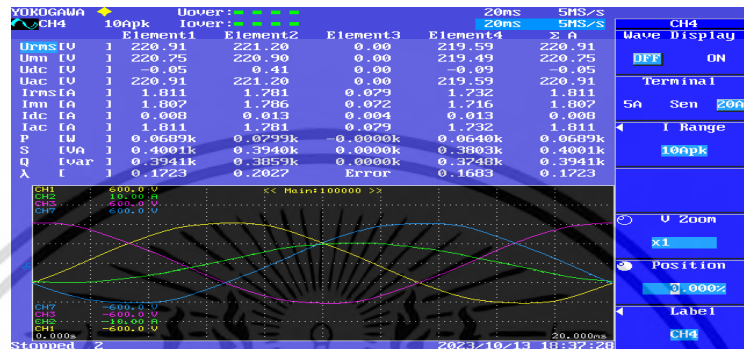
$$L_{eq} = \frac{X_{eq}}{2\pi f} \quad (6)$$

โดยทั่วไปจะประมาณค่าความเหนี่ยวนำรั่วสเตเตอร์เท่ากับค่าความเหนี่ยวนำรั่วโรเตอร์

$$L_{ls} = L_{lr} = \frac{L_{eq}}{2} \quad (7)$$

2 การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากหลักการที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อนำไปทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ยี่ห้อ Mitsubishi รุ่น SF-JR ขนาด 3ϕ , 2 Hp , 4 pole , 380 V , 3.5 A , 50 Hz , 1450 rpm



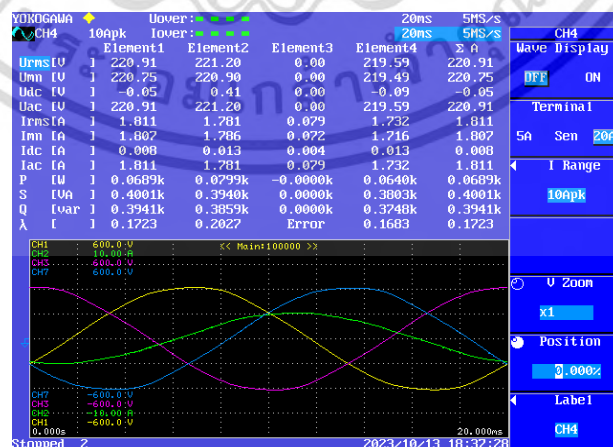
รูปที่ 4 พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย

2.1 ทดสอบมอเตอร์หยุดนิ่ง

วัดค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ เท่ากับ $R_s = 4.5 \Omega$

2.2 ทดสอบมอเตอร์สภาวะทำงานที่ไม่มีโหลด

แสดงการวัดค่าแรงดันและกระแสเฟสของมอเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่สภาวะไม่มีโหลด



รูปที่ 5 พารามิเตอร์แรงดันและกระแสของมอเตอร์ที่สภาวะไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

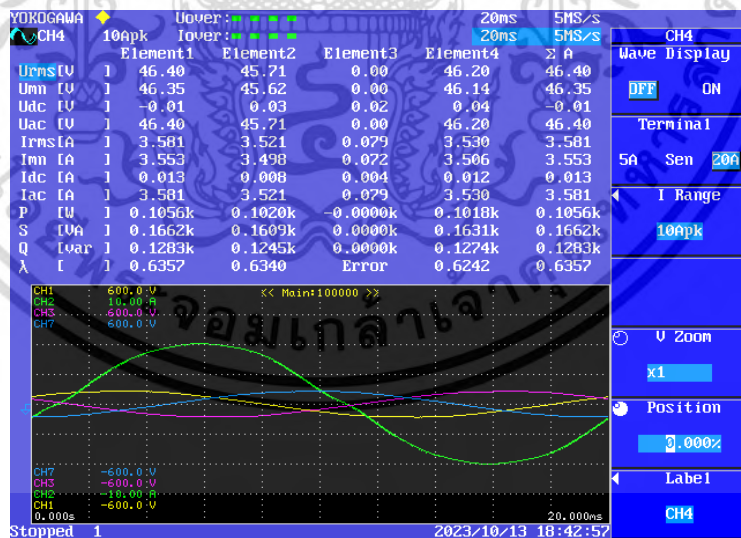
$$V_s = 220.910 \text{ V}_{rms}, I_s = 1.811 \text{ A}, f = 50.000 \text{ Hz}, \text{p.f} = 0.1723, \theta = 80.004$$

จากสมการที่ 1

$$\text{จะได้} \quad L_m = \frac{220.91}{(1.811)(2\pi)(50)} = 0.388 \text{ H} \quad (8)$$

2.3 การทดสอบสภาวะมอเตอร์ทำงานโดยล็คโรเตอร์

แสดงการวัดค่าแรงดันและกระแสของมอเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานโดยล็คโรเตอร์ไม่ให้หมุน



รูปที่ 6 พารามิเตอร์แรงดันและกระแสของมอเตอร์ทำงานโดยล็คโรเตอร์ไม่ให้หมุน

$$V_s = 46.400 \text{ V}_{rms}, I_s = 3.581 \text{ A}, f = 50.000 \text{ Hz}, \text{p.f} = 0.6357, \theta = 50.522$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2

$$R_{eq} = \frac{46.40}{3.581} \cos(50.522) = 8.238 \Omega \quad (9)$$

จากสมการที่ 5

$$R_r = 8.238 - 4.5 = 3.738 \Omega \quad (10)$$

จากสมการที่ 3

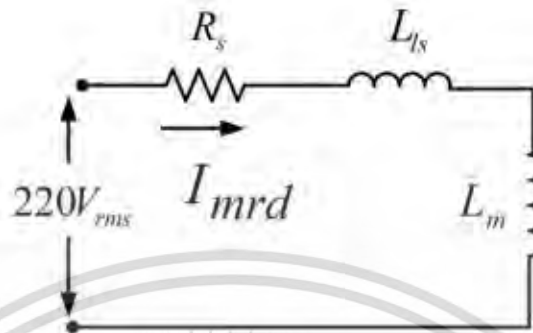
$$X_{eq} = \frac{46.40}{3.581} \sin(50.522) = 10.001 \Omega$$

จากสมการที่ 6 และ 7

$$L_{eq} = \frac{10.001}{2\pi(50)} = 31.834 \text{ mH} \quad (12)$$

$$L_{ls} = L_{lr} = \frac{31.834}{2} = 15.917 \text{ mH} \quad (13)$$

ขนาดพิกัดฟลักซ์ของมอเตอร์ในงานวิจัยนี้



รูปที่ 7 วงจรสมมูลขนาดพิกัดโรเตอร์ฟลักซ์

จากวงจรสมมูลเมื่อพิจารณา กระแส I_{mrd} จะได้

$$I_{mrd} = \frac{220}{\sqrt{R_s^2 + X_s^2}} \text{ A} \quad (14)$$

โดย $R_s = 4.5 \, \Omega$ จากนั้นหา X_s ได้จากสมการที่

$$X_s = 2\pi f (L_{ls} + L_m) \Omega \quad (15)$$

จะได้

$$X_s = 2\pi \times 50 (15.917 + 0.388) = 126.890 \Omega \quad (16)$$

จากนั้นแทนสมการที่ (16) ลงไปในสมการที่ (17) จะได้

$$I_{mrd} = \frac{144.337}{\sqrt{4.5^2 + 126.890^2}} = 1.136A \quad (17)$$

จากนั้นพิจารณา

$$|I_{mrd}| = \sqrt{I_{sq}^2 + I_{sd}^2} A \quad (18)$$

เมื่อ $I_{sq} = 0A$ จะได้ $I_{sd}^* = \sqrt{2}I_{mrd}$

จะได้

$$I_{sd}^* = \sqrt{2} \times 1.136 = 1.607A$$

ดังนั้นแทนค่า I_{sd}^* ลงในสมการที่ (20)

$$\lambda_r = I_{sd}^* L_m \quad (20)$$

จะได้เป็น

$$\lambda_r = I_{sd}^* L_m = 1.607 \times 0.388 = 0.623Wb \quad (21)$$

ประวัติผู้เขียน



ชื่อ – สกุล นายพัชรพงศ์ กันหารินทร์
E-mail kanharin2541@gmail.com
วัน เดือน ปีเกิด 19 กุมภาพันธ์ 2541
ภูมิลำเนา 32 หมู่.2 ตำบลโนนกาเล็น อำเภอสำโรง จังหวัดอุบลราชธานี 34360

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า โครงการ
จัดตั้งคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยราชภัฏธนบุรีสมุทรปราการ

ประวัติการทำงาน พัชรพงศ์ กันหารินทร์, เฉลิมชาติ มานพ, วิจิตร กิณเรศ, อัครกิตติ์ ไชยธน
กุลวัฒน์, ศักดาวุฒิ บุญตัว “การควบคุมความเร็วรอบด้วยหลักการควบคุมแบบ
เวกเตอร์ ทางอ้อมที่มีวิธีการควบคุมแบบฟuzzyลอจิกของมอเตอร์ไฟฟ้า
เหนี่ยวนำสามเฟส” ในการประชุม วิชาการ เครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่
14 Conference of Electrical Engineering Network 2022 (EENET 2022)

พัชรพงศ์ กันหารินทร์, เฉลิมชาติ มานพ, วิจิตร กิณเรศ, ศักดาวุฒิ บุญตัว
“การควบคุมความเร็วรอบอาศัยเทคนิคไฮบริดฟuzzyลอจิกและอินทิกรัลของ
มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม”
ในการประชุม วิชาการ เครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 15 Conference of
Electrical Engineering Network 2023 (EENET 2023)