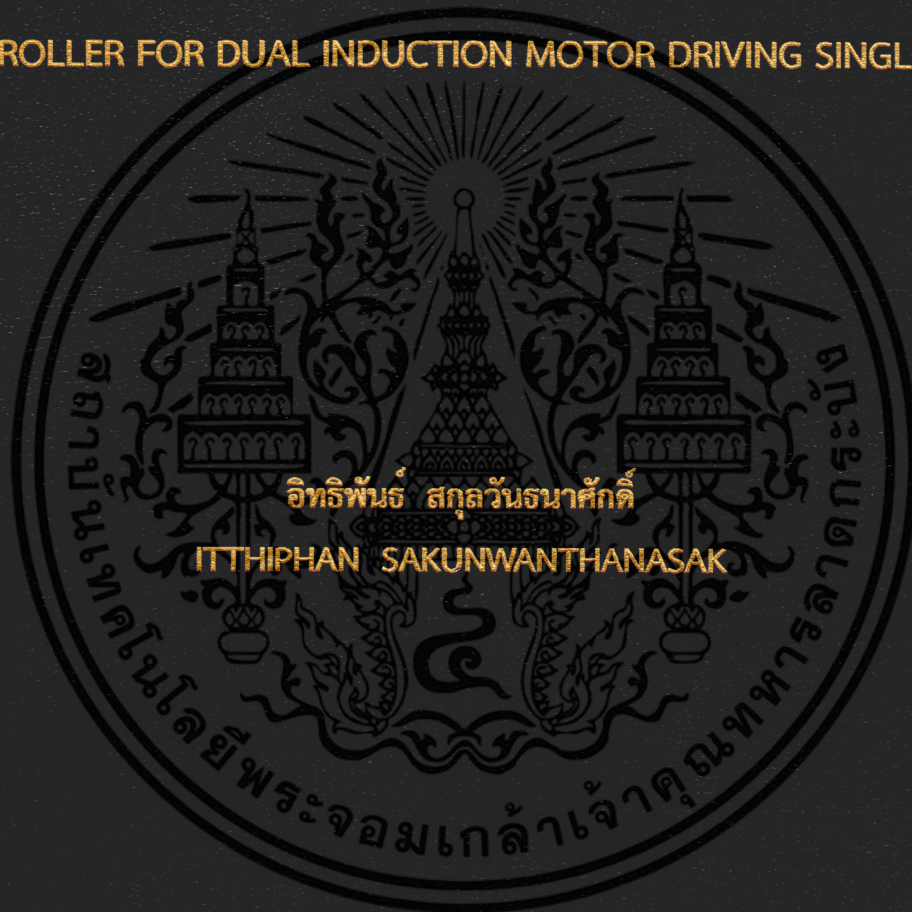


การประยุกต์ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไม่ใช้เซ็นเซอร์กระแส
โดยตัวควบคุมชนิดฟัซซีพีไอสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่
ภาระเดียว

A CURRENT SENSORLESS INDIRECT VECTOR CONTROL USING FUZZY-PI
CONTROLLER FOR DUAL INDUCTION MOTOR DRIVING SINGLE LOAD



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2559

KMITL-2016-EN-M-020-035

การประยุกต์ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไม่ใช้เซ็นเซอร์กระแส
โดยตัวควบคุมชนิดฟัซซีพีไอสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่
ภาระเดียว

A CURRENT SENSORLESS INDIRECT VECTOR CONTROL USING FUZZY-PI
CONTROLLER FOR DUAL INDUCTION MOTOR DRIVING SINGLE LOAD



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2559

KMITL-2016-EN-M-020-035

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A CURRENT SENSORLESS INDIRECT VECTOR CONTROL USING FUZZY-PI
CONTROLLER FOR DUAL INDUCTION MOTOR DRIVING SINGLE LOAD



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2016

KMITL-2016-EN-M-020-035

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประยุกต์ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไม่ใช้เซนเซอร์กระแสโดยตัวควบคุม
ชนิดฟuzzyพีไอสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่ภาระเดี่ยว
Thesis Title A Current Sensorless Indirect Vector Control Using Fuzzy-PI Controller for
Dual Induction Motor Driving Single Load
นักศึกษ นายอิทธิพันธ์ สุกุลวันธนาศักดิ์
รหัสประจำตัว 57601410
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.ศิริเดช บุญแสง
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-020-035

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ดร.สมภพ ผลไม้	
รศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล	
ผศ.ดร.วุฒิพล ธาจารย์ศรีเศรษฐ์	
ผศ.ดร.วรชาติ สุวรรณงาม	
ผศ.ดร.ศิริเดช บุญแสง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 30 พฤษภาคม พ.ศ. 2559 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
โดยไม่ได้รับอนุญาตจากบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 30 พฤษภาคม พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประยุกต์ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไม่ใช้ เซนเซอร์กระแสโดยตัวควบคุมชนิดฟuzzyพีไอสำหรับระบบ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่ภาระเดี่ยว
นักศึกษา	นายอิทธิพันธ์ สุกุลวันธนาศักดิ์
รหัสประจำตัว	57601410
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.ศิริเดช บุญแสง

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (Indirect Vector Control) แบบไม่ใช้เซนเซอร์กระแส นำไปประยุกต์ใช้กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่กับภาระทางกลเดี่ยว โดยหลักการควบคุมนี้ได้นำตัวควบคุมฟuzzyพีไอ (Fuzzy-PI) มาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมความเร็วให้สามารถทำงานได้ดีในสภาวะพลวัต โดยที่องค์ประกอบโดยรวมของระบบควบคุมนี้สามารถออกแบบการควบคุมได้ง่าย และราคาถูกลดเมื่อเทียบกับการควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้เซนเซอร์กระแสมาควบคุมด้วย สำหรับการทดลองจะใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส พิกัด 400 วัตต์ 2 ตัว ในขั้นตอนแรกนำมอเตอร์ตัวที่ 1 มาทดสอบประสิทธิภาพการควบคุมผ่านเงื่อนไขการทดลองประกอบด้วย ทำการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน ทำการเปลี่ยนแปลงความเร็ว และทำการติดตามความเร็ว โดยได้นำวิธีการควบคุมที่นำเสนอที่ใช้ตัวควบคุมฟuzzyพีไอ มาเปรียบเทียบกับตัวควบคุมพีไอ (PI) ผ่านการจำลองทางโปรแกรม MATLAB/Simulink และการทดสอบจริงผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC4011 ในขั้นตอนที่สองนำระบบควบคุมที่นำเสนอแบบฟuzzyพีไอ มาจำลองในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่เตาเผาปูนซีเมนต์เดี่ยว ผลการจำลองและผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการควบคุมที่นำเสนอแบบฟuzzyพีไอให้ผลตอบสนองทางความเร็วได้ดีกว่าเมื่อเทียบกับการใช้ตัวควบคุมพีไอเดิม และสามารถนำไปควบคุมความเร็วของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่ภาระทางกลเดี่ยวได้เป็นอย่างดีสำหรับสภาวะแรงบิดมอเตอร์ทั้ง 2 แตกต่างกัน

Thesis	A Current Sensorless Indirect Vector Control Using Fuzzy-PI Controller for Dual Induction Motor Driving Single Load
Student	Mr.Itthiphan Sakunwanthanasak
Student ID.	57601410
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Siridech Boonsang

ABSTRACT

This thesis presents an induction motor control technique by indirect vector control (IVC) without current sensors applied to dual motor drives system with a single load. This method used Fuzzy-PI controller for improving performances of motor speed under dynamic state. This control strategy could be designed easily. It is low cost comparing to indirect vector control using current sensors. For an experimental test, it was performed by 3-phase induction motor, 400 W, 2 parts. We divided the test into 2 parts. The first test, the single motor was used to verify the performance of the proposed control technique using Fuzzy-PI Controller. It was simulated by MATLAB/Simulink and implemented by dsPIC4011 microcontroller. This technique was compared with conventional PI controller. A condition included step load, step speed and speed tracking. The second test, the proposed control was performed to simulate in cement kiln system. The simulation and experimental results showed that the proposed control method using Fuzzy-PI is better than PI controller for speed responses. And, this scheme can be used for dual motor drive application with a single load. The technique is suitable for state of different torque responses from 2 motors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ ด้วยความกรุณาอย่างยิ่งจาก ผศ.ดร.ศิริเดช บุญแสง ที่ให้ความช่วยเหลือ ชี้แนะ แก้ปัญหาแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด และให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณประธาน และคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ผู้ทรงคุณวุฒิทุกท่าน ที่ได้ชี้แนะแก้ไขข้อผิดพลาดเพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากขึ้น

ขอขอบคุณบุคลากรภายในตึกนวัตกรรมการจัดการข้อมูล ที่ช่วยสนับสนุนอุปกรณ์และพื้นที่ห้องทดลองมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา และญาติพี่น้อง ที่ให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียน และสนับสนุนในทุกๆด้านมาโดยตลอด

ท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบคุณ ครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านภายในสถาบันแห่งนี้ที่ได้สั่งสมวิชาความรู้มาถ่ายทอด ทั้งประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

อิทธิพันธ์ สกลุวันธนาศักดิ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
1.6 โครงสร้างวิทยานิพนธ์.....	3
1.7 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทบทวนวรรณกรรม.....	5
2.1 ทบทวนวรรณกรรมการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่.....	5
2.1.1 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยวิธีควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ความเร็ว.....	5
2.1.2 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยโปรแกรมไม่เชิงเส้น.....	6
2.1.3 ควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยอินเวอร์เตอร์ชนิด 5 ขา.....	7
2.1.4 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยการปรับปรุงวิธี V/f สำหรับการแบ่งภาระทางกล.....	8
2.1.5 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบไฮบริด (Hybrid).....	9
บทที่ 3 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย.....	13
3.1 ส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	13
3.1.1 วงจรพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	13
3.1.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสในรูปแบบสเปซเวกเตอร์.....	15
3.1.3 ทฤษฎีกรอบอ้างอิง.....	16
3.1.4 แบบจำลองมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงใดๆ.....	18
3.1.5 แบบจำลองมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์หรือหยุดนิ่ง.....	20
3.1.6 แบบจำลองมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงซิงโครนัส.....	21
3.1.7 แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	21
3.2 แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส.....	22
3.3 สเปซเวกเตอร์แรงดันกับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.1 ระบบแหล่งจ่าย 3 เฟส.....	25
3.3.2 การควบคุมแรงดันอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	27
3.4 หลักการสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม (SVPWM)	29
3.5 ตัวควบคุมแบบฟัซซีโลจิก.....	33
3.5.1 ฟัซซีโลจิกกับการควบคุมโดยตรง	33
3.5.2 โครงสร้างตัวควบคุมแบบฟัซซีโลจิก	33
3.5.3 การออกฐานกฎ.....	34
บทที่ 4 การควบคุมแบบเวกเตอร์.....	36
4.1 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (Indirect Vector Control).....	36
4.1.1 หลักการทำงานการควบคุมแบบของเวกเตอร์ทางอ้อม	36
4.1.2 การควบคุมแรงดันสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	39
4.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยไม่ใช้เซนเซอร์กระแส.....	41
4.3 การออกแบบระบบควบคุมความเร็ว.....	42
4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอ (PI).....	42
4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมฟัซซีพีไอ (Fuzzy-PI)	44
บทที่ 5 ระบบจำลองและผลการจำลองของเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์กระแส.....	48
5.1 ระบบจำลองทาง MATLAB/Simulink ของการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์กระแสกับมอเตอร์ 400 W.....	48
5.2 จำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบฉับพลันจาก 0 ถึง 800 rpm โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI	51
5.3 จำลองการติดตามความเร็วแบบทางลาดชันด้วยอัตรา 533 rpm/s โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI	53
5.4 จำลองการเปลี่ยนแปลงพิกัดที่ความเร็ว 800 rpm โดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI.....	55
5.5 จำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วทันทีทันใดที่ 800, 1400, 400 และ 800 rpm ตามลำดับ โดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI	56
5.6 ระบบจำลองจริงกับเตาเผาในโรงงานปูนซีเมนต์	57
5.7 ระบบจำลองขับเคลื่อนคู่ด้วยวิธีควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC).....	60
5.7.1 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 และควบคุมแรงบิดมอเตอร์ 2 ด้วย DTC.....	61
5.7.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 และ 2 ด้วย DTC	62
5.8 ระบบจำลองขับเคลื่อนคู่ด้วยวิธีที่นำเสนอ (IVC ไร้เซนเซอร์กระแสกับ Fuzzy-PI).....	64
บทที่ 6 ออกแบบโครงสร้างระบบทดสอบจริง.....	67
6.1 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์.....	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ที่ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
6.2 ชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	68
6.3 ชุดการแสดงผล Digital to Analog	69
6.4 ชุดการส่งค่าระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์.....	70
6.5 Rotary Encoder	71
6.6 ชุดเก็บค่าทางผลทดลอง DAQ	71
6.7 โครงสร้างทางซอฟต์แวร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	72
บทที่ 7 ผลการทดสอบและผลการทำงานจากชุดต้นแบบ.....	77
7.1 ทดสอบการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบฉับพลันจาก 0 ถึง 800 rpm โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI	77
7.2 ทดสอบการติดตามความเร็วแบบทางลาดชันด้วยอัตรา 533 rpm/s, 267 และ 133 rpm/s โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI	79
7.3 ทดสอบขณะป้อนโหลดอย่างทันทีทันใดขนาด 2 Nm. ที่ความเร็ว 800 rpm ใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI	83
7.4 ทดสอบการติดตามความเร็วขณะเริ่มสตาร์ทพร้อมภาระทางกล โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI	84
7.5 ทดสอบการเปลี่ยนแปลงความเร็วทันทีทันใดที่ 800, 400 และ 1200 rpm ใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI	85
7.6 ทดสอบการขับเคลื่อนคู่กับชุดต้นแบบ โดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI.....	86
บทที่ 8 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	89
8.1 สรุปผลการวิจัย	89
8.2 ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและการใช้ประโยชน์.....	90
เอกสารอ้างอิง.....	91
ภาคผนวก ก. การหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์	94
ภาคผนวก ข. อุปกรณ์และห้องทดลอง.....	98
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่.....	101
ประวัติผู้วิจัย	115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการเปรียบเทียบการใช้งานของแต่ละการควบคุม	12
3.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของมอเตอร์ 3 เฟส.....	27
3.2 ฐานกฎทั้ง 9 กฎ	35
4.1 ฐานกฎที่ใช้ทั้งหมด 49 กฎ.....	46
5.1 พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 400 W	48
5.2 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพจากเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน	52
5.3 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบลาดชั้นที่ 533 rpm/s	54
5.4 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ 215 HP	59
5.5 ค่าพารามิเตอร์ระบบทางกล.....	60
6.1 คุณลักษณะของชุดต้นแบบทางกล	68
7.1 ผลการทดสอบเปรียบเทียบประสิทธิภาพจากเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน.....	78
7.2 ผลการจำลองเปรียบเทียบเปลี่ยนแปลงความเร็วลาดชั้นที่ 533, 267 และ 133 rpm/s.....	82
7.3 ผลการเปรียบเทียบค่า RMSE ของมอเตอร์ที่ความเร็วคงตัวที่ 800 rpm	88

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ที่มีในปัจจุบัน 5
2.2	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ความเร็ว 6
2.3	ผลการจำลองของระบบขับเคลื่อนคู่โดยไม่ใช้เซ็นเซอร์ความเร็ว (ก) ความเร็วมอเตอร์ทั้ง 2 ตัว (ข) แรงบิดมอเตอร์ทั้ง 2 ตัว 6
2.4	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยโปรแกรมไม่เชิงเส้น 6
2.5	ผลการจำลองควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยโปรแกรมไม่เชิงเส้น (ก) ความเร็วช่วงสภาวะคงตัว (ข) ความเร็วช่วงสภาวะชั่วครู่ 7
2.6	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยอินเวอร์เตอร์ 5 ขา 7
2.7	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยวิธีเวกเตอร์กับอินเวอร์เตอร์ 5 ขา 7
2.8	การจำลองควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยเวกเตอร์กับอินเวอร์เตอร์ 5 ขา (ก) ความเร็วมอเตอร์ 1 (ข) ความเร็วมอเตอร์ 2 8
2.9	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยการควบคุมแบบปรับปรุง V/f 8
2.10	ผลการแบ่งการรับภาระที่เท่ากันด้วยวิธีการปรับปรุง V/f 8
2.11	การทำงานของมอเตอร์คู่จากการป้อนแรงดันอินเวอร์เตอร์แยกจากกัน 2 ตัว (ก) ควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 และ 2 (ข) ควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 ควบคุมแรงบิดมอเตอร์ 2 9
2.12	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วย Hybrid-DTC 10
2.13	ผลการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วย Hybrid-DTC (ก) ความเร็วแรงบิดของมอเตอร์ทั้ง 2 (ข) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ 1 และ 2 10
2.14	ผลการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วย การควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 และแรงบิดมอเตอร์ 2 10
2.15	แสดงวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีต่างๆ 11
3.1	วงจรมุมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 13
3.2	วงจรมุมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำทางด้านขดลวดสเตเตอร์ 15
3.3	สเปซเวกเตอร์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟส (ABC) 16
3.4	กรอบอ้างอิงใดๆ ในระบบ dq^a 17
3.5	กรอบอ้างอิงหยุดนิ่งในระบบสองเฟส 18
3.6	วงจรมุมูลในกรอบอ้างอิงใดๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 19
3.7	วงจรมุมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงในแกนอ้างอิงใดๆ (ก) วงจรมุมูลแกน d^a (ข) วงจรมุมูลแกน q^a 20
3.8	โครงสร้างมอเตอร์ในแนวแกน d 23
3.9	โครงสร้างมอเตอร์ในแนวแกน q 24
3.10	บล็อกไดอะแกรมแรงบิดและความเร็ว 24
3.11	บล็อกไดอะแกรมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VIII อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 ระบบแหล่งจ่าย 3 เฟสทั่วไป	25
3.13 อินเวอร์เตอร์แรงดัน 3 เฟสพร้อมแรงดันไฟตรง	27
3.14 สถานะแรงดันของเวกเตอร์ทั้ง 8	28
3.15 แสดงการสวิตช์แบบกึ่งสี่เหลี่ยมโดยสังเกตแรงดันเฟส	28
3.16 แสดงการสวิตช์แบบกึ่งสี่เหลี่ยมโดยสังเกตแรงไลน์	29
3.17 หลักการสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม	29
3.18 ตัวอย่างลำดับในการสวิตช์ของเซกเตอร์ที่ 1	31
3.19 ลำดับการทำงานของสวิตช์ทั้ง 6 เซกเตอร์พร้อมเวลา	32
3.20 การควบคุมพีชซีโดยตรง	33
3.21 โครงสร้างของพีชซีโลจิก	34
3.22 ตำแหน่งค่าความผิดพลาดที่ถูกนำไปออกแบบฐานกฎ	34
4.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (ก) วงจรสมมูลในแนวแกน d^e (ข) วงจรสมมูลในแนวแกน q^e	36
4.2 ไดอะแกรมเวกเตอร์กระแสขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชั่น	38
4.3 ไดอะแกรมของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	40
4.4 ไดอะแกรมการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมแบบไร้เซนเซอร์กระแส	42
4.5 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็ว	42
4.6 แผนภาพโบทของระบบควบคุมความเร็วที่ออกแบบ	44
4.7 ผลทดสอบด้วยขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบ PI	44
4.8 ระบบควบคุม Fuzzy-PI	44
4.9 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ (E) และ (ΔE)	45
4.10 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ Output (U)	46
4.11 แผนภาพกราฟ 3 มิติของฐานกฎ	46
5.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์กระแส	48
5.2 บล็อกตัวควบคุมชนิดพีชซีพีโอ ($f = 200/3$ Hz)	49
5.3 บล็อกการคำนวณกระแสสเตเตอร์และโรเตอร์ ($f = 200/3$ Hz)	49
5.4 บล็อกการแปลงแกนและสมการแรงดันมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ($f = 1$ kHz)	49
5.5 รายละเอียดบล็อกการแปลงกรอบอ้างอิงซิงโครนัสเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ($f = 1$ kHz)	50
5.6 รายละเอียดบล็อกการคำนวณแรงดันของมอเตอร์ ($f = 1$ kHz)	50
5.7 รายละเอียดบล็อกการสร้าง SVPWM ($f = 4$ kHz)	50
5.8 เปลี่ยนแปลงความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม PI	51
5.9 เปลี่ยนแปลงความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI	52
5.10 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน	52
5.11 ติดตามความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม PI	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ IX อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 ติดตามความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI	54
5.13 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการจำลองความเร็วแบบลาดชันที่ 533 rpm/s.....	54
5.14 เปลี่ยนแปลงฟังก์ชันควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PI	55
5.15 จำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วใดๆ แบบฉับพลัน.....	56
5.16 ส่วนประกอบระบบขับเคลื่อนคู่ทางกล	57
5.17 บล็อกไดอะแกรมของระบบขับเคลื่อนคู่ทางกล	58
5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง	60
5.19 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงบิดมอเตอร์ตัวที่ 2 ด้วย DTC	61
5.20 ผลการควบคุมแรงบิดมอเตอร์ตัวที่ 2 กับค่า $k_{p2}=3.5 \cdot 10^8$ N/m ขณะเริ่มสตาร์ท (ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2	61
5.21 ผลการควบคุมความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 2 กับค่า $k_{p2}=3.5 \cdot 10^8$ N/m ที่เวลา 12 วินาที (ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2	62
5.22 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 2 ด้วย	62
5.23 ผลการควบคุมมอเตอร์คู่ DTC แบบดั้งเดิม (ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2	63
5.24 ภาระทางกลที่ได้รับ และความเร็วของเตาเผาปูนซีเมนต์ด้วยวิธี DTC.....	63
5.25 บล็อกไดอะแกรมจำลองของระบบขับเคลื่อนคู่ด้วยวิธี IVC ไร้เซนเซอร์กระแส.....	64
5.26 ผลการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (IVC) ไร้เซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุม Fuzzy-PI (ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2	65
5.27 ภาระทางกลที่ได้รับและความเร็วของเตาเผาปูนซีเมนต์ด้วยวิธี IVC ไร้เซนเซอร์กระแส	66
6.1 โครงสร้างระบบกำลัง และระบบทางกล	67
6.2 โครงสร้างระบบทดสอบจริง	67
6.3 อุปกรณ์ Intelligent Power Module (IPM) และวงจรภายใน	68
6.4 ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC4011	69
6.5 อุปกรณ์แปลงสัญญาณ D/A เบอร์ MCP4922	69
6.6 พอร์ตสื่อสารข้อมูลชนิด CAN	70
6.7 การต่อ CAN Bus กับ Controller อื่นๆ	70
6.8 Rotary Encoder 500 pulses/rev	71
6.9 DAQ รุ่น 6009	71
6.10 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมในโปรแกรม LabVIEW	72
6.11 โครงสร้างของตัวควบคุม dspic4011 และอุปกรณ์การวัดค่า	72
6.12 ไดอะแกรมแสดงอินเตอร์รัปต์ภายในคอนโทรลเลอร์	73
6.13 Flowchart ส่วนของโปรแกรมหลัก	73
6.14 Flowchart ส่วนของไทมเมอร์ 1 ควบคุมความเร็ว	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ X ึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.15	Flowchart ส่วนของไทเมอร์ 2 คำนวณแรงดันและมุม 75
6.16	Flowchart ส่วนของ PWM สร้าง SVPWM..... 76
7.1	เปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน ใช้ตัวควบคุม PI 77
7.2	เปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI 78
7.3	แผนภูมิการเปรียบเทียบจากผลการทดสอบเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน 78
7.4	ติดตามด้วยอัตรา 533 rpm/s ใช้ตัวควบคุม PI 79
7.5	ติดตามด้วยอัตรา 533 rpm/s ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI 79
7.6	ติดตามด้วยอัตรา 267 rpm/s ใช้ตัวควบคุม PI 80
7.7	ติดตามด้วยอัตรา 267 rpm/s ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI..... 80
7.8	ติดตามด้วยอัตรา 133 rpm/s ใช้ตัวควบคุม PI 81
7.9	ติดตามด้วยอัตรา 133 rpm/s ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI 81
7.10	แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการทดสอบความเร็วแบบลาดชันที่ 533 rpm/s 82
7.11	แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการทดสอบความเร็วแบบลาดชันที่ 267 rpm/s..... 82
7.12	แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการทดสอบความเร็วแบบลาดชันที่ 133 rpm/s 82
7.13	เปลี่ยนแปลงโหลด ใช้ตัวควบคุม PI 83
7.14	เปลี่ยนแปลงโหลด ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI 83
7.15	ใส่โหลดขณะเริ่มสตาร์ท ใช้ตัวควบคุม PI 84
7.16	ใส่โหลดขณะเริ่มสตาร์ท ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI 84
7.17	เปลี่ยนแปลงความเร็วใดๆ ใช้ตัวควบคุม PI 85
7.18	เปลี่ยนแปลงความเร็วใดๆ ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI 85
7.19	แสดงการติดตามความเร็วที่ 533 rpm/s (ก) มอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2 86
7.20	แสดงการติดตามความเร็วที่ 267 rpm/s (ก) มอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2 87
7.21	แสดงการติดตามความเร็วที่ 133 rpm/s (ก) มอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2 87

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย ทั้งในอุตสาหกรรมขนาดเล็ก และขนาดใหญ่ ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่นิยมใช้เป็นแบบกรงกระรอก ซึ่งมีความทนทานสูง ราคาถูก เมื่อเทียบกับมอเตอร์ชนิดอื่นๆ การใช้ประโยชน์มอเตอร์ชนิดนี้มีหลายด้าน ทั้งในโรงงานปูนซีเมนต์ โรงงานกระดาษ เป็นต้น สำหรับการควบคุมมอเตอร์ชนิดนี้ค่อนข้างมีความซับซ้อน และจะมีความยุ่งยากมากขึ้นเมื่อต้องการประสิทธิภาพทางพลวัตที่สูงขึ้น

สำหรับการประยุกต์ใช้งานด้านการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำในโรงงานปูนซีเมนต์ จากบทความวิจัยที่ผ่านมามีล่าสุด I. X. Bogiatzidis และ et al. (ค.ศ.2012) [1] จะเห็นว่าได้นำมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส จำนวน 2 ตัว และจะใช้อินเวอร์เตอร์ 2 ตัวแยกการควบคุมจากกัน มาใช้ขับเคลื่อนเตาเผาเม็ดปูนซีเมนต์ซึ่งรองรับภาระทางกล เหตุผลที่เลือกใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส นั้นเพราะสามารถหาง่ายตามท้องตลาด และราคาถูกเมื่อเทียบกับมอเตอร์ขนาดใหญ่เพียงตัวเดียวซึ่งจะมีราคาหลายเท่าตัว และในระบบขับเคลื่อนคู่เมื่อมอเตอร์ตัวหนึ่งเกิดการชำรุดเสียหายขึ้น ระบบการผลิตก็ยังคงทำงานต่อไปได้อีกระยะหนึ่งเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงความเสียหายต่อผลิตภัณฑ์ และจากนั้นจึงทำการเปลี่ยนมอเตอร์สำรองได้ทันที

ส่วนของวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์คู่กับภาระทางกลเดี่ยวที่นำมาใช้ในโรงงานปูนซีเมนต์นั้นคือ วิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control : DTC) แบบดั้งเดิม ซึ่งเป็นวิธีที่ต้องอาศัยเซนเซอร์กระแส แรงดัน และความเร็วในการควบคุมความเร็วและแรงบิด และจากผลการทดสอบของระบบขับเคลื่อนคู่กับภาระเดี่ยวที่ผ่านมานี้ สามารถแสดงได้ว่าการรักษาความเร็วของมอเตอร์ทั้ง 2 เป็นหัวใจสำคัญ แม้จะเกิดการส่งแรงบิดระหว่างมอเตอร์ทั้งสองที่แตกต่างกัน ซึ่งจะเป็นปัจจัยการควบคุมที่รองลงมา

จากวิธีการควบคุมที่กล่าวมา จะเห็นว่าการควบคุมลักษณะนี้ต้องอาศัยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มากมาย ทั้งการควบคุมก็มีความยุ่งยากในการออกแบบ และราคายังค่อนข้างสูงอยู่ จึงมีหลักการควบคุมที่ได้พัฒนาขึ้นมาในปัจจุบันหลายวิธี B. K. Bose (ค.ศ.2002) [2] เพื่อที่จะสามารถนำอุปกรณ์ทั่วไปตามท้องตลาดมาประยุกต์ใช้ และสามารถให้ประสิทธิภาพการควบคุมใกล้เคียงกับการควบคุมแรงบิดโดยตรง หนึ่งในวิธีการควบคุมก็คือวิธีการควบคุมสนามแม่เหล็ก (Field-Oriented Control : FOC) หรือการควบคุมเวกเตอร์ (Vector Control) ซึ่งจะให้ประสิทธิภาพการควบคุมมีความใกล้เคียงกับการควบคุมมอเตอร์กระแสตรง โดยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์นี้จะแบ่งเป็นการควบคุมแรงบิด และฟลักซ์โรเตอร์แยกออกจากกัน ซึ่งการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยทั่วไปนั้นที่ศึกษาจะใช้เซนเซอร์กระแส และความเร็วในการควบคุมด้านมอเตอร์

จากการศึกษาการควบคุมเวกเตอร์โดยที่ไม่ใช้เซนเซอร์กระแส Z. S. WANG และ et al. (ค.ศ.2006) [3] จะทำการวัดความเร็วเพียงอย่างเดียว เพื่อนำไปคำนวณแรงดันที่เหมาะสมไปจ่ายให้กับมอเตอร์จากการคำนวณสมการคณิตศาสตร์ ในงานวิจัยที่ผ่านมามีได้แสดงผลการจำลองทาง MATLAB/Simulink และจะเห็นได้ว่าการควบคุมนี้ให้ผลตอบสนองที่ดีทางด้านไดนามิกส์ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานในขดลวดสเตเตอร์ ความต้านทานโรเตอร์ ฟลักซ์ ความเร็ว และภาระ

ทางกล เป็นต้น และการควบคุมเวกเตอร์แบบไม่ใช้เซ็นเซอร์นี้ให้พฤติกรรมใกล้เคียงกับแบบมีเซ็นเซอร์กระแสอีกด้วย

ในงานวิจัยนี้ ได้นำหลักการควบคุมเวกเตอร์ไม่ใช้เซ็นเซอร์กระแสมาประยุกต์ใช้กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่กับภาระทางกลเดี่ยว เนื่องจากต้องการควบคุมเพียงความเร็ว จึงเหมาะที่จะลดสัดส่วนของอุปกรณ์ควบคุมออกเพื่อให้ออกแบบง่ายเมื่อเทียบกับเวกเตอร์คอนโทรลแบบทั่วไป และหลักการควบคุมนี้ยังใช้ตัวควบคุมแบบชาญฉลาด โดยใช้ฟัซซีโลจิก (Fuzzy-Logic) ที่สามารถออกแบบให้ทำงานในสภาวะไม่เป็นระบบเชิงเส้นได้ดี ซึ่งคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในมอเตอร์ และรับภาระทางกลได้ดีขึ้น

หลักการควบคุมที่ได้นำเสนอนี้ ได้นำมาทำการจำลองทาง MATLAB/Simulink ทั้งประสิทธิภาพของตัวควบคุม และระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์คู่ และมีผลการทดสอบจริงบางส่วนในห้องปฏิบัติการ โดยสร้างชุดต้นแบบการทดลองขึ้นมาทดสอบด้วย และสุดท้ายเพื่อพิสูจน์ได้ว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้ต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เพื่อศึกษาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์กระแสโดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI นำไปใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสได้เป็นอย่างดีในสภาวะไดนามิกส์ เช่น การเปลี่ยนแปลงความเร็วอย่างฉับพลัน การรับภาระทางกลอย่างฉับพลัน และการติดตามความเร็วใดๆ ตามที่ต้องการ ซึ่งผลการทดสอบนี้จะแสดงให้เห็นประสิทธิภาพเพื่อทดแทนวิธี DTC แบบดั้งเดิมที่ออกแบบยากและราคาค่อนข้างสูงในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่ภาระทางกลเดี่ยว โดยภาระทางกลเดี่ยวนี้จะอ้างอิงไปยังเตาเผาปูนซีเมนต์ การควบคุมความเร็วของภาระทางกลลักษณะนี้จึงจำเป็นไม่แตกต่างกันมากเกินไป เพื่อจะช่วยป้องกันการเกิดความเสียหายกับฟันเฟืองรอบภาระเดี่ยวขึ้น เนื่องจากระบบขับเคลื่อนนี้มีส่วนของเกียร์ตรอบในอัตราที่สูงอยู่ ในการศึกษาจึงเน้นไปที่การควบคุมความเร็วโดยจะใช้เพียงเซ็นเซอร์ความเร็ว

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

1. การควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์กระแสสามารถรักษาเสถียรภาพได้ดีสำหรับการเปลี่ยนแปลงภาระทางกลที่ไม่คงที่
2. วิธีการควบคุมที่นำเสนอสามารถควบคุมความเร็วได้ดีทุกช่วง
3. การใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI จะให้ประสิทธิภาพการควบคุมความเร็วที่ดีขึ้นกว่าการใช้ตัวควบคุมแบบ PI
4. สามารถนำหลักการควบคุมที่เสนอมาประยุกต์ใช้จริงสำหรับการขับเคลื่อนคู่

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1. ออกแบบตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI และออกแบบวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์กระแส
2. สร้างชุดต้นแบบทางกลขนาดเล็กสำหรับทดสอบจริง และสร้างระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าขึ้น
3. จำลองวิธีการควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์กระแสนี้โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI กับมอเตอร์เดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. จำลองวิธีการควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์กระแสโดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI กับระบบขับเคลื่อนคู่จริงโรงงานปูนซีเมนต์
5. ทดสอบวิธีการควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์กระแสโดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI กับมอเตอร์เดี่ยว
6. ทดสอบควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่กับกับชุดต้นแบบทางกลที่สร้างขึ้น ด้วยวิธีการควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์กระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ที่นำเสนอ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาทฤษฎีมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส และการควบคุมมอเตอร์แบบเวกเตอร์
2. ศึกษาการควบคุมมอเตอร์ด้วยเวกเตอร์ทางอ้อมโดยไม่ใช้เซนเซอร์กระแส
3. ศึกษาและออกแบบตัวควบคุมความเร็วโดยใช้ PI และ Fuzzy-PI
5. ศึกษากระบวนการขับเคลื่อนมอเตอร์คู่กับเตาเผาปูนซีเมนต์
4. จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อทดสอบตามแนวคิด
5. สร้างและติดตั้งชุดต้นแบบสำหรับการทดสอบ
6. ออกแบบระบบซอฟต์แวร์ พร้อมทดสอบการทำงาน
7. ปรับปรุงและแก้ไขซอฟต์แวร์ให้ดีขึ้น
8. เก็บผลการทดลองพร้อมเปรียบเทียบกับผลการจำลองทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์
9. ประเมินผล สรุป และเขียนวิทยานิพนธ์

1.6 โครงสร้างวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษา วิเคราะห์ และทดสอบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์กระแสโดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI โดยรายละเอียดเนื้อหาที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์สามารถแบ่งออกเป็นหลายบทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ขอบเขตของการวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา โครงสร้างวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงการทบทวนวรรณกรรมที่มีในปัจจุบัน โดยมีการเปรียบเทียบและบอกเหตุผลของวิธีการควบคุมที่นำเสนอ

บทที่ 3 กล่าวถึงส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบจำลองมอเตอร์ 3 เฟส สเปซเวกเตอร์แรงดันกับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส หลักการสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม (SVPWM) และการควบคุมด้วยตัวควบคุมฟuzzyโลจิก

บทที่ 4 กล่าวถึงการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยไม่ใช้เซนเซอร์กระแส และการออกแบบระบบควบคุมความเร็วทั้งแบบ PI และ Fuzzy-PI

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างระบบจำลองทางโปรแกรม MATLAB/Simulink รวมถึงการจำลองทางไดนามิกส์ต่างๆของมอเตอร์แบบเดี่ยวด้วยหลักการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมแบบไม่ใช้เซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI และจะจำลองวิธีเวกเตอร์ทางอ้อมไม่ใช้เซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุม Fuzzy-PI กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่ภาวะทางกลเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 กล่าวถึงการออกแบบโครงสร้างระบบทดสอบจริง ที่รวมไปด้วยชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ชุดการแสดงผล Digital to Analog ตัวสื่อสารข้อมูลผ่าน CAN BUS ตัว Rotary Encoder ชุดเก็บค่าผลทดลอง และโครงสร้างทางซอฟต์แวร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ควบคุม

บทที่ 7 กล่าวถึงผลผลการทดสอบในมอเตอร์เดี่ยว และผลการทำงานจากชุดต้นแบบ ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยไม่ใช้เซ็นเซอร์กระแสกับตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI

บทที่ 8 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและนำไปใช้ประโยชน์

ภาคผนวก ก. การหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์

ภาคผนวก ข. อุปกรณ์และห้องทดลอง

ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1.7 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1. สามารถออกแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำได้
2. สามารถแยกข้อดีข้อเสียของการควบคุมแต่ละประเภทการใช้งานได้
2. สามารถนำการควบคุมที่ได้ศึกษาและออกแบบไปใช้ประโยชน์ ในการแก้ไขปัญหาในเชิงปฏิบัติจริงได้
3. สามารถจำลองผลการควบคุม และเขียนโปรแกรมควบคุมผ่านทางไมโครคอนโทรลเลอร์

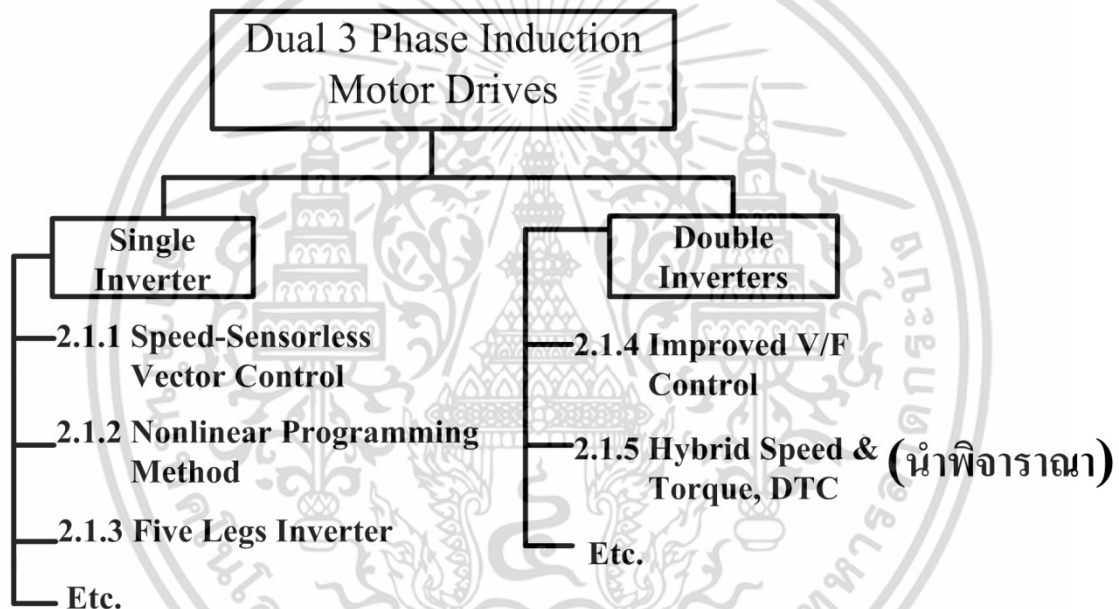
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทบทวนวรรณกรรม

2.1 ทบทวนวรรณกรรมการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่

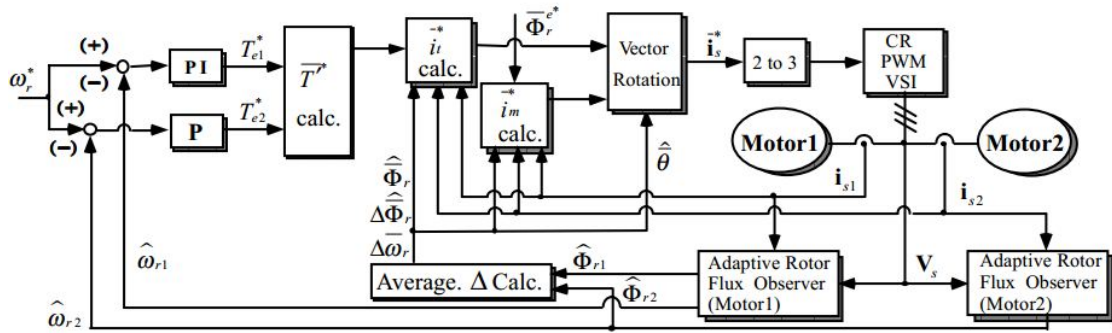
ในบทนี้จะทำการทบทวนบทความวิจัยที่เคยมีมาเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 2 ตัว และอินเวอร์เตอร์ที่ใช้จะเป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter) ควบคุมด้วยสัญญาณ PWM เราสามารถแบ่งการควบคุมจากจำนวนอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 1 ตัว และแบบ 2 ตัวด้วยกัน ซึ่งสามารถแสดงการแบ่งประเภทการควบคุมได้ดังรูปที่ 2.1 โดยจะแบ่งวิธีการควบคุมจากบทความที่มีมาก่อนและหลังตามลำดับหัวข้อ โดยรายละเอียดของวิธีการควบคุมที่จะนำมาพิจารณาและนำเสนอในรูปแบบการควบคุมใหม่จะอยู่ในหัวข้อ 2.1.5



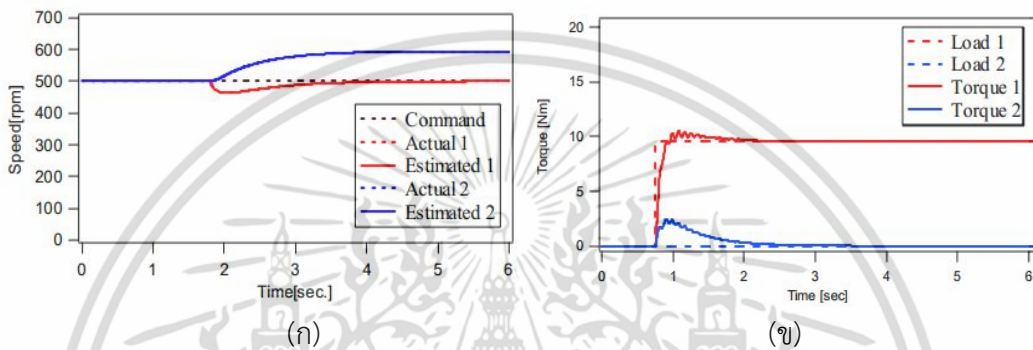
รูปที่ 2.1 ไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ที่มีในปัจจุบัน

2.1.1 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยวิธีควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ความเร็ว

K. Matsuse และ et al. (ค.ศ.2002) [4] ได้ศึกษาการควบคุมมอเตอร์ 2 ตัวที่ต่อขนานกันภายใต้แหล่งจ่ายแรงดันด้วยอินเวอร์เตอร์ 1 ตัวด้วยวิธีการควบคุมเวกเตอร์โดยตรง (direct vector control) แบบไม่ใช้เซ็นเซอร์ความเร็ว สามารถแสดงไดอะแกรมการควบคุมได้ดังรูปที่ 2.2 วิธีการนี้จะสร้างแรงบิดมอเตอร์ทั้งสองภายใต้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ตัวเดียว โดยวิธีการนี้จะสร้างตัวสังเกตฟลักซ์โรเตอร์จากกระแสสเตเตอร์แบบปรับตัวแทนเซ็นเซอร์ความเร็ว การควบคุมนี้สามารถนำไปใช้ประโยชน์ภายใต้ฟังก์ชันของมอเตอร์ที่แตกต่างกันได้โดยจะทำการแบ่งแรงบิดไปยังมอเตอร์แต่ละตัวเพื่อรักษาความเร็วให้ใกล้เคียงกัน ผลการทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าแรงบิดของมอเตอร์ยังคงรับแตกต่างกันได้ และความเร็วมอเตอร์ทั้งสองยังถูกควบคุมให้ใกล้เคียงกัน



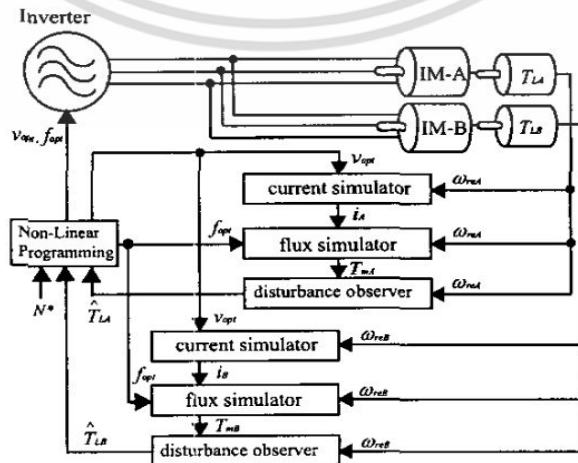
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ความเร็ว [4]



รูปที่ 2.3 ผลการจำลองของระบบขับเคลื่อนคู่โดยไม่ใช้เซนเซอร์ความเร็ว [4]
 (ก) ความเร็วมอเตอร์ทั้ง 2 ตัว (ข) แรงบิดมอเตอร์ทั้ง 2 ตัว

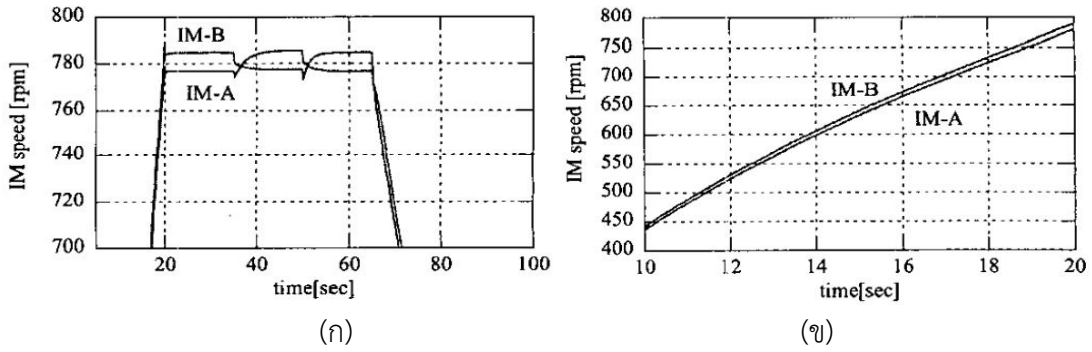
2.1.2 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยโปรแกรมไม่เชิงเส้น

I. Ando และ M. Sato (ค.ศ.2003) [5] ได้ศึกษาวิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์ทั้ง 2 ตัว ต่อขนานกันกับอินเวอร์เตอร์ 1 ตัว ควบคุมด้วยวิธีการโปรแกรมแบบไม่เชิงเส้น (Non-Linear Programming) เพื่อให้มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมการควบคุมได้ดังรูปที่ 2.4 ในโปรแกรมนี้ต้องการข้อมูลของแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ทั้งสอง การควบคุมนี้ต้องการเพียงแค่เซนเซอร์ความเร็วของแต่ละมอเตอร์ สำหรับผลการทดสอบจะแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 จะเห็นความเร็วของมอเตอร์ทั้งสองที่ถูกควบคุมมีประสิทธิภาพในสภาวะคงตัว (steady state) และสภาวะรานเขียน (transient state) ภายใต้แรงบิดที่แตกต่างกัน



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยโปรแกรมไม่เชิงเส้น [5]

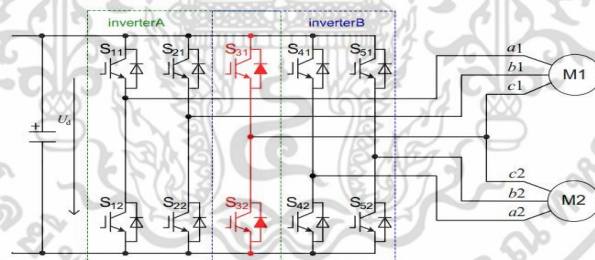
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลระบบไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



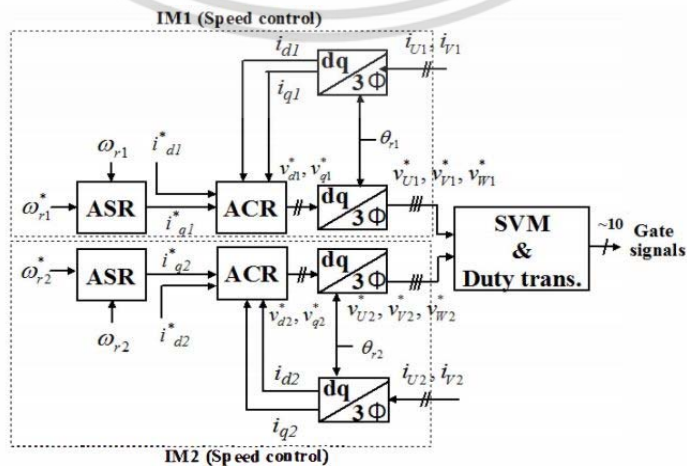
รูปที่ 2.5 ผลการจำลองควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยโปรแกรมไม่เชิงเส้น [5]
 (ก) ความเร็วช่วงสภาวะคงตัว (ข) ความเร็วช่วงสภาวะชั่วคราว

2.1.3 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยอินเวอร์เตอร์ชนิด 5 ขา

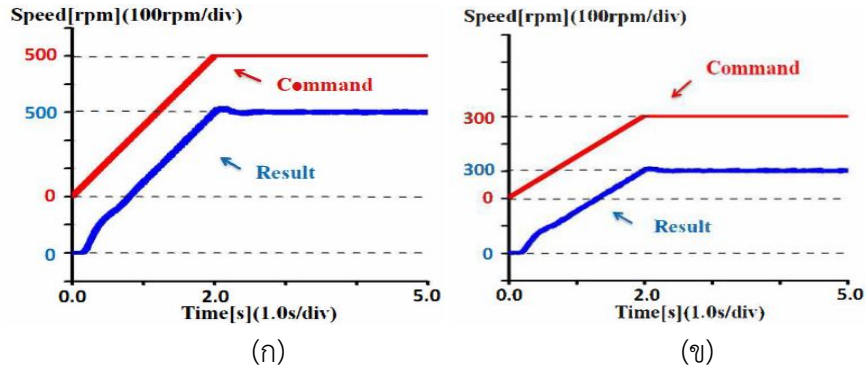
การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยอินเวอร์เตอร์ชนิด 5 ขา ได้มีการพัฒนาขึ้น เพื่อลดจำนวนขาของอินเวอร์เตอร์ลง และยังสามารถควบคุมความเร็ว หรือแรงบิดของทั้งสองมอเตอร์ที่คนละระดับกันได้ ซึ่งวิธีการควบคุมนี้จะต้องอาศัยการคำนวณที่มากขึ้นด้วย โดยเป็นการควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดแรงดันไฟตรง 5 ขา ซึ่งจะมีวิธีควบคุมที่หลากหลาย ตั้งแต่การควบคุมแบบปรับรูปร่างสัญญาณ PWM [6], การควบคุมโดยมีการฉีดแรงดันลำดับศูนย์ [7], การควบคุมด้วยแรงบิดโดยตรง [8] และการควบคุมแบบเวกเตอร์ [9] ในตัวอย่างที่จะแสดงต่อไปนี้จะอ้างอิงถึงการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งสามารถแสดงรูปแบบการต่อได้ดังรูปที่ 2.6 และแสดงระบบควบคุมได้ดังรูปที่ 2.7 โดยผลการควบคุมความเร็วของทั้งสองมอเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยอินเวอร์เตอร์ 5 ขา [9]



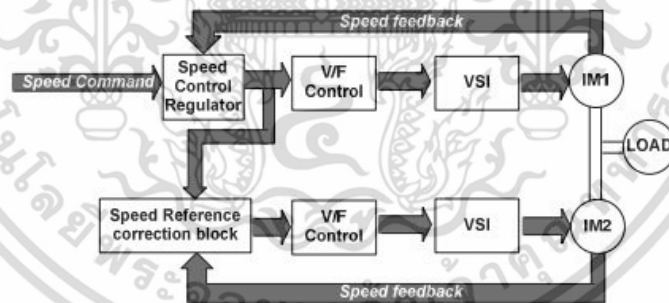
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยวิธีเวกเตอร์กับอินเวอร์เตอร์ 5 ขา [9]
 เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาพลังงานทดแทนจันทบุรี และจะเผยแพร่โดยไม่มีการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



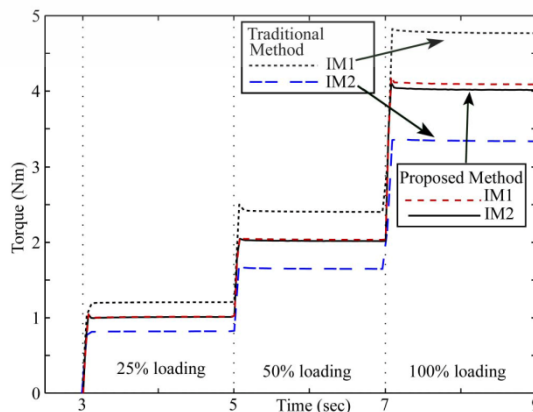
รูปที่ 2.8 ผลการจำลองควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยเวกเตอร์กับอินเวอร์เตอร์ 5 ขา [9]
 (ก) ความเร็วมอเตอร์ 1 (ข) ความเร็วมอเตอร์ 2

2.1.4 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยการปรับปรุงวิธี V/f สำหรับการแบ่งภาระทางกล

J. Iyer และ et al. (ค.ศ.2011) [10] ได้พัฒนาระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 2 ตัวกับอินเวอร์เตอร์ 2 ตัว โดยจะเน้นการแชร์แรงบิดของมอเตอร์ทั้ง 2 ให้มีค่าเท่ากัน วิธีการควบคุมที่ใช้คือแรงดันต่อความถี่ (V/f) สามารถแสดงบล็อกการควบคุมได้ดังรูปที่ 2.9 ในการวิจัยนี้จะให้เซนเซอร์ความเร็วอย่างเดียวกัน ภายในมอเตอร์แต่ละตัวจะมีคุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็ว (torque-speed characteristics) ซึ่งจะนำไปคิดเปรียบเทียบกับวงจรสมมูลของมอเตอร์ทั้ง 2 เพื่อที่จะทำการชดเชยการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่จะเกิดขึ้นได้ เช่น ค่าความต้านทานโรเตอร์ วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายในการขับเคลื่อนมอเตอร์หลายๆตัวพร้อมกัน ทั้งยังราคาถูกลงด้วย โดยผลการควบคุมแรงบิดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยการควบคุมแบบปรับปรุง V/f [10]



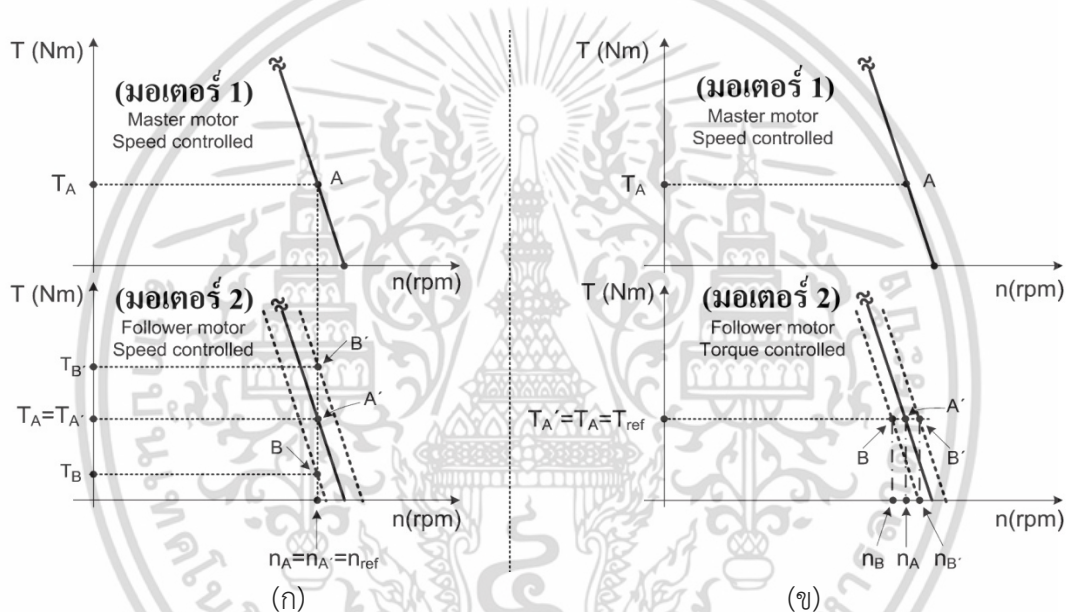
รูปที่ 2.10 ผลการแบ่งการรับภาระที่เท่ากันด้วยวิธีการปรับปรุง V/f [10]

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลทั้งหมดไว้เป็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 การควบคุมมอเตอร์คู่ด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบไฮบริด (Hybrid)

I. X. Bogiatzidis และ et al. (ค.ศ.2012) [1] ได้อธิบายถึงแนวคิดที่นำไปใช้กับระบบขับเคลื่อนคู่ภาระทางกลเดี่ยว โดยภาระทางกลอ้างอิงจากเตาเผาปูนซีเมนต์ชนิดขับเคลื่อนด้วยเฟืองรอบเตาเผา ได้มีออกแบบมอเตอร์ตัวนำ (Master, มอเตอร์ 1) และมอเตอร์ตัวตาม (Follower, มอเตอร์ 2) สิ่งที่ทำกรควบคุมจะแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ 1) ทำการควบคุมทางความเร็ว และ 2) ทำการควบคุมแรงบิด ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.11

จากรูป 2.11 (ก) เป็นการควบคุมความเร็วมอเตอร์ทั้ง 2 ให้เท่ากัน สังเกตแรงบิดทางไฟฟ้ามอเตอร์ตัวที่ 2 จะทำงานอยู่ระหว่างจุด T_B และ T_A ซึ่งแปรเปลี่ยนไปได้ตามปัจจัยค่าความแข็งของเฟือง และจากรูป 2.11 (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2 จะถูกควบคุมด้วยแรงบิด ทำให้ความเร็วอยู่ระหว่างจุด n_B และ n_A ซึ่งความเร็วอาจจะไม่เท่ากันก็ได้ จากสองส่วนการควบคุมนี้สามารถนำมาพิจารณาในการขับเคลื่อนมอเตอร์คู่ภาระทางกลเดี่ยวในโรงงานปูนซีเมนต์



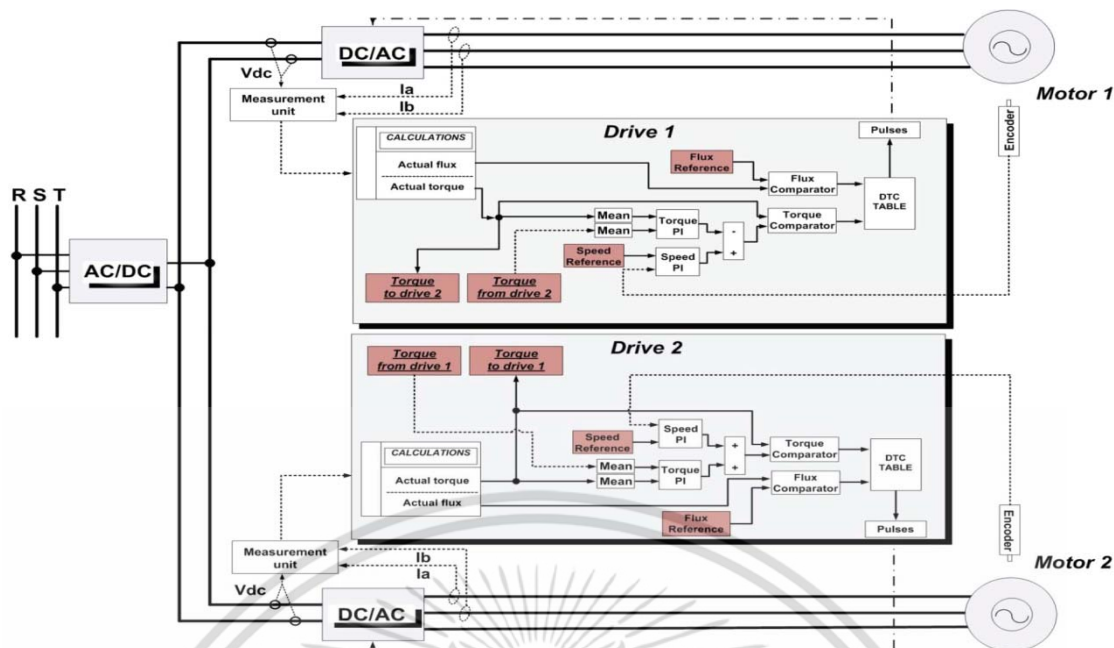
รูปที่ 2.11 การทำงานของมอเตอร์คู่จากการป้อนแรงดันอินเวอร์เตอร์แยกจากกัน 2 ตัว [1]

(ก) ควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 และ 2 (ข) ควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 ควบคุมแรงบิดมอเตอร์ 2

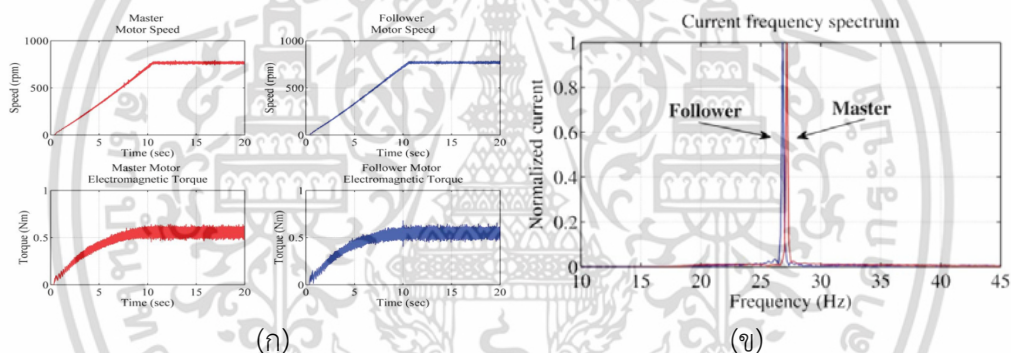
จากหลักการควบคุมความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์ที่ได้กล่าวมา ได้นำไปใช้กับระบบขับเคลื่อนคู่กับเตาเผาปูนซีเมนต์ด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) แบบไฮบริด (Hybrid) ซึ่งจะเป็นการควบคุมความเร็วและแรงบิดระหว่างสองมอเตอร์ไปพร้อมๆกัน มอเตอร์ที่ใช้จะมีขนาดเท่ากันทั้ง 2 ตัว โดยมีขนาด 200 HP โดยเงื่อนไขที่จะทำให้การควบคุมทั้งสองมอเตอร์แตกต่างกันก็คือ เปลี่ยนแปลงค่าระบบทางกล ให้ค่าความแข็งของเฟืองทางกลตัวที่ 2 มีค่าเป็น 70% ของเฟืองตัวที่ 1 การควบคุมนี้สามารถเขียนในรูปของบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.12 และผลการควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 2.13

จากรูป 2.13 (ก) จะเห็นว่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งสังเกตได้ยาก จึงแสดงผลในรูปแบบของความถี่มูลฐานจากกระแสในขดลวดสเตเตอร์ได้ ดังรูป 2.13 (ข) จะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์แต่ละตัวมีค่าไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



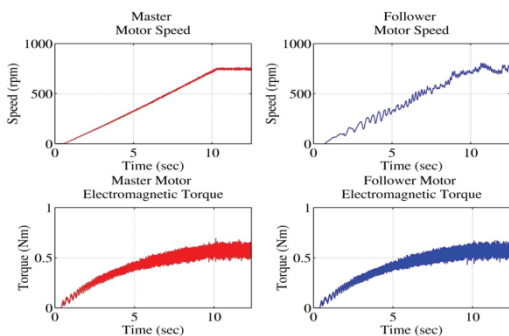
รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วย Hybrid-DTC [1]



รูปที่ 2.13 ผลการควบคุมมอเตอร์คู่ด้วย Hybrid-DTC [1]

(ก) ความเร็วแรงบิดของมอเตอร์ทั้ง 2 (ข) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ 1 และ 2

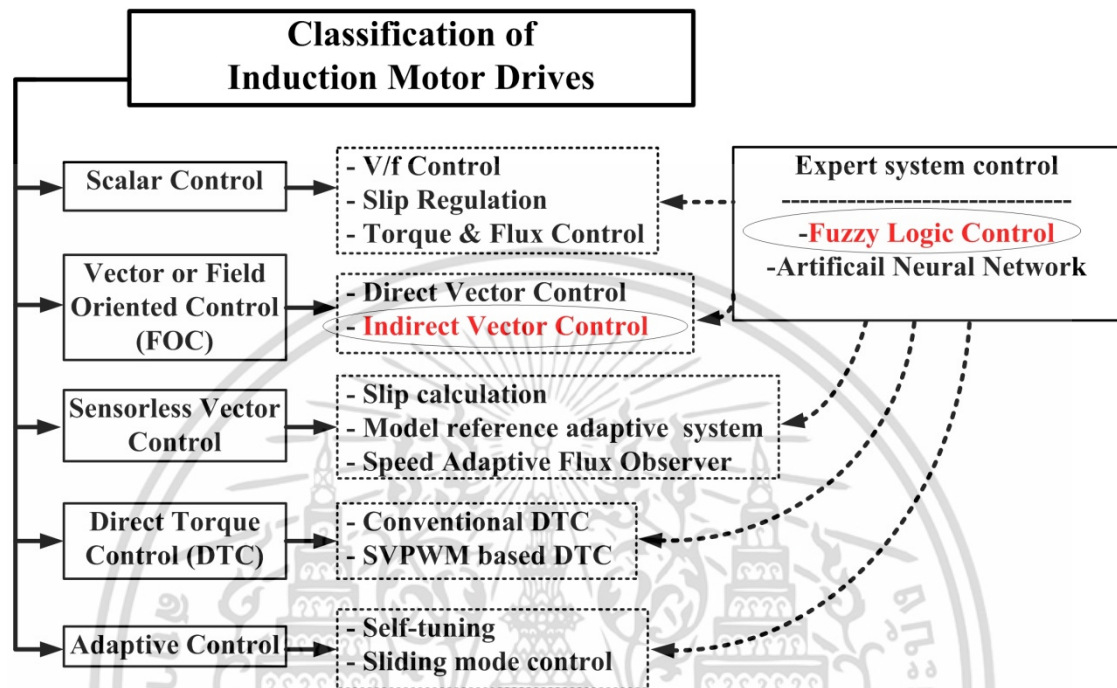
เมื่อเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้วยการควบคุมความเร็วในมอเตอร์ตัวที่ 1 และควบคุมแรงบิดในมอเตอร์ตัวที่ 2 ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมใช้ทั่วไป สามารถแสดงผลการทดสอบได้ดังรูปที่ 2.14 จะเห็นว่าเกิดการสั่นทางความเร็วที่รุนแรงทางฝั่งมอเตอร์ตัวที่ 2 (มอเตอร์ตัวตาม) ซึ่งนำไปสู่ความเสียหายกับระบบทางกล



เอกสารนี้เปิดเผยภายใต้เงื่อนไขการสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี [1] การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองจะเห็นว่า การควบคุมความเร็วมอเตอร์ทั้ง 2 เป็นหัวใจหลักสำคัญ เนื่องจากปริมาณแรงบิดมอเตอร์ที่ส่งไปยังชุดขับนั้นไม่จำเป็นต้องเท่ากันเสมอไป และจากการควบคุมแรงบิดให้เท่ากันจะส่งผลให้ความเร็วที่แตกต่างกันเพียงเล็กน้อย ระบบอาจเกิดการสั่นทางความเร็วที่รุนแรงขึ้นซึ่งเป็นปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ทางกลที่ควรหลีกเลี่ยง



รูปที่ 2.15 แสดงวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีต่างๆ

เมื่อพูดถึงวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ในปัจจุบันนั้นก็มีเกิดขึ้นมากมาย เราสามารถแบ่งการควบคุมหลักๆ ได้เป็น 5 วิธี ประกอบไปด้วย 1) การควบคุมแบบสเกลาร์ 2) การควบคุมแบบเวกเตอร์ 3) การควบคุมความเร็วโดยไม่ใช้เซ็นเซอร์ความเร็ว 4) การควบคุมแรงบิดโดยตรง และ 5) การควบคุมแบบปรับตัวได้ โดยแต่ละวิธีการควบคุมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 ซึ่งจะเห็นว่า การควบคุมเหล่านี้สามารถใช้ตัวควบคุมที่ชาญฉลาดได้ อย่างเช่น ฟัซซีโลจิก หรือ จะเป็นโครงข่ายประสาทเทียม มาช่วยเสริมการควบคุมให้ดีขึ้น

ในส่วนของวิธีการควบคุมความเร็วในระบบขับเคลื่อนคู่ภาวะเดียวกันนี้ ผู้วิจัยจึงเล็งเห็นแนวทางการประยุกต์ใช้วิธีการควบคุมความเร็ว เพื่อลดความยุ่งยาก และทันสมัยขึ้น จากงานศึกษาวิจัยที่ผ่านมาด้วยวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมฟัซซีนั้นได้มีการศึกษาอย่างแพร่หลาย [11-16] ซึ่งหลักการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ฟัซซีนี้ จะให้ประสิทธิภาพการควบคุมที่สูง และดีกว่าเดิมจากการใช้ตัวควบคุม PI

งานวิจัยนี้จึงได้เสนอวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (Indirect Vector Control) และจะไม่ใช้เซ็นเซอร์กระแสตรงร่วมกับใช้ตัวควบคุมแบบฟัซซีพีไอ เพื่อเน้นให้ระบบการขับเคลื่อนคู่ภาวะเดียวกันนี้ถูกควบคุมความเร็วเป็นหัวใจหลักสำคัญที่ขาดไม่ได้ เราสามารถเปรียบเทียบความแตกต่างของวิธีการควบคุมเดิม โดยจะแสดงได้อยู่ในตารางที่ 2.1 ซึ่งมีการเปรียบเทียบกับ 1) วิธีควบคุมแรงบิดโดยตรงเดิม [1] 2) วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ปกติ [2] และ 3) วิธีควบคุมแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวกเตอร์ที่ไม่ใช้เซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุมแบบฟัชซีที่นำเสนอ จะเห็นว่าวิธีการควบคุมที่นำเสนอ มีการออกแบบง่าย ราคาถูก และประสิทธิภาพการควบคุมที่ดีอยู่

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบการใช้งานของแต่ละการควบคุม

วิธีการควบคุม เปรียบเทียบ	Conventional DTC	Vector Control (ทั่วไป)	Proposed Vector Control (ไร้เซนเซอร์กระแส)
เซนเซอร์แรงดัน	1-3	0	0
เซนเซอร์กระแส	2	2	0
เซนเซอร์ความเร็ว	1	1	1
ความถี่สวิตซ์ซิ่ง	ไม่แน่นอน (ออกแบบยาก)	กำหนดได้	กำหนดได้
ความเร็วการควบคุม	ตอบสนองดีมาก	ตอบสนองดี	ตอบสนองดี แต่น้อยกว่าแบบ เวกเตอร์ทั่วไป
การออกแบบวงจร ควบคุม	ปานกลาง	ยาก	ง่าย
ราคา	แพงมาก	แพง	ถูก
Reference paper	[1], [17]	[11]-[16]	[3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

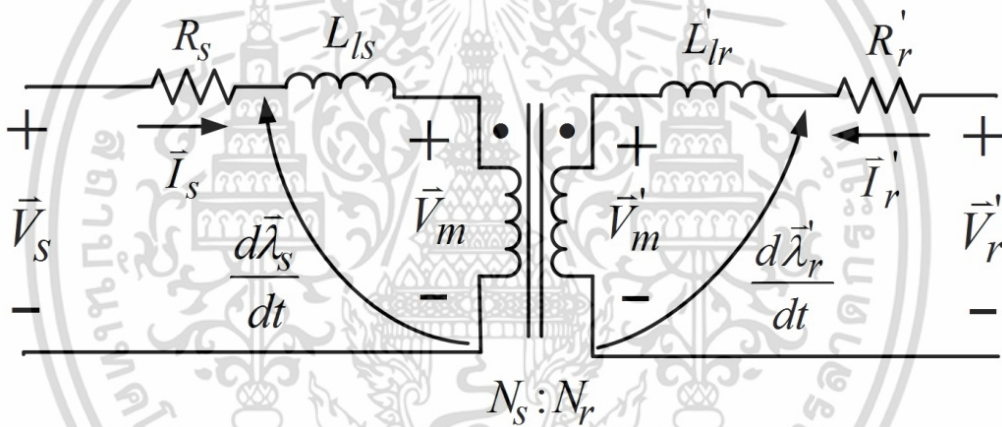
บทที่ 3

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

3.1 ส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การที่จะควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำได้นั้นต้องรู้จักประกอบของพารามิเตอร์ภายในที่จะควบคุม ในหัวข้อนี้จะแสดงรายละเอียดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะประกอบไปด้วย วงจรพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่จะนำมาวิเคราะห์ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสในรูปแบบสเปซเวกเตอร์ ทฤษฎีกรอบอ้างอิงที่จะช่วยทำให้วิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น การวิเคราะห์แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำในแต่ละกรอบอ้างอิง และสุดท้ายจะได้สมการคำนวณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ สามารถแสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

3.1.1 วงจรพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าลักษณะขดลวดจะแบ่งเป็นสองฝั่ง และเมื่อทำการพิจารณาเหมือนกับหม้อแปลงไฟฟ้า จะสามารถเขียนสมการแรงดันด้านขดลวดสเตเตอร์และสมการแรงดันด้านขดลวดโรเตอร์ได้ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2)

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (3.1)$$

$$\vec{V}_r' = R_r \vec{I}_r' + \frac{d\vec{\lambda}_r'}{dt} \quad (3.2)$$

เมื่อ \vec{V}_s : แรงดันสเตเตอร์ ด้านขดลวดสเตเตอร์

\vec{V}_r' : แรงดันโรเตอร์ ด้านขดลวดโรเตอร์

\vec{V}_m : แรงดันสภาพสนามแม่เหล็ก ด้านขดลวดสเตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- \vec{V}_m' : แรงดันสภาพสนามแม่เหล็ก ด้านขดลวดโรเตอร์
 \vec{I}_s : กระแสสเตเตอร์ ด้านขดลวดสเตเตอร์
 $\vec{\lambda}_s$: ฟลักซ์สเตเตอร์ ด้านขดลวดสเตเตอร์
 $\vec{\lambda}_r$: ฟลักซ์โรเตอร์ ด้านขดลวดโรเตอร์
 R_s : ความต้านทานสเตเตอร์ ด้านขดลวดสเตเตอร์
 R_r : ความต้านทานโรเตอร์ ด้านขดลวดโรเตอร์
 L_{ss} : ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ ด้านขดลวดสเตเตอร์
 L_{rr} : ความเหนี่ยวนำรั่วไหลโรเตอร์ ด้านขดลวดโรเตอร์
 N_s, N_r : จำนวนรอบขดลวดของสเตเตอร์ และโรเตอร์ตามลำดับ

จากความสัมพันธ์จำนวนรอบขดลวดสเตเตอร์ (N_s) และจำนวนขดลวดโรเตอร์ (N_r) มีอัตราส่วนจำนวนรอบเป็น $a=N_s/N_r$ สามารถเขียนสมการแรงดัน กระแส ฟลักซ์ และความต้านทานโรเตอร์ใหม่เมื่อทำการย้ายข้างจากทางด้านโรเตอร์มาอยู่ด้านสเตเตอร์ เมื่อ θ_r คือ มุมของโรเตอร์จะได้

$$\vec{V}_r = a \vec{V}_r' e^{j\theta_r} \quad (3.3)$$

$$\vec{I}_r = \frac{\vec{I}_r'}{a} e^{j\theta_r} \quad (3.4)$$

$$\vec{\lambda}_r = a \vec{\lambda}_r' e^{j\theta_r} \quad (3.5)$$

$$R_r = a^2 R_r' \quad (3.6)$$

เมื่อทำการแปลงสมการที่ (3.2) จากทางด้านโรเตอร์ไปทางด้านสเตเตอร์ โดยนำสมการที่ (3.3)-(3.6) ไปแทนแล้วจะได้

$$\frac{\vec{V}_r}{a} e^{-j\theta_r} = \frac{R_r \vec{I}_r}{a} e^{-j\theta_r} + \frac{d}{dt} \left(\frac{\vec{\lambda}_r e^{-j\theta_r}}{a} \right) \quad (3.7)$$

$$= \frac{R_r \vec{I}_r}{a} e^{-j\theta_r} + \frac{1}{a} \left(\vec{\lambda}_r e^{-j\theta_r} \frac{d(-j\theta_r)}{dt} + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} e^{-j\theta_r} \right) \quad (3.8)$$

เมื่อ $\frac{d(\theta_r)}{dt} = \omega_r$ คือความเร็วโรเตอร์แล้วจะได้

$$\vec{V}_r \left(\frac{e^{-j\theta_r}}{a} \right) = R_r \vec{I}_r \left(\frac{e^{-j\theta_r}}{a} \right) + \left(-j\omega_r \vec{\lambda}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} \right) \left(\frac{e^{-j\theta_r}}{a} \right) \quad (3.9)$$

$$\vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + \left(\frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} - j\vec{\lambda}_r \omega_r \right) \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $p = \frac{d}{dt}$ กำหนดสมการแรงดันสเตเตอร์และโรเตอร์ทางด้านขดลวดสเตเตอร์ได้ดังสมการที่ (3.11) และ (3.12) และเนื่องจากเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกจะได้ $\vec{V}_r = 0$

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + p \vec{\lambda}_s \quad (3.11)$$

$$\vec{V}_r = 0 = R_r \vec{I}_r + (p - j\omega_r) \vec{\lambda}_r \quad (3.12)$$

เขียนฟลักซ์สเตเตอร์ และฟลักซ์โรเตอร์ให้อยู่ในรูปของกระแส และความเหนี่ยวนำจะได้

$$\vec{\lambda}_s = \vec{I}_s L_s + \vec{I}_r L_m \quad (3.13)$$

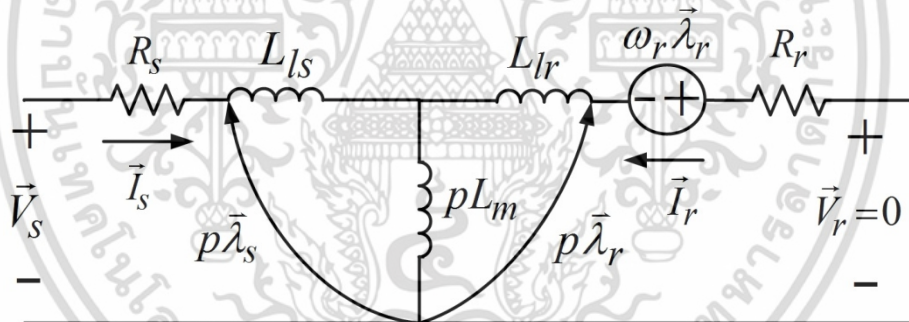
$$\vec{\lambda}_r = \vec{I}_s L_m + \vec{I}_r L_r \quad (3.14)$$

เมื่อ L_s : ค่าความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ ($L_s + L_m$)

L_r : ค่าความเหนี่ยวนำโรเตอร์ ($L_r + L_m$)

L_m : ค่าความเหนี่ยวนำแมกนีไทซ์

สามารถเขียนวงจรสมมูลใหม่ที่อ้างอิงค่าไปทางด้านขดลวดสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำทางด้านขดลวดสเตเตอร์

3.1.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสในรูปแบบสเปซเวกเตอร์

จากปริมาณเวกเตอร์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอกได้แก่แรงดัน กระแส และฟลักซ์ สามารถแสดงองค์ประกอบสามเฟส A, B และ C ได้ดังนี้

$$\vec{V}_s^s(t) = \frac{2}{3} [V_{sA}(t) + \bar{a}V_{sB}(t) + \bar{a}^2V_{sC}(t)] \quad (3.15)$$

$$\vec{I}_s^s(t) = \frac{2}{3} [I_{sA}(t) + \bar{a}I_{sB}(t) + \bar{a}^2I_{sC}(t)] \quad (3.16)$$

$$\vec{I}_r^s(t) = \frac{2}{3} [I_{rA}(t) + \bar{a}I_{rB}(t) + \bar{a}^2I_{rC}(t)] \quad (3.17)$$

$$\vec{\lambda}_s^s(t) = \frac{2}{3} [\lambda_{sA}(t) + \bar{a}\lambda_{sB}(t) + \bar{a}^2\lambda_{sC}(t)] \quad (3.18)$$

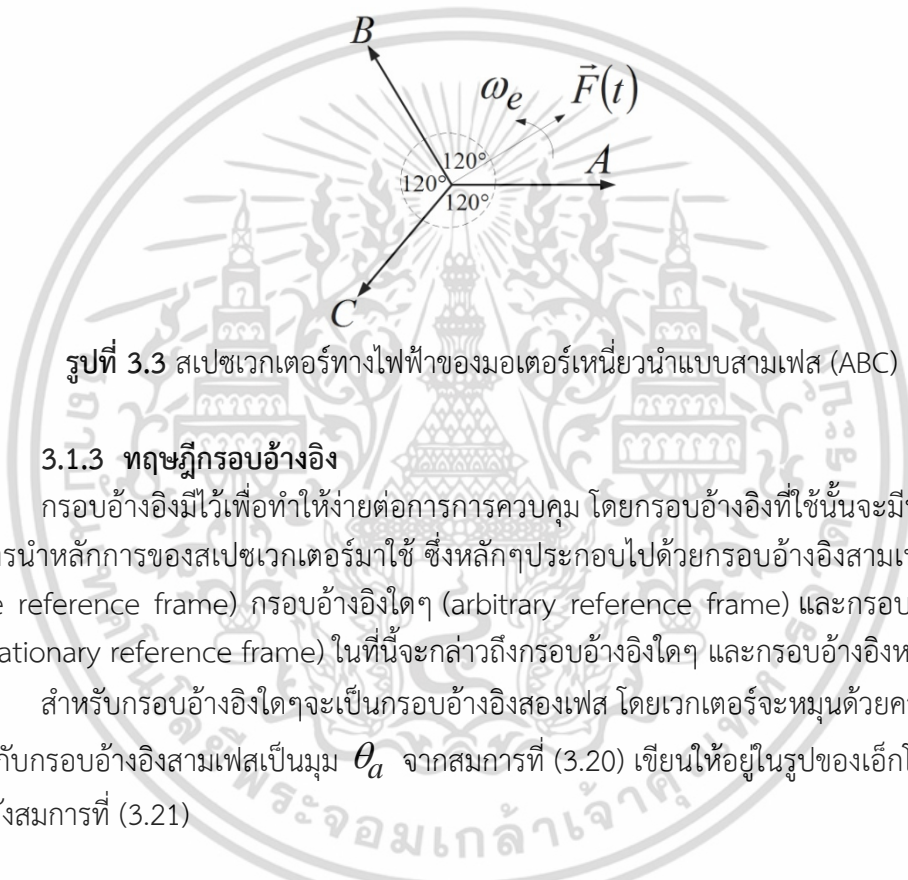
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{\lambda}_r^s(t) = \frac{2}{3} [\lambda_{rA}(t) + \bar{a}\lambda_{rB}(t) + \bar{a}^2\lambda_{rC}(t)] \quad (3.19)$$

เมื่อ ω_e = ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้า, $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

จากสมการ (3.15)-(3.19) นำมาเขียนสเปซเวกเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.3 โดยกำหนดให้ \bar{F} คือ เวกเตอร์แรงดัน กระแส และฟลักซ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ นำมาสรุปได้ดังสมการที่ (3.20)

$$\bar{F}(t) = \bar{F}_{ABC}(t)e^{j\omega_e t} = \frac{2}{3} [F_A(t) + \bar{a}F_B(t) + \bar{a}^2F_C(t)] \quad (3.20)$$



3.1.3 ทฤษฎีกรอบอ้างอิง

กรอบอ้างอิงมีไว้เพื่อทำให้ง่ายต่อการการควบคุม โดยกรอบอ้างอิงที่ใช้กันจะมีหลากหลาย โดยการนำหลักการของสเปซเวกเตอร์มาใช้ ซึ่งหลักๆประกอบไปด้วยกรอบอ้างอิงสามเฟส (three-phase reference frame) กรอบอ้างอิงใดๆ (arbitrary reference frame) และกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (stationary reference frame) ในที่นี้จะกล่าวถึงกรอบอ้างอิงใดๆ และกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งดังนี้

สำหรับกรอบอ้างอิงใดๆจะเป็นกรอบอ้างอิงสองเฟส โดยเวกเตอร์จะหมุนด้วยความเร็ว ω_e ทำมุมกับกรอบอ้างอิงสามเฟสเป็นมุม θ_a จากสมการที่ (3.20) เขียนให้อยู่ในรูปของเอ็กโพเนนเชียลจะได้ดังสมการที่ (3.21)

$$\bar{F}(t)e^{-j\theta_a} = \frac{2}{3} [F_A(t) + \bar{a}F_B(t) + \bar{a}^2F_C(t)]e^{-j\theta_a} \quad (3.21)$$

ทำการเปลี่ยนจากฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลให้อยู่ในรูปของ Rectangular (แกนจริง, แกนจินตภาพ) โดยใช้ Euler's formula จะได้ดังสมการที่ (3.22)

$$\bar{F}(t)e^{-j\theta_a} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} F_A(t)(\cos \theta_a - j \sin \theta_a) + F_B(t) \left(\cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a \right) - j \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a \right) \right) \\ F_C(t) \left(\cos \left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a \right) - j \sin \left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a \right) \right) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปให้อยู่สองแกน คือ ในแกนจริง และแกนจินตภาพจะได้

$$\vec{F}(t)e^{-j\theta_a} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} F_A(t)\cos\theta_a + F_B(t)\cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) + F_C(t)\cos\left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a\right) \\ j\left(-F_A(t)\sin\theta_a - F_B(t)\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) - F_C(t)\sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a\right)\right) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

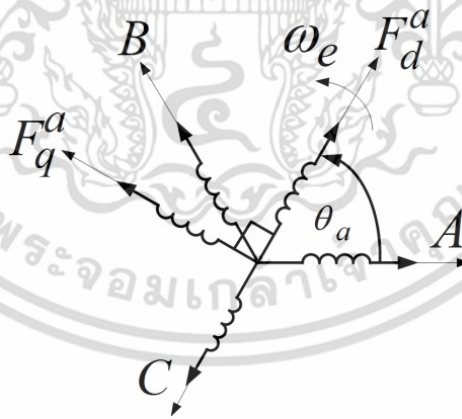
จากสมการที่ (3.23) กำหนดรูปแบบแกนสองเฟส ซึ่ง d แทนด้วยจำนวนจริง q แทนด้วยจำนวนจินตภาพ แสดงได้ดังสมการที่ (3.24) เมื่อตัวยก a แทนด้วยกรอบอ้างอิงใดๆ

$$\vec{F}(t)e^{-j\theta_a} = \vec{F}_{dq}^a = F_d^a + jF_q^a \quad (3.24)$$

$$F_d^a = F_A \cos\theta_a + F_B \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) + F_C \cos\left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a\right) \quad (3.25)$$

$$F_q^a = -F_A \sin\theta_a - F_B \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) - F_C \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a\right) \quad (3.26)$$

การแปลงจากกรอบอ้างอิงสามเฟสเป็นกรอบอ้างอิงใดๆในระบบ dq^a จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 และเมื่อทำการจัดรูปสมการที่ (3.25) และ (3.26) ให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.27)



รูปที่ 3.4 กรอบอ้างอิงใดๆ ในระบบ dq^a

$$\begin{bmatrix} F_d^a \\ F_q^a \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_a & \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a\right) \\ \sin\theta_a & \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta_a\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_A \\ F_B \\ F_C \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

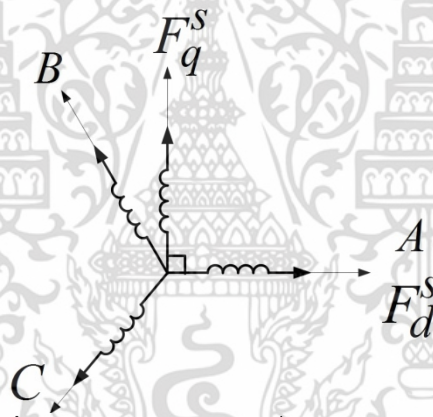
สำหรับการแปลงจากกรอบอ้างอิงใดๆเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง จะกำหนดให้มุมใดๆที่ทำกับกรอบอ้างอิงสามเฟสเท่ากับศูนย์ ($\theta_a = 0$) แสดงได้ดังต่อไปนี้ เมื่อตัวยก s คือกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

$$\vec{F}_{dq}^s = \vec{F}(t)e^{-j(0)} \quad (3.28)$$

$$\vec{F}_{dq}^s = F_d^s + jF_q^s \quad (3.29)$$

เขียนสมการ (3.28) และ (3.29) ให้อยู่ในรูปเมทริกซ์จะได้ดังสมการที่ (3.30) และการแปลงจากกรอบอ้างอิงกรอบอ้างอิงใดๆเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟสจะแสดงได้ดังรูปที่ 3.5

$$\begin{bmatrix} F_d^s \\ F_q^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_A \\ F_B \\ F_C \end{bmatrix} \quad (3.30)$$



รูปที่ 3.5 กรอบอ้างอิงหยุดนิ่งในระบบสองเฟส

3.1.4 แบบจำลองมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงใดๆ

จากทฤษฎีกรอบอ้างอิงที่กล่าวมาข้างต้น สำหรับในการทำแบบจำลองมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงใดๆ ต้องอาศัยมุม θ_a และจากสมการแรงดันสเตเตอร์และโรเตอร์ (3.11) และ (3.12) นำมาเขียนใหม่ได้เป็น

$$\vec{V}_s^a e^{j\theta_a} = R_s \vec{I}_s^a e^{j\theta_a} + p \vec{\lambda}_s^a e^{j\theta_a} \quad (3.31)$$

$$0 = R_r \vec{I}_r^a e^{j\theta_a} + (p - j\omega_r) \vec{\lambda}_r^a e^{j\theta_a} \quad (3.32)$$

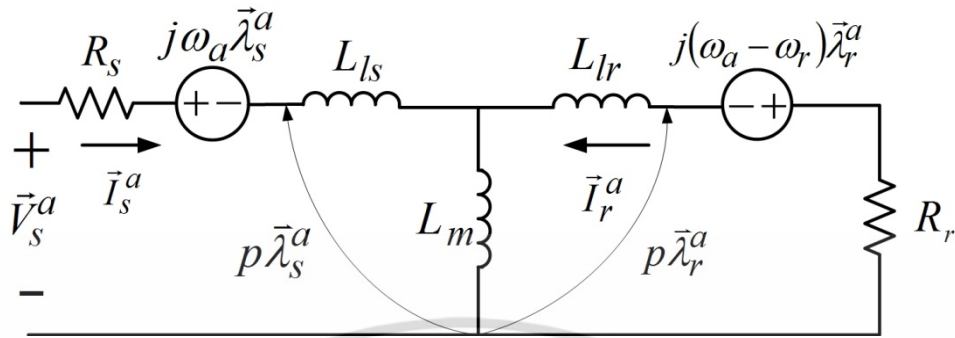
จัดรูปสมการที่ (3.31) และ (3.32) ใหม่ได้เป็น

$$\vec{V}_s^a = R_s \vec{I}_s^a + (p + j\omega_a) \vec{\lambda}_s^a \quad (3.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = R_r \vec{I}_r^a + j(\omega_a - \omega_r) \vec{\lambda}_r^a + p \vec{\lambda}_r^a \quad (3.34)$$

นำสมการที่ได้จากสมการที่ (3.33) และ (3.34) มาเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลในกรอบอ้างอิงใดๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เมื่อกำหนดฟลักซ์สเตเตอร์ และโรเตอร์ให้อยู่ในรูปของกระแสดังต่อไปนี้

$$\vec{\lambda}_s^a = L_s \vec{I}_s^a + L_m \vec{I}_r^a \quad (3.35)$$

$$\vec{\lambda}_r^a = L_m \vec{I}_s^a + L_r \vec{I}_r^a \quad (3.36)$$

นำสมการที่ (3.35) และ (3.36) ไปแทนค่าในสมการที่ (3.33) และ (3.34) จะได้

$$\vec{V}_s^a = R_s \vec{I}_s^a + (p + j\omega_a)(L_s \vec{I}_s^a + L_m \vec{I}_r^a) \quad (3.37)$$

$$0 = R_r \vec{I}_r^a + j(\omega_a - \omega_r)(L_m \vec{I}_s^a + L_r \vec{I}_r^a) + p(L_m \vec{I}_s^a + L_r \vec{I}_r^a) \quad (3.38)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.37) และ (3.38) มาจัดรูปแบบเวกเตอร์ทางไฟฟ้าให้อยู่ในแบบ dq^a ($\vec{F}_{dq}^a = F_d^a + jF_q^a$) จะได้ดังสมการที่ (3.39) และ (3.40)

$$V_{sd}^a + jV_{sq}^a = R_s (I_{sd}^a + jI_{sq}^a) + (p + j\omega_a) \begin{pmatrix} L_s (I_{sd}^a + jI_{sq}^a) \\ + L_m (I_{rd}^a + jI_{rq}^a) \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

$$= R_r (I_{rd}^a + jI_{rq}^a) + j(\omega_a - \omega_r) (L_m (I_{sd}^a + jI_{sq}^a) + L_r (I_{rd}^a + jI_{rq}^a)) \\ + p(L_m (I_{sd}^a + jI_{sq}^a) + L_r (I_{rd}^a + jI_{rq}^a)) \quad (3.40)$$

เมื่อจัดรูปสามารถแบ่งเป็น 4 ส่วนประกอบกันได้ดังต่อไปนี้

$$V_{sd}^a = (R_s + pL_s) I_{sd}^a - \omega_a L_s I_{sq}^a + pL_m I_{rd}^a - \omega_a L_m I_{rq}^a \quad (3.41)$$

$$V_{sq}^a = \omega_a L_s I_{sd}^a + (R_s + pL_s) I_{sq}^a + \omega_a L_m I_{rd}^a + pL_m I_{rq}^a \quad (3.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

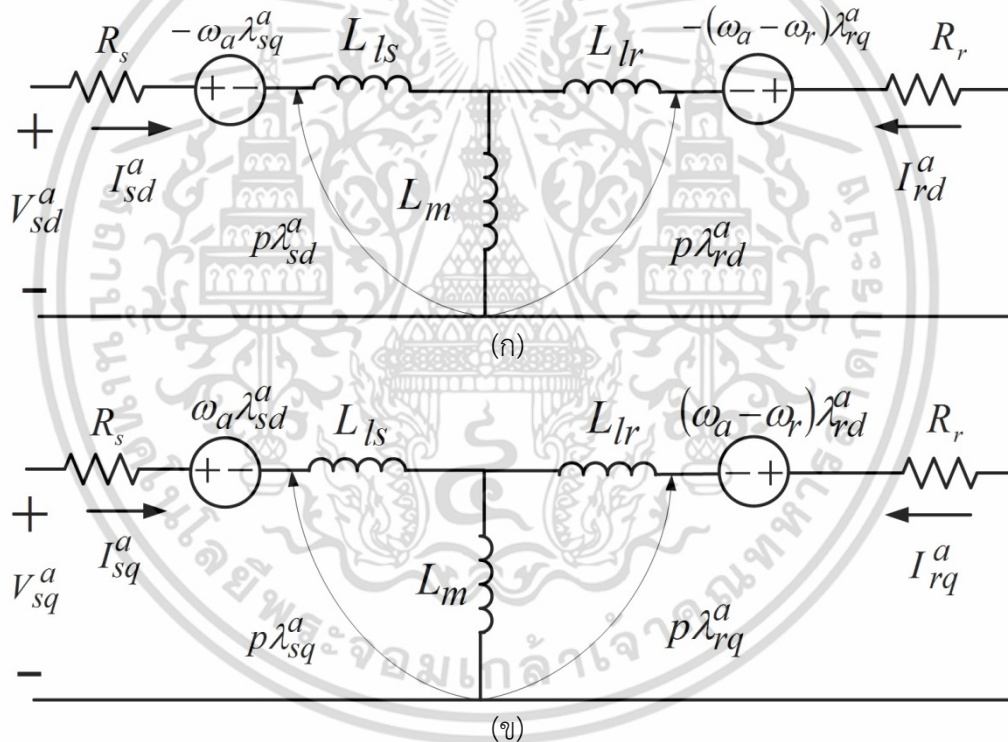
$$V_{rd}^a = pL_m I_{sd}^a - (\omega_a - \omega_r) L_m I_{sq}^a + (R_r + pL_r) I_{rd}^a - (\omega_a - \omega_r) L_r I_{rq}^a \quad (3.43)$$

$$V_{rq}^a = (\omega_a - \omega_r) L_m I_{sd}^a + pL_m I_{sq}^a + (\omega_a - \omega_r) L_r I_{rd}^a + (R_r + pL_r) I_{rq}^a \quad (3.44)$$

นำสมการที่ (3.41) ถึง (3.44) มาเขียนให้อยู่ในรูปเมทริกซ์จะได้

$$\begin{bmatrix} V_{sd}^a \\ V_{sq}^a \\ V_{rd}^a \\ V_{rq}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_a L_s & pL_m & -\omega_a L_m \\ \omega_a L_s & R_s + pL_s & \omega_a L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_a - \omega_r) L_m & R_r + pL_r & -(\omega_a - \omega_r) L_r \\ (\omega_a - \omega_r) L_m & pL_m & (\omega_a - \omega_r) L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^a \\ I_{sq}^a \\ I_{rd}^a \\ I_{rq}^a \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.45) สามารถนำมาเขียนวงจรสมมูลในกรอบอ้างอิงใดๆ ดังรูปที่ 3.7 ต่อไปนี้



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนในกรอบอ้างอิงใดๆ (ก) วงจรสมมูลแกน d^a

(ข) วงจรสมมูลแกน q^a

3.1.5 แบบจำลองมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์หรือหยุดนิ่ง

สำหรับกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งได้กล่าวมาแล้วข้างต้น คือการแปลงจากระบบ 3 เฟส มาอยู่ในรูปของระบบ 2 เฟส โดยสามารถทำการแปลงกรอบอ้างอิงใดๆเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งได้จากสมการที่ (3.45) นำค่า ω_d มาแทนค่าด้วย 0 ซึ่งกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งนี้จะทำการอ้างอิงระบบสองเฟสด้วยความเร็วในแกนหมุนเท่ากับกรอบอ้างอิงสามเฟสจึงเป็น 0 นั้นเอง เมื่อแทนค่าแล้วจะได้เป็นดัง

สมการที่ (3.46) ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} V_{sd}^s \\ V_{sq}^s \\ V_{rd}^s \\ V_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^s \\ I_{sq}^s \\ I_{rd}^s \\ I_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

3.1.6 แบบจำลองมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงซิงโครนัส

ทำการแปลงจากกรอบอ้างอิงใดๆเป็นกรอบอ้างอิงซิงโครนัส มุมอ้างอิงที่ใช้จะหมุนเท่ากับความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้า จากสมการที่ (3.45) สามารถแทนค่า ω_d ด้วย ω_e จะได้ดังสมการที่ (3.47)

$$\begin{bmatrix} V_{sd}^e \\ V_{sq}^e \\ V_{rd}^e \\ V_{rq}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^e \\ I_{sq}^e \\ I_{rd}^e \\ I_{rq}^e \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

เมื่อ ด้วย e : กรอบอ้างอิงซิงโครนัส (synchronous reference frame)

ω_{sl} : ความถี่สลิปมาจาก $\omega_e - \omega_r$

3.1.7 แรงแบบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แรงแบบจะพิจารณาจากกำลังไฟฟ้าชั่วขณะของมอเตอร์ทั้ง 4 แกน ในระบบ dq^e ดังนี้

$$P_e = \frac{3}{2} (V_{sd}^e I_{sd}^e + V_{sq}^e I_{sq}^e + V_{rd}^e I_{rd}^e + V_{rq}^e I_{rq}^e) \quad (3.48)$$

โดยกำลังจะแบ่งเป็นสามเทอมประกอบด้วย $P_{loss}(I^2R)$ คือกำลังสูญเสียในขดลวด $P_{storage}(Ip\lambda)$ คือกำลังสนามแม่เหล็กระหว่างขดลวด และ $P_{em}(\omega\mathcal{M})$ คือกำลังทางกลดังต่อไปนี้

$$P_e = P_{loss} + P_{storage} + P_{em} \quad (3.49)$$

ในกรณีมอเตอร์เหนี่ยวนำมีจำนวนขั้วแม่เหล็ก P ขั้ว จะได้ความเร็วโรเตอร์ทางไฟฟ้า (r) และทางกล (m) ดังสมการที่ (3.50) ต่อไปนี้

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (3.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงบิดของมอเตอร์ (T_e) หาได้จากอัตราส่วน $\frac{P_{em}}{\omega_{rm}}$ ซึ่งจะได้

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{\omega_r (\lambda_{rq}^a I_{rd}^a - \lambda_{rd}^a I_{rq}^a)}{\omega_{rm}} \quad (3.51)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{rq}^a I_{rd}^a - \lambda_{rd}^a I_{rq}^a) \quad (3.52)$$

จัดรูปสมการข้างต้นให้อยู่ในเทอมของกระแสสเตเตอร์ และฟลักซ์โรเตอร์ได้ดังนี้

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (I_{sq}^a \lambda_{rd}^a - I_{rd}^a \lambda_{rq}^a) \quad (3.53)$$

3.2 แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยจะทำงานเมื่อจ่ายแรงดันที่ขั้วของขดลวดสเตเตอร์ด้วยขนาดและความถี่หนึ่ง สำหรับในการสร้างแบบจำลองในการทดลองนี้จะสร้างจากกรอบอ้างอิงสเตเตอร์หรือกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งแสดงได้ดังต่อไปนี้

จากสมการฟลักซ์สเตเตอร์ และโรเตอร์ในแนวแกน d จะได้

$$\lambda_{sd}^s = \int V_{sd}^s - R_s I_{sd}^s dt \quad (3.54)$$

$$\lambda_{rd}^s = \int -\omega_r \lambda_{rq}^s - R_r I_{rd}^s dt \quad (3.55)$$

และเมื่อเขียนสมการฟลักซ์ให้อยู่ในรูปของกระแสสเตเตอร์ และโรเตอร์ในแกน d จะได้

$$\lambda_{sd}^s = I_{sd}^s L_s + I_{rd}^s L_m \quad (3.56)$$

$$\lambda_{rd}^s = I_{sd}^s L_m + I_{rd}^s L_r \quad (3.57)$$

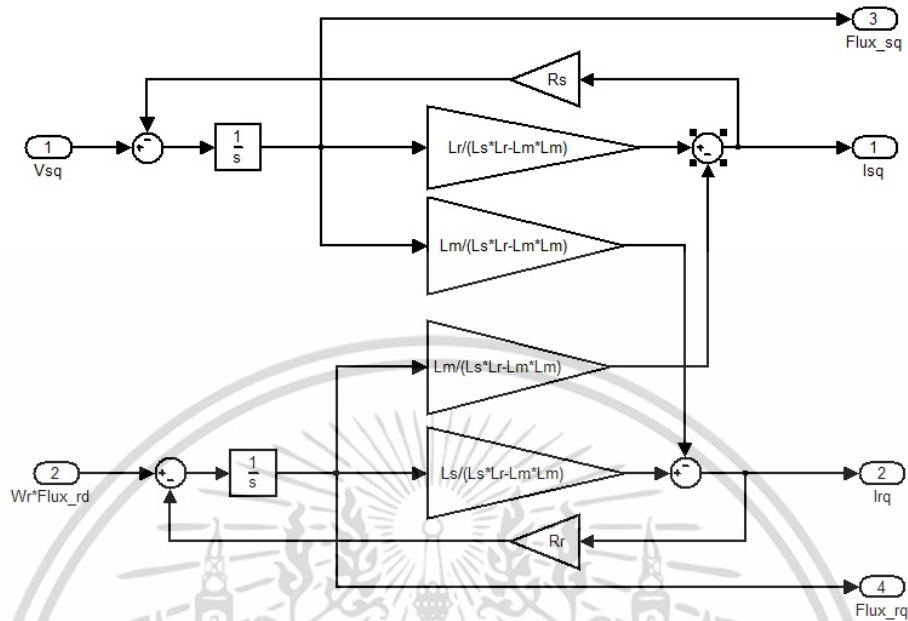
จากสมการที่ (2.56) และ (2.57) นำมาหากระแสในเทอมของฟลักซ์จะได้

$$I_{sd}^s = \frac{L_r \lambda_{sd}^s - L_m \lambda_{rd}^s}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.58)$$

$$I_{rd}^s = \frac{L_s \lambda_{rd}^s - L_m \lambda_{sd}^s}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (3.54), (3.55), (3.58) และ (3.59) มาเขียนในรูปของบล็อกไดอะแกรม จะได้ ฟลักซ์สเตเตอร์ และโรเตอร์ในแนวแกน d ของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 3.8 ต่อไปนี้



รูปที่ 3.8 โครงสร้างมอเตอร์ในแนวแกน d

จากสมการฟลักซ์สเตเตอร์ และโรเตอร์ในแนวแกน q จะได้

$$\lambda_{sq}^s = \int V_{sq}^s - R_s I_{sq}^s dt \quad (3.60)$$

$$\lambda_{rq}^s = \int \omega_r \lambda_{rd}^s - R_r I_{rq}^s dt \quad (3.61)$$

และเมื่อเขียนสมการฟลักซ์ให้อยู่ในรูปของกระแสสเตเตอร์ และโรเตอร์ในแกน q จะได้

$$\lambda_{sq}^s = I_{sq}^s L_s + I_{rq}^s L_m \quad (3.62)$$

$$\lambda_{rq}^s = I_{sq}^s L_m + I_{rq}^s L_r \quad (3.63)$$

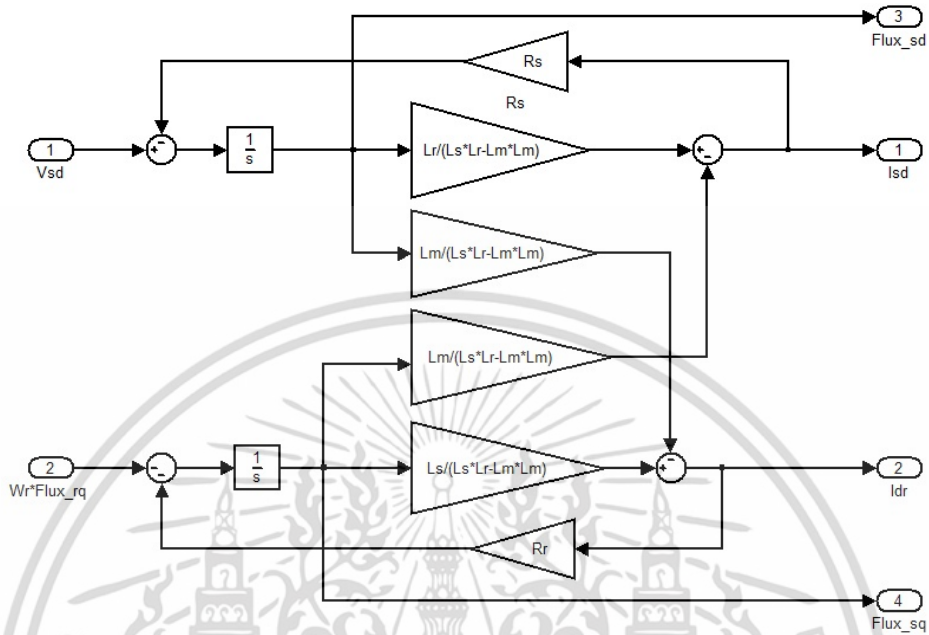
จากสมการที่ (3.62) และ (3.63) นำมาหากระแสในทอมของฟลักซ์จะได้

$$I_{sq}^s = \frac{L_r \lambda_{sq}^s - L_m \lambda_{rq}^s}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.64)$$

$$I_{rq}^s = \frac{L_s \lambda_{rq}^s - L_m \lambda_{sq}^s}{L_s L_r - L_m^2} \quad (3.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (3.60), (3.61), (3.64) และ (3.65) มาเขียนในรูปของบล็อกไดอะแกรม จะได้ ฟลักซ์สเตเตอร์ และโรเตอร์ในแนวแกน q ของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 3.9 ต่อไปนี้

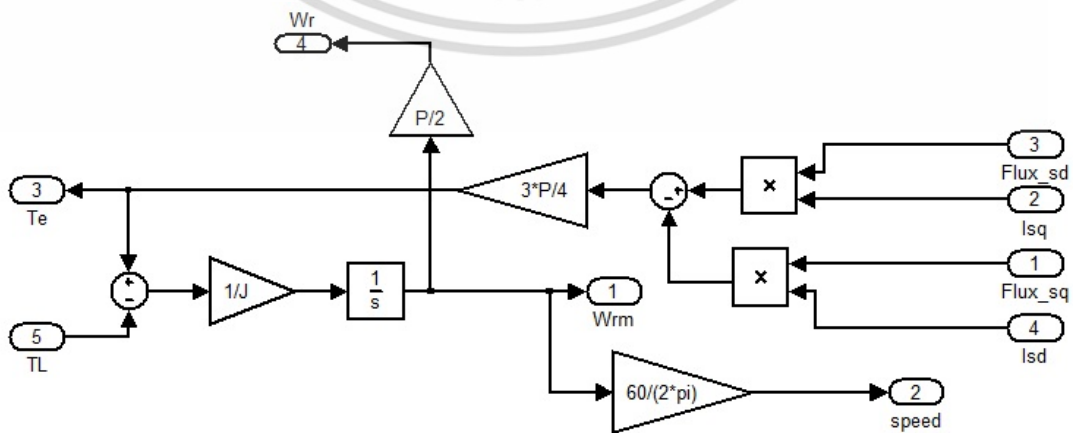


รูปที่ 3.9 โครงสร้างมอเตอร์ในแนวแกน q

จากนั้นนำกระแส และฟลักซ์ มาสร้างสมการแรงบิดและความเร็วในสมการที่ (3.66) และ (3.67) ซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.10

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{sd}^s I_{sq}^s - \lambda_{sq}^s I_{sd}^s) \tag{3.66}$$

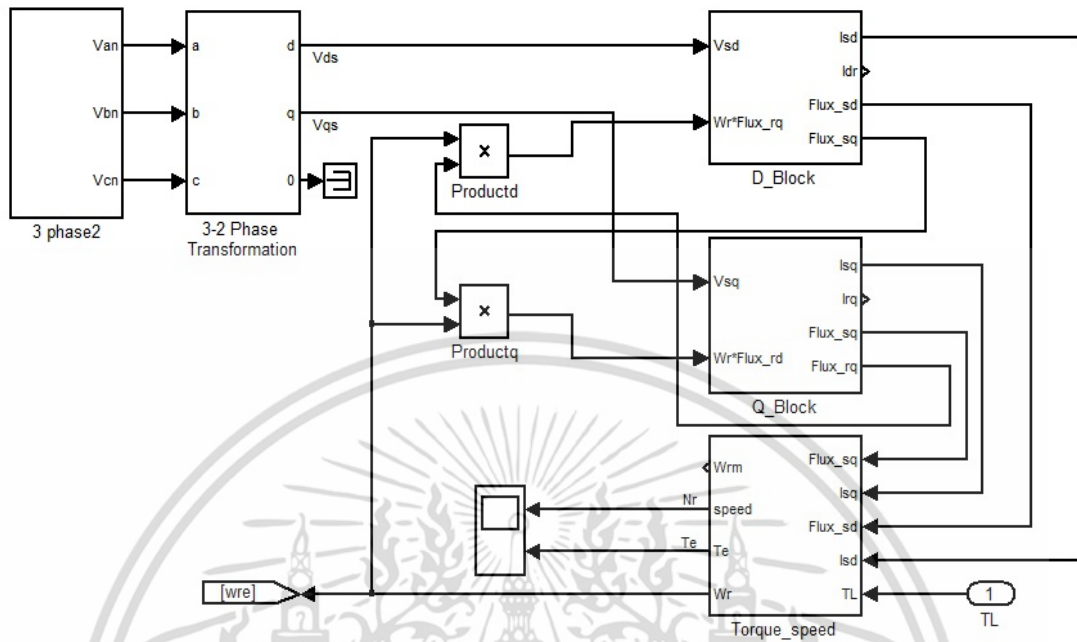
$$\omega_{rm} = \int \frac{T_e - T_L}{J} dt \tag{3.67}$$



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมแรงบิดและความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.11 จะแสดงภาพรวมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งได้มาจากส่วนประกอบของรูปที่ 3.8, 3.9 และ 3.10 โดยทำการจ่ายแรงดัน 3 เฟสเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง



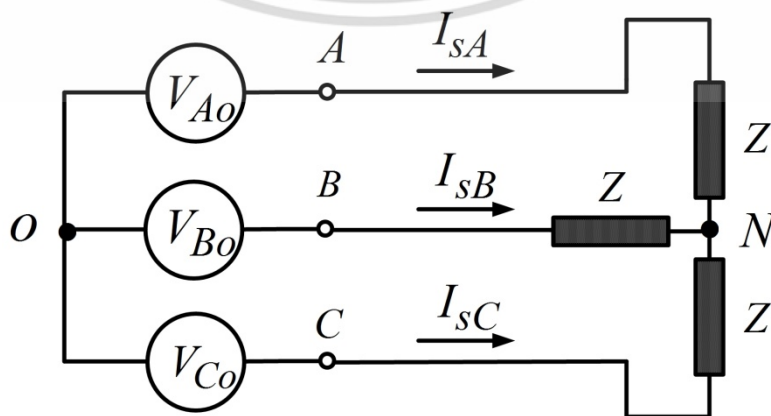
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

3.3 สเปซเวกเตอร์แรงดันกับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

ในหัวข้อต่อไปนี้จะทำการวิเคราะห์แรงดันสเปซเวกเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งกำลังที่ส่งแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยจะแสดงรายละเอียดดังหัวข้อต่อไป

3.3.1 ระบบแหล่งจ่าย 3 เฟส

การทำงานของแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสทั่วไปกับโหลดทั่วไป (Z) จะประกอบด้วยแรงดัน 3 ชุด ที่ทำมุมห่างกัน 120° สามารถแสดงส่วนประกอบได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 ระบบแหล่งจ่าย 3 เฟสทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายทั้ง 3 จะแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\vec{V}_{Ao} = \sqrt{2} V_m \sin(\omega_e t) \quad (3.68)$$

$$\vec{V}_{Bo} = \sqrt{2} V_m \sin(\omega_e t - 120^\circ) \quad (3.69)$$

$$\vec{V}_{Co} = \sqrt{2} V_m \sin(\omega_e t - 240^\circ) \quad (3.70)$$

เราสามารถหาแรงดันเฟสของมอเตอร์ (V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) จากแหล่งจ่าย (V_{Ao}, V_{Bo}, V_{Co}) ดังนี้

$$V_{AN} = V_{oN} + V_{Ao} \quad (3.71)$$

$$V_{BN} = V_{oN} + V_{Bo} \quad (3.72)$$

$$V_{CN} = V_{oN} + V_{Co} \quad (3.73)$$

เมื่อนำสมการ (3.71) ถึง (3.73) มาทำการบวกกันจะได้

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 3V_{oN} + V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co} \quad (3.74)$$

$$(I_{sA} + I_{sB} + I_{sC})Z = 3V_{oN} + V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co} \quad (3.75)$$

และเมื่อ $I_{sA} + I_{sB} + I_{sC} = 0$ แล้วจะได้

$$V_{oN} = \frac{V_{oA} + V_{oB} + V_{oC}}{3} \quad (3.76)$$

นำสมการที่ (3.76) ไปแทนในสมการที่ (3.71) ถึง (3.73) จะได้

$$V_{AN} = \frac{2}{3} V_{Ao} - \frac{1}{3} V_{Bo} - \frac{1}{3} V_{Co} \quad (3.77)$$

$$V_{BN} = -\frac{1}{3} V_{Ao} + \frac{2}{3} V_{Bo} - \frac{1}{3} V_{Co} \quad (3.78)$$

$$V_{CN} = -\frac{1}{3} V_{Ao} - \frac{1}{3} V_{Bo} + \frac{2}{3} V_{Co} \quad (3.79)$$

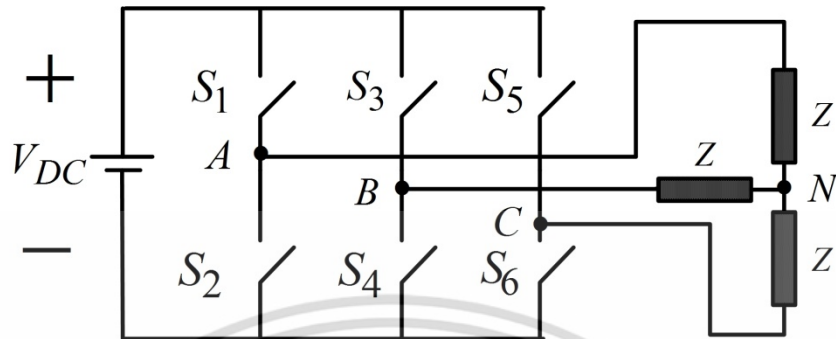
จัดสมการที่ (3.77) ถึง (3.79) ให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์จะได้

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 การควบคุมแรงดันอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

อินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ใช้ในการสวิตช์ซึ่งประกอบด้วยแรงดันไฟตรง (DC-Link) และสวิตช์ทั้ง 6 ตัว สามารถแสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 อินเวอร์เตอร์แรงดัน 3 เฟสพร้อมแรงดันไฟตรง

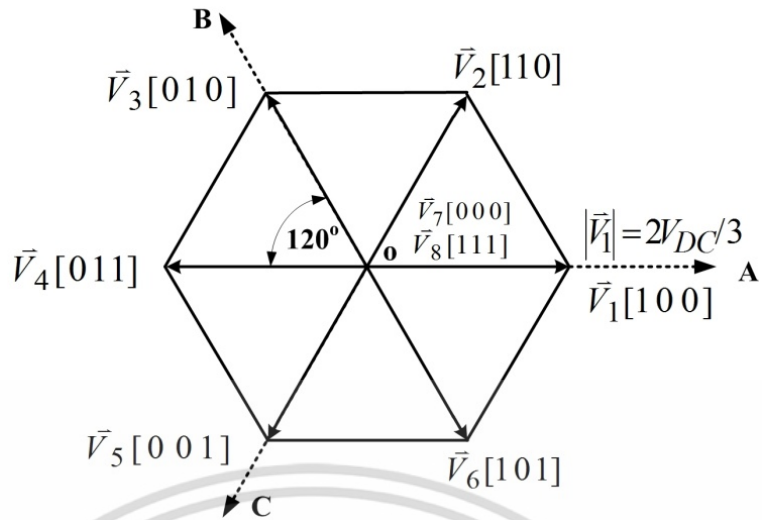
ตารางที่ 3.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของมอเตอร์ 3 เฟส

อันดับสถานะ	\vec{V}_s	สถานะสวิตช์	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
1	\vec{V}_1	[1 0 0]	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
2	\vec{V}_2	[1 1 0]	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
3	\vec{V}_3	[0 1 0]	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
4	\vec{V}_4	[0 1 1]	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
5	\vec{V}_5	[0 0 1]	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
6	\vec{V}_6	[1 0 1]	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
7	\vec{V}_7	[0 0 0]	0	0	0	0	0	0
8	\vec{V}_8	[1 1 1]	0	0	0	0	0	0

สำหรับรูปแบบการทำงานของสวิตช์ในแต่ละกึ่งนั้นจะต้องไม่ทำงานพร้อมกันภายในกึ่งเดียวกัน โดยปกติแล้วเมื่อจ่ายแรงดันเฟส สวิตช์ทั้งสองตัวภายในกึ่งเดียวกันจะทำงานตรงข้ามกัน นั่นคือ ตัวใดตัวหนึ่งจะเปิด และอีกตัวหนึ่งได้ปิด ดังนั้นเราสามารถแบ่งรูปแบบการสวิตช์ซึ่งได้ทั้งหมด 8 สถานะ โดยจะทำการกำหนดหลักการทำงานเป็น $[S_1 S_3 S_5]$ เมื่อให้ตัวเลข 1 คือสวิตช์กำลังทำงาน และ 0 คือสวิตช์ไม่ทำงาน ยกตัวอย่างเช่นในอันดับสถานะที่ 1 จะได้ [1 0 0] แสดงว่าการทำงานของสวิตช์ที่ได้ปิดคือ $[S_1 S_4 S_6]$ และในขณะนั้นสวิตช์ที่ได้เปิดหรือไม่ทำงานคือ $[S_2 S_3 S_5]$

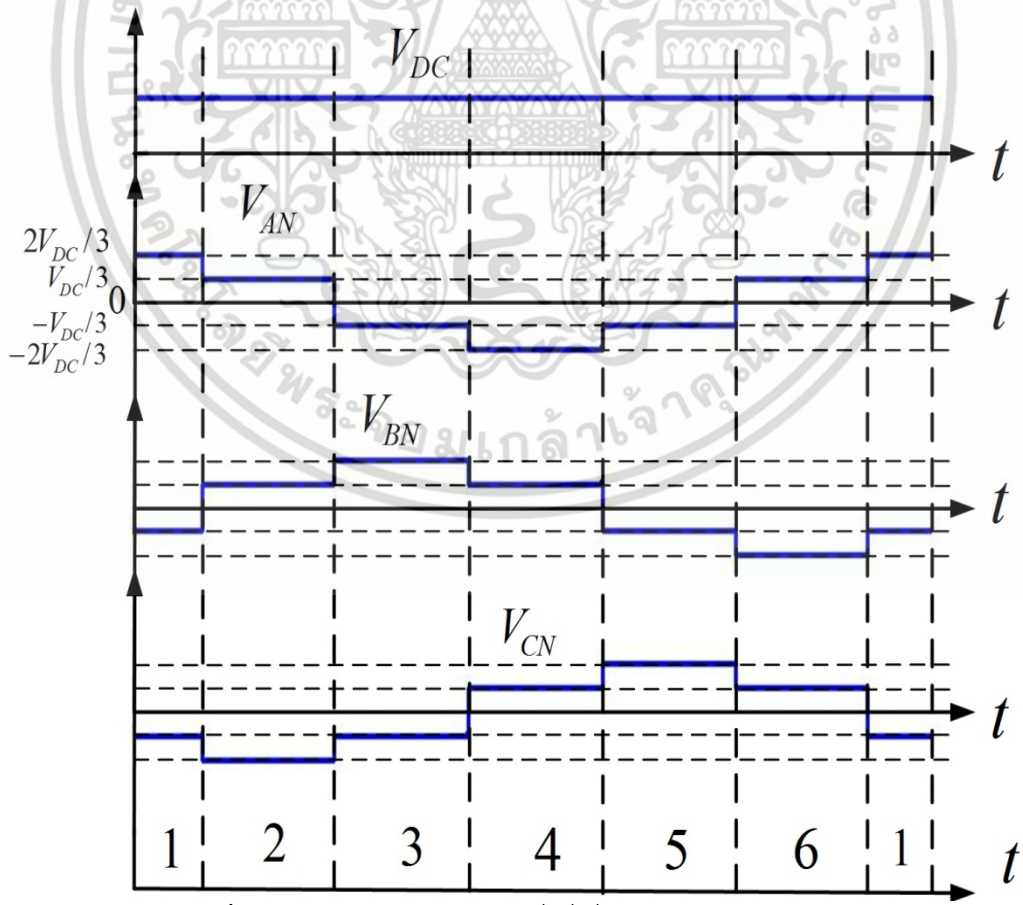
ดังนั้นเราสามารถแสดงสถานะทั้ง 8 พร้อมแรงดันเฟส และแรงดันไลน์ได้ดังตารางที่ 3.1 ดังข้างบน และได้นำสถานะการทำงานของสวิตช์พร้อมกับขนาดแรงดันแวกเตอร์ทั้ง 8 มาสรุปให้อยู่ดังรูปที่ 3.14 ต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



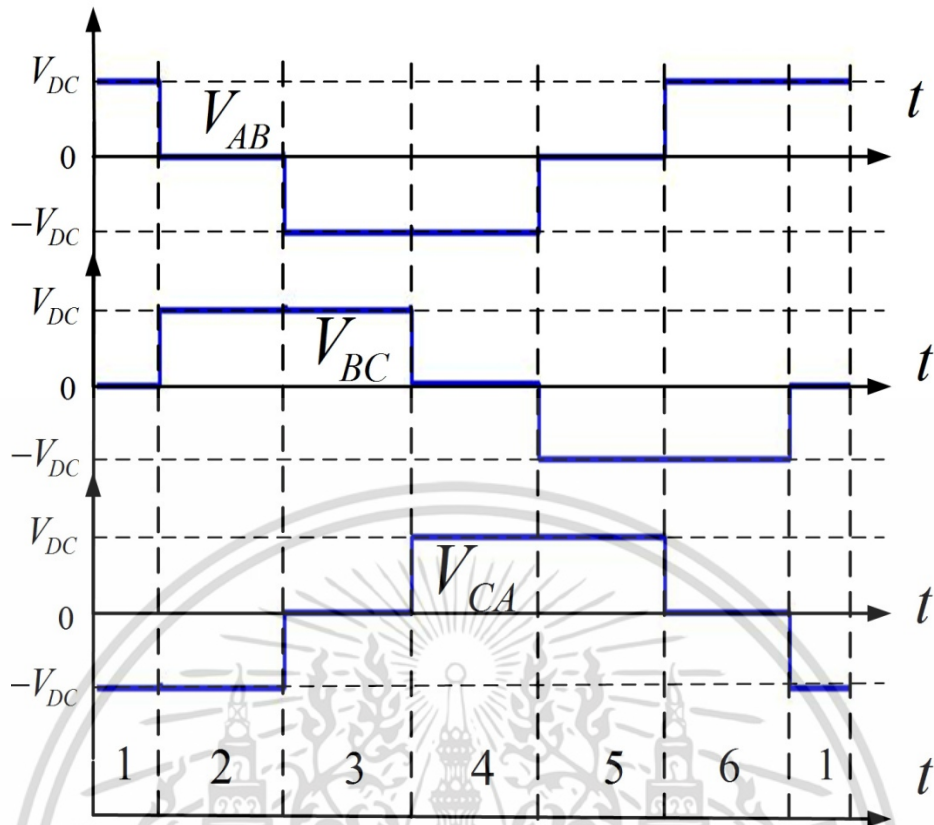
รูปที่ 3.14 สถานะแรงดันของเวกเตอร์ทั้ง 8

เราสามารถเขียนแรงดันสามเฟสในการทำงานแบบไซน์ซึ่งเป็นรูปคลื่นแบบกึ่งสี่เหลี่ยม ได้ กำหนดให้มีลำดับสถานะการสวิตช์เป็น 1 → 2 → 3 → 4 → 5 → 6 → 1 โดยจะทำการสังเกตแรงดันเฟส ได้ดังรูปที่ 3.15 และแรงดันไลน์ได้ดังรูปที่ 3.16 ต่อไปนี้



รูปที่ 3.15 แสดงการสวิตช์แบบกึ่งสี่เหลี่ยมโดยสังเกตแรงดันเฟส

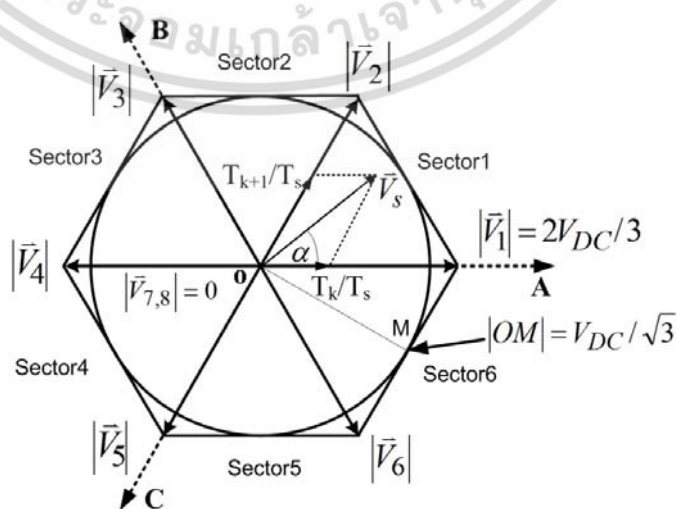
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แสดงการสวิตช์แบบกึ่งสี่เหลี่ยมโดยสังเกตรแรงไลน์

3.4 หลักการสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม (SVPWM)

จากอินเวอร์เตอร์แรงดันมีสถานะการสวิตช์ทั้งหมด 8 สถานะ มี 6 สถานะ ($\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6$) ที่เกิดแรงดันเฟส อีก 2 สถานะ ($\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_8$) แรงดันจะเท่ากับศูนย์ จะแบ่งเซกเตอร์การทำงานได้ทั้งหมด 6 เซกเตอร์นำไปใช้กับหลักการสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม ซึ่งจะมีเวลาในการสวิตช์มาเกี่ยวข้องในการทำงานเซกเตอร์นั้นๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 หลักการสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ T_s : คาบของความถี่การสวิตช์

$T_{k,k+1}$: คือช่วงเวลาในการสวิตช์ในแต่ละเวกเตอร์

k : อันดับเซกเตอร์ของเวกเตอร์แรงดันใดๆ

α : คีอมุมของเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต

เมื่อทำการจำลองเวกเตอร์แรงดันให้อยู่ในเซกเตอร์ 1 และช่วงเวลาสุ่มตัวอย่างเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตกับแรงดันจะหาได้ดังสมการ (2.81)

$$T_s \vec{V}_s = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 + T_7 \vec{V}_7 \text{ (or } T_8 \vec{V}_8) \quad (3.81)$$

และจะได้

$$\vec{V}_s = \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_2 \quad (3.82)$$

$$T_7 = T_8 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.83)$$

หาความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติโดยแบ่งเป็นสองเทอม คือเวกเตอร์ 1 และ 2 จะได้ดังสมการที่ (3.84) และ (3.85) ตามลำดับ

$$|\vec{V}_s| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.84)$$

$$|\vec{V}_s| \sin(\alpha) = \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.85)$$

นำมาหาเวลาในการปิดสวิตช์จะได้เป็น

$$T_1 = \frac{2T_s |\vec{V}_s|}{\sqrt{3} |\vec{V}_1|} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (3.86)$$

$$T_2 = \frac{2T_s |\vec{V}_s|}{\sqrt{3} |\vec{V}_2|} \sin(\alpha) \quad (3.87)$$

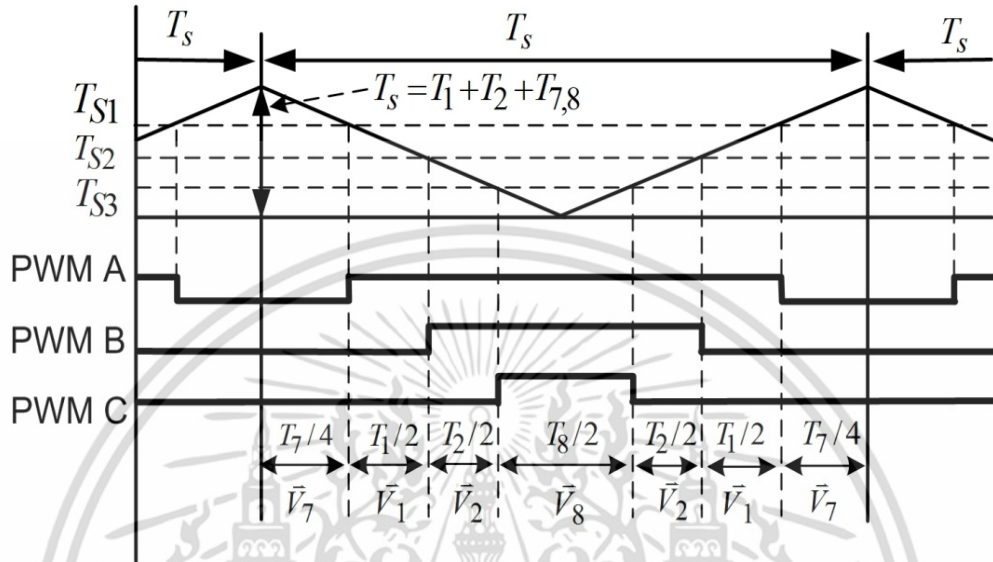
จากสมการที่ (3.86) และ (3.87) แทนค่า $|\vec{V}_1|, |\vec{V}_2|$ ด้วยขนาด $\frac{2}{3} V_{DC}$ จะได้

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s |\vec{V}_s|}{V_{DC}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (3.88)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s |\vec{V}_s|}{V_{DC}} \sin(\alpha) \quad (3.89)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการกำหนดลำดับการสวิตช์จะเริ่มจากการเปิดสวิตช์ $[S_1 S_2 S_2]$ ซึ่งเป็น \vec{V}_7 และจะทำการเปิดปิดสวิตช์ทีละกิ่งเพื่อลดความถี่การทำงานของสวิตช์ ในตัวอย่างเซกเตอร์ 1 ได้กำหนดลำดับการสวิตช์ดังนี้ $\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7$ จากนั้นนำเวลาที่คำนวณได้มากำกับการทำงานของเวกเตอร์แรงดันแต่ละส่วนจะได้ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 ตัวอย่างลำดับในการสวิตช์ของเซกเตอร์ที่ 1 [18]

หากต้องการหาช่วงเวลาสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน ณ เซกเตอร์ใดๆ (k) สามารถสรุปการคำนวณเวลาในการสวิตช์ทั้งหมดได้ดังสมการที่ (3.90) ถึง (3.93)

$$\alpha = \phi - \frac{k-1}{3}\pi \tag{3.90}$$

$$T_k = \frac{\sqrt{3} T_s |\vec{V}_s|}{V_{dc}} \sin\left(-\phi + \frac{k}{3}\pi\right) \tag{3.91}$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3} T_s |\vec{V}_s|}{V_{dc}} \sin\left(-\phi + \frac{k-1}{3}\pi\right) \tag{3.92}$$

$$T_{7,8} = T_s - T_k - T_{k+1} \tag{3.93}$$

เราสามารถสรุปลำดับการทำงานในแต่ละเซกเตอร์พร้อมเวลาได้ดังรูปที่ 3.19 ต่อไปนี้



รูปที่ 3.19 ลำดับการทำงานของสวิตซ์ทั้ง 6 เซกเตอร์พร้อมเวลา [19]

ขอบเขตการทำงานในช่วงปกติที่ไม่เกิดโอเวอร์มอดูเลชัน (over modulation) ได้ตั้งสมการที่ (3.94)

$$0 \leq |\vec{V}_s| \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tag{3.94}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

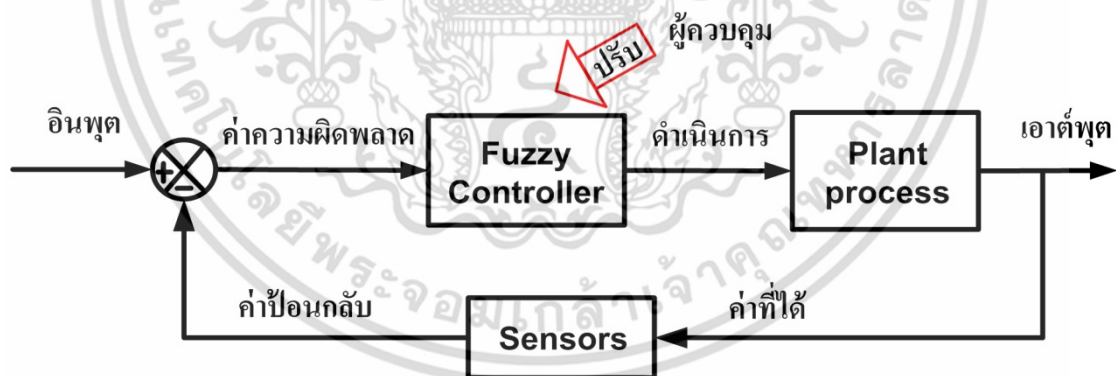
3.5 ตัวควบคุมแบบฟัซซีโลจิก

การเลือกใช้ตัวควบคุมแบบฟัซซีโลจิก (Fuzzy Logic Controller) จะมีข้อดีสรุปได้ดังต่อไปนี้

- ฟัซซีโลจิกเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพสูง ไม่จำเป็นต้องใช้งานกับระบบที่มีอินพุตที่มีค่าแน่นอน กล่าวคือสามารถรองรับอินพุตที่มีความคลุมเครือได้อย่างหลากหลาย
- ฟัซซีโลจิกประมวลผลด้วยกฎที่นิยามขึ้นตามผู้ใช้งาน (หรือผู้สร้างระบบ) ดังนั้นจึงสะดวกในการปรับแต่งระบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ
- ฟัซซีโลจิกไม่มีข้อจำกัดของจำนวนอินพุตหรือเอาต์พุต ทำให้การออกแบบระบบได้หลากหลาย ซึ่งสามารถใช้ตัวตรวจจับที่ไม่มีความแม่นยำมากนักได้หลายๆตัวพร้อมกัน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโดยขณะที่ราคาของระบบไม่เพิ่มขึ้น
- ฟัซซีโลจิกสามารถใช้กับงานที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ได้ ทำให้ลดการคำนวณหาแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อน
- การออกแบบตัวควบคุมฟัซซี ไม่จำเป็นต้องมีการคำนวณเหมือนกับวิธี root-locus วิธีผลตอบสนองความถี่ (frequency response) หรือวิธีตำแหน่งโพล (pole)

3.5.1 ฟัซซีโลจิกกับการควบคุมโดยตรง

ตัวอย่างการควบคุมแบบฟัซซีดังกล่าวได้ถูกแสดงในรูปที่ 3.20 ที่ซึ่งเป็นการควบคุมโดยตรง จะเห็นว่าตัวควบคุมแบบฟัซซีจะอยู่ส่วนหน้าของเอาต์พุตก่อนที่จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับค่าอินพุตที่กำหนดไว้ ถ้ามีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นระบบจะดำเนินการอย่างใดอย่างหนึ่งตามกลวิธีที่ออกแบบไว้ในตัวควบคุม



รูปที่ 3.20 การควบคุมฟัซซีโดยตรง

3.5.2 โครงสร้างตัวควบคุมแบบฟัซซีโลจิก

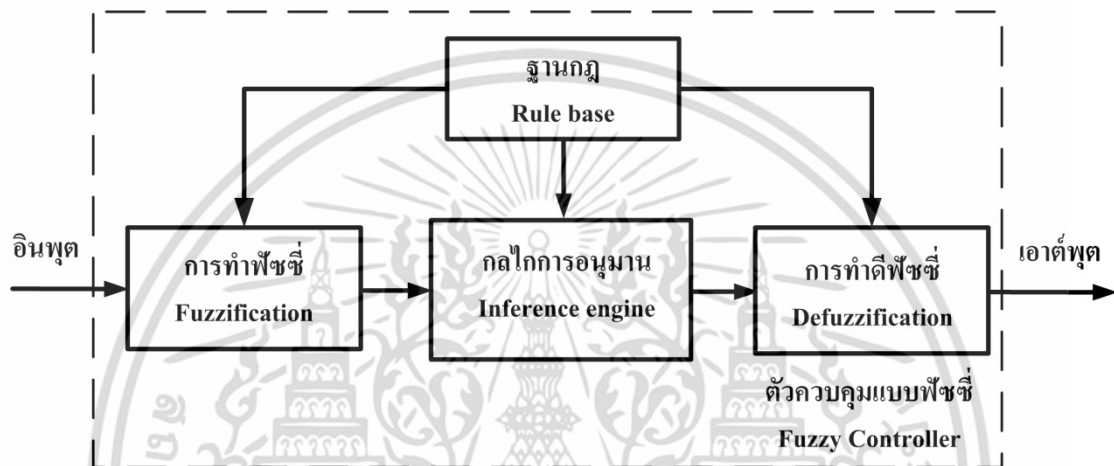
ฟัซซีโลจิกเป็นส่วนควบคุมที่ถูกกำหนดจากผู้เชี่ยวชาญหรือผู้ออกแบบระบบ ซึ่งประกอบไปด้วยองค์ประกอบ 4 ส่วนดังรูปที่ 2.21 สามารถแสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

- 1) **การทำฟัซซี (Fuzzification)** : เป็นส่วนรับค่าอินพุตแปลงให้เป็นค่าความเป็นสมาชิก (Membership function) จากสมาชิกฟังก์ชันต่างๆ ที่มีอยู่ในระบบ
- 2) **ฐานกฎ (Rule base)** : กฎถือเป็นหัวใจสำคัญของการควบคุม กฎดังกล่าวมาจากเงื่อนไขที่

หลากหลายว่าจะออกแบบระบบที่มีอินพุตและเอาต์พุตมากกว่าหนึ่งจะเรียกว่า MIMO เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

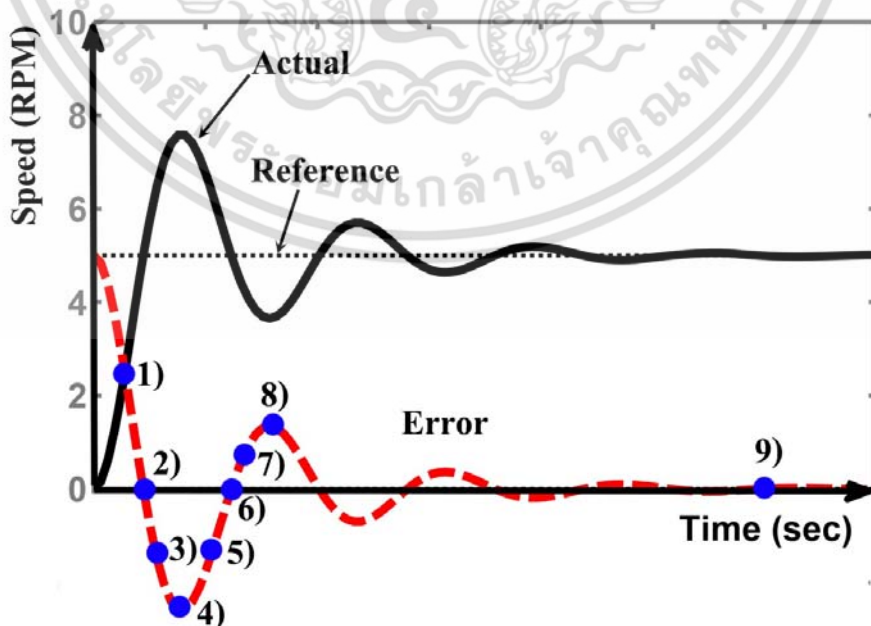
(Multi-Input Multi-Output) หรือจะออกแบบหนึ่งอินพุตและเอาต์พุตเรียกว่า SISO (Single-Input Single-Output) โดยทั่วระบบที่เป็น SISO จะทำการควบคุมค่าความผิดพลาดอย่างเดียว หรือใช้อัตราการเปลี่ยนแปลงร่วมด้วยด้วย

- 3) กลไกการอนุมาน (Inference engine) : กฎต่างๆที่กำหนดไว้ จะถูกอนุมานเป็นผลลัพธ์ในการตัดสินใจของระบบ หรือเรียกว่ากระบวนการ IF-THEN
- 4) การทำดีฟัซซี่ (Defuzzification) : ผลลัพธ์เชิงภาษาที่ได้จากกลไกอนุมาน ผลลัพธ์ดังกล่าวจะถูกแปลงค่าให้สอดคล้องกับการทำงานจริงของระบบ



รูปที่ 3.21 โครงสร้างของฟัซซี่โลจิก

3.5.3 การออกฐานกฎ



รูปที่ 3.22 ตำแหน่งค่าความผิดพลาดที่ถูกนำไปออกแบบฐานกฎ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการออกแบบฐานกฎ จะเริ่มจากฟังก์ชันสมาชิกหลักๆก่อน โดยนำอินพุตจากค่าความผิดพลาด (E) และอัตราของค่าความผิดพลาด (ΔE) มาทำการกำหนดกฎเกณฑ์ โดยจากรูปที่ 3.22 นำตำแหน่งทั้ง 9 จุดมาเขียนกฎ IF, THEN ได้ทั้งหมด 9 กฎได้ดังต่อไปนี้

- | | |
|---------------------------------------|----------------------------|
| 1) IF $E (+)$ AND $\Delta E (-)$ THEN | Output = 0, ไม่เปลี่ยนแปลง |
| 2) IF $E (0)$ AND $\Delta E (-)$ THEN | Output = -, ลดแรงบิด |
| 3) IF $E (-)$ AND $\Delta E (-)$ THEN | Output = -, ลดแรงบิด |
| 4) IF $E (-)$ AND $\Delta E (0)$ THEN | Output = -, ลดแรงบิด |
| 5) IF $E (-)$ AND $\Delta E (+)$ THEN | Output = 0, ไม่เปลี่ยนแปลง |
| 6) IF $E (0)$ AND $\Delta E (+)$ THEN | Output = +, เพิ่มแรงบิด |
| 7) IF $E (+)$ AND $\Delta E (+)$ THEN | Output = +, เพิ่มแรงบิด |
| 8) IF $E (+)$ AND $\Delta E (0)$ THEN | Output = +, เพิ่มแรงบิด |
| 9) IF $E (0)$ AND $\Delta E (0)$ THEN | Output = 0, ไม่เปลี่ยนแปลง |

เมื่อนำผลการออกแบบที่ได้ไปใส่ในตารางที่ 3.2 จะทราบถึงแนวโน้มในการออกแบบฐานกฎ

ตารางที่ 3.2 ฐานกฎทั้ง 9 กฎ

$\Delta E \backslash E$	-	0	+
-	3), ลดแรงบิด	4), ลดแรงบิด	5), ไม่เปลี่ยน
0	2), ลดแรงบิด	9), ไม่เปลี่ยน	6), เพิ่มแรงบิด
+	1), ไม่เปลี่ยน	8), เพิ่มแรงบิด	7), เพิ่มแรงบิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

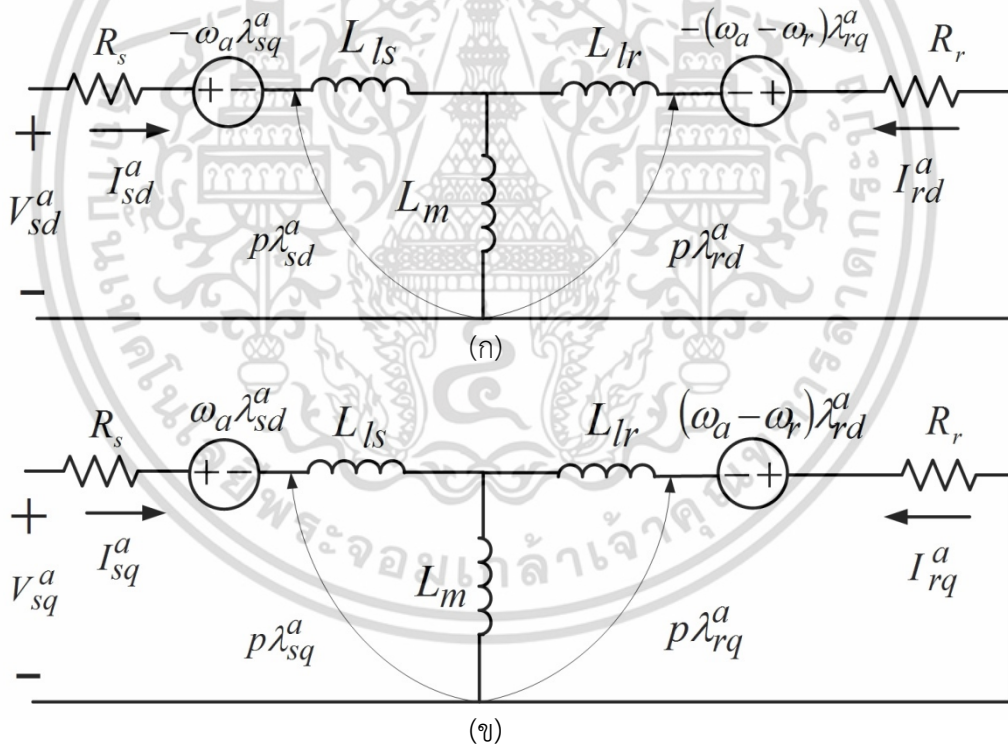
การควบคุมแบบเวกเตอร์

4.1 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (Indirect Vector Control)

ในหัวข้อนี้จะแสดงการถึงหลักการควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีเวกเตอร์ทางอ้อม หลักสำคัญของ การควบคุมนี้คือการทำให้เกิดเกิดฟิวโอเรียนเตชัน (Field-Orientation) และจะทำการควบคุมแรงบิด ผ่านทางสลิปความเร็ว สำหรับรายละเอียดจะแสดงดังหัวข้อย่อยต่อไปนี้

4.1.1 หลักการทำงานการควบคุมแบบของเวกเตอร์ทางอ้อม

หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์จะวิเคราะห์จากวงจรมุมในกรอบอ้างอิงซิงโครนัส dq^e แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 เพื่อให้ง่ายต่อการควบคุมแต่ละแนวแกน สำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ ทางอ้อมจะแตกต่างจากการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยตรงเพียงการประมาณค่าตำแหน่งของฟลักซ์ แม่เหล็กเท่ากับผลรวมของตำแหน่งสลิป (θ_{sl}) รวมกับกับตำแหน่งโรเตอร์ทางไฟฟ้า (θ_r)



รูปที่ 4.1 วงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำในกรอบอ้างอิงซิงโครนัส

(ก) วงจรมุมในแนวแกน d^e (ข) วงจรมุมในแนวแกน q^e

จากวงจรมุมด้านบนแสดงสมการแรงดันทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์บนแกน dq^e ได้ดังนี้

$$V_{sd}^e = R_s I_{sd}^e + p\lambda_{sd}^e - \omega_e \lambda_{sq}^e \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{sq}^e = R_s I_{sq}^e + p \lambda_{sq}^e + \omega_e \lambda_{sd}^e \quad (4.2)$$

$$0 = R_r I_{rd}^e + p \lambda_{rd}^e - \omega_{sl} \lambda_{rq}^e \quad (4.3)$$

$$0 = R_r I_{rq}^e + p \lambda_{rq}^e + \omega_{sl} \lambda_{rd}^e \quad (4.4)$$

และแสดงสมการฟลักซ์เชื่อมโยงในรูปของกระแสได้

$$\lambda_{sd}^e = I_{sd}^e L_s + I_{rd}^e L_m \quad (4.5)$$

$$\lambda_{sq}^e = I_{sq}^e L_s + I_{rq}^e L_m \quad (4.6)$$

$$\lambda_{rd}^e = I_{sd}^e L_m + I_{rd}^e L_r \quad (4.7)$$

$$\lambda_{rq}^e = I_{sq}^e L_m + I_{rq}^e L_r \quad (4.8)$$

ในสถานะที่ควบคุมได้จะต้องเกิดฟิวอเรียนเตชั่น โดยจะให้การควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นไปทำการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ให้อยู่บนแกน d^e เพียงแกนเดียว ($\lambda_{rd}^e = cons.$) นั้นแสดงว่าค่า $\lambda_{rq}^e = 0$, $p \lambda_{rd}^e = 0$ และ $p \lambda_{rq}^e = 0$ นำไปแทนค่าในสมการที่ (4.3), (4.4), (4.7) และ (4.8) จะได้

$$0 = R_r I_{rd}^e \quad (4.9)$$

$$0 = R_r I_{rq}^e + \omega_{sl} \lambda_{rd}^e \quad (4.10)$$

$$\lambda_{rd}^e = I_{sd}^e L_m + I_{rd}^e L_r \quad (4.11)$$

$$0 = I_{sq}^e L_m + I_{rq}^e L_r \quad (4.12)$$

และหาค่าประกอบที่ควบคุมได้เป็น 4 ส่วนดังนี้

$$I_{rd}^e = 0 \quad (4.13)$$

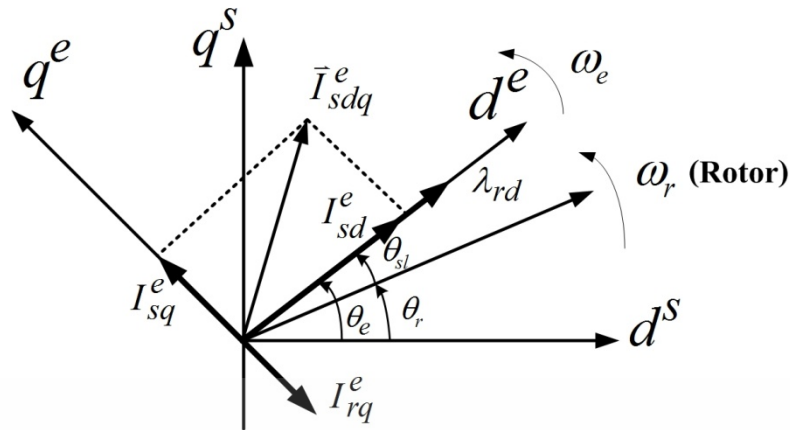
$$\omega_{sl} = \frac{R_r I_{sq}^e}{L_r I_{sd}^e} \quad (4.14)$$

$$\lambda_{rd}^e = I_{sd}^e L_m \quad (4.15)$$

$$I_{rq}^e = -\frac{I_{sq}^e L_m}{L_r} \quad (4.16)$$

จากสมการข้างต้นสามารถสรุปกระแสเตเตอร์และโรเตอร์ทั้ง 4 ได้ดังรูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ไดอะแกรมเวกเตอร์กระแสขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชั่น

สมการการแรงบิดของมอเตอร์ขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชั่นจากการควบคุมกระแสใน 2 แกน คือ

$$T_e = \frac{3 P L_m}{2 L_r} (I_{sd}^e I_{sq}^e) \quad (4.17)$$

เมื่อ I_{sd}^e คือ ส่วนที่ควบคุมฟลักซ์ กำหนดให้เป็นค่าคงที่
 I_{sq}^e คือ ส่วนที่ควบคุมแรงบิด นั่นคือส่วนที่จะควบคุมความเร็วของมอเตอร์

สำหรับการวิเคราะห์เงื่อนไขเริ่มต้นขณะที่ยังไม่เกิดฟิวโอเรียนเตชั่น ซึ่งการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ยังมีค่าเท่ากับ 0 ($\lambda_{rd}^e = 0$) ในขณะเริ่มจ่ายกระแสไฟฟ้า และจากสมการที่ (4.7) นำมาหาความสัมพันธ์ของฟลักซ์โรเตอร์จะได้กระแสโรเตอร์ในแนวแกน d^e ใหม่เป็น

$$I_{rd}^e = \frac{\lambda_{rd}^e - I_{sd}^e L_m}{L_r} \quad (4.18)$$

นำสมการที่ (4.18) ไปแทนกระแสโรเตอร์ในสมการที่ (4.3) เพื่อให้อยู่ในรูปของกระแสสเตเตอร์จะได้เป็นสมการที่ (4.19)

$$0 = R_r \left(\frac{\lambda_{rd}^e - I_{sd}^e L_m}{L_r} \right) + p \lambda_{rd}^e - \omega_{sl} \lambda_{rq}^e \quad (4.19)$$

เมื่อ $\lambda_{rq}^e = 0$ แทนในสมการที่ (4.19) จะได้

$$0 = \frac{R_r}{L_r} (\lambda_{rd}^e - I_{sd}^e L_m) + p \lambda_{rd}^e \quad (4.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ คำนวณตัวทางเวลาของโรเตอร์คือ $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ จัดรูปแบบฟลักซ์โรเตอร์ใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\lambda_{rd}^e = \frac{I_{sd}^e L_m}{1 + \tau_r p} \quad (4.21)$$

4.1.2 การควบคุมแรงดันสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การควบคุมโดยทั่วไปจะใช้เซนเซอร์กระแสมาทำการป้อนกลับ เพื่อที่จะควบคุมขนาดของแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ โดยจะใช้ตัวควบคุม (Controller) ชนิดพีไอเข้ามารักษาระดับกระแสสเตเตอร์ในแกน dq^e เมื่อทำแปลงแรงดันสเตเตอร์ให้อยู่ในเทอมของกระแสสเตเตอร์และกระแสโรเตอร์โดยใช้สมการที่ (4.5) และ (4.6) ไปแทนในสมการที่ (4.1) และ (4.2) จะได้

$$V_{sd}^e = R_s I_{sd}^e + p(I_{sd}^e L_s + I_{rd}^e L_m) - \omega_e (I_{sq}^e L_s + I_{rq}^e L_m) \quad (4.22)$$

$$V_{sq}^e = R_s I_{sq}^e + p(I_{sq}^e L_s + I_{rq}^e L_m) + \omega_e (I_{sd}^e L_s + I_{rd}^e L_m) \quad (4.23)$$

นำ $I_{rq}^e = \frac{\lambda_{rq}^e - I_{sq}^e L_m}{L_r}$ และ $I_{rd}^e = \frac{\lambda_{rd}^e - I_{sd}^e L_m}{L_r}$ ไปแทนค่า (4.22) และ (4.23) จะได้

$$V_{sd}^e = R_s I_{sd}^e + p I_{sd}^e L_s + p \left(\frac{\lambda_{rd}^e - I_{sd}^e L_m}{L_r} \right) L_m - \omega_e I_{sq}^e L_s - \omega_e L_m \left(\frac{\lambda_{rq}^e - I_{sq}^e L_m}{L_r} \right) \quad (4.24)$$

$$V_{sq}^e = R_s I_{sq}^e + p I_{sq}^e L_s + p \left(\frac{\lambda_{rq}^e - I_{sq}^e L_m}{L_r} \right) L_m + \omega_e I_{sd}^e L_s + \omega_e L_m \left(\frac{\lambda_{rd}^e - I_{sd}^e L_m}{L_r} \right) \quad (4.25)$$

เมื่อคิดขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชั่น คือ $\lambda_{rd}^e = \text{cons.} = I_{sd}^e L_m$, $\lambda_{rq}^e = 0$, $p\lambda_{rd}^e = 0$ และ $p\lambda_{rq}^e = 0$ จะได้สมการด้านบนในรูปแบบใหม่ดังต่อไปนี้

$$V_{sd}^e = R_s I_{sd}^e + p I_{sd}^e L_s - \frac{p I_{sd}^e L_m^2}{L_r} - \omega_e I_{sq}^e L_s + \frac{\omega_e I_{sq}^e L_m^2}{L_r} \quad (4.26)$$

$$V_{sq}^e = R_s I_{sq}^e + p I_{sq}^e L_s - \frac{p I_{sq}^e L_m^2}{L_r} + \omega_e I_{sd}^e L_s \quad (4.27)$$

จัดรูปใหม่แล้วจะได้

$$V_{sd}^e = R_s I_{sd}^e + p I_{sd}^e \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) - \omega_e I_{sq}^e \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \quad (4.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

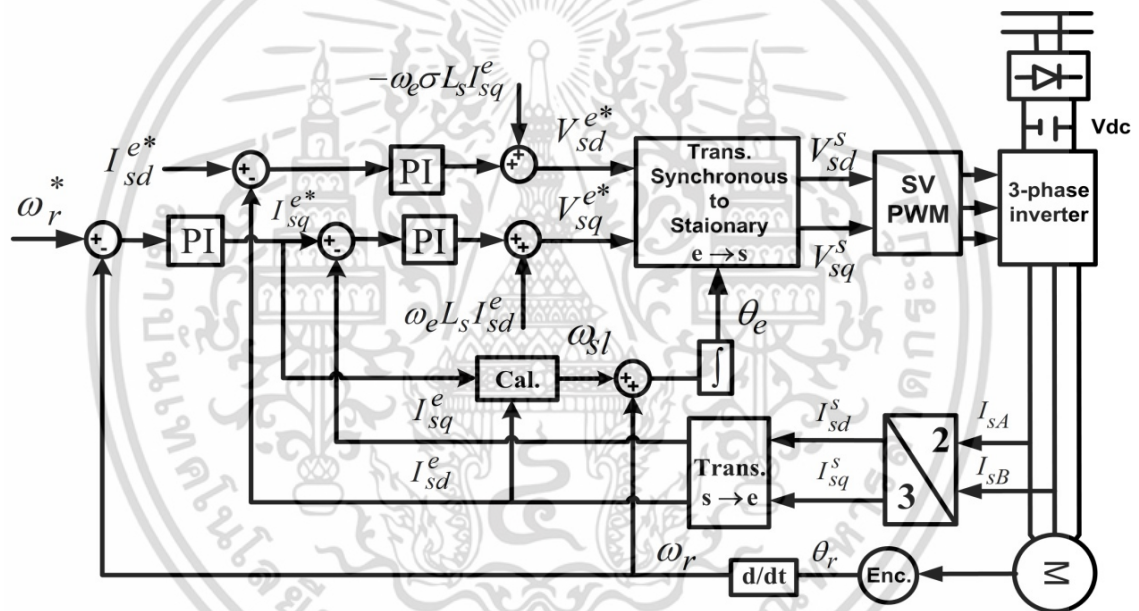
$$V_{sq}^e = R_s I_{sq}^e + p I_{sq}^e \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) + \omega_e I_{sd}^e L_s \quad (4.29)$$

เมื่อกำหนดให้ตัวประกอบรั้วไหลรวมเท่ากับ $(\sigma) 1 - L_m^2 / L_s L_r$ แทนในสมการที่ (4.28) และ (4.29) จะได้

$$V_{sd}^e = (R_s + p\sigma L_s) I_{sd}^e - \omega_e \sigma L_s I_{sq}^e \quad (4.30)$$

$$V_{sq}^e = (R_s + p\sigma L_s) I_{sq}^e + \omega_e L_s I_{sd}^e \quad (4.31)$$

นำหลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้นำเสนอให้อยู่ในของบล็อกไดอะแกรมจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 ต่อไปนี้



รูปที่ 4.3 ไดอะแกรมของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

จะเห็นว่าแต่ละแกนจะมีกระแสคัปปลิง (Coupling) ของอีกแกนอยู่ซึ่งสามารถละได้เพื่อให้ออกแบบตัวควบคุมได้ง่ายขึ้น ดังนั้นจะทำการละตัวคัปปลิงจากสมการที่ (4.30) และ (4.31) จะคงเหลือเป็น

$$V_{sd}^e = (R_s + p\sigma L_s) I_{sd}^e \quad (4.32)$$

$$V_{sq}^e = (R_s + p\sigma L_s) I_{sq}^e \quad (4.33)$$

เมื่อพิจารณาแล้วแรงดันสเตเตอร์แต่ละแนวแกนจะส่งผลต่อกระแสโดยตรงในแกนนั้นๆ ในวิธีการทั่วไปจะใช้ตัวควบคุมพีไอเป็นตัวรักษาแรงดันเพื่อควบคุมกระแส และไม่จำเป็นต้องกำหนดขนาดของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง (DC-Bus) ให้พอดีกับพิกัด ซึ่งหมายถึงการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงได้สูงขึ้นได้เพื่อไม่ให้เกิดการ over modulation ขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยไม่ใช้เซนเซอร์กระแส

หลักการควบคุมนี้ไม่จำเป็นต้องใช้เซนเซอร์กระแสมาตรวจจับ แต่จะต้องกำหนดกระแสทั้ง 4 ส่วนขณะเกิดฟิวโอเรียนเตชั่นขึ้นมาเพื่อทำการประมาณค่าแรงบิด ทั้งนี้ประสิทธิภาพควบคุมเร็วในการควบคุมอาจจะไม่เท่ากับแบบมีกระแสตรวจจับ เพราะไม่ได้มีลู่วควบคุมกระแส PI ในการสำหรับเร่งกระแสขึ้นมาที่จุดอ้างอิงของกระแส ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยไม่ใช้เซนเซอร์กระแส ชนิดนี้สามารถออกแบบแค่ตัวควบคุมตัวเดียว และลดอุปกรณ์การควบคุมลง การควบคุมนี้สามารถพิจารณาจากกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ในสมการเมทริกส์ที่ (3.46) จากบทที่ 3 ซึ่งจะได้แรงดันสเตเตอร์ เพื่อนำมาเป็นขนาดอ้างอิงแรงดันของสเปซเวกเตอร์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_{sd}^s \\ V_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_m & 0 \\ 0 & pL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

จากทฤษฎีการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นได้กำหนดค่าของกระแสทั้ง 4 ส่วนที่จะถูกควบคุมไว้แล้วตั้งสมการที่ (4.35) ถึง (4.38) ต่อไปนี้

$$I_{sd}^e = \lambda_{rd}^e / L_m \quad (4.35)$$

$$I_{sq}^e = 4T_e L_r / 3P \lambda_{rd}^e \quad (4.36)$$

$$I_{rd}^e = 0 \quad (4.37)$$

$$I_{rq}^e = -\frac{I_{sq}^e L_m}{L_r} \quad (4.38)$$

หลังจากนั้นต้องทำการแปลงกระแสสเตเตอร์ที่จะควบคุมจากกรอบอ้างอิงซิงโครนัสเป็นกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังต่อไปนี้ เพื่อจะได้สอดคล้องกับแรงดันในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์

$$I_{sd}^s + jI_{sq}^s = (I_{sd}^e + jI_{sq}^e) e^{j\theta_e} \quad (4.39)$$

$$= (I_{sd}^e + jI_{sq}^e) (\cos \theta_e + j \sin \theta_e) \quad (4.40)$$

$$= (\cos \theta_e I_{sd}^e - \sin \theta_e I_{sq}^e) \quad (4.41)$$

$$+ j(\sin \theta_e I_{sd}^e + \cos \theta_e I_{sq}^e)$$

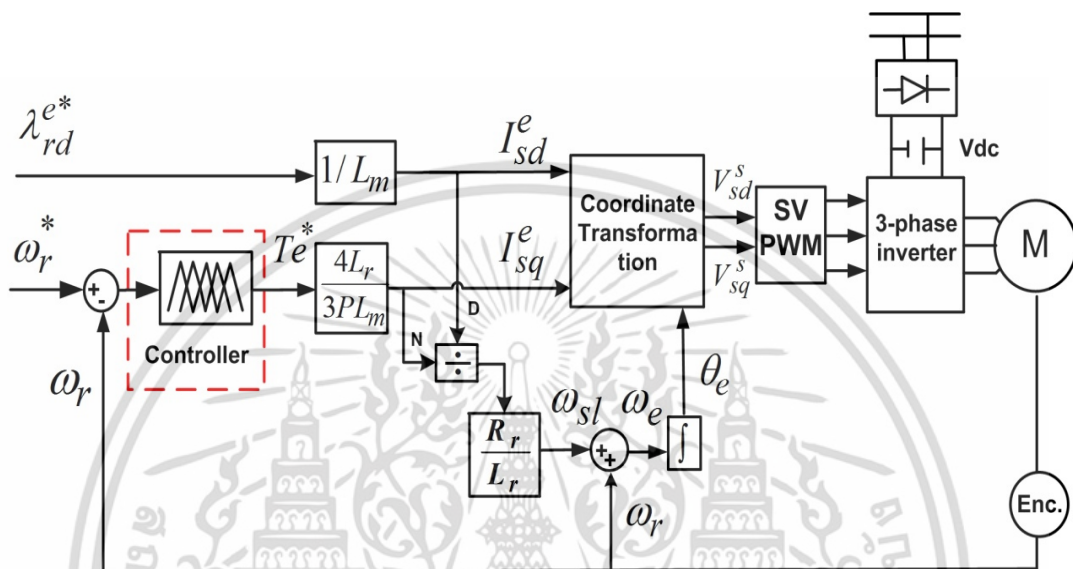
$$\begin{bmatrix} I_{sd}^s \\ I_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^e \\ I_{sq}^e \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

ทำเช่นเดียวกันกับกระแสโรเตอร์จะได้ตั้งสมการที่ (4.43)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} I_{rd}^s \\ I_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd}^e \\ I_{rq}^e \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

นำหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์กระแส ซึ่งเป็นรูปแบบการควบคุมที่ จะนำเสนอในการวิจัยนี้มาเขียนในรูปของบล็อกไดอะแกรมจะได้ดังรูปที่ 4.4 ต่อไปนี้



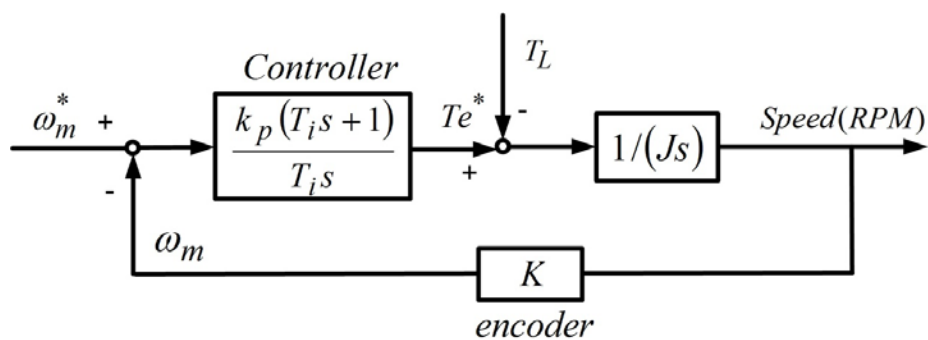
รูปที่ 4.4 ไดอะแกรมการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมแบบไร้เซ็นเซอร์กระแส

4.3 การออกแบบระบบควบคุมความเร็ว

การออกแบบตัวควบคุมให้กัวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์กระแสดังรูป ที่ 4.4 จำเป็นต้องออกแบบให้มีเสถียรภาพจึงจะทำงานได้อย่างสมบูรณ์ จึงได้นำเสนอแนวทางการ ออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ และพีซีซีพีไอ ดังรายละเอียดในหัวข้อต่อไปนี้

4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอ (PI)

การออกแบบระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอจำเป็นต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่จะ ควบคุม ในโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส สามารถแสดงได้ดังรูป ที่ 4.5 และหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดได้ดังสมการที่ (4.44)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็ว ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(s) = \frac{k_p(T_i s + 1)}{T_i s} (K) \left(\frac{1}{J s} \right) \quad (4.44)$$

เมื่อ K : ค่าคงที่ เท่ากับ $60/2\pi = 9.55$

T_i : อัตราส่วน $\frac{k_p}{k_i}$

J : โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ เท่ากับ 0.05 kg.m^2

s : S-domain ใน Laplace Transform

k_p และ k_i : อัตราขยายแบบสัดส่วน (P) และอินทิกรัล (I) ตามลำดับ

ทำการแปลงระบบให้อยู่ในโดเมนความถี่ $s = j\omega$ แล้วหา Gain margin ได้ดังสมการที่ (4.45)

$$|G(j\omega)| = \frac{9.55k_p}{0.05\omega^2 T_i} \sqrt{(\omega T_i)^2 + 1} = 1 \quad (4.45)$$

หา Phase margin ได้ดังสมการที่ (4.46)

$$\phi_{pm} - 180 = \tan^{-1}(\omega T_i) - 90 - 90 \quad (4.46)$$

จะได้ค่าอัตราขยายดังต่อไปนี้

$$T_i = \frac{\tan \phi_{pm}}{\omega} \quad (4.47)$$

$$k_p = \frac{\omega^2 T_i \cdot 0.05}{9.55 \sqrt{(\omega T_i)^2 + 1}} \quad (4.48)$$

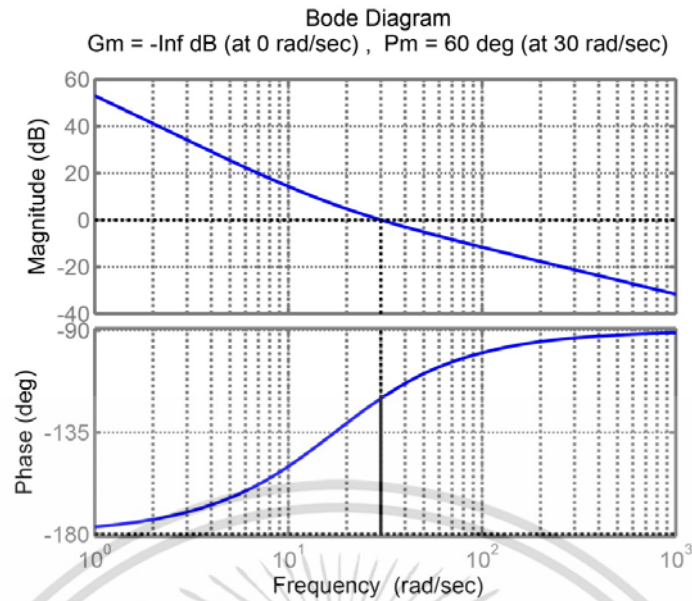
$$k_i = \frac{k_p}{T_i} \quad (4.49)$$

เลือกระยะขอบเฟส $\phi_{pm} = 60^\circ$ และความถี่หักมุม $\omega = 30 \text{ rad/s}$ แทนค่าในสมการด้านบนจะได้อัตราขยายที่ใช้ดังนี้

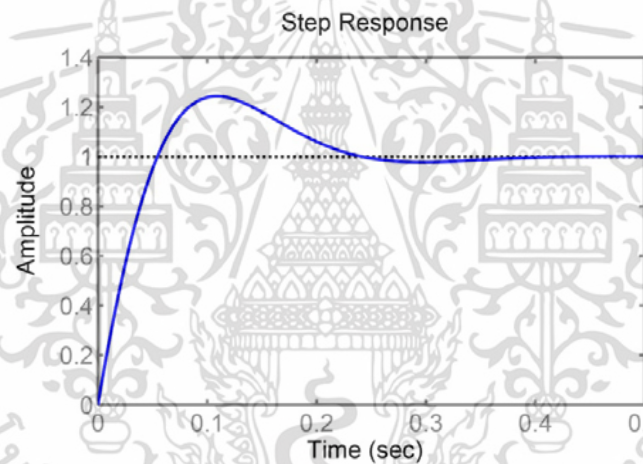
$$k_p = 0.0136 \text{ และ } k_i = 0.2356 \quad (4.50)$$

เราจะแสดงแผนภาพโพลจากการออกแบบได้ดังรูปที่ 4.6 และทดสอบด้วยฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยโดยแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 ซึ่งเห็นว่าระบบมีเสถียรภาพตามที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



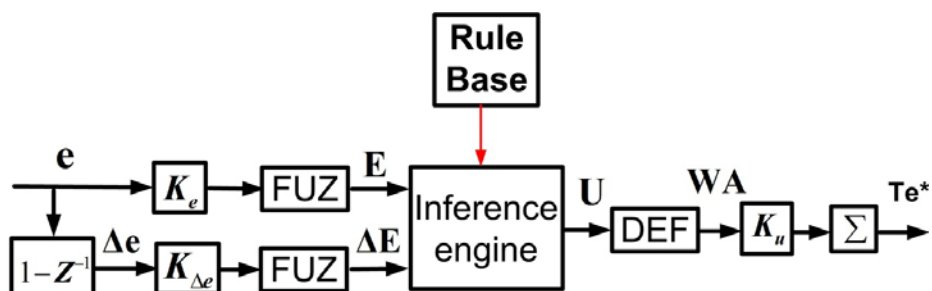
รูปที่ 4.6 แผนภาพโบดของระบบควบคุมความเร็วที่ออกแบบ



รูปที่ 4.7 ผลทดสอบด้วยขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบ PI

4.3.2 การออกแบบตัวคุมฟัซซีพีไอ (Fuzzy-PI)

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบระบบควบคุมแบบฟัซซีชนิดพีไอมาใช้ สิ่งที่จะต้องออกแบบคือ ฐานกฎให้สอดคล้องกับระบบที่จะควบคุม และการออกแบบไม่มีกฎเกณฑ์ตายตัว ซึ่งฟังก์ชันสมาชิกที่มากขึ้นจะช่วยกำหนดกฎเกณฑ์ได้มากขึ้น และนั่นคือการเพิ่มประสิทธิภาพระบบควบคุมให้ดีขึ้นด้วย



รูปที่ 4.8 ระบบควบคุม Fuzzy-PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.8 สามารถแสดงองค์ประกอบของระบบควบคุมฟัซซีชนิดพีไอที่ใช้ในการวิจัย โดยองค์ประกอบต่างๆ สามารถแสดงในส่วนต่อไปนี้

ในส่วนของตัวแปรที่ใช้จะกำหนดค่าดังต่อไปนี้

e	คือ ค่าความผิดพลาดความเร็ว (อินพุตที่ 1)
Δe	คือ อัตราของค่าความผิดพลาดของความเร็ว (อินพุตที่ 2)
Te^*	คือ ผลรวมของแรงบิดที่ใช้ (เอาต์พุต)
K_e	คือ ตัวปรับขนาดของ e กำหนดให้เป็น $1/100$ มาจากการกำหนดขึ้นมาเอง
$K_{\Delta e}$	คือ ตัวปรับขนาดของ Δe กำหนดให้เป็น $1/3000$ มาจากการทดสอบใน MATLAB
K_u	คือ ปรับขนาดทางด้านเอาต์พุต กำหนดให้เป็น 5 มาจากสองเท่าของแรงบิดพิกัด

เมื่อให้คำนิยามของสมาชิก

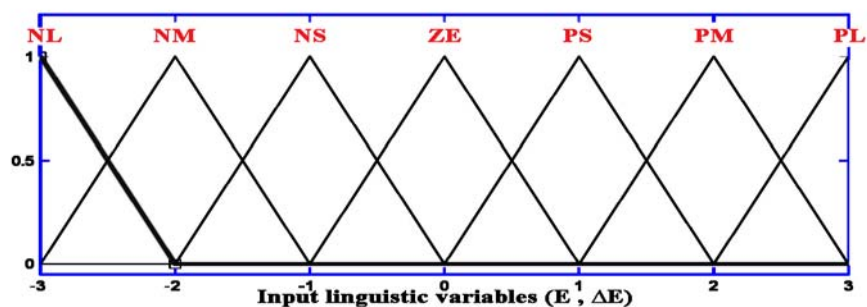
NL = Negative Large, NM = Negative medium, NS = Negative Small,
 NVS = Negative Very Small, ZE = Zero, PVS = Positive Very Small,
 PS = Positive Small, PM = Positive Medium, PL = Positive Large

ฟังก์ชันสมาชิกทางด้านอินพุต

- Error (E) ประกอบด้วย 7 ฟังก์ชันสมาชิก และใช้รูปแบบสามเหลี่ยมแบบสมมาตร ดังแสดงในรูปที่ 4.9
 $NL=-3, NM=-2, NS=-1, ZE=0, PS=1, PM=2, PL=3$
- Change of error (ΔE) ประกอบด้วย 7 ฟังก์ชันสมาชิก และใช้รูปแบบสามเหลี่ยมแบบสมมาตรดังแสดงในรูปที่ 4.9 เช่นเดียวกับแบบ Error
 $NL=-3, NM=-2, NS=-1, ZE=0, PS=1, PM=2, PL=3$

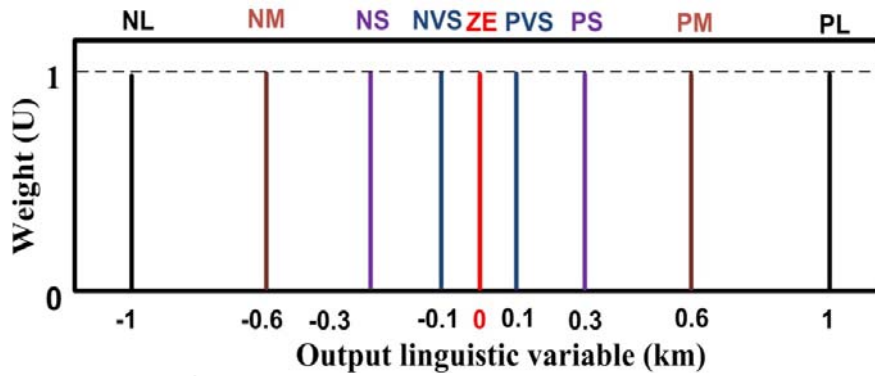
ฟังก์ชันสมาชิกทางด้านเอาต์พุต

- Output (U) ประกอบด้วย 9 ฟังก์ชันสมาชิก และใช้รูปแบบเส้นตรงโทนดังแสดงในรูปที่ 4.10
 $NL=-1, NM=-0.6, NS=-0.3, NVS=-0.15, ZE=0, PVS=0.15, PS=0.3, PM=0.6, PL=1$



รูปที่ 4.9 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ (E) และ (ΔE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

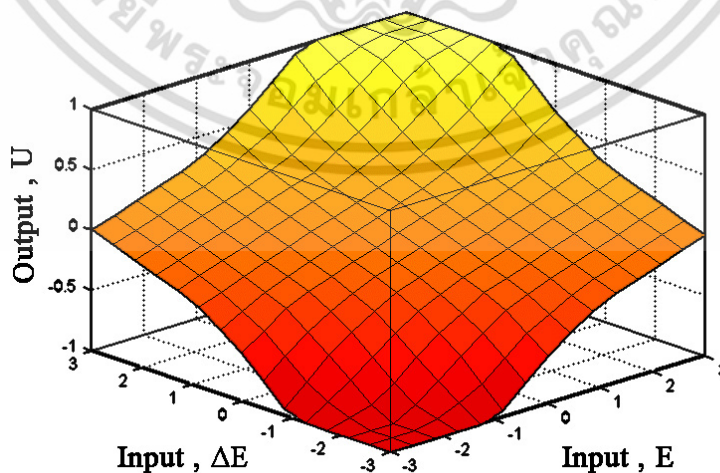


รูปที่ 4.10 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ Output (U)

ทำการกำหนดฐานกฎจะได้ทั้งหมด 49 กฎ นำมาเขียนสรุปได้ในตารางที่ 4.1 ซึ่งแนวทางการออกแบบมาจากตารางที่ 3.2 ของบทที่ 3 และสามารถแสดงค่าของฟังก์ชันสมาชิกทั้งหมดในรูปแบบของกราฟสามมิติได้ดังรูปที่ 4.11 ต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 : ฐานกฎที่ใช้ทั้งหมด 49 กฎ

Δe \ e	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NM	NS	NVS	ZE
NM	NL	NL	NM	NS	NVS	ZE	PVS
NS	NL	NM	NS	NVS	ZE	PVS	PS
ZE	NM	NS	NVS	ZE	PVS	PS	PM
PS	NS	NVS	ZE	PVS	PS	PM	PL
PM	NVS	ZE	PVS	PS	PM	PL	PL
PL	ZE	PVS	PS	PM	PL	PL	PL



รูปที่ 4.11 แผนภาพกราฟ 3 มิติของฐานกฎ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบของฟัซซีโลจิกที่ใช้ในการวิจัยนี้จะใช้วิธีของ Takagi-Sugeno-Kang (TSK) และในกระบวนการอนุมานนี้จะช่วยลดเวลาในการคำนวณให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ในส่วนของการ Defuzzification จะใช้วิธีเฉลี่ยน้ำหนัก (Weight Average : WA) โดยจะแสดงดังสมการที่ (4.51) ดังต่อไปนี้

$$WA = \frac{\sum_{m=1}^L U(km) \times km}{\sum_{m=1}^L U(km)} \quad (4.51)$$

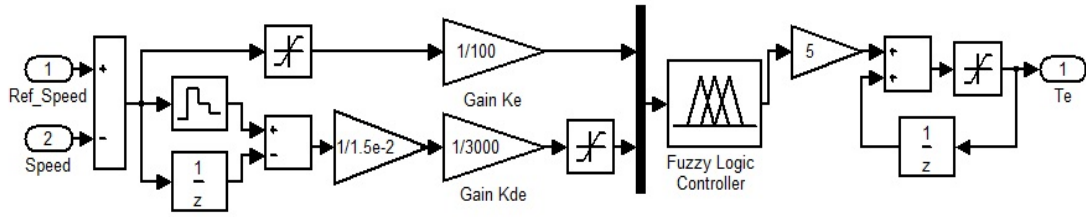
โดยที่ L คือ จำนวนกฎทั้งหมด

U (km) คือ น้ำหนักของค่าทางภาษาทางด้านเอาต์พุต

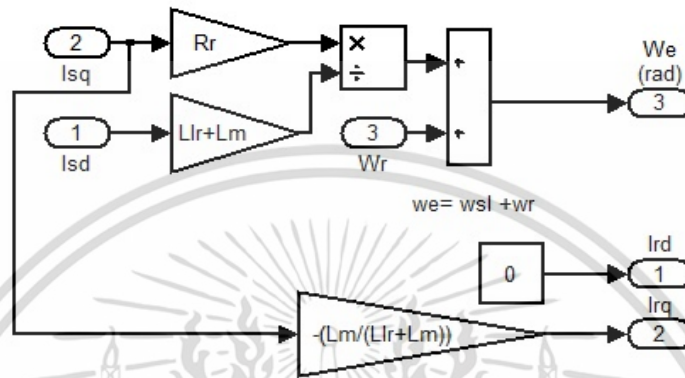
km คือ ตำแหน่งค่าทางภาษาทางด้านเอาต์พุต



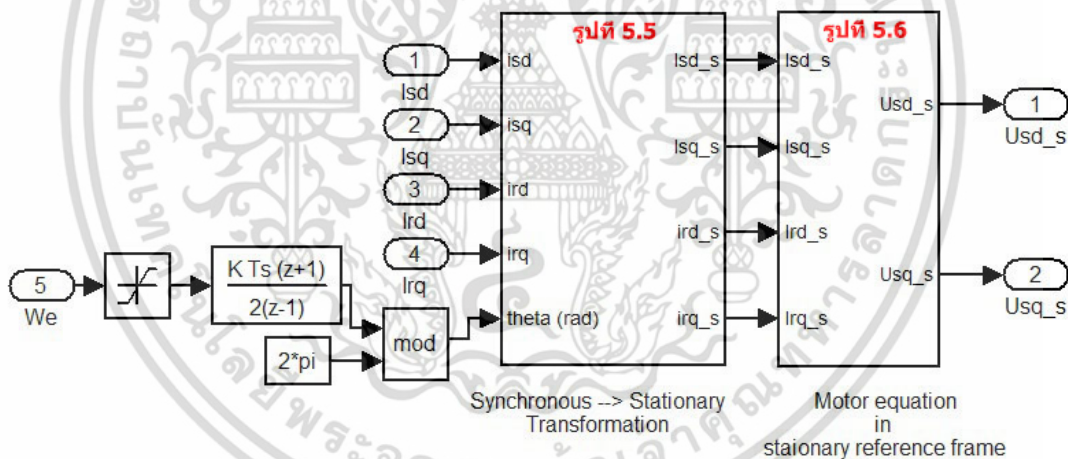
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 บล็อกตัวควบคุมชนิดพีซีพีไอ (f = 200/3 Hz)



รูปที่ 5.3 บล็อกการคำนวณกระแสสเตเตอร์และโรเตอร์ (f = 200/3 Hz)



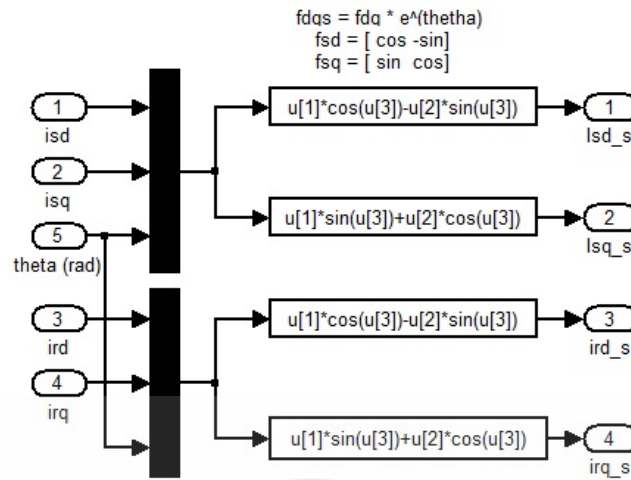
รูปที่ 5.4 บล็อกการแปลงแกนและสมการแรงดันมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (f = 1 kHz)

จากรูปที่ 5.2 คือส่วนของตัวควบคุมความเร็วแบบพีซีพีไอ จะประกอบไปด้วย 2 อินพุต คือ ค่าความผิดพลาดของความเร็ว และการเปลี่ยนแปลงของค่าความผิดพลาดของความเร็ว โดยมี อัตราขยาย 100 และ 3000 ตามลำดับ และทางด้านเอาต์พุตคือค่าของแรงบิด โดยมีค่าอัตราขยาย เท่ากับ 5 ดังในหัวข้อการออกแบบตัวควบคุมพีซีพีไอ

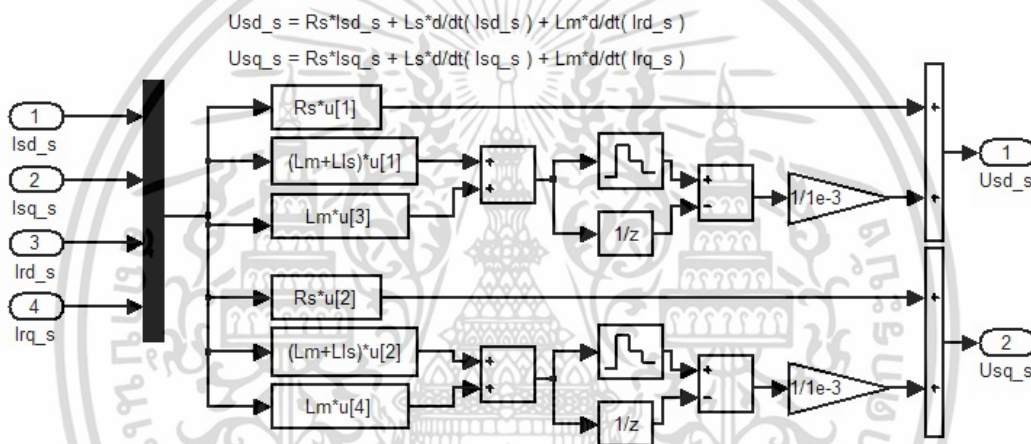
จากรูปที่ 5.3 แสดงส่วนของการคำนวณกระแสทั้ง 4 ส่วน ประกอบไปด้วยกระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ในแกน dq^e จากสมการที่ (4.35) ถึง (4.38)

จากรูปที่ 5.4 แสดงส่วนของการแปลงแกนของกระแสทั้ง 4 ส่วนจากกรอบอ้างอิงซิงโครนัส ไปอยู่ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ และนำกระแสทั้ง 4 ส่วนไปใช้ในการคำนวณแรงดันสเตเตอร์ในกรอบ อ้างอิงสเตเตอร์

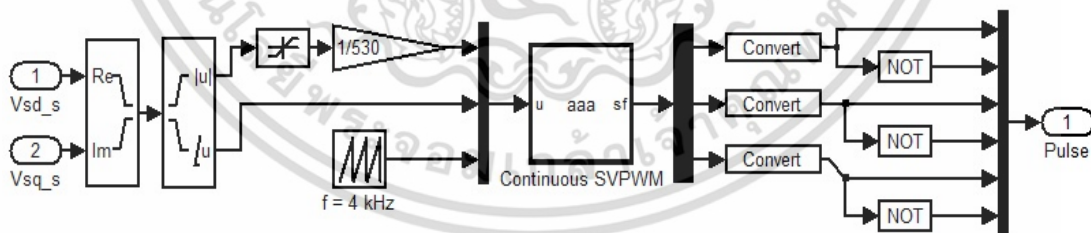
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 รายละเอียดบล็อกการแปลงกรอบอ้างอิงซิงโครนัสเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (f = 1 kHz)



รูปที่ 5.6 รายละเอียดบล็อกการคำนวณแรงดันของมอเตอร์ (f = 1 kHz)



รูปที่ 5.7 รายละเอียดบล็อกการสร้าง SVPWM (f = 4 kHz)

จากรูปที่ 5.5 แสดงรายละเอียดภายในบล็อกรูปที่ 5.4 ในส่วนของการแปลงแกนของกระแสทั้ง 4 ส่วนจากกรอบอ้างอิงซิงโครนัสเป็นกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ จะเห็นว่าใช้ฟังก์ชันของไซน์ ดังสมการที่ (4.42) และ (4.43)

จากรูปที่ 5.6 แสดงรายละเอียดภายในบล็อกภายในรูปที่ 5.4 ในส่วนของการคำนวณแรงดันสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ดังสมการที่ (4.34)

จากรูปที่ 5.7 แสดงรายละเอียดภายในบล็อกการคำนวณแรงดัน SVPWM เริ่มจากรับแรงดันสเตเตอร์ในแกน dq^s จากการคำนวณในรูปที่ 5.6 ไปทำการกำหนดขนาดและมุมของการสวิตช์ ในส่วนของการคำนวณเวลาการสวิตช์จะใช้สมการที่ (3.90) ถึง (3.93)

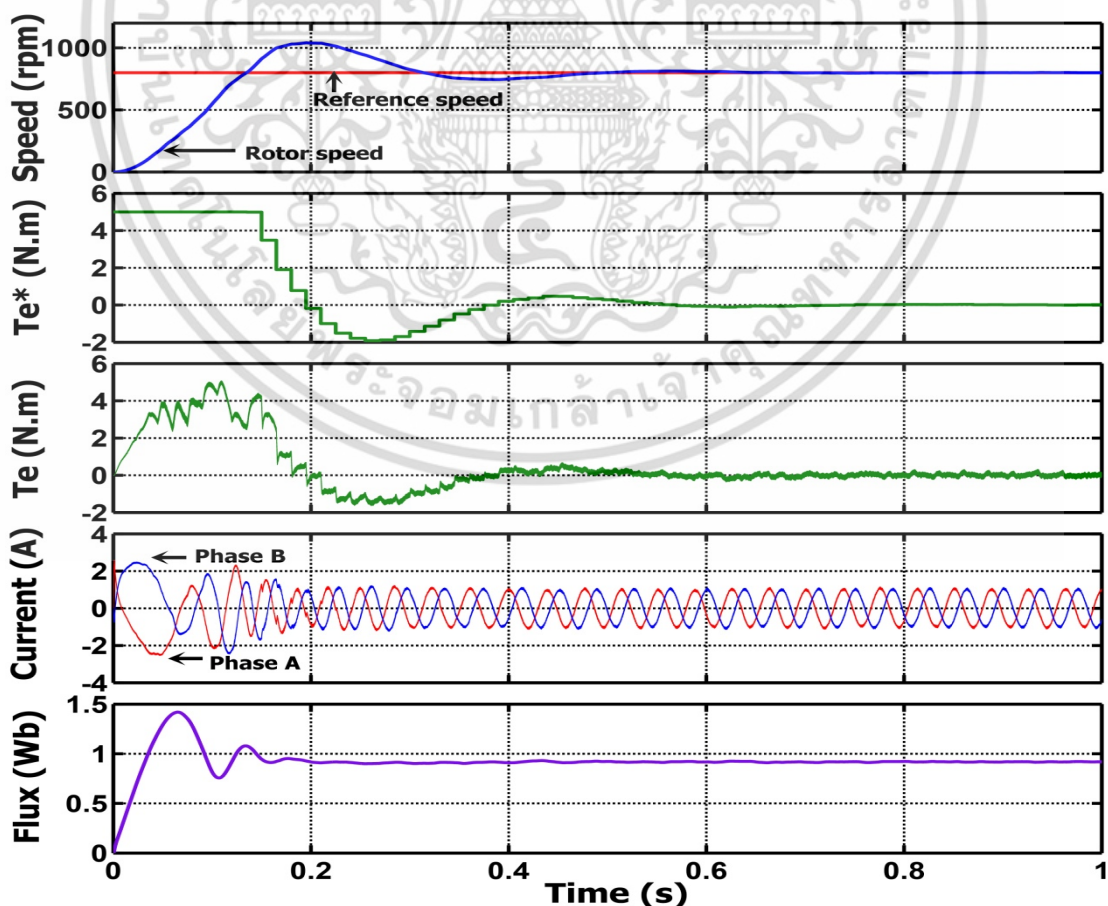
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 จำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบฉับพลันจาก 0 ถึง 800 rpm โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI

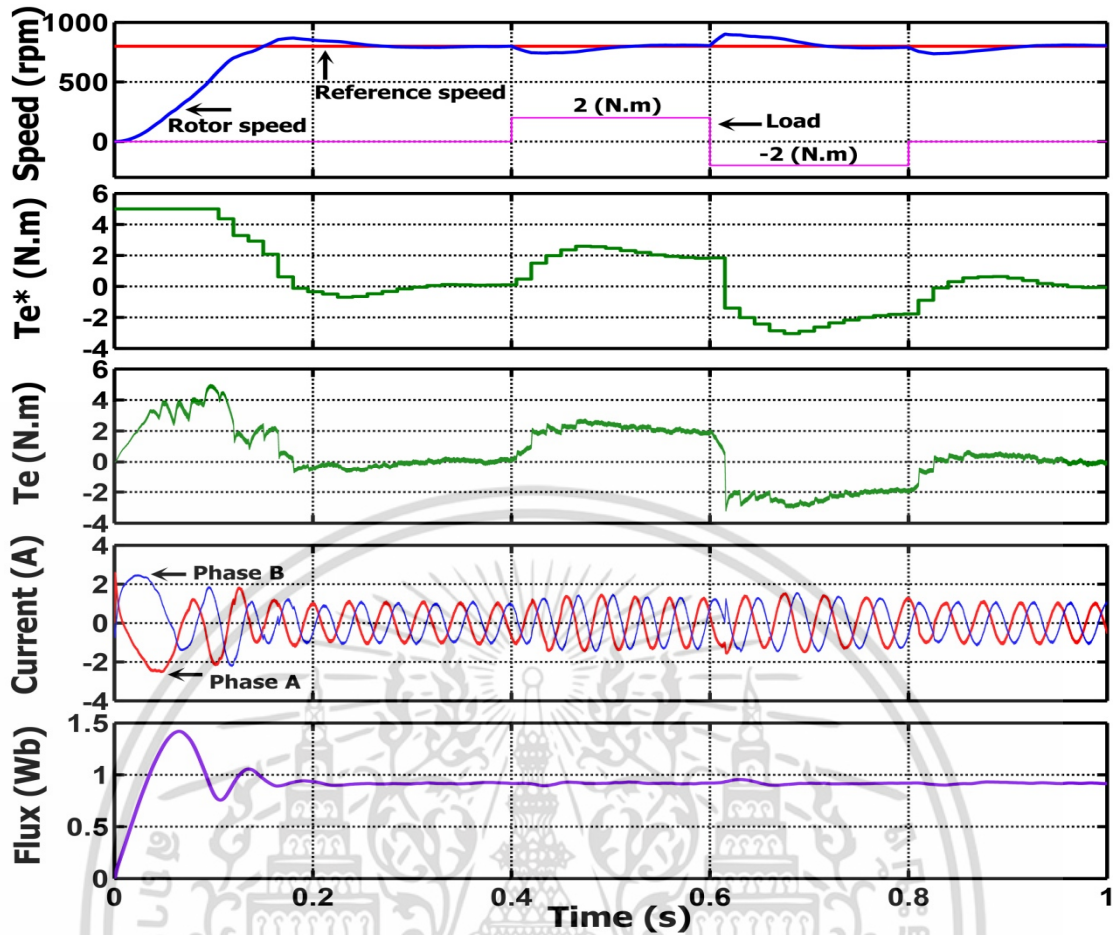
จากรูปที่ 5.8 เป็นการทดสอบประสิทธิภาพทางความเร็วโดยใช้ตัวควบคุม PI ซึ่งได้ทำการออกแบบไว้ในขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมความเร็ว การทดสอบเริ่มจากสตาร์ทมอเตอร์ขณะไม่มีภาระทางกลไปที่ความเร็ว 800 rpm และทำการสังเกตกราฟการเปลี่ยนแปลง ซึ่งประกอบไปด้วย 1) กราฟความเร็วของมอเตอร์ จะเห็นว่าเกิดการพุ่งเกิน (Overshoot) ไปที่ความเร็ว 1024 rpm 2) กราฟแรงบิดอ้างอิงที่จ่ายให้กับมอเตอร์สำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์กระแสกับตัวควบคุม PI 3) กราฟแรงบิดที่มอเตอร์ได้รับจริง 4) กราฟแสดงกระแสสเตเตอร์เฟส A และเฟส B และ 5) กราฟแสดงฟลักซ์ของโรเตอร์ที่ถูกควบคุมไปที่ 0.9 wb

เช่นเดียวกัน จากรูปที่ 5.9 เป็นการทดสอบดังรายละเอียดในรูปที่ 5.8 เพียงแต่เปลี่ยนเป็นวิธีการควบคุมที่นำเสนอผ่านตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI และหลังจากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงภาระทางกลไปที่ 2 N.m จากการเปลี่ยนแปลงความเร็วขณะเริ่มสตาร์ทจะเห็นว่ามีความพุ่งเกินไปที่ 868 rpm เท่านั้นซึ่งแตกต่างเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ตัวควบคุมแบบ PI

รายละเอียดของประสิทธิภาพที่ใช้ในการเปรียบเทียบระหว่างการใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI จะแสดงได้ดังตารางที่ 5.2 ค่าที่นำมาเปรียบเทียบคือ เวลาขาขึ้น (Rise time), เวลาที่จะเข้าสู่ภาวะคงตัว (Settling time) และการเกิดการพุ่งเกิน (Overshoot) และยังสามารถสรุปเป็นแผนภูมิกราฟแห่งได้ดังรูปที่ 5.10 เห็นว่าระบบ Fuzzy-PI มีเพียงเวลาขาขึ้นที่มากกว่าเล็กน้อย



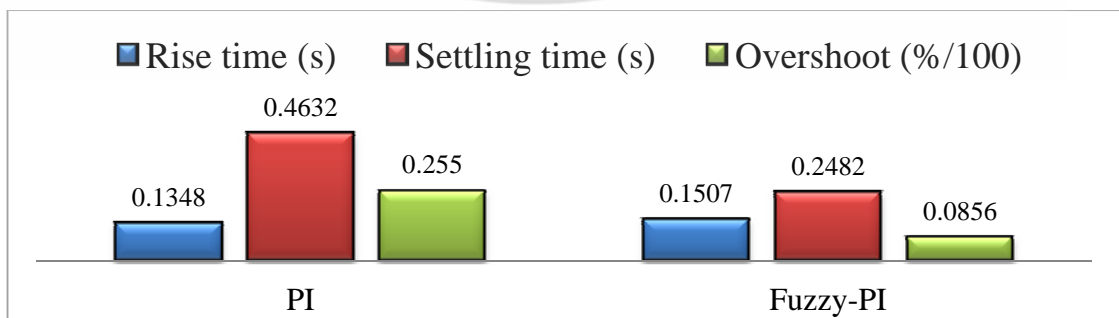
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 5.8 เปลี่ยนแปลงความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม PI นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 เปลี่ยนแปลงความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

ตารางที่ 5.2 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพจากเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน

Sudden speed change (rpm)	Conventional PI			Fuzzy-PI		
	Rise time (s)	Settling time (s)	Over shoot (%)	Rise time (s)	Setting time (s)	Overshoot (%)
0 to 800	0.1348	0.4632	25.5125	0.1507	0.2482	8.5557



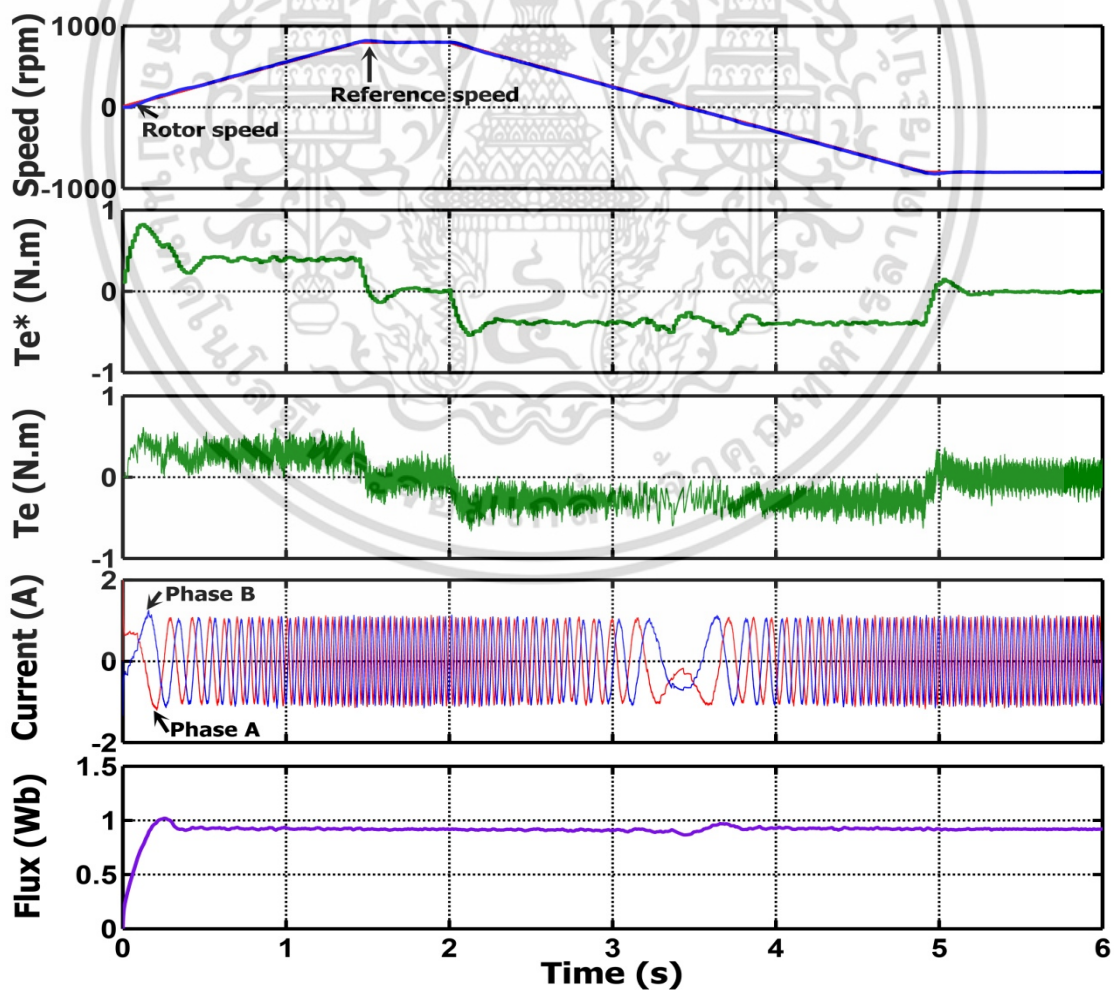
รูปที่ 5.10 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 จำลองการติดตามความเร็วแบบทางลาดชันด้วยอัตรา 533 rpm/s โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI

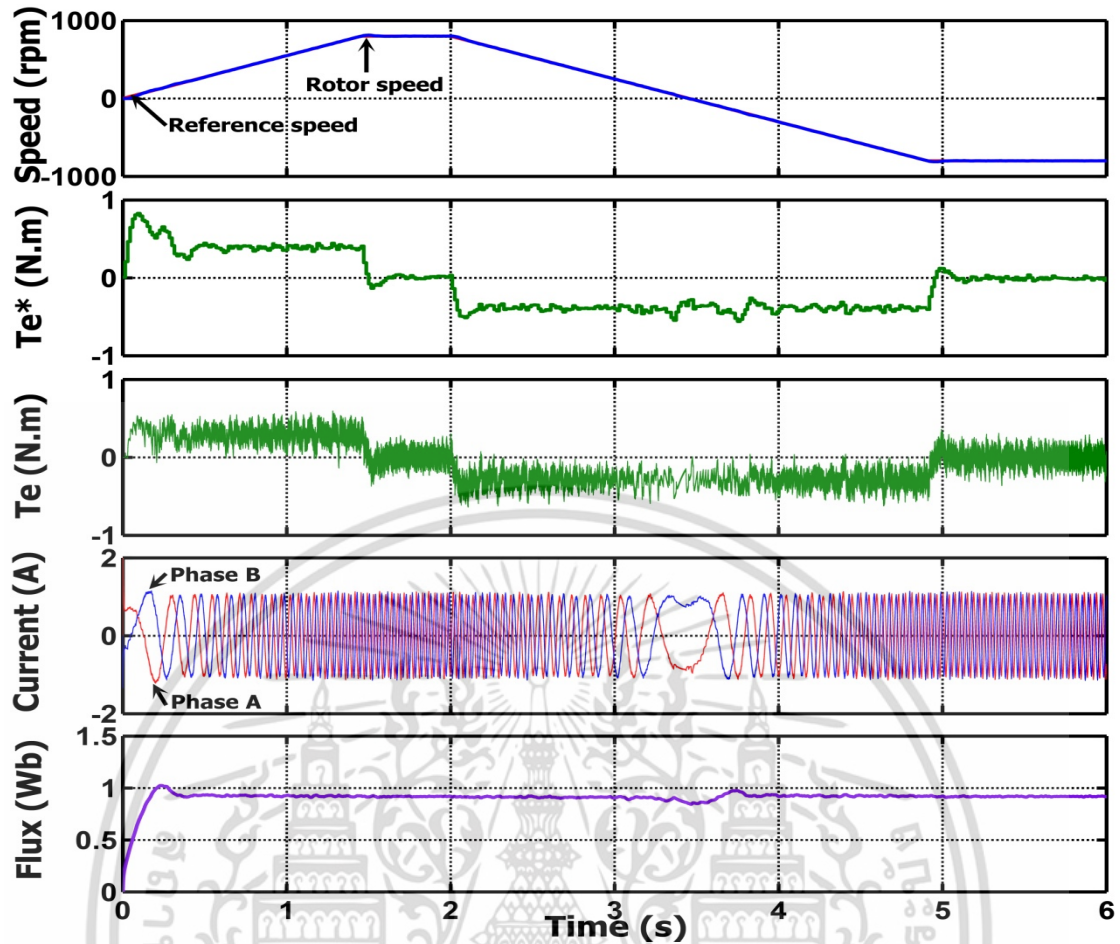
จากรูปที่ 5.11 จะใช้วิธีการควบคุมแบบ PI มาทำการทดสอบติดตามความเร็วด้วยอัตราความชันเท่ากับ 533 rpm/s โดยรายละเอียดภายในรูปจะประกอบไปด้วย 1) กราฟความเร็วจะเห็นว่าในช่วงสตาร์ทยังคงเห็นเส้นกราฟของความเร็วอ้างอิงอยู่ 2) แรงบิดอ้างอิงที่จ่ายให้กับมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงเป็นลูกคลื่นชัดเจน 3) แรงบิดที่วัดได้จากมอเตอร์ 4) กระแสสเตเตอร์เฟส A และเฟส B 5) ฟลักซ์โรเตอร์ที่ควบคุมที่ 0.9 Wb และจากรูปที่ 5.12 เป็นการทดสอบเช่นเดียวกันเพียงแต่เปลี่ยนตัวควบคุมเป็นแบบ Fuzzy-PI จะเห็นว่าเส้นกราฟของความเร็วมีค่าความแตกต่างน้อยลง และเส้นกราฟของแรงบิดของมอเตอร์จริงจะลดความเป็นลูกคลื่นลงซึ่งหมายถึงเข้าสู่สภาวะคงตัวได้เร็ว

การเปรียบเทียบประสิทธิภาพทางความเร็วของทั้ง 2 ตัวควบคุมสามารถสรุปให้อยู่ในตารางที่ 5.3 โดยจะใช้ค่า Mean Absolute Error (MAE), Root Mean Square Error (RMSE), Mean Square Error (MSE) และ Maximum Error (MAXE) และสรุปในรูปของแผนภูมิแท่งดังรูปที่ 5.13 จะเห็นว่าโดยภาพรวมการทำงานของตัวควบคุม Fuzzy-PI ให้ค่าความผิดพลาดที่ต่ำกว่าในทุกๆด้าน และจากการติดตามความเร็วแบบลาดชันของทั้งสองตัวควบคุมนี้ยังให้ข้อดีทางการควบคุมฟลักซ์ที่ไม่พุ่งเกินมากเกินไปด้วย



รูปที่ 5.11 ติดตามความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม PI

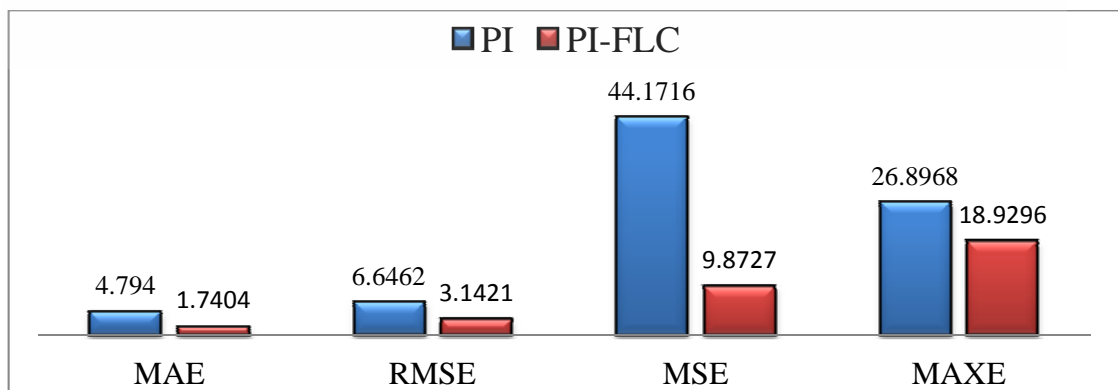
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 ติดตามความเร็วเมื่อใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

ตารางที่ 5.3 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบลาดชันที่ 533rpm/s

Controller type	MAE (rpm)	RMSE (rpm)	MSE (rpm)	MAXE (rpm)
PI	4.7940	6.6462	44.1716	26.8968
PI-FLC	1.7404	3.1421	9.8727	18.9296

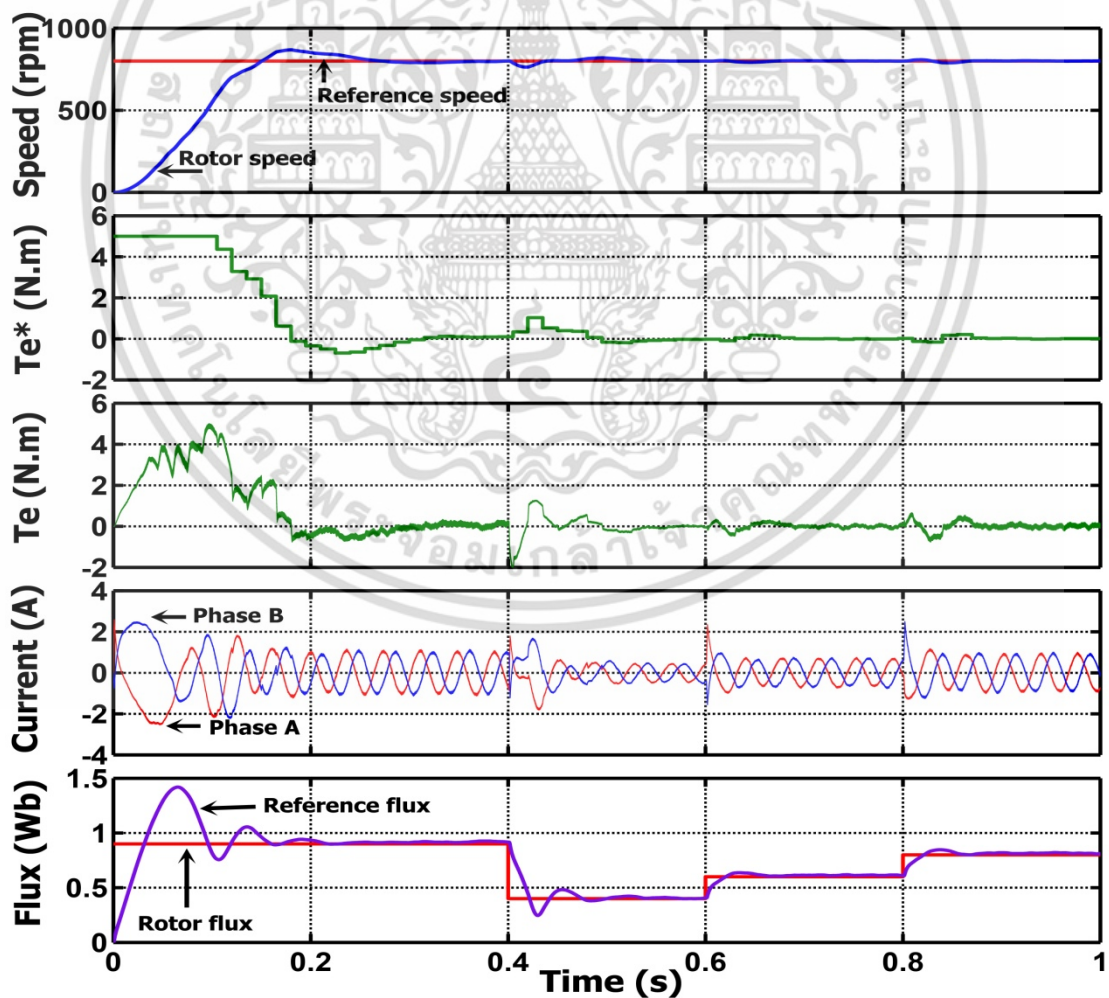


รูปที่ 5.13 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการจำลองความเร็วแบบลาดชันที่ 533 rpm/s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 จำลองการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์ที่ความเร็ว 800 rpm โดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

จากรูปที่ 5.14 เป็นการทดลองกับตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI กับการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์ทันทีทันใดในขณะควบคุมความเร็วสภาวะคงตัวอยู่ที่ 800 rpm ในขั้นแรกจะทำการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์จาก 0.9 เป็น 0.4 Wb ที่เวลา 0.4 วินาที ต่อมาทำการเปลี่ยนฟลักซ์จาก 0.4 เป็น 0.6 Wb ที่เวลา 0.6 วินาที และต่อมาทำการเปลี่ยนฟลักซ์จาก 0.6 เป็น 0.8 Wb ที่เวลา 0.8 วินาที รายละเอียดภายในกราฟที่ทำการสังเกตจะประกอบไปด้วย 1) ทำการสังเกตกราฟความเร็วจะเห็นว่ามอเตอร์เกิดการแกว่งขึ้นเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์ เมื่อลดค่าฟลักซ์ลงจะทำให้มอเตอร์ความเร็วตกลง และในทางกลับกันเมื่อเพิ่มฟลักซ์ขึ้นจะทำให้มอเตอร์มีความเร็วเพิ่มขึ้นเล็กน้อย 2) แรงบิดของมอเตอร์ที่วัดได้จะมีการเปลี่ยนแปลงตามฟลักซ์โรเตอร์ที่ควบคุมเล็กน้อย เนื่องมาจากฟลักซ์ที่เพิ่มขึ้นหรือลดลงจะทำให้แรงบิดเปลี่ยนแปลงไปด้วย ตามสมการแรงบิดที่เท่ากับผลคูณของฟลักซ์โรเตอร์กับกระแสสเตเตอร์ในแนวแกน q 3) ต่อมาทำการสังเกตกราฟของกระแสโรเตอร์จะเห็นว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์ทันทีทันใดขนาดของกระแสจะเพิ่มขึ้นด้วยเล็กน้อย เนื่องจากผลของการคำนวณแรงดันสเตเตอร์ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของกระแสสเตเตอร์ด้วย และต่อไปจะมีขนาดลดลงกลับมาที่จุดควบคุมในสภาวะคงตัวของฟลักซ์โรเตอร์

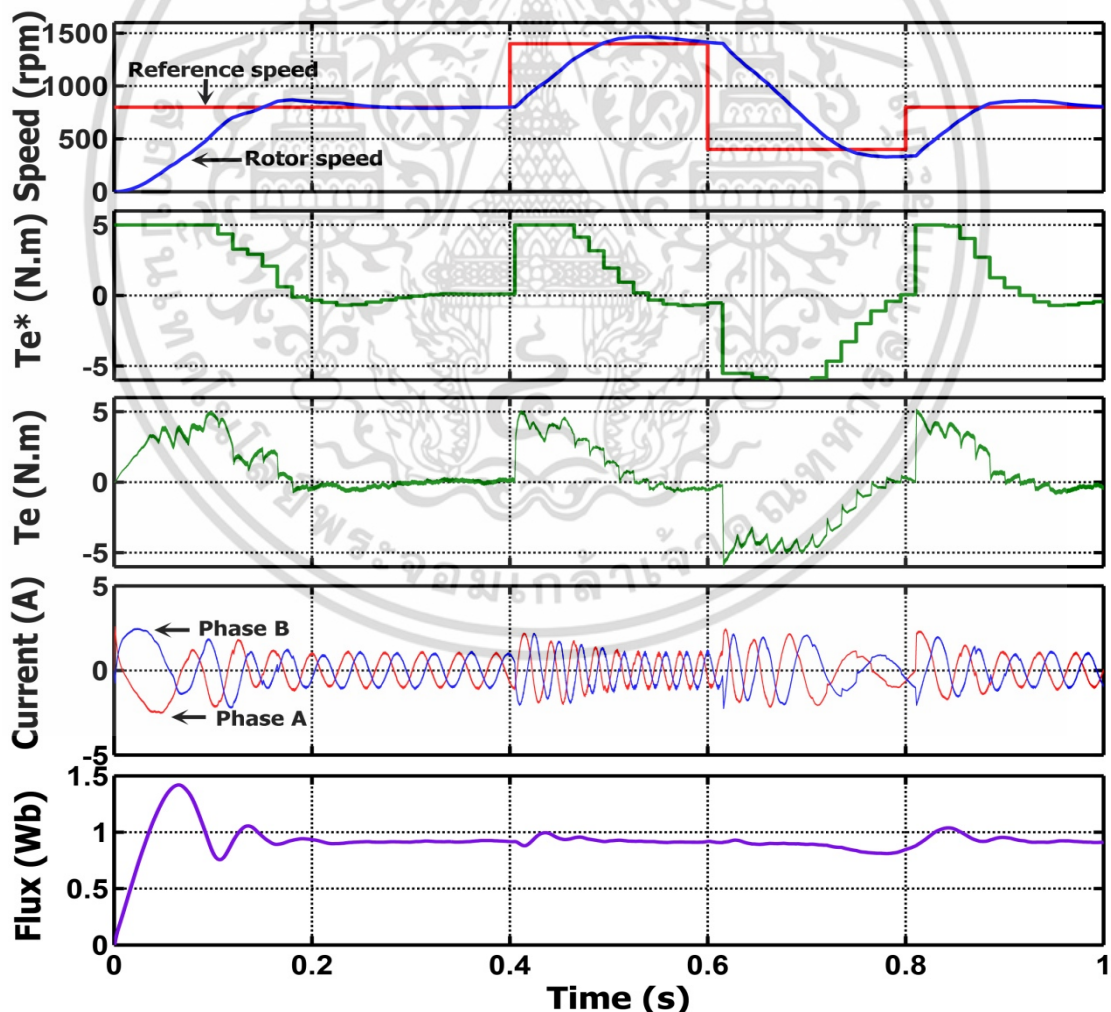


รูปที่ 5.14 เปลี่ยนแปลงฟลักซ์ควบคุมเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 จำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วทันทีทันใดที่ 800, 1400, 400 และ 800 rpm ตามลำดับ โดยใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

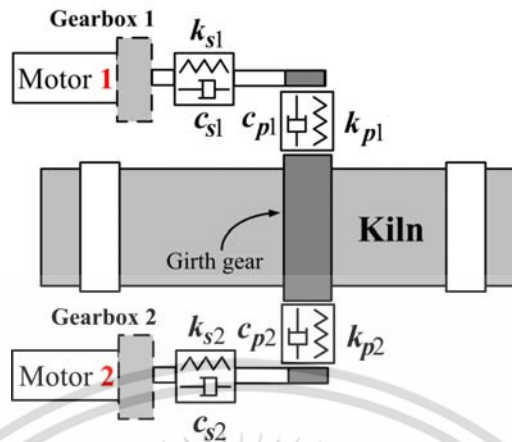
จากรูปที่ 5.15 ทำการทดลองกับวิธีควบคุมที่นำเสนอด้วยตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI โดยทำการเปลี่ยนแปลงความเร็วทันทีทันใดหลายระดับ เริ่มจากสตาร์ทไปที่ความเร็ว 800 rpm ก่อนแล้วจึงทำการเปลี่ยนแปลงความเร็วจาก 800 เป็น 1400 rpm ที่เวลา 0.4 วินาที ต่อมาทำการเปลี่ยนแปลงความเร็วจาก 1400 เป็น 400 rpm ที่เวลาที่ 0.6 วินาที และทำการเปลี่ยนจาก 400 เป็น 800 rpm เหมือนเดิมที่ 0.8 วินาที รายละเอียดจะประกอบไปด้วย 1) สังเกตกราฟการเปลี่ยนแปลงความเร็วจะเห็นว่าความเร็วเข้าสู่จุดที่ควบคุมได้ดีทุกช่วงในเวลาไม่เกิน 0.2 วินาที และความเร็วจึงไม่มาก (Overshoot) 2) กราฟของแรงบิดที่ควบคุมเป็นไปตามแรงบิดอ้างอิงที่จ่ายให้กับมอเตอร์ 3) สังเกตกราฟการเปลี่ยนแปลงของกระแสสเตเตอร์ ในขณะที่เปลี่ยนแปลงความเร็วจะมีค่ามากและจะลดลงในขณะที่ความเร็วถึงจุดควบคุม 4) สังเกตกราฟการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์โรเตอร์ จะมีผลการเปลี่ยนแปลงมากที่สุดในขณะที่ความเร็วต่ำๆ สังเกตจากที่เวลา 0.8 วินาที ในขณะที่เปลี่ยนแปลงความเร็วต่ำๆไปเป็นความเร็วสูง



รูปที่ 5.15 จำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วใดๆ แบบฉับพลัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 ระบบจำลองจริงกับเตาเผาในโรงงานปูนซีเมนต์



รูปที่ 5.16 ส่วนประกอบระบบขับเคลื่อนคู่ทางกล [4]

การทำงานของเตาเผาซีเมนต์เป็นหัวใจสำคัญสำหรับการผลิตเม็ดปูนในโรงงานอุตสาหกรรมปูนซีเมนต์ จากรูป 5.16 แสดงส่วนประกอบของพารามิเตอร์ทางกลที่ใช้จำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink การทำงานของเตาเผานั้นได้ถูกออกแบบให้หมุนเพียง 1-4 rpm โดยจะขึ้นกับขนาดและจำนวนของเม็ดปูนในเตาเผา ในขณะที่มอเตอร์ทั้งสองขับเคลื่อนด้วยความเร็วที่เท่ากัน และส่งแรงบิดของมอเตอร์ทั้งสองที่ไม่แตกต่างกันมากผ่านกล่องเกียร์ไปยังเตาเผาปูนซีเมนต์ โดยขนาดพิกัดมอเตอร์ที่ใช้อยู่ที่ 215 HP ซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 5.4 ในส่วนของระบบขับเคลื่อนทางกลจะประกอบไปด้วย กล่องเกียร์ทดรอบสูง 2 ชุด ที่ต่อกับมอเตอร์แต่ละตัว (เฟืองตัวหนอน ,เฟืองพีเนีย่น) เพื่อรอบตัวเตาเผาปูนซีเมนต์ และเตาเผาปูนซีเมนต์ที่มีความเฉื่อยซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 5.5 โดยค่าของระบบทางกลที่นำมาใช้นั้นมาจากโรงงานปูนซีเมนต์จริง [4] ระบบทางกลนี้สามารถเขียนในรูปของสมการได้ตั้งสมการที่ (5.1) ถึง (5.5) และสามารถเขียนในรูปของบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.17 ซึ่งความสัมพันธ์ของสมการทางกลมาจากระบบขับเคลื่อนคู่ต้นแบบที่เคยได้ศึกษามาก่อนหน้านี้ [21]-[22]

เมื่อสมการที่ (4.1)-(4.2) คือส่วนควบคุมความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 1 และ 2

$$J_{m1}\ddot{\theta}_{m1} + C_{s1}(\dot{\theta}_{m1}/n - \dot{\theta}_{p1})/n + K_{s1}(\theta_{m1}/n - \theta_{p1})/n = T_{e1} \quad (5.1)$$

$$J_{m2}\ddot{\theta}_{m2} + C_{s2}(\dot{\theta}_{m2}/n - \dot{\theta}_{p2})/n + K_{s2}(\theta_{m2}/n - \theta_{p2})/n = T_{e2} \quad (5.2)$$

เมื่อสมการที่ (4.3)-(4.4) คือส่วนควบคุมความเร็วของกล่องเกียร์ตัวที่ 1 และ 2

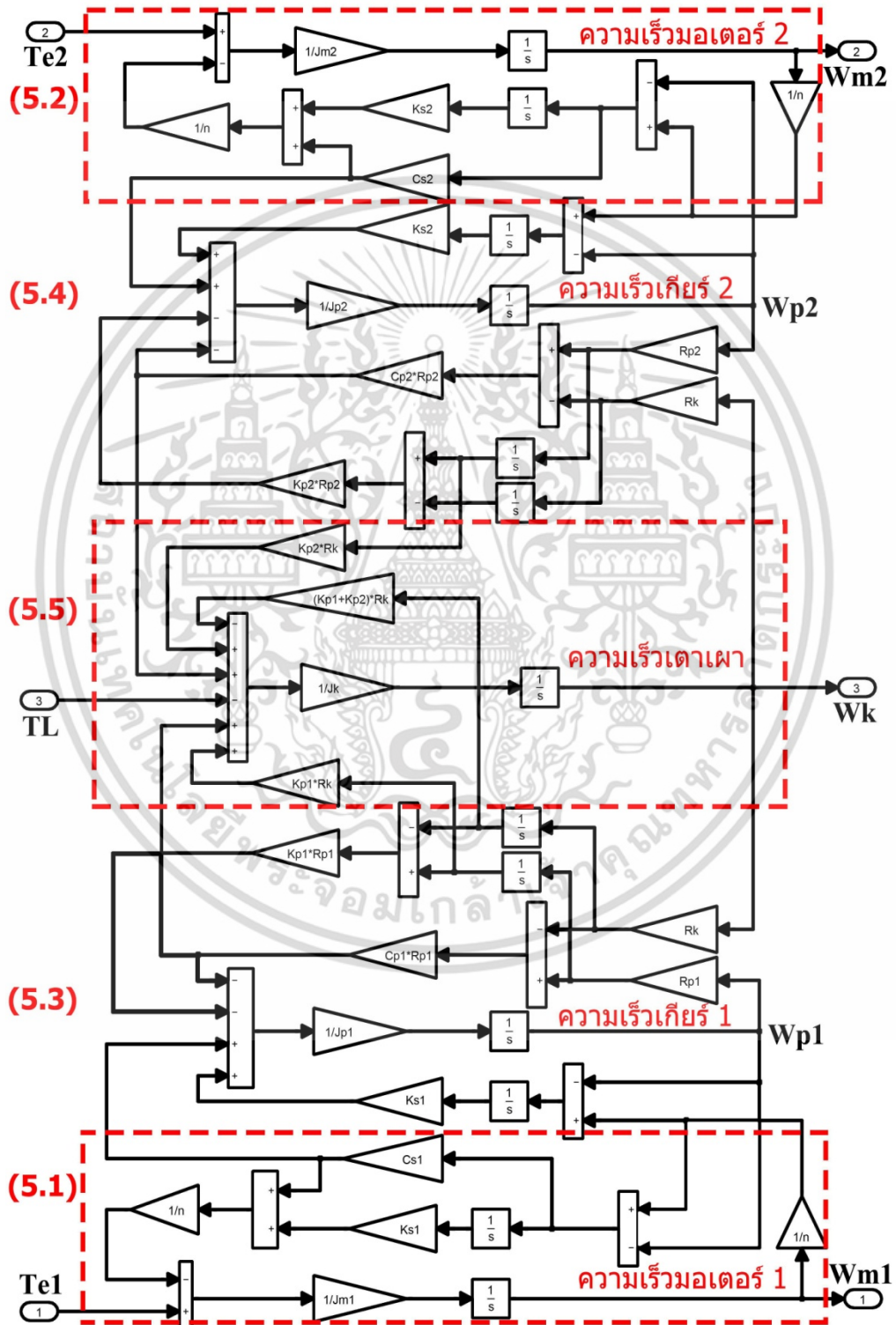
$$J_{p1}\ddot{\theta}_{p1} + C_{p1}R_{p1}(R_{p1}\dot{\theta}_{p1} - R_k\dot{\theta}_k) + K_{p1}R_{p1}(R_{p1}\theta_{p1} - R_k\theta_k) - C_{s1}(\dot{\theta}_{m1}/n - \dot{\theta}_{p1}) - K_{s1}(\theta_{m1}/n - \theta_{p1}) = 0 \quad (5.3)$$

$$J_{p2}\ddot{\theta}_{p2} + C_{p2}R_{p2}(R_{p2}\dot{\theta}_{p2} - R_k\dot{\theta}_k) + K_{p2}R_{p2}(R_{p2}\theta_{p2} - R_k\theta_k) - C_{s2}(\dot{\theta}_{m2}/n - \dot{\theta}_{p2}) - K_{s2}(\theta_{m2}/n - \theta_{p2}) = 0 \quad (5.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสมการที่ (4.5) คือส่วนควบคุมความเร็วของเตาเผาปูนซีเมนต์

$$J_k \ddot{\theta}_k + C_{p1} R_{p1} (R_{p1} \dot{\theta}_{p1} - R_k \dot{\theta}_k) - C_{p2} R_{p2} (R_{p2} \dot{\theta}_{p2} - R_k \dot{\theta}_k) - K_{p1} R_{p1} R_k \theta_{p1} - K_{p2} R_{p2} R_k \theta_{p2} + (K_{p1} + K_{p2}) R_k^2 \theta_k + T_L = 0 \quad (5.5)$$



รูปที่ 5.17 บล็อกไดอะแกรมของระบบขับเคลื่อนคู่ทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ $J_{m1,2}$ คือความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวที่ 1 และ 2
 J_k คือความเฉื่อยของเตาเผาปูนซีเมนต์
 $J_{p1,2}$ ค่าความเฉื่อยของเฟืองพีเนียน
 $k_{s1,2}$ คือค่าความแข็งเฟืองเกียร์ทอรอบ
 $k_{p1,2}$ คือค่าความแข็งเฟืองพีเนียน
 $c_{s1,2}$ คือค่าความหน่วงเฟืองเกียร์ทอรอบ
 $c_{p1,2}$ คือค่าความหน่วงเฟืองพีเนียน
 $\theta_{m1,2}$ คือระยะทางเชิงมุมของมอเตอร์
 $\theta_{p1,2}$ คือระยะทางเชิงมุมของเฟืองพีเนียน
 θ_k คือตำระยะทางเชิงมุมของเตาเผา
 $R_{p1,2}$ คือรัศมีของเฟืองพีเนียน
 R_k คือรัศมีของเตาเผา
 $T_{e1,2}$ คือแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์
 T_L คือภาระที่รับจากเตาเผา
 n คืออัตราทดรอบของเกียร์ทอรอบ

ตารางที่ 5.4 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ 215 HP

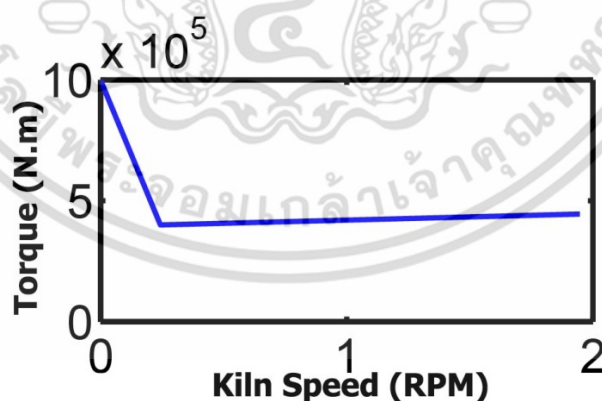
Parameters	Values
Output power	215 HP
Stator voltage (line-line, delta)	220 V
Rated frequency	50 Hz
Rated rotor speed	1487 rpm
Number of poles	$P = 4$
Motor inertia	2.9 kg.m^2
Stator resistance	$R_s = 0.01379 \ \Omega$
Rotor resistance	$R_r = 0.007728 \ \Omega$
Stator inductance	$L_s = 0.007842 \text{ H}$
Rotor inductance	$L_r = 0.007842 \text{ H}$
Mutual inductance	$L_m = 0.00769 \text{ H}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.5 ค่าพารามิเตอร์ระบบทางกล

Motor	$J_{m 1,2}$	$2.9 \text{ (Kg}\cdot\text{m}^2)$
Gearbox	n	50.16
Shaft	$k_s 1,2$	$10\cdot 10^6 \text{ (N}\cdot\text{m/rad)}$
	$c_s 1,2$	$100 \text{ (N}\cdot\text{m}\cdot\text{s/rad)}$
Pinion	$J_{p1,2}$	$10 \text{ (Kg}\cdot\text{m}^2)$
	k_{p1}	$5\cdot 10^8 \text{ (N/m)}$
	$k_{p 2}$	$3.5, 5\cdot 10^8 \text{ (N/m)}$
	$c_{p 1,2}$	$5\cdot 10^4 \text{ (N}\cdot\text{s/m)}$
	$R_p 1,2$	315 mm
Girth Gear - Kiln	J_k	$3,355,740 \text{ (Kg}\cdot\text{m}^2)$
	R_k	2,580 mm

โดยทั่วไปแล้ว การขับเคลื่อนเตาเผาปูนซีเมนต์ในสภาวะปกติ มอเตอร์จะมีแรงบิดประมาณ 50-60 % แต่เมื่อหลังจากที่เตาเผากับมอเตอร์เกิดการหยุดนิ่งทันทีทันใดเนื่องจากสาเหตุความผิดพลาดบางประการ จะทำให้เกิดปรากฏการณ์ Banana ภายในเตาเผาขึ้น การเริ่มสตาร์ทใหม่จะช่วยให้เม็ดปูนกลับมาอยู่ในสภาวะปกติ สำหรับการจำลองระบบขับเคลื่อนนี้ได้ใช้ทฤษฎีของ KHD (Humboldt Wedag) [22] ซึ่งผู้เชี่ยวชาญทางด้านเตาเผาปูนซีเมนต์ โดยมอเตอร์จะเริ่มทำงานใหม่ที่แรงบิดสูงถึง 250% จากพิกัดของมอเตอร์ซึ่งเป็นการทำงานเกินพิกัดชั่วคราว สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ที่ใช้ในการจำลองได้ดังรูปที่ 5.18 ต่อไปนี้



ที่ 5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง [4]

5.7 ระบบจำลองขับเคลื่อนคู่ด้วยวิธีควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC)

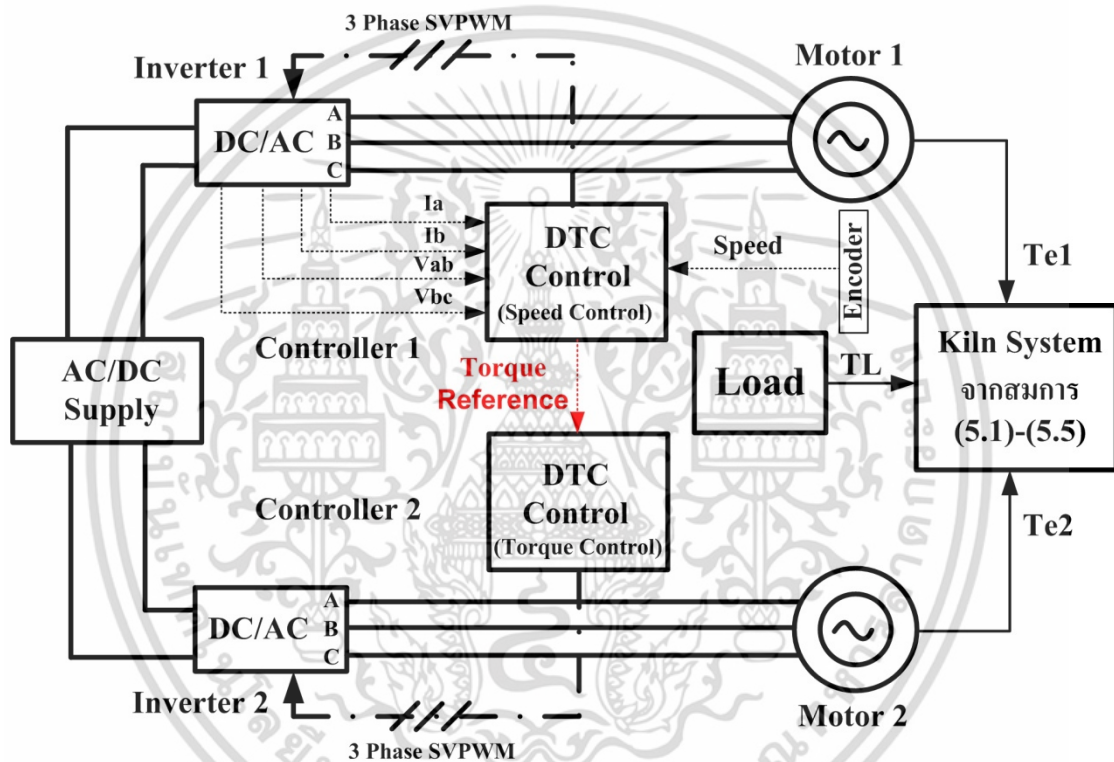
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทบทวนถึงการควบคุมแบบเดิม คือวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC) ที่เคยนำเสนอมาในบทความวิจัยก่อนหน้านี้ [4] โดยกำหนดมอเตอร์หลักตัวที่ 1 ถูกควบคุมด้วยความเร็ว และจะแบ่งการจำลองเป็นสองกรณีคือ 1) ควบคุมความแรงบิดมอเตอร์ตัวที่ 2 และ 2) การควบคุมความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 2 ซึ่งกรณีนี้จะนำไปใช้เปรียบเทียบกับระบบการควบคุมที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เขียนได้เห็นใบแจ้งหนี้ขอค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

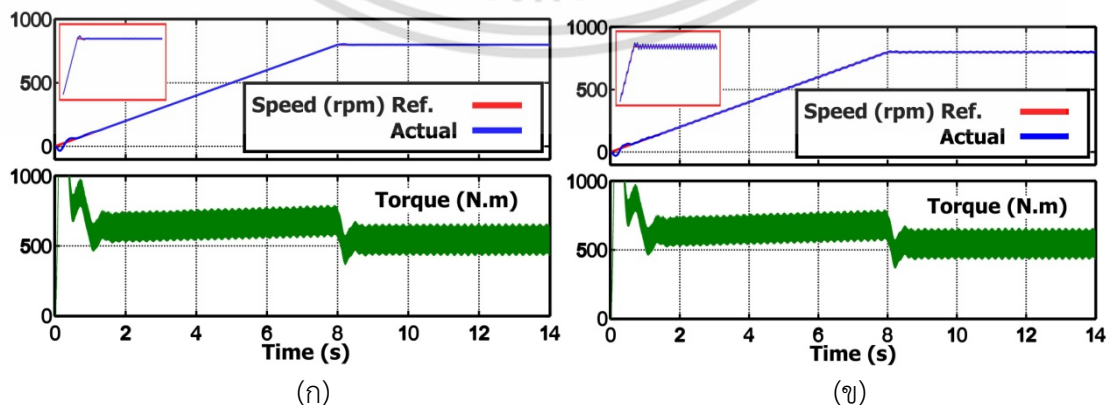
5.7.1 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 และควบคุมแรงบิดมอเตอร์ 2 ด้วย DTC

ในการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ตัวที่ 2 สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.19 ซึ่งประกอบไปด้วยอินเวอร์เตอร์ 2 ตัวแยกอิสระจากกัน และ Controller ตัวที่ 1 (มีเซนเซอร์ความเร็ว) ส่งแรงบิดอ้างอิงไปยัง Controller ตัวที่ 2

ทำการจำลองโดยใช้มอเตอร์เหมือนกันทั้ง 2 ตัวขนาด 215 HP เงื่อนไขการจำลองคือ สตาร์ทมอเตอร์พร้อมกันพร้อมรับภาระทางกลขนาด 10^6 N.m ตามความสัมพันธ์ของกราฟแรงบิด-ความเร็วดังรูปที่ 5.18 ที่กล่าวมา กำหนดความเร็วแบบฟังก์ชัน Ramp ด้วยอัตรา 100 rpm/s จาก 0 rpm ไปจนถึง 800 rpm ทำการควบคุมฟลักซ์สเตเตอร์คงตัวที่ 0.9 Wb จากนั้นกำหนดค่าความแตกต่างคือค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนที่ 2 เป็น 70% ($k_{p2}=3.5 \cdot 10^8$ N/m) ของเฟืองพีเนียนตัวที่ 1



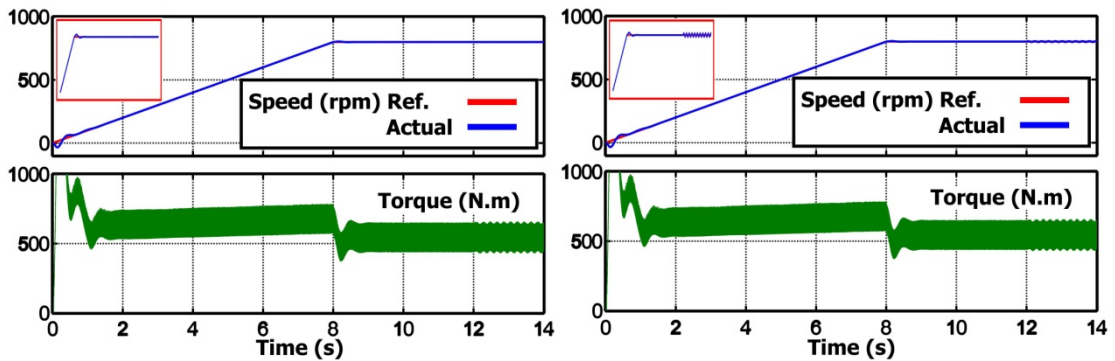
รูปที่ 5.19 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงบิดมอเตอร์ตัวที่ 2 ด้วย DTC [1]



รูปที่ 5.20 ผลการควบคุมแรงบิดมอเตอร์ตัวที่ 2 กับค่า $k_{p2}=3.5 \cdot 10^8$ N/m ขณะเริ่มสตาร์ท

(ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



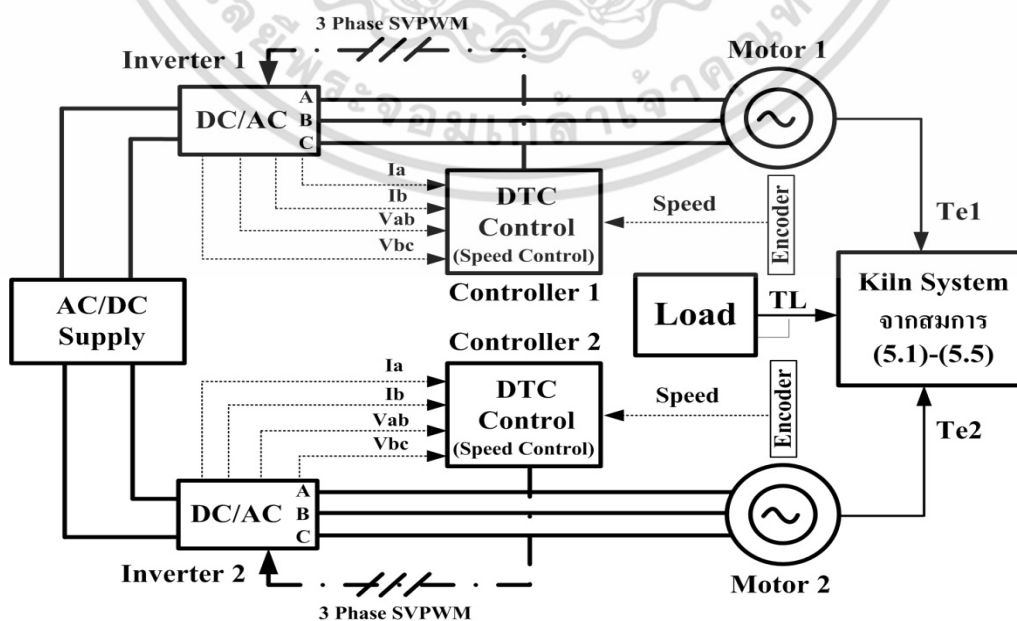
รูปที่ 5.21 ผลการควบคุมความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 2 กับค่า $k_{p2}=3.5 \cdot 10^8$ N/m ที่เวลา 12 วินาที
(ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2

จากรูปที่ 5.20 (ก) และ (ข) แสดงผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 และ 2 โดยแสดงกราฟความเร็ว และแรงบิด จากการทดสอบเปลี่ยนแปลงค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนตัวที่ 2 เป็น 70% ของเฟืองพีเนียนตัวที่ 1 ตั้งแต่เริ่มต้นสตาร์ท จะเห็นว่าความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 2 นั้นมีการสั่นขึ้นตลอดช่วงการทำงาน และเมื่อสังเกตที่แรงบิดของมอเตอร์ทั้งสองจะเห็นว่าเป็นลูกคลื่นไม่เรียบ

จากรูปที่ 5.21 (ก) และ (ข) แสดงผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 และ 2 โดยแสดงกราฟความเร็ว และแรงบิด จากการทดสอบเริ่มทำงานที่ค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนเท่ากันก่อน และทำการเปลี่ยนแปลงที่เวลา 12 วินาที โดยเปลี่ยนค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนที่ 2 เป็น 70% ของเฟืองพีเนียนตัวที่ 1 เช่นเดิม ทำการสังเกตจะเห็นว่าหลังวินาทีที่ 12 ความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 2 มีการสั่นขึ้นเช่นเดิม และแรงบิดมีลักษณะเป็นลูกคลื่นชัดเจน

5.7.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 และ 2 ด้วย DTC

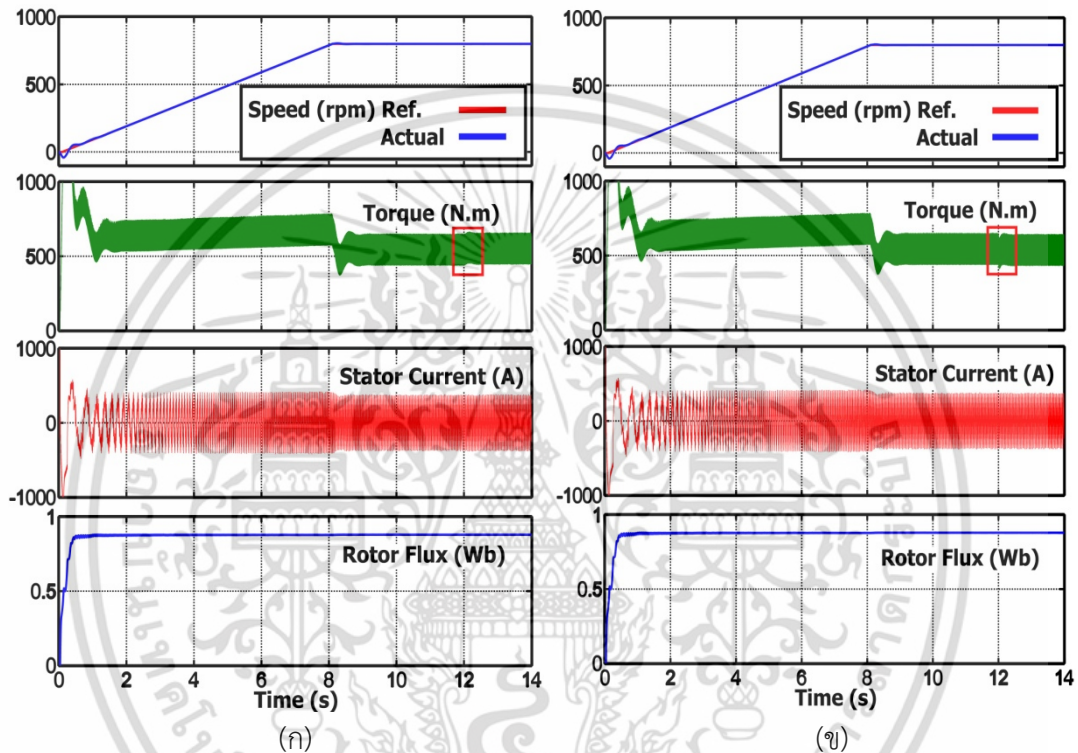
การควบคุมความเร็วมอเตอร์ทั้งสองด้วย DTC สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.22 แสดงถึงการควบคุมอิสระจากกัน เงื่อนไขการทดลองเหมือนกับในหัวข้อ 5.7.1 ที่กล่าวมา โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนที่ 2 ที่เวลา 12 วินาที



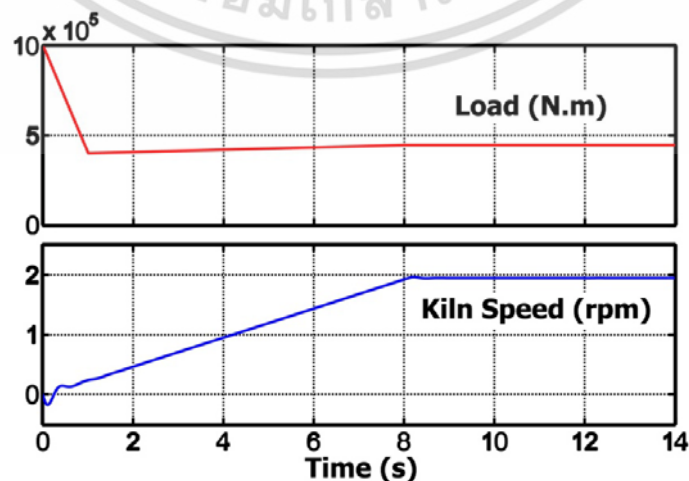
รูปที่ 5.22 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมความเร็วมอเตอร์ตัวที่ 2 ด้วย DTC [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดเท่านั้น ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.23 (ก) และ (ข) แสดงผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 และ 2 โดยแสดงกราฟของความเร็วมอเตอร์, แรงบิดทางไฟฟ้าที่ควบคุม, กระแสของขดลวดสเตเตอร์ และฟลักซ์โรเตอร์ จะเห็นว่าในวินาทีที่ 12 ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนที่ 2 ลดลงเป็น 70% ส่งผลถึงแรงบิดมอเตอร์ตัวที่ 1 เพิ่มขึ้นเล็กน้อย และในทางกลับกันแรงบิดมอเตอร์ตัวที่ 2 ลดลงเล็กน้อยด้วย แรงบิดนี้เองจะไม่ทำให้อมอเตอร์ตัวที่ 2 มีการสั่นเกิดขึ้น เมื่อทำการวัดแรงบิดทราบได้ว่าแตกต่างกัน 20 N.m และจากรูปที่ 5.24 แสดงกราฟภาระทางกล และความเร็วเตาเผาปูนซีเมนต์ จะเห็นว่าระบบยังคงทำงานเป็นปกติ



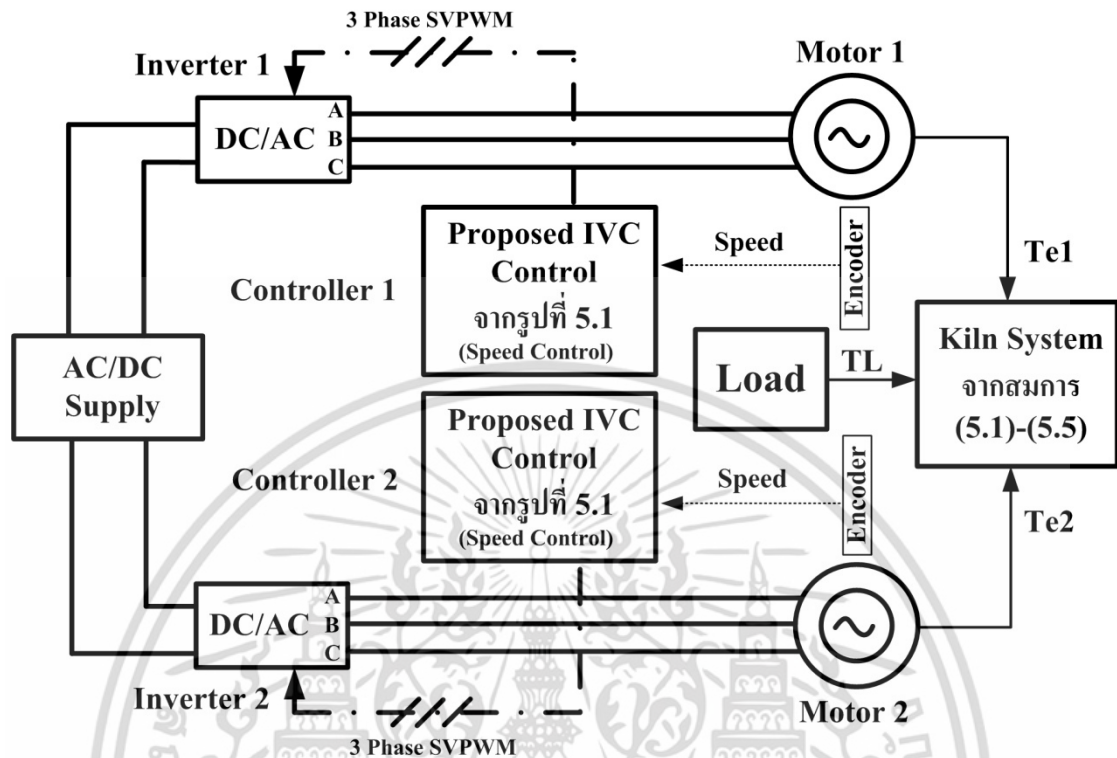
รูปที่ 5.23 ผลการควบคุมมอเตอร์คู่ DTC แบบดั้งเดิม
(ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2



รูปที่ 5.24 ภาระทางกลที่ได้รับ และความเร็วของเตาเผาปูนซีเมนต์ด้วยวิธี DTC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 ระบบจำลองขับเคลื่อนคู่ด้วยวิธีที่นำเสนอ (IVC ไร้เซ็นเซอร์กระแสกับ Fuzzy-PI)



รูปที่ 5.25 บล็อกไดอะแกรมจำลองของระบบขับเคลื่อนคู่ด้วยวิธี IVC ไร้เซ็นเซอร์กระแส

จากรูปที่ 5.25 แสดงบล็อกไดอะแกรมการจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink ด้วยวิธีการควบคุมที่นำเสนอ คือวิธีควบคุมมอเตอร์แบบเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์กระแสกับตัวควบคุม Fuzzy-PI รายละเอียดในรูปประกอบไปด้วย 1) มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 2 ตัวที่พิกัดเดียวกัน 215 HP ค่าพารามิเตอร์มอเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 5.4 2) อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์อิสระ 2 ตัว 3) บล็อกตัวควบคุมจะใช้วิธีการควบคุมที่นำเสนอในรูปที่ 5.1 4) บล็อกระบบทางกลของเตาเผาปูนซีเมนต์ โดยค่าพารามิเตอร์ของระบบทางกลแสดงได้ดังตารางที่ 5.5

ขั้นตอนการทดลองจะทำการชาร์จฟลักซ์โรเตอร์ในขณะที่มอเตอร์หยุดนิ่งให้มีค่าใกล้เคียงกับขนาดที่ควบคุม (0.9 Wb) ก่อน จากนั้นทำการสตาร์ทมอเตอร์พร้อมกับภาระทางกลขนาด 10^6 N.m ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 5.18 กำหนดความเร็วมอเตอร์ทั้ง 2 เพิ่มขึ้นแบบฟังก์ชันลาดเอียง (Ramp) ด้วยอัตราความชันเท่ากับ 100 rpm/s เริ่มจากความเร็ว 0 rpm ไปจนถึงความเร็ว 800 rpm เนื่องจากการจำลองนี้จะเปลี่ยนค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนที่ 2 ($k_{p2}=3.5 \cdot 10^8 \text{ N/m}$) เป็น 70% ของค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนที่ 1 ($k_{p1}=5 \cdot 10^8 \text{ N/m}$) ที่เวลา 12 วินาที เช่นเดียวกับการทดลองในหัวข้อ 5.7.2

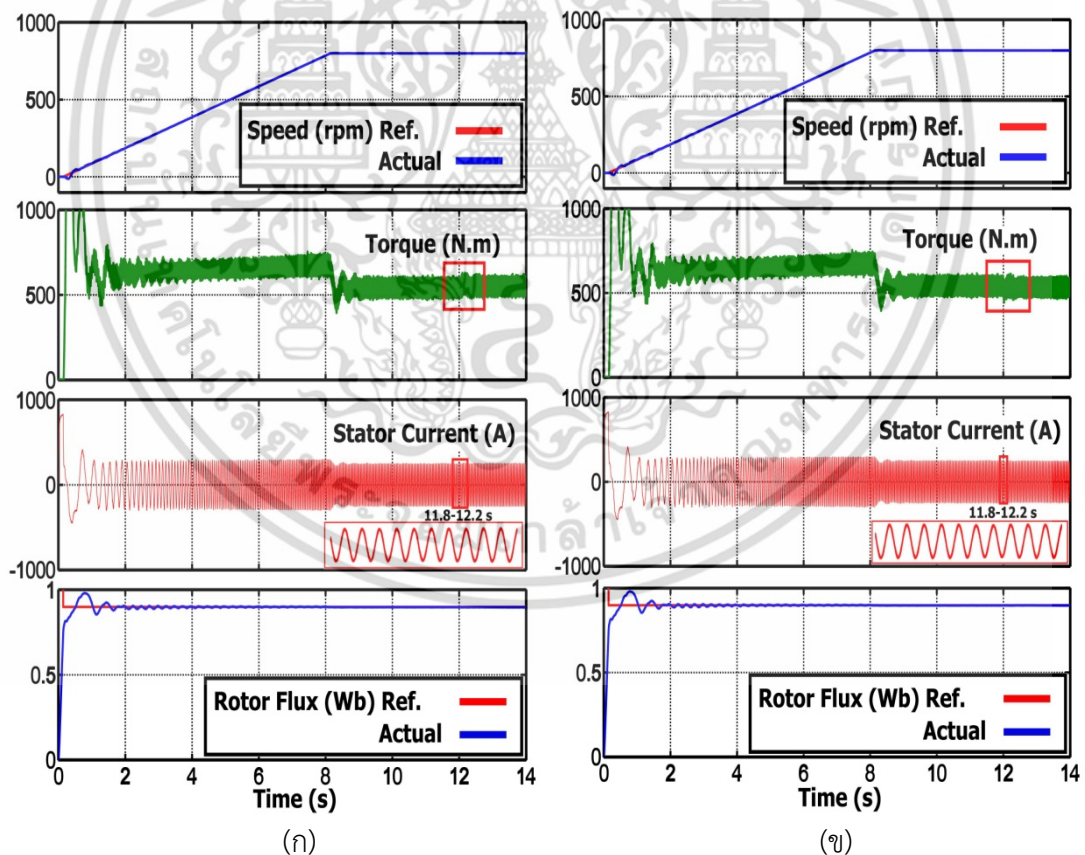
จากรูปที่ 5.26 (ก) และ (ข) แสดงผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 และ 2 โดยจะแสดงความเร็ว, แรงบิดจริงที่วัดได้จากมอเตอร์, กระแสในขดลวดสเตเตอร์ และฟลักซ์โรเตอร์ที่ถูกควบคุมจากผลการทดลองหลังจากเปลี่ยนแปลงค่าความแข็งของเฟืองพีเนียนที่ 2 ในวินาทีที่ 12 จะเห็นว่าความเร็วของมอเตอร์ทั้งสองยังถูกควบคุมไปได้ดี ไม่เกิดการสั่นขึ้นที่มอเตอร์ตัวที่ 2 เมื่อสังเกตที่แรงบิดของมอเตอร์ทั้งสองตัว จะเห็นว่ามอเตอร์ตัวที่ 1 รับแรงบิดมากกว่าเล็กน้อย ในขณะที่มอเตอร์ตัวที่ 2 รับแรงบิดน้อย ต่อมาสังเกตที่กราฟกระแสสเตเตอร์เฟส A ของทั้ง 2 มอเตอร์จะเห็นว่าขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนุญตเห็นหน้าใบเขียวระบบงานการคำนวณ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของกระแสมีค่าใกล้เคียงกัน และสุดท้ายเมื่อสังเกตที่กราฟฟลักซ์โรเตอร์จะเห็นว่าถูกควบคุมไปที่ 0.9 Wb ได้ในเวลา 2 วินาที เนื่องจากต้องมีการชาร์จฟลักซ์โดยจะเพิ่มขึ้นแบบสมการอันดับหนึ่งตามค่าคงตัวของโรเตอร์ ถึงแม้ในช่วงแรกฟลักซ์จะยังไม่คงตัวเนื่องมาจากสถานะไดนามิกส์ อย่างเช่น รับภาระทางกล โดยภาพรวมแล้วของระบบการควบคุมที่น่าเสนอนี้ให้ผลตอบสนองทางด้านการควบคุมแรงบิด และฟลักซ์โรเตอร์ได้ดี ส่งผลให้การควบคุมความเร็วได้ดี

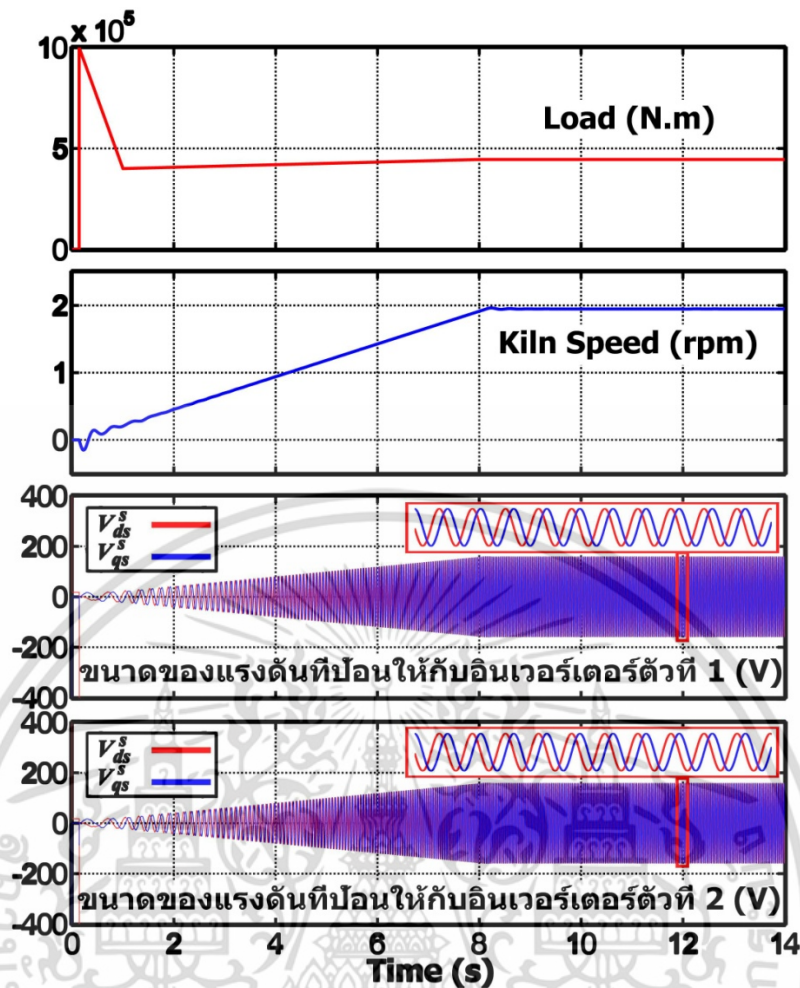
จากรูปที่ 5.27 แสดงถึงภาระทางกล, ความเร็วของเตาเผาปูนซีเมนต์ และแรงดันอ้างอิงทางด้านอินเวอร์เตอร์ตัวที่ 1 และ 2 จะเห็นว่าความเร็วเตาเผาปูนซีเมนต์ในช่วงแรกจะมีค่าความผิดพลาดทางความเร็วหรือการพุ่งเกินทางความเร็วมีค่าน้อยกว่าแบบ DTC เดิม แต่จะเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ช้ากว่าเดิมเพียงเล็กน้อย ในการจ่ายแรงดันอ้างอิงให้กับอินเวอร์เตอร์ตัวที่ 1 และ 2 จะไม่ได้แตกต่างกันมาก เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยช่วงสั้นๆ

เมื่อเปรียบเทียบวิธีการควบคุมที่น่าเสนอนี้ (IVC ไร้เซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุม Fuzzy-PI) กับวิธีควบคุมแบบ DTC เดิม จะเห็นว่าให้ผลการจำลองที่คล้ายคลึงกัน เพียงแต่ว่าในช่วงก่อนที่ความเร็วเข้าสู่สภาวะคงตัว วิธีการที่น่าเสนอจะมีเวลามากกว่าเพียงเล็กน้อย เนื่องมาจากการออกแบบตัวควบคุมและชาร์จฟลักซ์โรเตอร์ที่ไม่มากพอ สำหรับวิธีที่น่าเสนอนี้ยังสามารถควบคุมแรงบิดได้ดี พร้อมกับแสดงผลตอบสนองที่ทางด้านความเร็วมอเตอร์ทั้ง 2 และความเร็วเตาเผา



รูปที่ 5.26 ผลการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (IVC) ไร้เซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุม Fuzzy-PI
(ก) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



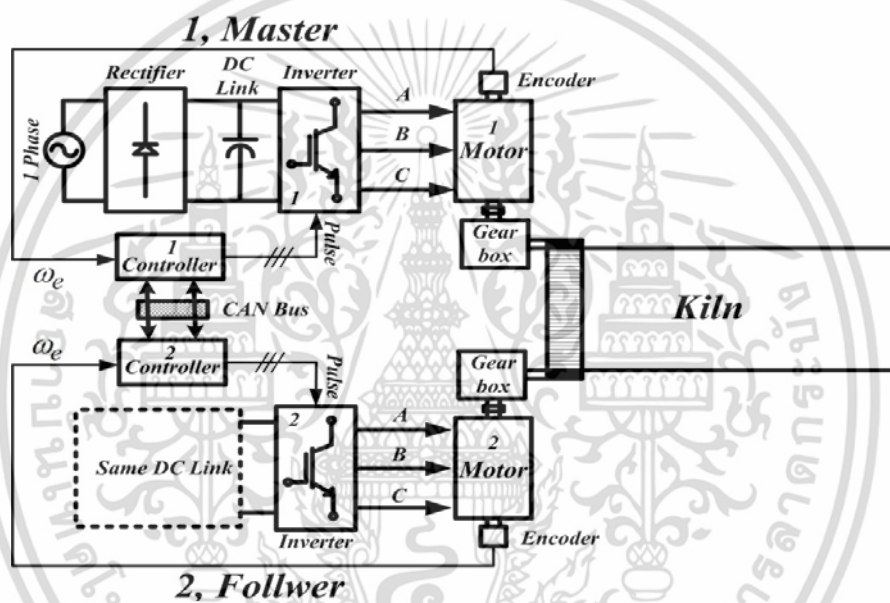
รูปที่ 5.27 ภาพทางกลที่ได้รับและความเร็วของเตาเผาปูนซีเมนต์ด้วยวิธี IVC ไร้เซนเซอร์กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

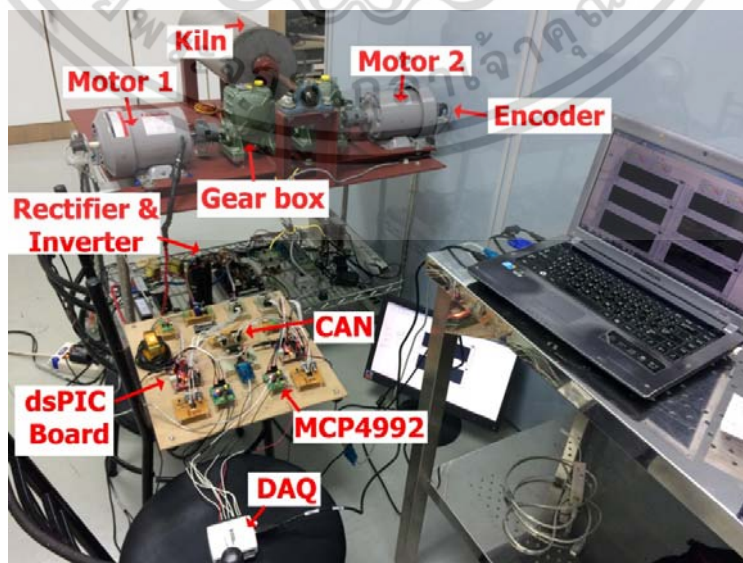
บทที่ 6

ออกแบบโครงสร้างระบบทดสอบจริง

บทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างระบบต้นแบบทดสอบจริงที่นำมาใช้กับวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยไม่ใช้เซ็นเซอร์กระแส ในส่วนประกอบของภาคกำลังและส่วนของภาคทางกลจะแสดงได้ดังรูปที่ 6.1 โดยจะประกอบไปด้วย ชุดวงจรเรียงกระแส ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ชุดวงจรควบคุม (dsPIC Board) และชุดภาระทางกลเดี่ยวซึ่งได้ออกแบบไว้ดังตารางที่ 6.1 และยังแสดงภาพรวมของอุปกรณ์ทดลองจริงได้ดังรูปที่ 6.2 รายละเอียดภายในห้องทดลองจะแสดงในหัวข้อย่อๆ ต่างๆต่อไป



รูปที่ 6.1 โครงสร้างระบบกำลัง และระบบทางกล



รูปที่ 6.2 โครงสร้างระบบทดสอบจริง

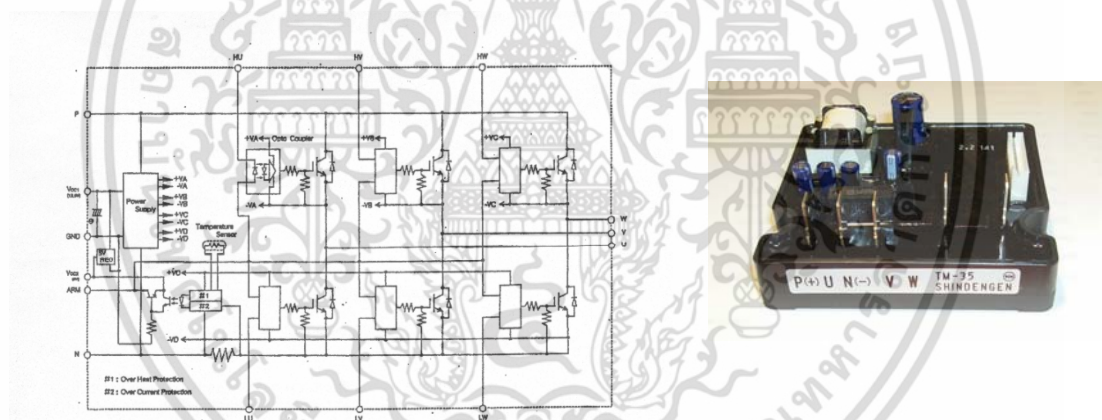
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคนเพียงคนเดียวเท่านั้น เมื่อผู้ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 คุณสมบัติของชุดต้นแบบทางกล

Gearbox	อัตราทดรอบ	50 : 1
Pinion	ความยาวเพลลา	90 mm
	ความกว้างเพลลา	35 mm
	จำนวนเฟือง	15
Girth Gear	จำนวนเฟือง	95

6.1 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์

อุปกรณ์สวิตชิงที่ใช้เป็นแบบสำเร็จรูป Intelligent Power Module (IPM) ของบริษัท Shindengen Electric เบอร์ TM-35 ซึ่งสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 30 A ทนแรงดันสูงสุดได้ 600V จ่ายกำลังให้มอเตอร์ไม่เกิน 3 HP ให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 220V/380V จากรูปที่ 6.3 แสดงอุปกรณ์วงจรรวมทั้งรวมเอา IGBT และชุดวงจรขับแยกกราวด์ (Opto-Coupler) รวมเข้าด้วยกัน และมีวงจร Switching Power Supply สำหรับจ่ายวงจรควบคุมภายนอกอีก 2 ชุด (5, 13.5 V) นอกจากนี้ยังมีวงจรป้องกันกระแสเกินและความร้อนเกินอีกด้วย สำหรับการทำงานจะใช้สัญญาณแรงดัน 0 V ในการปิดสวิตช์ และสัญญาณ 5 V ในการเปิดสวิตช์ ความถี่สูงสุดของสวิตช์รับได้ถึง 5 kHz

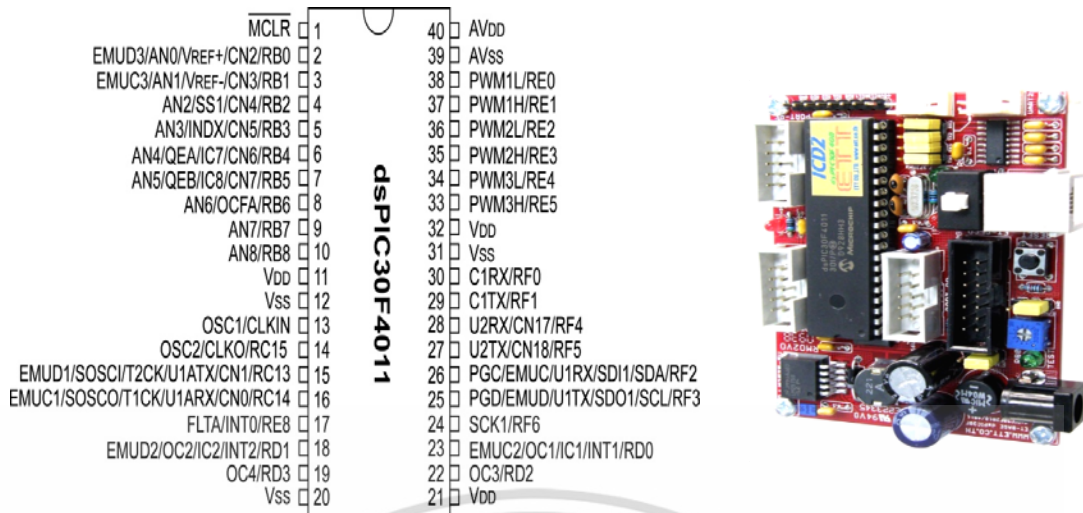


รูปที่ 6.3 อุปกรณ์ Intelligent Power Module (IPM) และวงจรภายใน

6.2 ชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ในการเลือกบอร์ดการควบคุมจะต้องใช้การประมวลผลข้อมูลทางคณิตศาสตร์ที่มีความรวดเร็วเพื่อประสิทธิภาพการคำนวณ จึงเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC4011 ของบริษัท MICROCHIP แสดงได้ดังรูปที่ 6.4 มีความถี่ 29.4912 MHz ไมโครคอนโทรลเลอร์นี้เป็นการผสมผสานระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ MCU และวงจร DSP (Digital Signal Processing) เข้าด้วยกันจึงเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า DSC (Digital Signal Controller) โครงสร้างภายในประกอบด้วยหน่วยความจำ ROM ขนาด 48 kbyte, หน่วยความจำ RAM ขนาด 2 kByte, ADC ขนาด 10 bit จำนวน 9 ช่อง, พอร์ต I/O จำนวน 29 ช่อง, Timer จำนวน 3 ชุด, UART จำนวน 2 ช่อง, SPI จำนวน 1 ช่อง และ PWM Motor Control จำนวน 6 ช่อง พร้อมพอร์ต Quadrature Encode Interface (QEI)

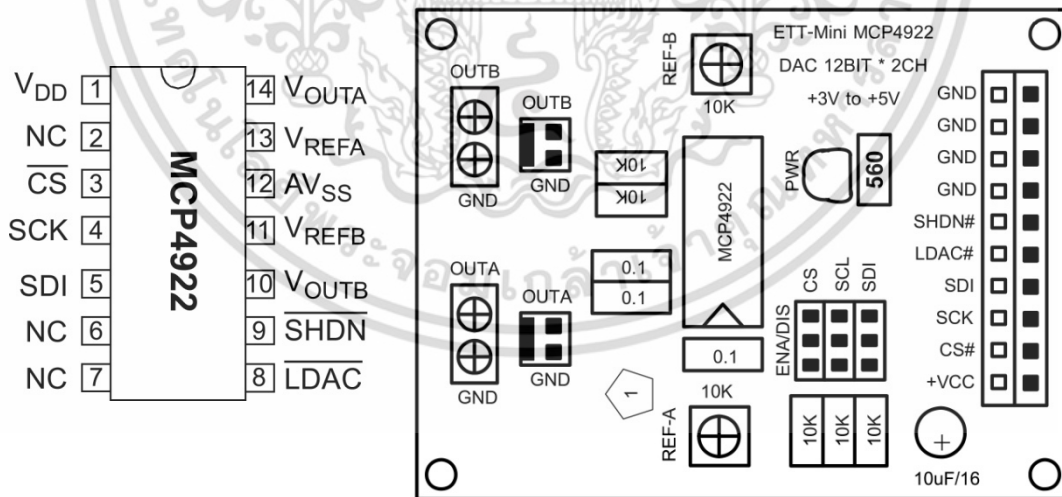
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC4011

6.3 ชุดการแสดงผล Digital to Analog

ชุดวงจรแสดงผลความเร็ว และแรงบิดของมอเตอร์จะเลือกใช้ไมโครชิพเบอร์ MCP4922 ของบริษัท MICROCHIP แสดงได้ดังรูปที่ 6.5 ตัวชิพจะรับสัญญาณดิจิตอลด้วยการส่งข้อมูลแบบอนุกรมที่เป็นแบบ SPI เพื่อแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก โดยสามารถรองรับสัญญาณ Clock ได้ถึง 20 MHz ความละเอียดของข้อมูลที่รับอยู่ที่ 12 bit สามารถแสดงแรงดันด้านออกได้ตั้งแต่ -5.5 V ถึง 5.5 V และบอร์ดสำเร็จรูปนี้จะสามารถแสดงข้อมูลได้ 2 ชุด (OUTA และ OUTB)

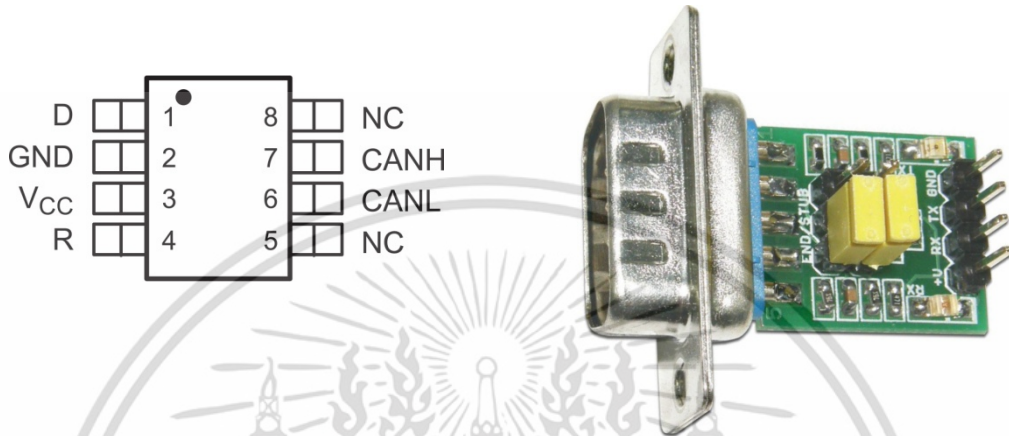


รูปที่ 6.5 อุปกรณ์แปลงสัญญาณ D/A เบอร์ MCP4922

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

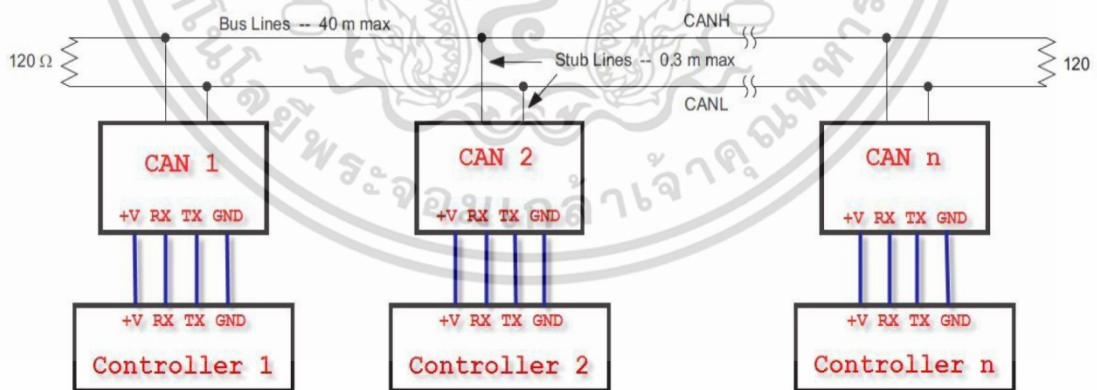
6.4 ชุดการส่งค่าระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์

จากรูปที่ 6.6 เป็นบอร์ดสำหรับการสื่อสารสัญญาณ CAN ผ่าน CAN Bus โดยเลือกใช้เบอร์ SN65HVD232D ของ Texas Instruments ที่รองรับมาตรฐานการสื่อสาร ISO-11898 สามารถเชื่อมต่อกับ CAN Controller Logic ทั้งระบบ 5V และ 3.3V ความเร็วในการสื่อสารระหว่าง Bus อยู่ระหว่าง 62.5Kb/s (ไม่เกินระยะทาง 1000 เมตร) – 1Mb/s (ไม่เกินระยะทาง 30 เมตร)



รูปที่ 6.6 พอร์ตสื่อสารข้อมูลชนิด CAN

จากรูปที่ 6.7 แสดงการเชื่อมโยงการสื่อสารระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ สามารถรองรับการสื่อสารได้ทั้งหมด 120 ตัวคอนโทรลเลอร์ โดยตัว CAN Bus จะใช้สายสัญญาณเพียง 2 เส้นเท่านั้น การส่งและรับข้อมูลจะตรวจสอบด้วยรหัสสัญญาณเรียกว่า Acceptance Mask ที่เป็นตัวหลัก และ Acceptance Filter ที่เป็นตัวเสริม

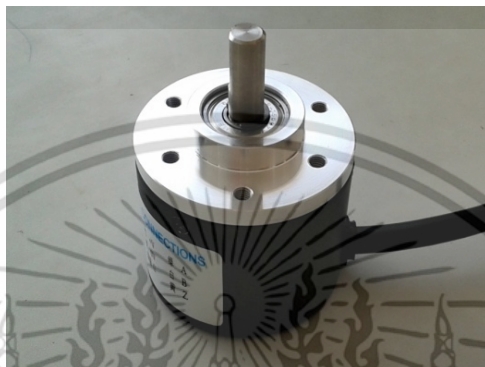


รูปที่ 6.7 การต่อ CAN Bus กับ Controller อื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5 Rotary Encoder

การใช้ตัวตรวจจับความเร็วจะใช้ Rotary Encoder ชนิด Incremental Encoder รุ่น RS38S-6 แสดงได้ดังรูปที่ 6.8 สามารถตรวจจับความเร็วได้ทุกย่านความเร็วจากการคำนวณสัญญาณ pulse ที่ให้ความละเอียด 500 pulse/revolution และรับความเร็วสูงสุดได้ไม่เกิน 6000 rpm สายสัญญาณจะมี 3 เส้น โดย 2 เส้นแรกจะทำมุมกัน 90 องศา (A, B) และเส้นที่ 3 จะให้สัญญาณเมื่อหมุนครบ 1 รอบ (Z)



รูปที่ 6.8 Rotary Encoder 500 pulses/rev

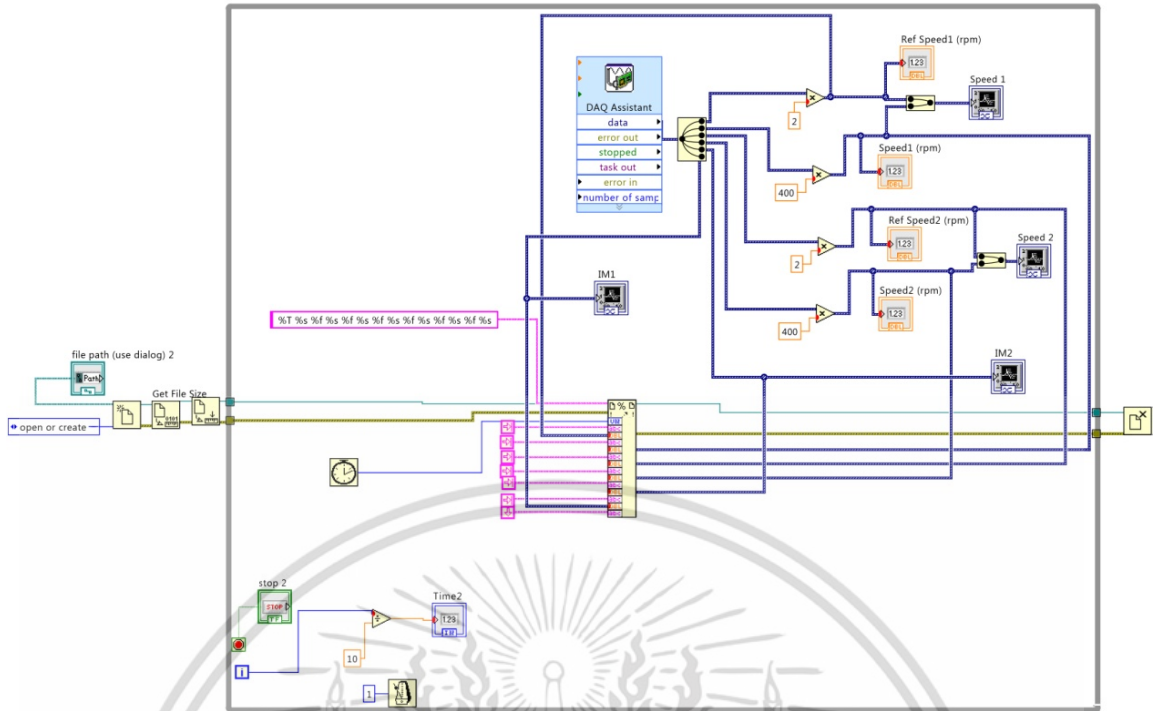
6.6 ชุดเก็บค่าทางผลการทดลอง DAQ

ในการเก็บข้อมูลการทดลอง และทำการวัดค่าแบบ Real time จะใช้อุปกรณ์ DAQ รุ่น 6009 แสดงได้ดังรูปที่ 6.9 โดยการเก็บค่าความเร็ว, แรงบิดมอเตอร์ และกระแสไฟฟ้าจากขดลวดสเตเตอร์ในการวิจัยนี้ผ่านทางแรงดันได้ไม่เกิน 10 V เป็นอุปกรณ์วัดที่ใช้ร่วมกับโปรแกรม LabVIEW ผ่านการเขียนโค้ดรูปภาพ (Graphical programming) ทำให้ง่ายต่อการใช้งาน สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.10 โดยจะเก็บข้อมูลเทียบกับเวลาแต่ละแซมปลิ่งที่ได้กำหนดไว้ในโปรแกรม ซอฟต์แวร์ตัวนี้ได้พัฒนาเพื่อให้ทำงานได้หลากหลายในเชิงการวัดและการควบคุม



รูปที่ 6.9 DAQ รุ่น 6009

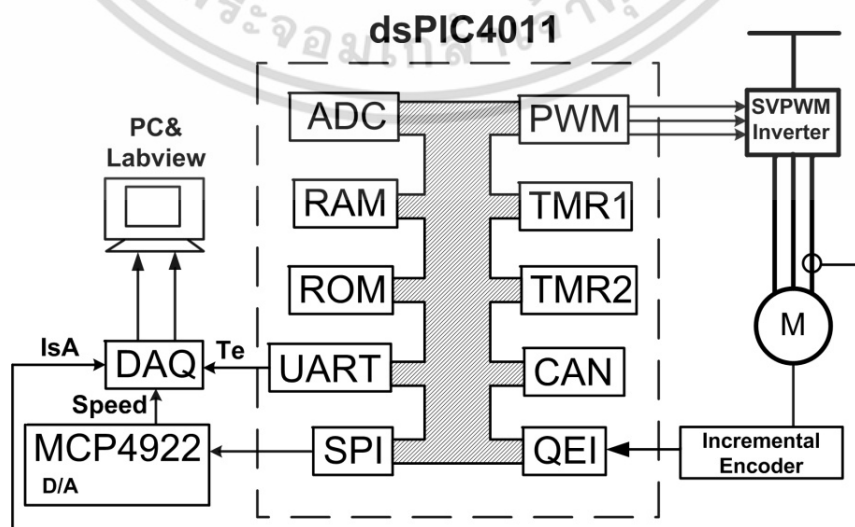
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมในโปรแกรม LabVIEW

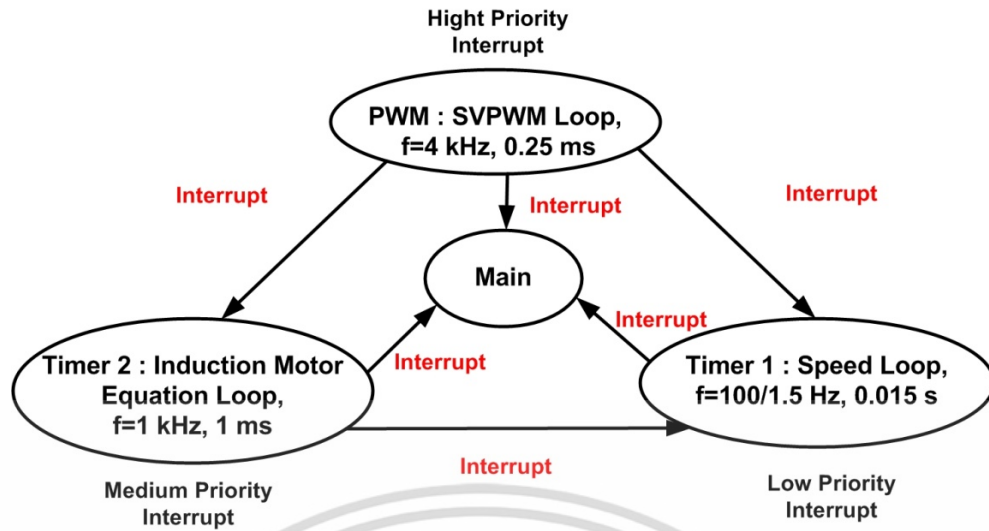
6.7 โครงสร้างทางซอฟต์แวร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์

จากโครงสร้างภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ (dsPIC4011) ได้นำฟังก์ชันการทำงานมาใช้แสดงได้ดังรูปที่ 6.11 แสดงส่วนประกอบของฟังก์ก์ที่ใช้ทั้งหมด ในหัวข้อต่อไปนี้จะอธิบายรายละเอียดของโปรแกรมที่นำมาเขียนในการทดลองซึ่งมีส่วนอินเตอร์รัปต์ที่เรียกใช้ทั้งหมด 3 ฟังก์ก์ชั้นแสดงได้ดังรูปที่ 6.12 แบ่งเป็นฟังก์ก์ชั้น PWM ที่มีความสำคัญสูงสุด ต่อมาเป็น TMR2 ให้ความสำคัญรองลงมา และ TMR1 ในความสำคัญต่ำสุด ในส่วนการทำงานของโปรแกรมหลัก (Main) จะใช้ปรับจูนอัตราขยาย และใช้ค่าผ่านทาง RS232 ไปพร้อมกับฟังก์ก์ชั้นอินเตอร์รัปต์ รายละเอียดภายในซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนในรูปของ Flowchart แสดงได้ดังรูปที่ 6.12, 6.13, 6.14 และ 6.15

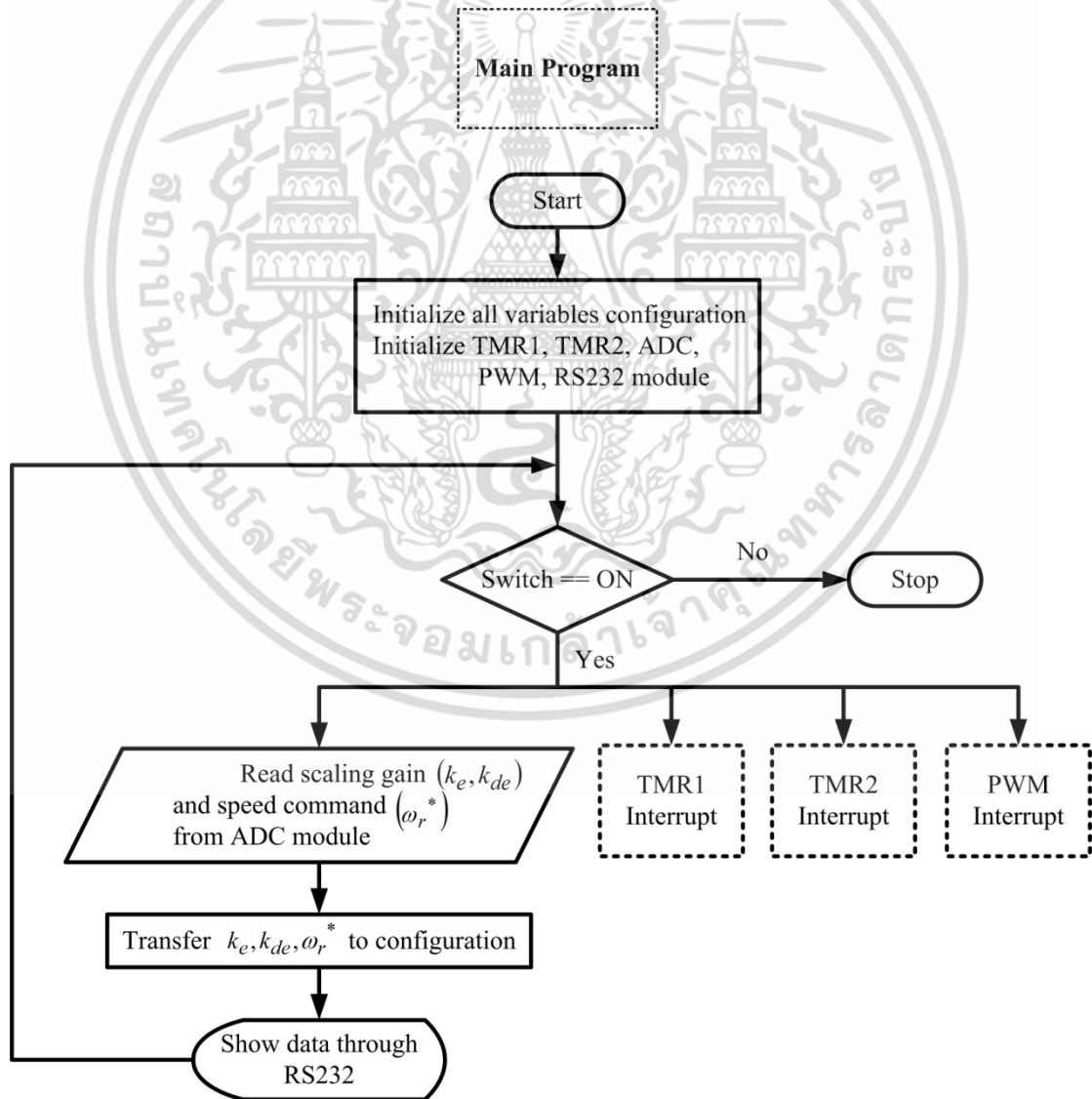


รูปที่ 6.11 โครงสร้างของตัวควบคุม dspic4011 และอุปกรณ์การวัดค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญัดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

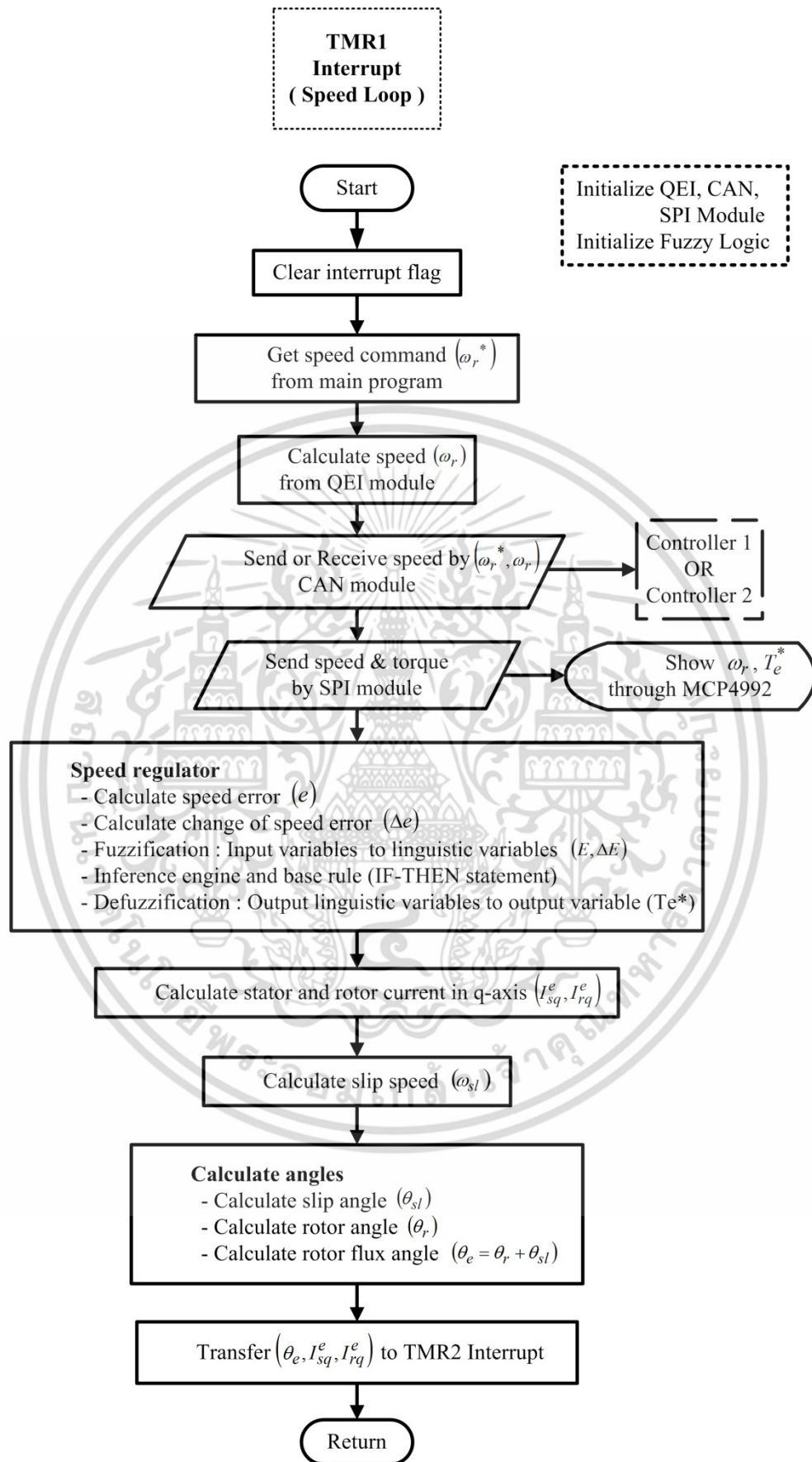


รูปที่ 6.12 ไดอะแกรมแสดงอินเทอร์รัปต์ภายในคอนโทรลเลอร์



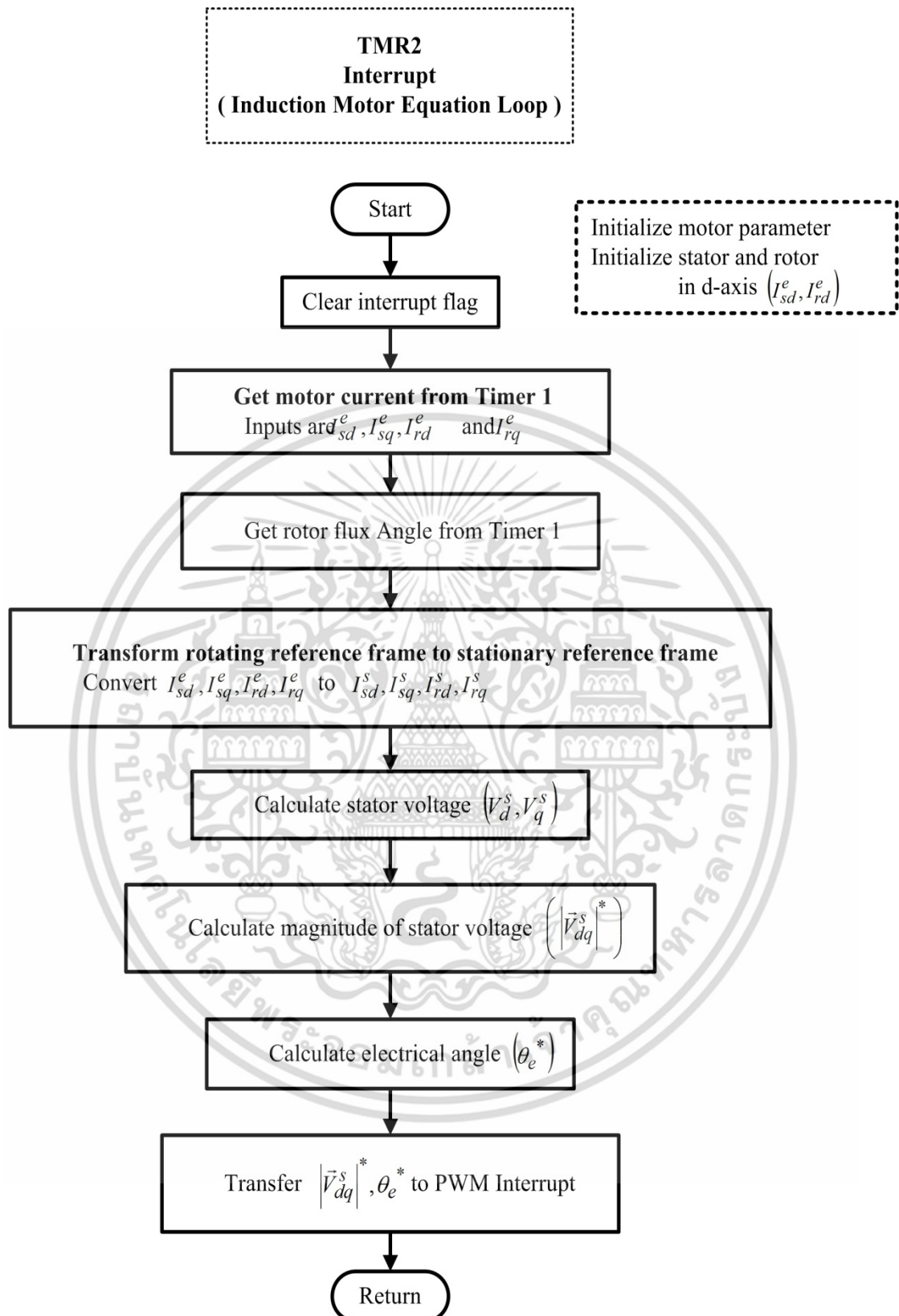
รูปที่ 6.13 Flowchart ส่วนของโปรแกรมหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการที่ระบุไว้เท่านั้น มิใช่เอกสารที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



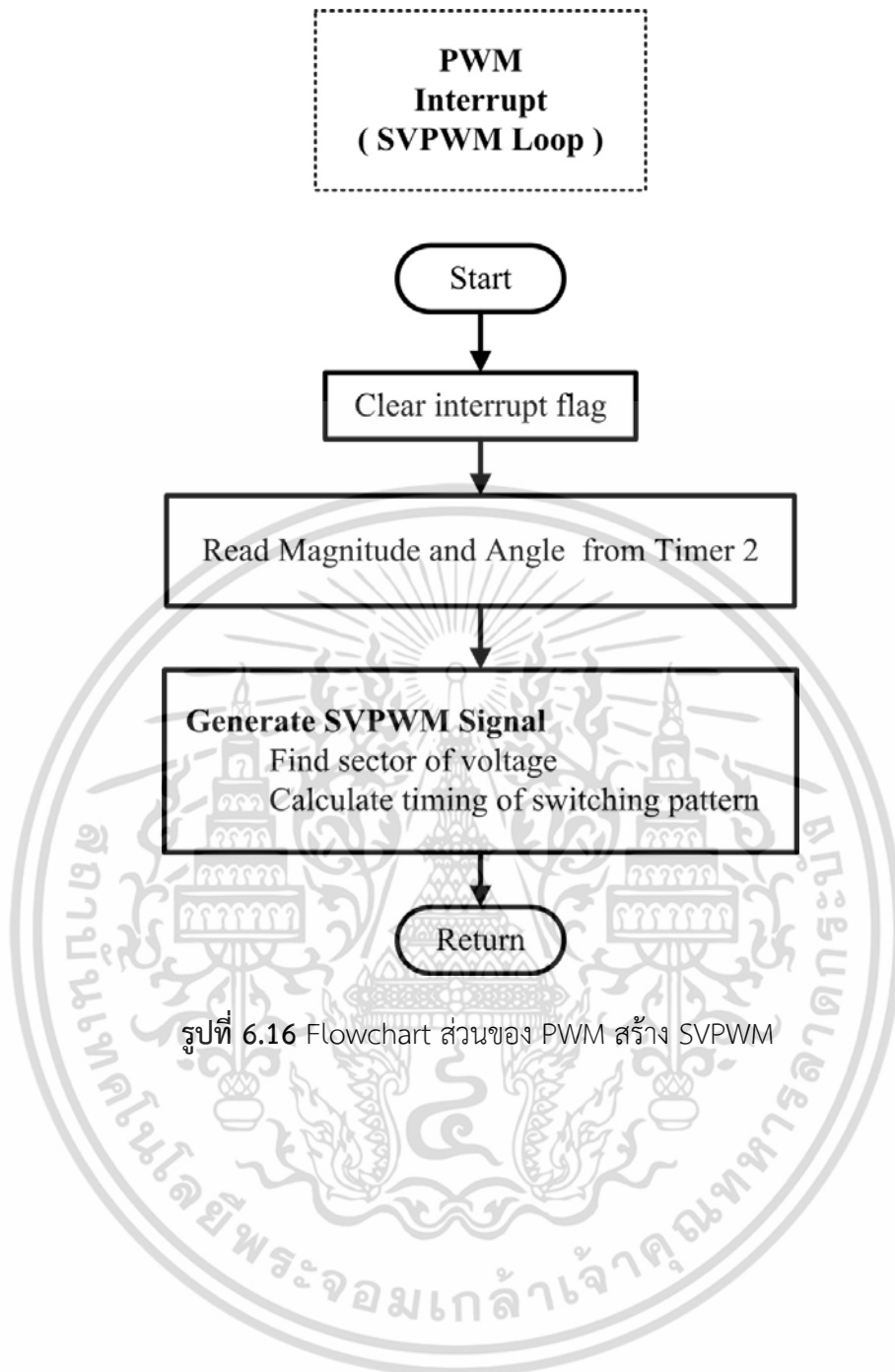
รูปที่ 6.14 Flowchart ส่วนของไทมเมอร์ 1 ควบคุมความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนผู้จัดทำเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.15 Flowchart ส่วนของไทมเมอร์ 2 คำนวณแรงดันและมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



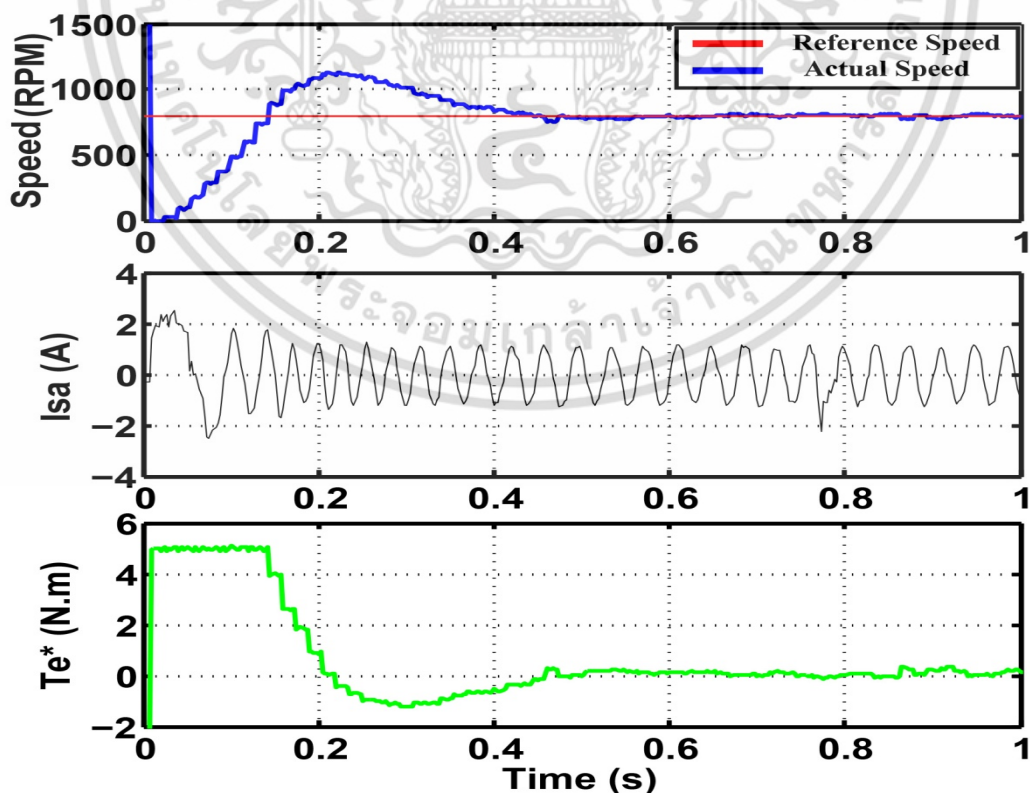
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

ผลการทดสอบและผลการทำงานจากชุดต้นแบบ

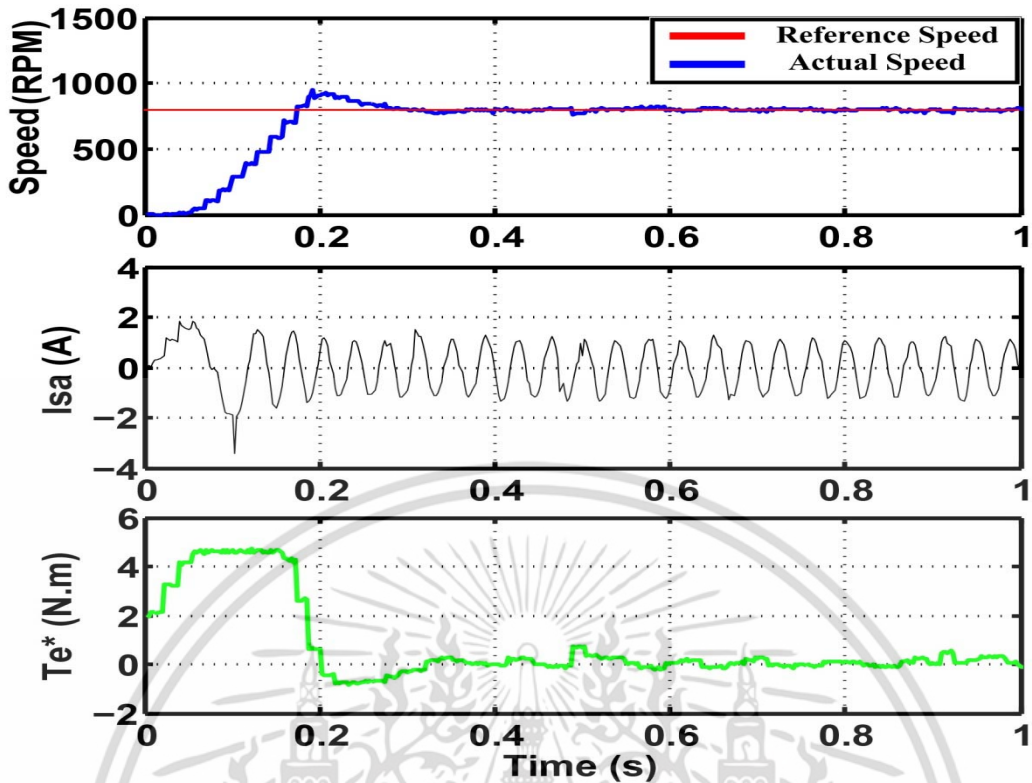
7.1 ทดสอบการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบฉับพลันจาก 0 ถึง 800 rpm โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI

จากรูปที่ 7.1 และ 7.2 แสดงผลการทดสอบด้วยวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซนเซอร์กระแส ทำการการสตาร์ทมอเตอร์ที่ความเร็ว 0 rpm ไปที่ความเร็ว 800 rpm ภายใต้การทำงานขณะไม่มีภาระทางกล ภายในรูปทั้งสองจะแสดงกราฟความเร็วที่วัดได้เทียบกับความเร็วที่ต้องการ กราฟกระแสในขดลวดสเตเตอร์ของเฟส A และกราฟแรงบิดอ้างอิงที่จ่ายให้กับมอเตอร์ จากผลการควบคุมความเร็วสามารถเทียบค่าเวลาขาขึ้น (Rise time), เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (Settling time) และความเร็วพุ่งเกิน (Overshoot) ได้ในตารางที่ 7.1 และสามารถสรุปในรูปแบบแผนภูมิแท่งได้ดังรูปที่ 7.3 จะเห็นว่าค่าที่ได้มีความสอดคล้องกับผลการจำลองในบทที่ 4 ก่อนหน้านี้ โดยที่ค่าเวลาขาขึ้นของตัวควบคุมแบบ PI จะน้อยกว่าตัวควบคุม Fuzzy-PI เพียงเล็กน้อยแต่นั้นก็ทำให้เกิดการพุ่งเกินของความเร็วที่มากกว่าและทำให้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวมากกว่า และภายในกราฟกระแสในขดลวดสเตเตอร์ที่วัดได้จะเห็นว่ากระแสเริ่มสตาร์ทของตัวควบคุมแบบ PI จะใช้มากกว่าแบบ Fuzzy-PI ส่วนกราฟสุดท้ายคือกราฟแรงบิดจะเห็นว่าในช่วงของการเข้าสู่สภาวะคงตัว ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI จะส่งแรงบิดกลับมาได้เร็วกว่าตัวควบคุมแบบ PI



รูปที่ 7.1 เปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน ใช้ตัวควบคุม PI

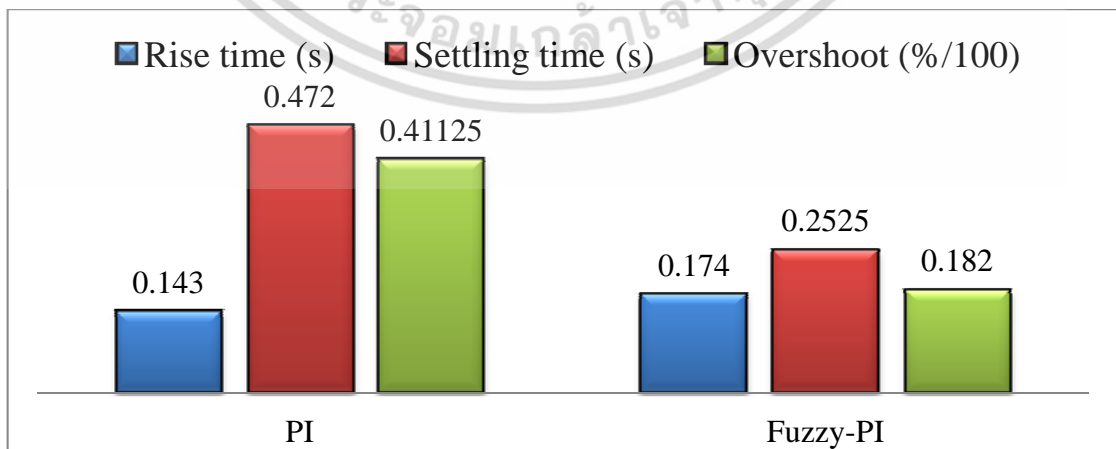
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.2 เปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

ตารางที่ 7.1 ผลการทดสอบเปรียบเทียบประสิทธิภาพจากเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน

Sudden speed change (rpm)	Conventional PI			Fuzzy-PI		
	Rise time (s)	Settling time (s)	Overshoot (%)	Rise time (s)	Setting time (s)	Overshoot (%)
0 to 800	0.143	0.472	41.125	0.174	0.2525	18.2

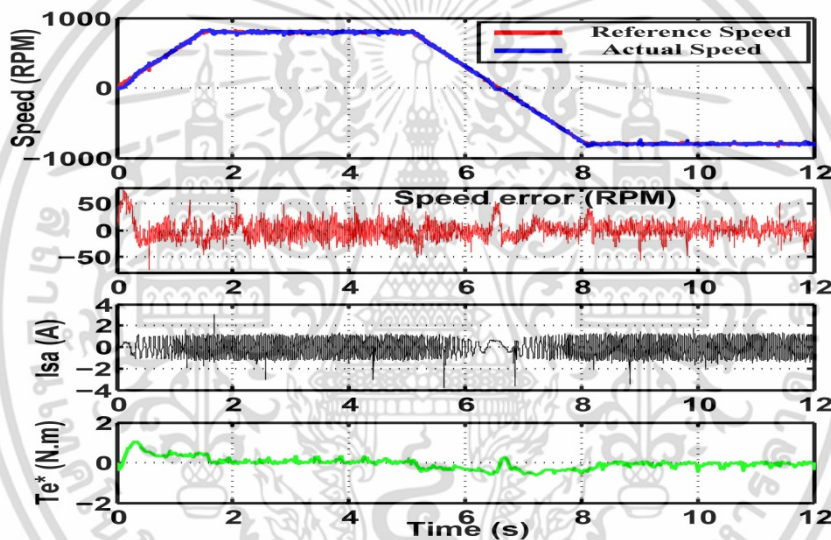


รูปที่ 7.3 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากผลการทดสอบเปลี่ยนแปลงความเร็วฉับพลัน

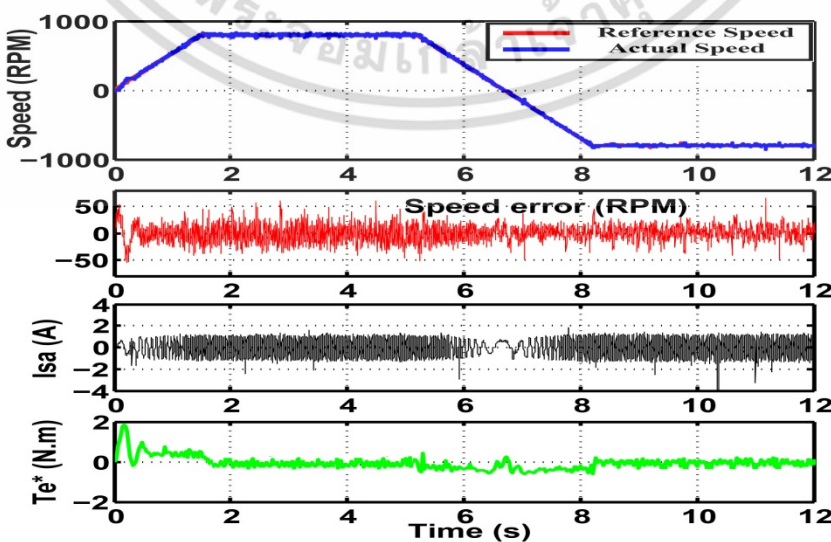
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 ทดสอบการติดตามความเร็วแบบทางลาดชันด้วยอัตรา 530 rpm/s, 267 และ 133 rpm/s โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI

จากรูปที่ 7.4 และ 7.5 ต่อไปนี้แสดงผลทดสอบการติดตามความเร็วด้วยอัตราความชันที่ 530 rpm/s ด้วยการควบคุมด้วยวิธีที่นำเสนอแบบใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI ตามลำดับ ภายในรูปประกอบไปด้วย 1) กราฟความเร็วของมอเตอร์ จะเห็นว่าผลตอบจากการใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI จะเร็วกว่าแบบ PI 2) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดของความเร็วจะเห็นว่าตัวควบคุมแบบ PI จะให้ค่าความผิดพลาดที่นานกว่าและมากกว่าตลอดช่วง สำหรับการวัดประสิทธิภาพของ 2 ตัวควบคุมจะใช้ MSE, RMSE, MAE และ MAXE แสดงได้ดังตารางที่ 7.2 และสรุปเป็นแผนภูมิแท่งได้ดังรูปที่ 7.10 3) แสดงกราฟกระแสสเตเตอร์มีค่าใกล้เคียงกัน 4) กราฟแรงบิดจะเห็นว่าการใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI มีการเปลี่ยนแปลงมากกว่าในตอนเริ่มสตาร์ท ในการทดลองนี้จะเห็นว่าการทำงานของตัวควบคุม Fuzzy-PI ดีกว่าในด้านรักษาความเร็ว



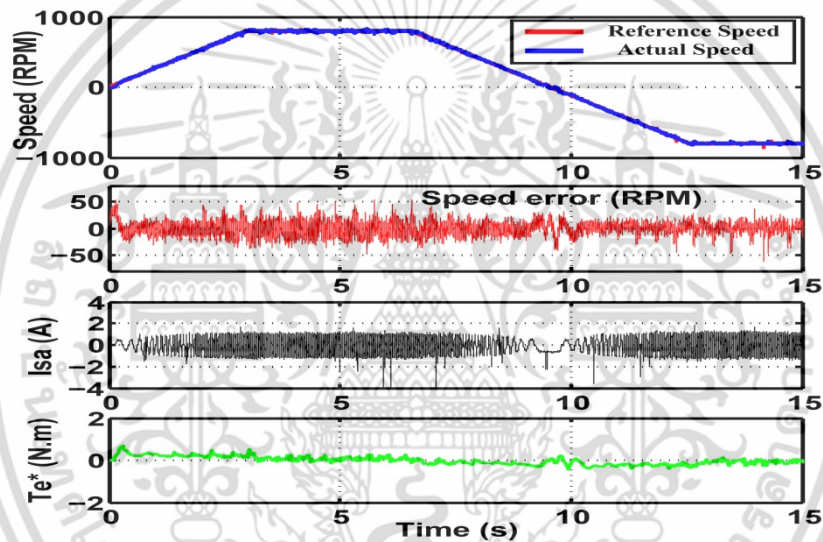
รูปที่ 7.4 ติดตามด้วยอัตรา 533 rpm/s ใช้ตัวควบคุม PI



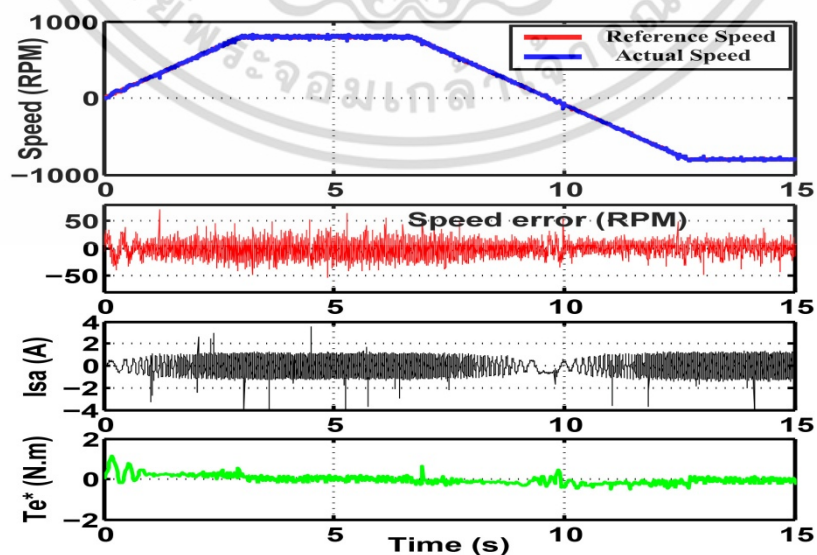
รูปที่ 7.5 ติดตามด้วยอัตรา 533 rpm/s ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.6 และ 7.7 ต่อไปนี้แสดงผลทดสอบการติดตามความเร็วด้วยอัตราความชันเท่ากับ 267 rpm/s ด้วยการควบคุมด้วยวิธีที่นำเสนอแบบใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI ตามลำดับภายในรูปจะประกอบไปด้วย 1) กราฟแสดงความเร็วมอเตอร์ จะเห็นว่าในช่วงเริ่มต้นสตาร์ทมอเตอร์ การใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ทำให้มอเตอร์เกิดการแกว่งจึงเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ช้ากว่า 2) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดทางความเร็ว จะเห็นว่าใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzz-PI มีค่าผิดพลาดสูงสุดที่ต่ำกว่าแบบ PI แต่อาจจะยาวนานกว่า สำหรับการทดสอบประสิทธิภาพทางความเร็วที่วัดได้นำสรุปให้อยู่ในตารางที่ 7.2 และแสดงเป็นแผนภูมิรูปแท่งได้ดังรูปที่ 7.11 แสดงให้เห็นค่าความผิดพลาดโดยรวมของ Fuzzy-PI อาจจะมีมากกว่าเล็กน้อย แต่สำหรับค่าความผิดพลาดสูงสุดยังคงน้อยกว่ามาก 3) กราฟกระแสสเตเตอร์จะเห็นว่าไม่แตกต่างกันมาก 4) กราฟแรงบิดอ้างอิง สามารถสังเกตได้ชัดเจนในช่วงแรกที่สตาร์ท เนื่องจากผลตอบสนองที่รวดเร็วของแรงบิด และในขณะที่สตาร์ทนั้น ฟลักซ์โรเตอร์ยังไม่สามารถถูกควบคุมให้อยู่ในสภาวะคงตัวได้



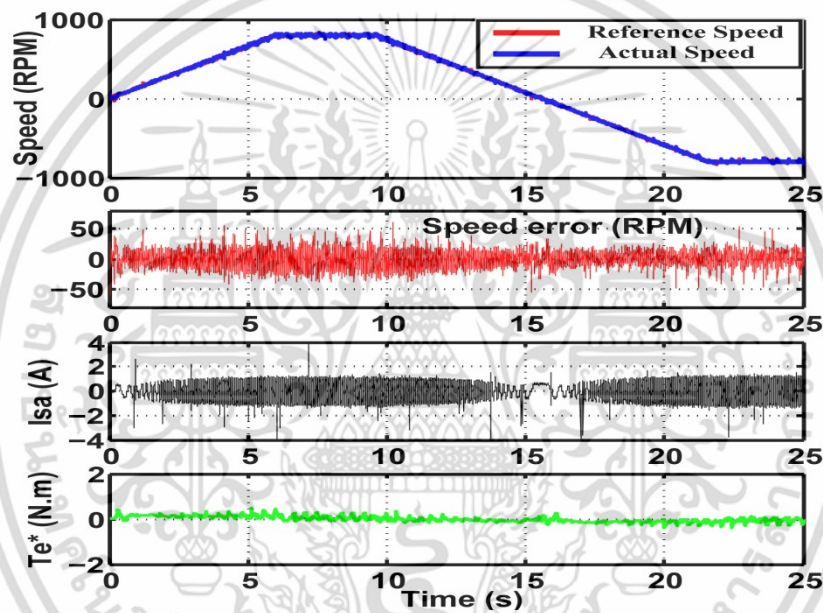
รูปที่ 7.6 ติดตามด้วยอัตรา 267 rpm/s ใช้ตัวควบคุม PI



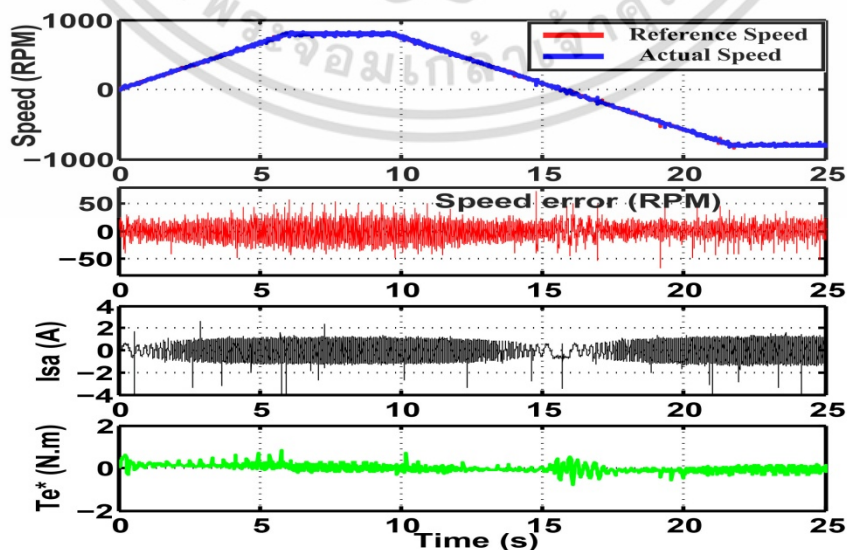
รูปที่ 7.7 ติดตามด้วยอัตรา 267 rpm/s ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.8 และ 7.9 ต่อไปนี้แสดงผลทดสอบการติดตามความเร็วด้วยอัตราความชันเท่ากับ 133 rpm/s กับการควบคุมด้วยวิธีที่นำเสนอแบบใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI ตามลำดับภายในรูปประกอบไปด้วย 1) กราฟของความเร็วมอเตอร์ สังเกตความแตกต่างกันมีน้อยมากของทั้ง 2 ตัวควบคุมนี้ 2) กราฟของค่าความผิดพลาดความเร็ว สังเกตได้จากช่วงสตาร์ทมอเตอร์ จะเห็นว่าการใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ให้ค่าความผิดพลาดสูงสุดที่น้อยกว่า และช่วงของการกลับทิศหมุน ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI มีการเปลี่ยนแปลงค่าบวกลบที่มากกว่า การเปรียบเทียบประสิทธิภาพทางความเร็วสามารถสรุปได้ในตารางที่ 7.2 และแสดงเป็นกราฟแผนภูมิแท่งได้ดังรูปที่ 7.12 แสดงให้เห็นค่าความผิดพลาดสูงสุดสำหรับตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ยังมีค่าน้อยกว่ามากอยู่ 3) กราฟกระแสสเตเตอร์จะแสดงให้เห็นขนาดกระแสที่ใกล้เคียงกัน 4) กราฟแรงบิดจะเห็นความแตกต่างได้อย่างชัดเจน สำหรับตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ให้แรงบิดในการตอบสนองที่ถี่กว่าตลอดช่วงการทำงาน



รูปที่ 7.8 ติดตามด้วยอัตรา 133 rpm/s ใช้ตัวควบคุม PI

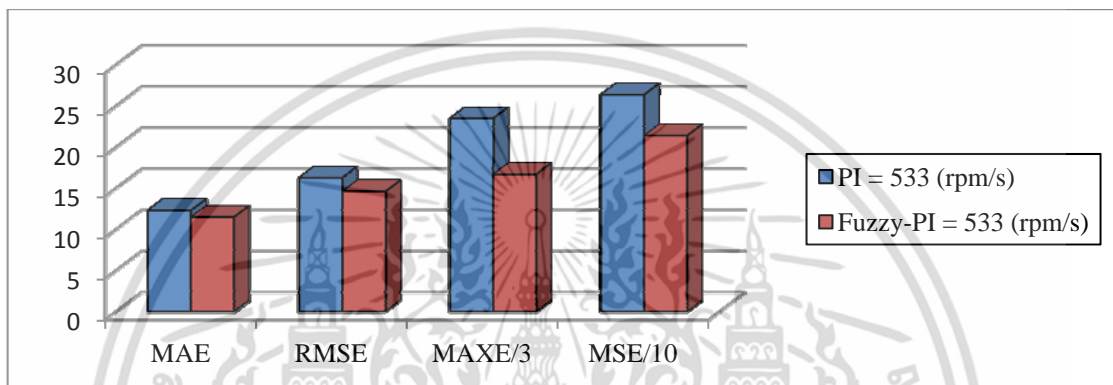


รูปที่ 7.9 ติดตามด้วยอัตรา 133 rpm/s ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

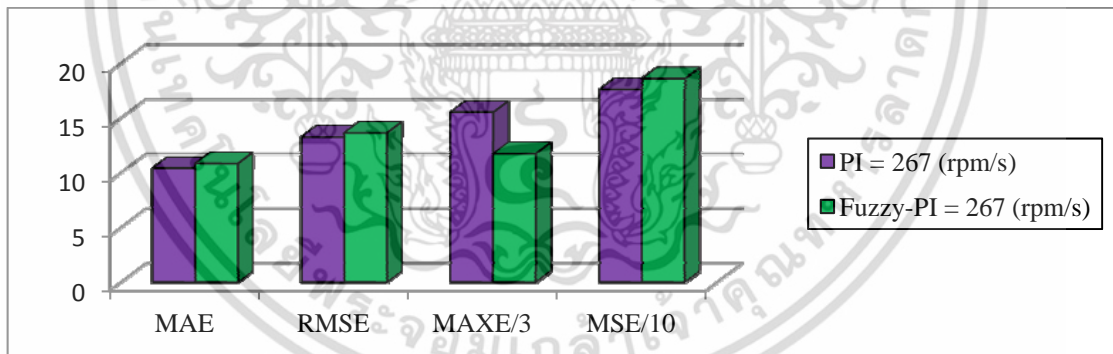
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.2 ผลการจำลองเปรียบเทียบเปลี่ยนแปลงความเร็วลาดชันที่ 533, 267 และ 133 rpm/s

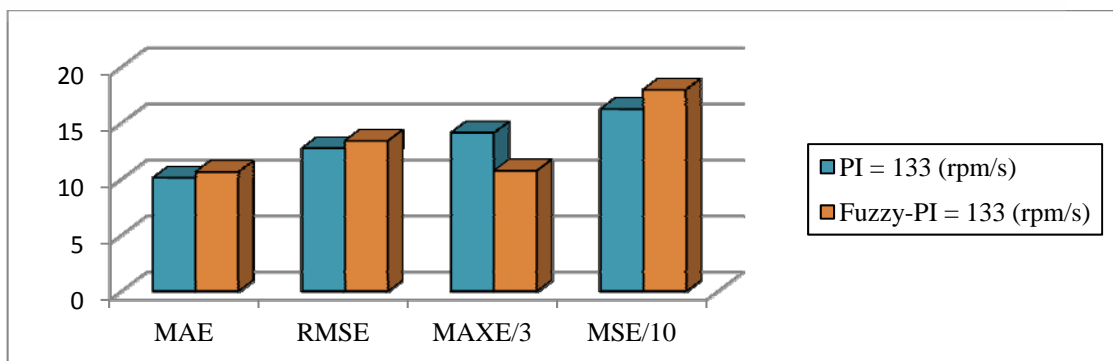
Controller type	MAE (rpm)			RMSE (rpm)			MAXE (rpm)			MSE (rpm)		
	533 (rpm/s)	267 (rpm/s)	133 (rpm/s)	533 (rpm/s)	267 (rpm/s)	133 (rpm/s)	533 (rpm/s)	267 (rpm/s)	133 (rpm/s)	533 (rpm/s)	267 (rpm/s)	133 (rpm/s)
PI	12.30	10.40	10.10	16.22	13.26	12.74	70.30	46.55	42.40	263.36	175.93	162.32
Fuzzy-PI	11.46	10.83	10.63	14.62	13.63	13.39	49.98	35.23	32.24	213.75	186.01	179.49



รูปที่ 7.10 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการทดสอบความเร็วแบบลาดชันที่ 533 rpm/s



รูปที่ 7.11 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการทดสอบความเร็วแบบลาดชันที่ 267 rpm/s

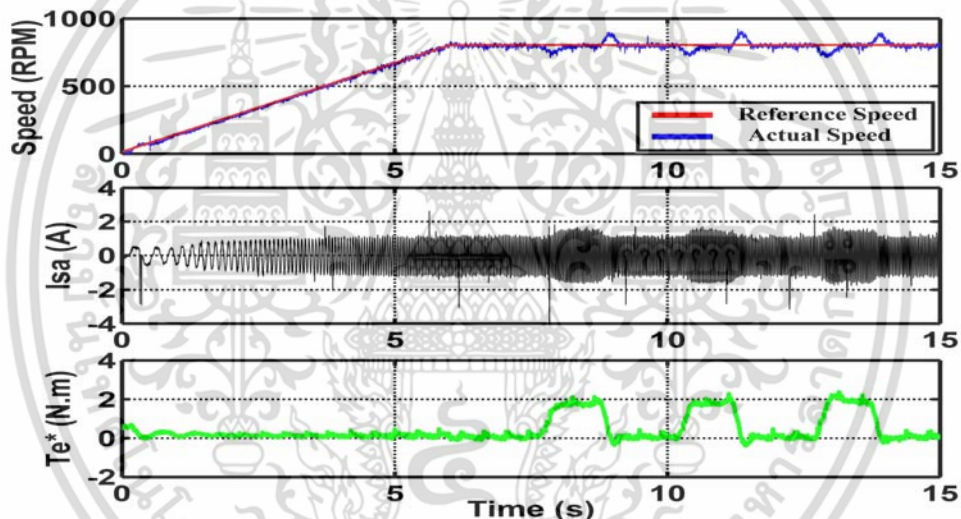


รูปที่ 7.12 แผนภูมิการเปรียบเทียบจากการทดสอบความเร็วแบบลาดชันที่ 133 rpm/s

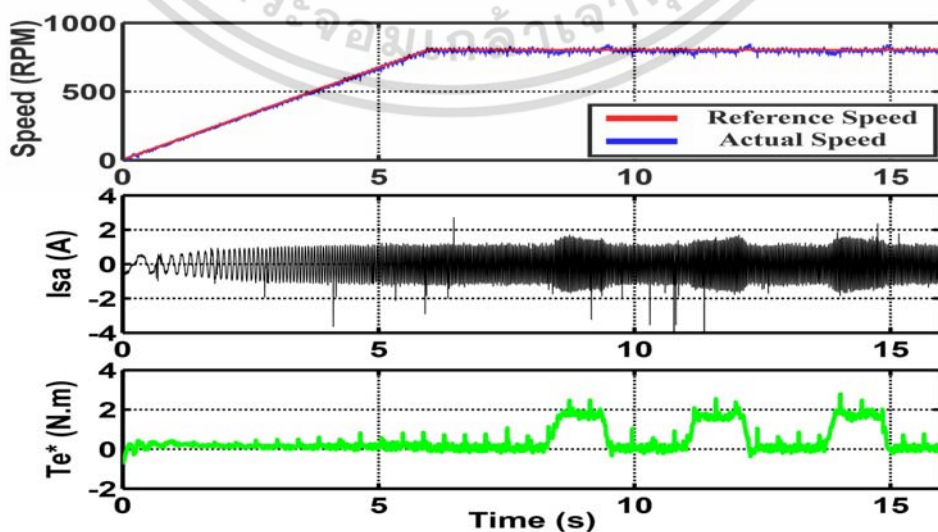
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 ทดสอบขณะป้อนโหลดทันทีที่ทันไดขนาด 2 N.m ที่ความเร็ว 800 rpm โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI

จากรูปที่ 7.13 และ 7.14 แสดงผลการทดสอบป้อนภาระทางกลขนาด 2 Nm. ที่สภาวะคงตัวที่ความเร็ว 800 rpm โดยเปรียบเทียบใช้วิธีการควบคุมที่นำเสนอแบบ PI และ Fuzzy-PI ตามลำดับ จากรูปจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้ 1) กราฟแรกเป็นกราฟความเร็ว สังเกตว่าความเร็ว จะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างมากเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PI ทั่วไป ในขณะที่การใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI จะเปลี่ยนแปลงทางความเร็วที่น้อยมากเนื่องมาจากผลตอบสนองต่อแรงบิดได้ดีกว่า 2) กราฟกระแสแอสเตเตอร์ จะเห็นว่าให้ขนาดของกระแสที่ใกล้เคียงกันถึงแม้ตัวควบคุมแบบ PI จะมีการเปลี่ยนแปลงทางความเร็วที่มากกว่าก็ตาม 3) กราฟของแรงบิด สังเกตที่การใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI จะเห็นความสูงของการเปลี่ยนแปลงแรงบิดที่มากกว่าตลอดการควบคุม แสดงว่าให้ผลตอบสนองได้เร็วกว่าตัวควบคุมแบบ PI สรุปโดยรวมจะเห็นว่าตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ให้การควบคุมที่สภาวะคงตัวได้ดีมาก



รูปที่ 7.13 เปลี่ยนแปลงโหลด ใช้ตัวควบคุม PI

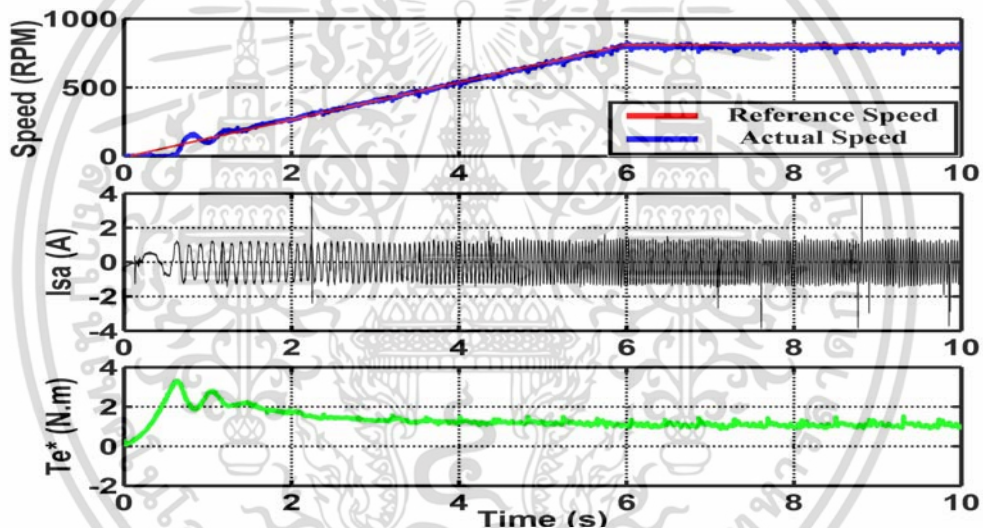


7.14 เปลี่ยนแปลงโหลด ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

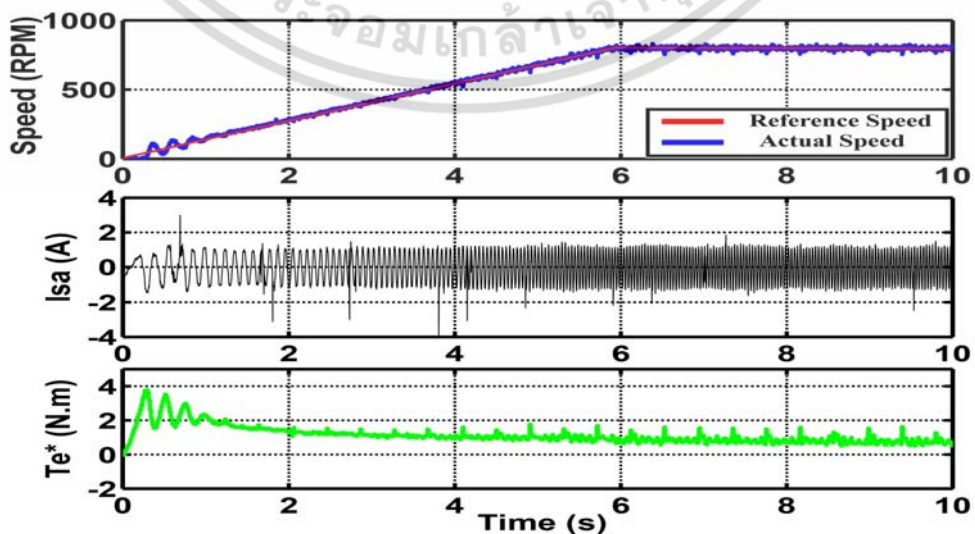
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.4 ทดสอบทำการติดตามความเร็วพร้อมใส่ภาระทางกลขณะเริ่มสตาร์ท โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI

จากรูปที่ 7.15 และ 7.16 จะแสดงผลทดสอบการรักษาความเร็วที่จุดควบคุมโดยมีเงื่อนไข ในขณะที่เริ่มสตาร์ทจะใส่ภาระทางกลให้กับมอเตอร์ประมาณ 2 N.m และทำการติดตามความเร็วด้วยอัตราลาดชันเท่ากับ 133 rpm/s สำหรับวิธีการควบคุมจะใช้วิธีที่นำเสนอที่ใช้ตัวควบคุมแบบ PI และ Fuzzy-PI ตามลำดับ รายละเอียดภายในรูปจะประกอบไปด้วย 1) กราฟของความเร็ว สามารถสังเกตได้ช่วงต้นสตาร์ทมอเตอร์ ในการใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI สามารถไปอยู่ในเส้นระดับความเร็วอ้างอิงได้เร็วและเปลี่ยนแปลงเร็ว และค่าของความเร็วจะถึงสภาวะคงตัวในเวลาใกล้เคียงกันของ 2 ตัวควบคุม 2) กราฟกระแสสเตเตอร์ สำหรับตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI จะให้ระดับไม่คงที่ ในขณะที่เริ่มสตาร์ท 3) กราฟของแรงบิด สามารถอธิบายได้ว่า ในช่วงต้นสตาร์ทมอเตอร์ค่าของฟลักซ์โรเตอร์ยังไม่อยู่ที่จุดควบคุมได้ 0.9 Wb เนื่องจากการเริ่มสตาร์ทความเร็วและรับแรงบิดไปพร้อมๆกัน ส่งผลให้ค่าแรงบิดอ้างอิงมีค่ามากในช่วงแรก



รูปที่ 7.15 ใส่โหลดขณะเริ่มสตาร์ท ใช้ตัวควบคุม PI

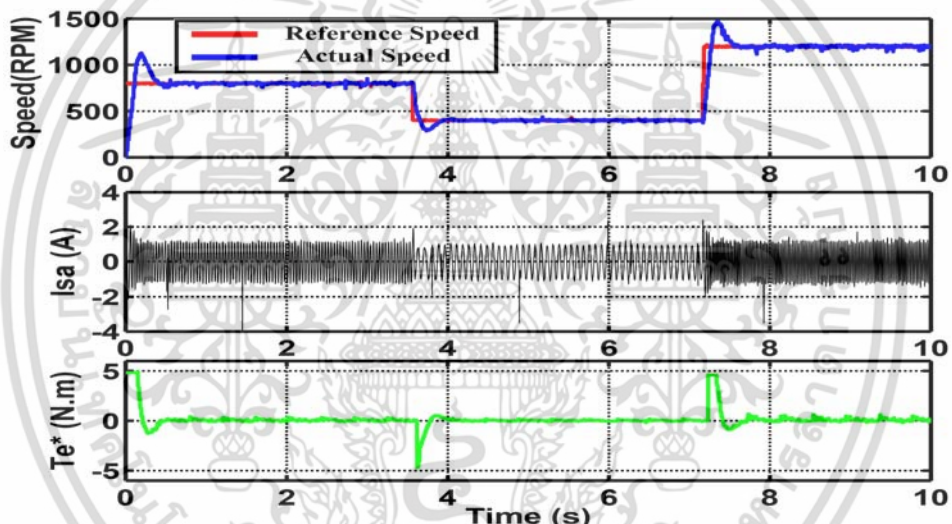


รูปที่ 7.16 ใส่โหลดขณะเริ่มสตาร์ท ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

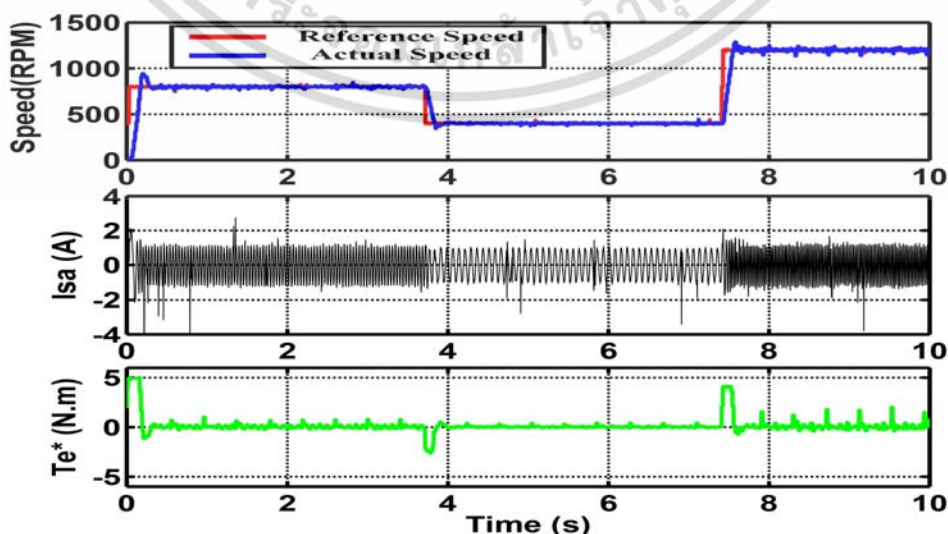
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานทดแทน ซึ่งอยู่ภายใต้เงื่อนไขการใช้งานที่ไม่ว่ากรณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.5 ทดสอบการเปลี่ยนแปลงความเร็วทันทีที่ 800, 400 และ 1200 rpm โดยใช้ตัวควบคุม PI และ Fuzzy-PI

จากรูปที่ 7.17 และ 7.18 แสดงผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงความเร็วไปที่จุดต่างๆทันทีที่ทันที กำหนดไปที่ความเร็ว 800 rpm, 400 rpm และ 1200 rpm โดยเปรียบเทียบใช้วิธีการควบคุมที่นำเสนอกับตัวควบคุมแบบ PI และ Fuzzy-PI ตามลำดับ รายละเอียดภายในรูปประกอบไปด้วย 1) กราฟความเร็ว จะเห็นว่าการใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ให้ค่าพุ่งเกิน (Overshoot) ที่ต่ำมากในการเปลี่ยนแปลงทุกระดับความเร็ว และเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เร็วกว่าด้วยเช่นกัน 2) กราฟของกระแสในขดลวดสเตเตอร์ จะเห็นว่ามีขนาดใกล้เคียงกัน และในช่วงความเร็วที่ต่างกันยังแสดงความถี่ของกระแสชัดเจน 3) กราฟแรงบิดอ้างอิง สังเกตตอนสตาร์ทสำหรับ 2 ตัวควบคุมจะให้ค่าสูงสุดที่เท่ากัน และหลังจากนั้นจะเห็นขนาดของแรงบิดอ้างอิงจากตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI มีค่าต่ำกว่าสามารถสรุปได้ว่าการใช้ตัวควบคุมแบบ Fuzzy-PI ให้ผลตอบสนองได้ดีในทุกการเปลี่ยนแปลงความเร็ว ซึ่งเป็นผลไปในทิศทางเดียวกันกับผลจำลองในบทที่ 4 ก่อนหน้านี้



รูปที่ 7.17 เปลี่ยนแปลงความเร็วใดๆ ใช้ตัวควบคุม PI



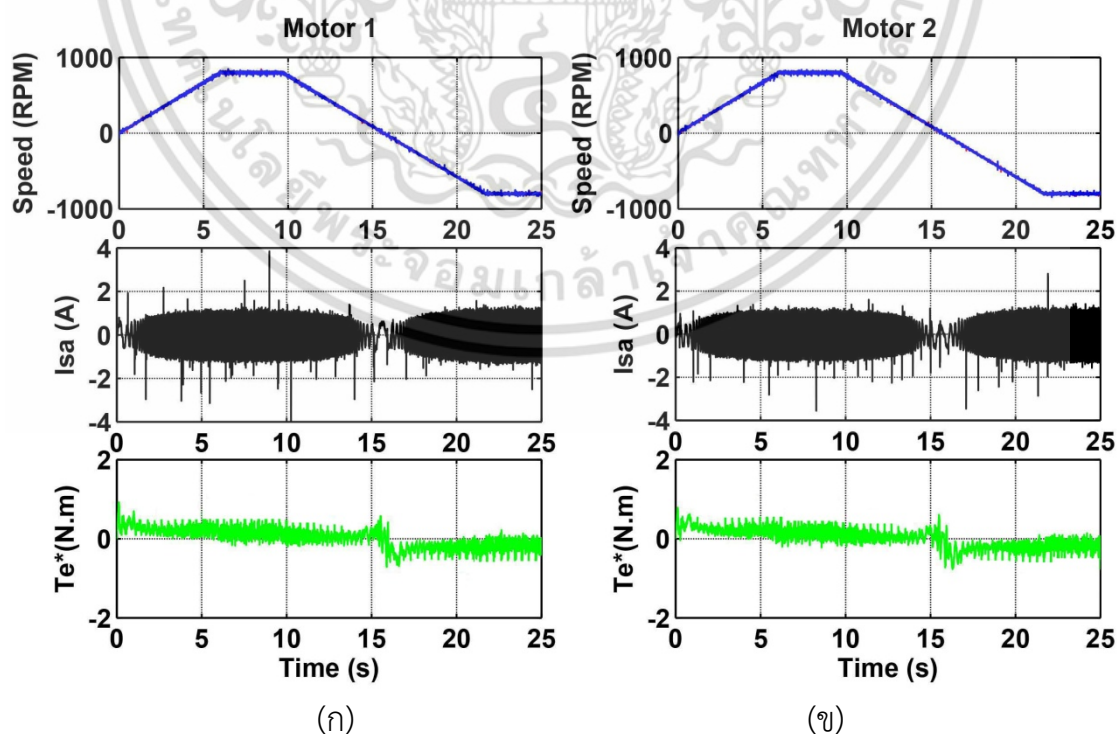
รูปที่ 7.18 เปลี่ยนแปลงความเร็วใดๆ ใช้ตัวควบคุม Fuzzy-PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เพื่อการวิจัยเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.6 ทดสอบการขับเคลื่อนคู่กับชุดต้นแบบ ด้วยวิธีเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์ กระแสชนิด Fuzzy-PI

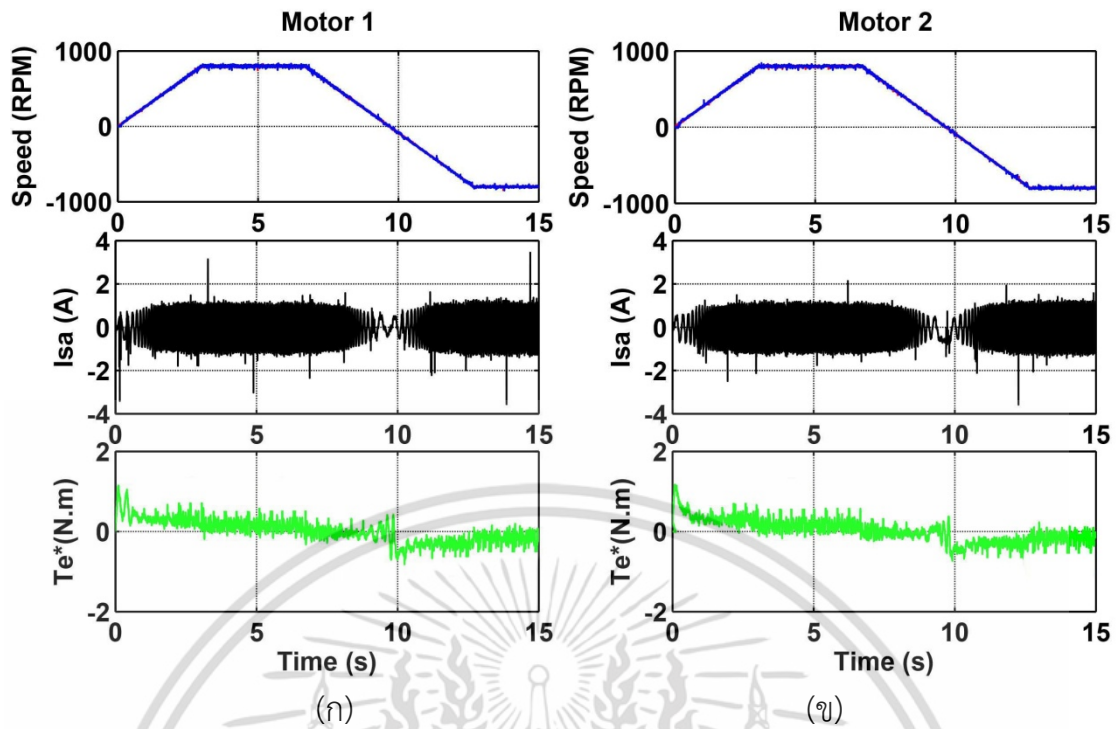
การทดลองนี้จะนำโครงสร้างชุดต้นแบบที่ได้กล่าวในบทที่ 6 มาทำการทดสอบการขับเคลื่อนระบบในสถานะไม่มีภาระทางกล เนื่องจากแรงบิดต้นของภาระทางกลมีขนาดน้อยมาก โดยเงื่อนไขการทดสอบนี้จะใช้วิธีการควบคุมที่นำเสนอคือ วิธีเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์ กระแสชนิด Fuzzy-PI ขนาดของมอเตอร์ที่ใช้อยู่ที่ 400 W ทั้ง 2 ตัว โดยกำหนดให้มอเตอร์ตัวที่ 1 เป็นมอเตอร์ตัวนำ (Master) ถูกจ่ายแรงดันด้วยอินเวอร์เตอร์ตัวที่ 1 และมอเตอร์ตัวที่ 2 เป็นมอเตอร์ตัวตาม (Follower) ถูกจ่ายแรงดันด้วยอินเวอร์เตอร์ตัวที่ 2 กำหนดระบบขับเคลื่อนทั้งสองชุดนี้ให้มีค่าที่เหมือนกัน แล้วทดสอบทำการการติดตามความเร็วของมอเตอร์ทั้งสอง แบ่งอัตราความเร็วที่ทดสอบเป็น 3 ระดับคือ 533, 267 และ 133 rpm/s เพื่อแสดงว่าระบบสามารถรักษาความเร็วมอเตอร์ทั้งสองให้ทำงานต่อไปได้ไม่แตกต่างกันมาก พร้อมกับหลีกเลี่ยงปัญหาการสั่นทางกล

จากรูปที่ 7.19 แสดงผลการติดตามความเร็วด้วยอัตรา 533 rpm/s ประกอบไปด้วย ความเร็วมอเตอร์ กระแสในขดลวดสเตเตอร์ และแรงบิดอ้างอิงที่ให้กับมอเตอร์ ของทั้งมอเตอร์ตัวนำ (1, Master) และมอเตอร์ตัวตาม (2, Follower) ทำการสังเกตกราฟความเร็วทั้งสองมอเตอร์ในขณะที่ทำงานพร้อมกันจะเห็นว่ายังคงรักษาความเร็วที่จุดอ้างอิงได้เป็นอย่างดี ในส่วนของกราฟกระแสของมอเตอร์ทั้งสองก็ยังคงแสดงลักษณะใกล้เคียงกัน และกราฟแรงบิดอ้างอิงของทั้งสองมอเตอร์ก็มีลักษณะคล้ายคลึงกันอีกด้วย จากรูปที่ 7.20 และ รูปที่ 7.21 แสดงผลการติดตามความเร็วด้วยอัตรา 267 และ 133 rpm/s ตามลำดับ ซึ่งให้ผลการควบคุมความเร็วกระแส แรงบิดอ้างอิงทั้งมอเตอร์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 มีลักษณะคล้ายกันเช่นกัน

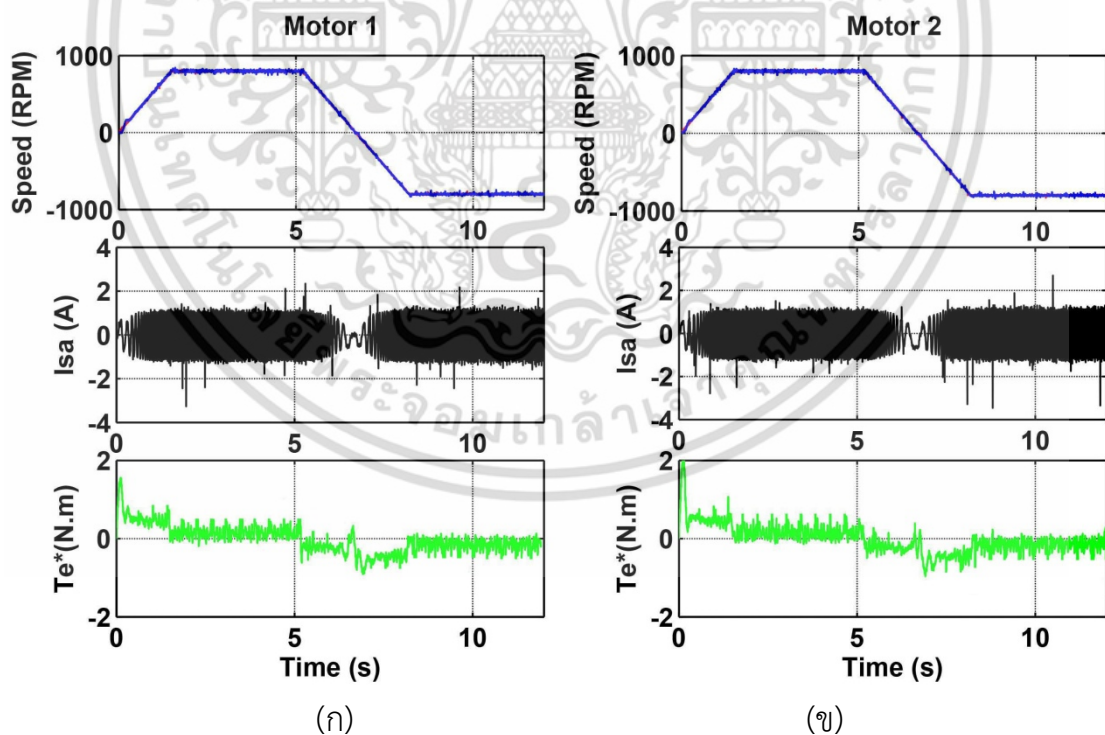


รูปที่ 7.19 แสดงการติดตามความเร็วที่ 533 rpm/s (ก) มอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.20 แสดงการติดตามความเร็วที่ 267 rpm/s (ก) มอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2



รูปที่ 7.21 แสดงการติดตามความเร็วที่ 133 rpm/s (ก) มอเตอร์ตัวที่ 1 (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถที่จะสรุปผลจากการทำงานทั้ง 3 ลักษณะจากการควบคุมคู่ที่กล่าวมาข้างต้นได้ดังตารางที่ 7.3 ซึ่งจะใช้วิธีวัดค่าความผิดพลาดความเร็วกำลังสองเฉลี่ย (RMSE) ที่จุดสภาวะคงตัวที่ 800 rpm เพื่อนำมาเปรียบเทียบว่าในสภาวะคงตัวนี้มอเตอร์ตัวไหนมีค่าความผิดพลาดความเร็วผิดปกติหรือมากกว่าปกติหรือไม่ จากผลการทดสอบจะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของความเร็วที่วัดได้นั้นเฉลี่ยมีค่าใกล้เคียงกันทั้ง 3 ระดับความเร็ว ซึ่งจะบอกได้ว่าการควบคุมที่จุดสภาวะคงตัวสามารถที่จะยับยั้งการสั่นทางกลที่อาจเกิดขึ้นได้

ตารางที่ 7.3 ผลการเปรียบเทียบค่า RMSE ของมอเตอร์ที่ความเร็วคงตัวที่ 800 rpm

Controller Fuzzy-PI ที่ทำการวัด	RMSE (rpm)		
	533 (rpm/s)	267 (rpm/s)	133 (rpm/s)
Controller 1 at Motor 1 (ข้อ 6.6 Dual)	11.6989	11.0218	11.4718
Controller 2 at Motor 2 (ข้อ 6.6 Dual)	11.4324	11.6539	11.7811

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

8.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาทางทฤษฎีและประยุกต์นำหลักการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อม (Indirect Vector Control) ไรเซนเซอร์กระแสมาใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 2 ตัว กับภาระทางกลเดี่ยว โดยวิธีการควบคุมนี้จะใช้ตัวควบคุมแบบฟัซซี่พีไอ (Fuzzy-PI) ในรูปของความเร็ว เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานสถานะไดนามิกส์ให้ดีขึ้น สำหรับการวิจัยนี้ได้ถูกออกแบบการควบคุมให้ง่ายขึ้นและถูกลงเมื่อเทียบกับงานวิจัยที่ผ่านมา [4] ที่เป็นการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) ซึ่งได้เห็นว่า การควบคุมมอเตอร์ทำงานคู่กันสำหรับขับเคลื่อนภาระทางกลเดี่ยว เช่น ในโรงงานปูนซีเมนต์ มีส่วนสำคัญที่ต้องควบคุมที่สุดคือความเร็วทั้งสองให้ขับเคลื่อนไปพร้อมกัน เพื่อที่จะไม่ให้เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ทางกลขึ้น นั่นจะเกิดความเสียหายกับเฟือง

ขั้นตอนแรกของการวิจัยจะใช้มอเตอร์เดี่ยวในการทดสอบดูประสิทธิภาพในการทำงานของหลักการควบคุมนี้ก่อน ได้ทำการจำลองผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink และทดสอบการทำงานผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC4011 มอเตอร์ที่เลือกมาทดสอบมีขนาดพิกัด 400 W จากการทดสอบนี้จะแบ่งตัวควบคุมเป็น 2 ชนิด คือ ตัวควบคุมแบบ PI และ Fuzzy-PI มาทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพกันด้วยเงื่อนไขการทดลองต่างๆ สำหรับการจำลองจะแสดงผลประกอบไปด้วยความเร็วมอเตอร์ แรงบิดอ้างอิง แรงบิดมอเตอร์จริง และฟลักซ์โรเตอร์เป็นต้น และสำหรับการทดสอบจริงจะดูผลของความเร็วมอเตอร์เป็นหลัก โดยรวมแล้วจะเห็นว่าวิธีการควบคุมที่นำเสนอ (IVC) ก็การใช้ควบคุมชนิด Fuzzy-PI ให้ผลตอบสนองที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบ PI

ในขั้นตอนที่สองเป็นการนำวิธีการควบคุมมาประยุกต์ใช้กับระบบขับเคลื่อนคู่ในโรงงานปูนซีเมนต์ผ่านการจำลองทางโปรแกรม MATLAB/Simulink ค่าพารามิเตอร์ทางกลจะใช้จากบทความวิจัยก่อนหน้านี้ [4] ขนาดของมอเตอร์ที่ใช้จำลองอยู่ที่ 215 HP 2 ตัว โดยการจำลองจะเปรียบเทียบให้เห็นถึงการควบคุมแบบเดิมคือ DTC และการควบคุมแบบใหม่คือ IVC ไรเซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุม Fuzzy-PI ทำการสังเกตไปที่ความเร็วจะเห็นว่าวิธีการควบคุมที่นำเสนอสามารถใช้กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์คู่ภาระเดี่ยวได้เป็นอย่างดี ถึงแม้ในการควบคุมนี้จะให้ผลตอบสนองการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ช้ากว่าเพียงเล็กน้อย และจำเป็นต้องฉีดฟลักซ์โรเตอร์เข้าไปในตอนเริ่มก่อนสตาร์ท

ในขั้นตอนที่สามจะทำการทดสอบระบบขับเคลื่อนคู่กับชุดต้นแบบทางกลขนาดย่อส่วนผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC3011 วิธีการที่ใช้ควบคุมจะใช้วิธีที่นำเสนอคือ IVC ไรเซนเซอร์กระแสกับตัวควบคุม Fuzzy-PI ทำการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทั้ง 2 ตัวให้ทำงานพร้อมกัน เพื่อทำการสังเกตการควบคุมอินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์แต่ละตัวได้ชัดเจนยิ่งขึ้น ว่าระบบขับเคลื่อนคู่ยังคงดำเนินต่อไปได้หรือไม่ ผลสรุปว่าระบบขับเคลื่อนคู่นี้ยังคงรักษาความเร็วไปอย่างมีประสิทธิภาพดี ไม่เกิดผลของการสั่นทางกลขึ้นจากมอเตอร์แต่ละตัว

8.2 ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและการใช้ประโยชน์

งานวิจัยที่ได้ศึกษาและทดลองนี้สามารถที่จะปรับปรุงให้ดีขึ้น แบ่งได้หลายประเด็นดังหัวข้อต่อไปนี้

1. การเลือกตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSC) จำเป็นต้องเลือกตัวที่ประสิทธิภาพการคำนวณฟังก์ชันคณิตศาสตร์ได้อย่างรวดเร็ว เนื่องจากเวลาการคำนวณที่มากมายจะส่งผลเสียต่อระบบการควบคุมนี้ จึงจำเป็นต้องอย่างยิ่งที่จะต้องเลือกความถี่การทำงานในโปรแกรมให้เท่ากันทั้งระบบหรือเวลาแต่ละลูปควบคุมไม่ต่างกันมากเกินไป ข้อเสียในการทดลองนี้จะเห็นว่าลูปการควบคุมความเร็วยังมีค่าต่ำอยู่ จึงเกิดการทำให้ค่าของแหล่งจ่ายแรงดันที่มากเกินไป
2. ความละเอียดของอุปกรณ์ Rotary Encoder ส่งผลต่อความถี่การคำนวณความเร็วจากมอเตอร์ด้วย ถ้าอุปกรณ์มีความละเอียดมากขึ้นก็จะทำให้เวลาคำนวณ (step size) ในลูปควบคุมความเร็วมีค่าน้อยลงด้วยเช่นกัน
3. สามารถที่จะลดอัตราทรอปลงของกล่องเกียร์ทั้งสองได้ เพื่อที่จะได้หาภาระทางกลมาทดสอบการรับแรงบิดได้ดีมากขึ้น เนื่องจากระบบขับเคลื่อนทางกลมีการทรอปที่สูงมาก ทำให้ในการทดสอบกับระบบจริงหาค่าความแตกต่างของแรงบิดได้ลำบากเมื่อมอเตอร์ทั้ง 2 ทำงานเป็นปกติ

การนำไปใช้ประโยชน์อยู่ในทางด้านการควบคุมความเร็วที่ดี และดีกว่าการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ (V/f) ที่ไม่ใช่เซนเซอร์กระแสเหมือนกัน เพราะวิธีที่นำเสนอสามารถควบคุมฟลักซ์โรเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ตามต้องการ — และยังสามารถออกแบบการควบคุมได้ง่ายกว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์คอนโทรลแบบทั่วไปที่ใช้กระแสตรวจจับ สำหรับการประยุกต์ใช้ได้หลากหลาย อย่างเช่น ในระบบขับเคลื่อนคู่สำหรับโรงงานผลิตปูนซีเมนต์

เอกสารอ้างอิง

- [1] I. X. Bogiatzidis, A. N. Safacas, E. D. Mitronikas and G. A. Christopoulos “A Novel Control Strategy Applicable for a Dual AC Drive With Common Mechanical Load.” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2022–2036, Nov/Dec 2012.
- [2] B. K. Bose. **Modern Power Electronics and AC Drives**. Prentice-Hall, 2002.
- [3] Z. S. WANG and S. L. HO “Indirect Rotor Field Orientation Vector Control for Induction Motor Drives in the Absence of Current Sensors.” *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Trans.*, vol. 3, pp. 1–5, Aug. 2006.
- [4] K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai and S. Yokomizo “A Speed Sensorless Vector Control Method of Parallel Connected Dual Induction Motor Fed by A Single Inverter.” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1566-1571, Nov./Dec. 2002.
- [5] I. Ando, M. Sato, M. Sazawa and K. Ohishi “High Efficient Parallel-Connected Induction Motor Speed Control with Unbalanced Load Condition using One Inverter.” *Industrial Electronics Society IECON '03*, vol. 1, pp. 162-167, Nov. 2003.
- [6] D. Dujic, M. Jones, S. N. Vukosavic and E. Levi “A General PWM Method for a $(2n + 1)$ -Leg Inverter Supplying n Three-Phase Machines.” *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 4107-4118, Oct. 2003.
- [7] M. H. N. Talib, Z. Ibrahim, N. A. Rahim and A. S. A. Hasim “Characteristic of Induction Motor Drives Fed by Three Leg and Five Leg Inverters.” *Journal of Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 806-813, Sept. 2013.
- [8] N. M. Yaalop, Z. Ibrahim, M. Sulaiman and M. H. N. Talib “Speed Performance of SVPWM Direct Torque Control for Five Leg Inverter Served Dual ThreePhase Induction Motor.” *IEEE International Power Engineering and Optimization Conference*, pp. 806-813, June 2012.
- [9] T. Tanaka, A. Hara, M. Iwashita and K. Matsuse “Characteristics of Independent Vector Control of Two Induction Motors Fed by a Five-leg Inverter with Space Vector Modulation.” *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 4, June 2012.
- [10] J. Iyer, K. Kamran, S. Chiniforoosh and J. Jatskevich “An Improved V/F Control Scheme for Symmetric Load Sharing of Multi-Machine Induction Motor Drives.” *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 1487-1490, May 2011.
- [11] M. N. Uddin, T. S. Radwan and M. A. Rahman “Performances of Fuzzy-Logic-Based Indirect Vector Control for Induction Motor Drive.” *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 38, no. 5, pp. 1219–1225, Sep./Oct. 2002.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [12] M. Masiala, B. Vafakhah, J. Salmon and A. M. Knight “Fuzzy Self-Tuning Speed Control of an Indirect Field-Oriented Control Induction Motor Drive.” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp. 1732–1740, Nov./Dec. 2008.
- [13] A. Lokriti, I. Salhi, S. Doubabi and Y. Zidani “Induction Motor Speed Drive Improvement using Fuzzy IP-self-tuning Controller. A Real Time Implementation.” *ISA Trans.*, vol.52, no. 3, pp. 406–417, May 2013.
- [14] Z. Rouabah, F. Zidani and B. Abdelhadi “Fuzzy Efficiency Enhancement of Induction Motor Drive.” *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 175–180, May. 2013.
- [15] S. Rifa, A. Larabi, L. Barazane, M. Manceur, N. Essounbouli and A. Hamzaoui “Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor.” *ISA Trans.*, vol. 15, no. 3, pp. 744–754, May 2014.
- [16] S. Gurmeet and S. Gagan “A Fuzzy Pre-Compensated-PI Controller for Indirect Field Oriented Controlled Induction Motor Drive.” *Innovative Appl. of CIPECH*, pp. 257–261, Nov. 2014.
- [17] K. Hemavathy, N. Pappa and S. Kumar “Comparison of Indirect Vector Control and Direct Torque Control Applied to Induction Motor Drive.” *International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies*, pp. 192-197, May 2014.
- [18] D. C. Quach, Q. Yin, Y. F. Shi and C. J. Zhou “Design and Implementation of Three-phase SVPWM Inverter with 16-bit dsPIC.” *12th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision*, pp. 1181-1186, Dec. 2012.
- [19] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John and S. Kumar “Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM Control for Three Phase Inverter.” *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 5, no. 7, pp. 61-74, July 2010.
- [20] H.-H. Lin, R. L. Huston and J. J. Coy “On dynamic loads in parallel shaft transmissions I—Modeling and analysis.” *J. Mech., Transmiss. Autom. Design*, vol. 110, no. 2, pp. 221–225, Jun. 1988.
- [21] E. H.-H. Lin, R. L. Huston and J. J. Coy “On dynamic loads in parallel shaft transmissions II—Parameters study.” *J. Mech., Transmiss. Autom. Design*, vol. 110, no. 2, pp. 226–229, Jun. 1988.
- [22] M. Holland “AC DC kilns [drives, cement plant].” in *Proc. IEEE-IAS/PCA Cement Ind. Tech. Conf.*, Vancouver, Canada, Apr. 29–May 3, 2001, pp. 75–84.
- [23] O. Chee-Mun. *Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/SIMULINK*. Prentice-Hall, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [24] ญัฐพงศ์ เมืองจันทร์. “ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไรเซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้การประมาณค่าความเร็วรอบจากระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.
- [25] จักรพงษ์ จารุมิศรี. “หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลด้วยวิธีคลื่นพาร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิกัดมอเตอร์ตัวที่ 1

220/380 V , 2/1.15 A , 400 W , 4 pole

Class B : (X1=0.4 , X2=0.6)

Delta Connection

ผลการทดสอบ

1. $R_s = 16.7 \Omega$ (วัดความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์)
2. No load test $P_{nl,3p} = 15.3 \times 3 \text{ W}$, $V_{nl,p} = 127.3 \times \sqrt{3} \Omega$, $I_{nl,l} = 1.28 \text{ A}$
3. Block rotor test $P_{bl,3p} = 15.3 \times 3 \text{ W}$, $V_{bl,p} = 127.3 \times \sqrt{3} \Omega$, $I_{bl,l} = 1.28 \text{ A}$

จาก No load test

$$I_{nl,p} = I_{nl,l} / \sqrt{3} = \frac{1.28}{\sqrt{3}} = 0.739 \text{ A}$$

$$Z_{nl,p} = V_{nl,p} / I_{nl,p} = \frac{127.3\sqrt{3}}{0.739} = 298.36 \Omega$$

$$R_{nl,p} = P_{nl,3p} / 3(I_{nl,p})^2 = \frac{3 \times 15.3}{3(0.739)^2} = 28.016 \Omega$$

$$X_{nl,p} = \sqrt{(Z_{nl,p})^2 - (R_{nl,p})^2} = \sqrt{(298.36)^2 - (28.016)^2} = 297.04 \Omega$$

$$X_1 + X_m = X_{nl} = 297.4 \Omega$$

จาก Block rotor test

$$I_{bl,p} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547 \text{ A}$$

$$Z_{bl,p} = \frac{31.7 \times \sqrt{3}}{1.1547} = 47.55 \Omega$$

$$R_{bl,p} = \frac{46 \times 3}{3(1.1547)^2} = 34.5 \Omega$$

$$X_{bl,p} = \sqrt{(47.55)^2 - (34.5)^2} = 32.7224 \Omega$$

จาก Class B ของมอเตอร์ 1

$$X_1 = 0.4X_{bl} = 0.4 \times 32.7224 = 13.089 \Omega$$

$$X_2 = 0.6X_{bl} = 0.6 \times 32.7224 = 19.6334 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_m = X_{nl} - X_1 = 297.04 - 13.089 = 283.451 \Omega$$

$$L_1 = \frac{X_1}{2\pi f} = \frac{13.089}{2\pi \times 50} = 0.0417 \text{ H}$$

$$L_2 = \frac{X_2}{2\pi f} = \frac{19.6334}{2\pi \times 50} = 0.0625 \text{ H}$$

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f} = 0.9023 \text{ H}$$

$$L_1 = \frac{X_1}{2\pi f}$$

$$R_r = R \left(\frac{X_m + X_2}{X_m} \right)^2, R = R_{bl} - R_s$$

$$R = 34.5 - 16.7 = 17.8 \Omega$$

$$R_r = 17.8 \left(\frac{283.451 + 19.6334}{283.451} \right)^2 = 20.351 \Omega$$

$$L_s = L_1 + L_m = 0.0417 + 0.9023 = 0.944 \text{ H}$$

$$L_r = L_2 + L_m = 0.0625 + 0.9023 = 0.9648 \text{ H}$$

สรุป

มอเตอร์ตัวที่ 1

$L_s = 944 \text{ mH}$	$R_s = 16.7 \Omega$
$L_r = 964.8 \text{ mH}$	$R_r = 20.351 \Omega$
$L_m = 902.3 \text{ mH}$	P = 4 pole

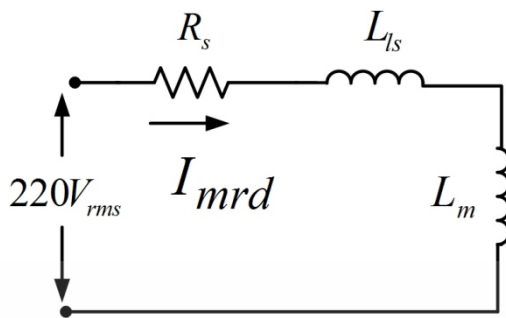
มอเตอร์ตัวที่ 2

$L_s = 869.6 \text{ mH}$	$R_s = 16.7 \Omega$
$L_r = 917.5 \text{ mH}$	$R_r = 19.979 \Omega$
$L_m = 854.7 \text{ mH}$	P = 4 pole

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หา Flux ที่พิกัด



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

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

$$X_s = 100 \pi (0.0417 + 0.9023) = 296.566 \Omega$$

$$I_{mrd} = \frac{220}{\sqrt{16.7^2 + 296.566^2}} = 0.74065 \text{ A}$$

$$|I_{mrd}| = \sqrt{I_{sq}^2 + I_{sd}^2} \text{ A}$$

เมื่อ $I_{sq} = 0 \text{ A}$ จะได้

$$I_{sd}^* = \sqrt{2} I_{mrd} = \sqrt{2} \times 0.74065 = 1.047 \text{ A}$$

$$\therefore \lambda_r = I_{sd}^* L_m = 1.047 \times 0.9023 = 0.945 \text{ Wb}$$

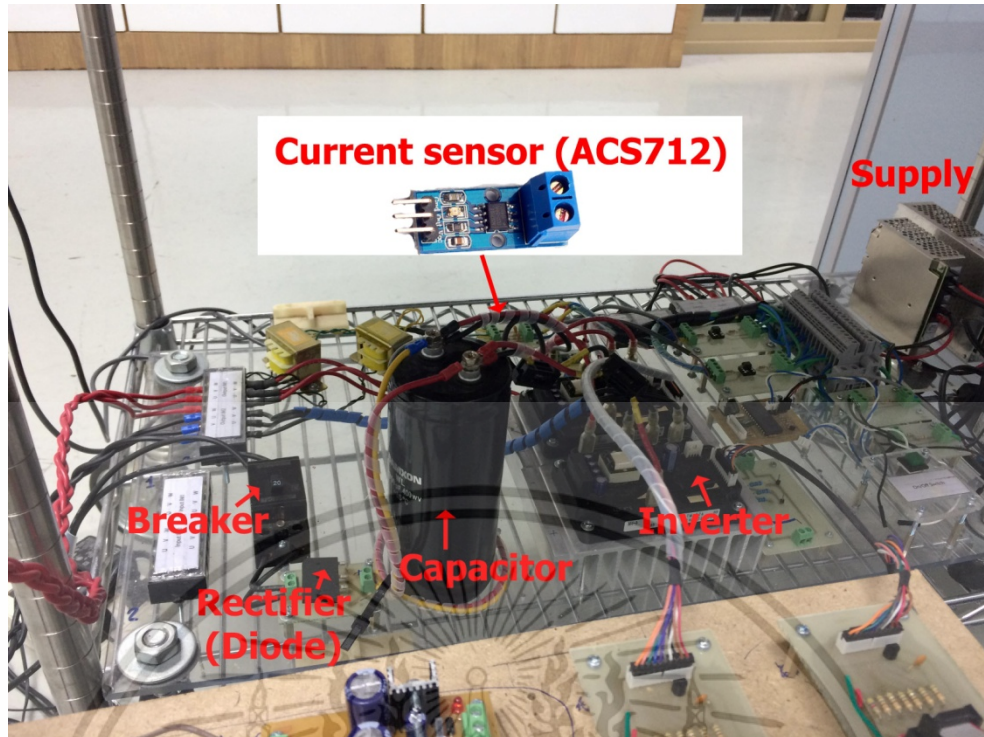
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



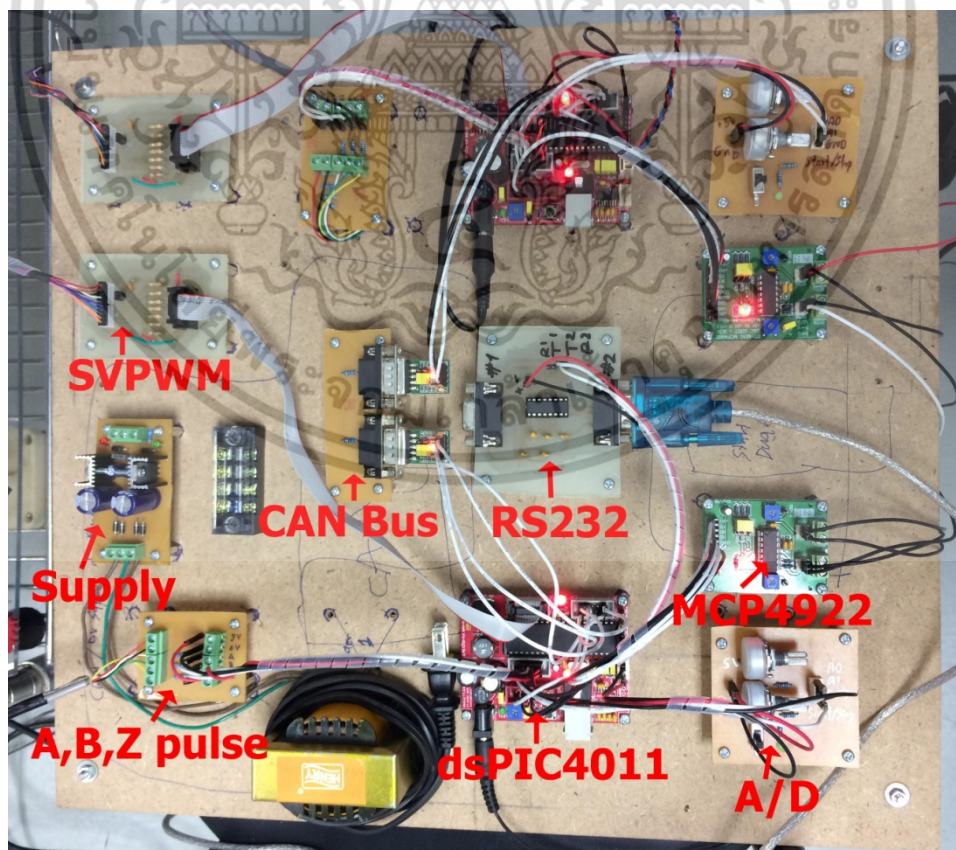
ภาพผนวก ข

อุปกรณ์ภายในห้องทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

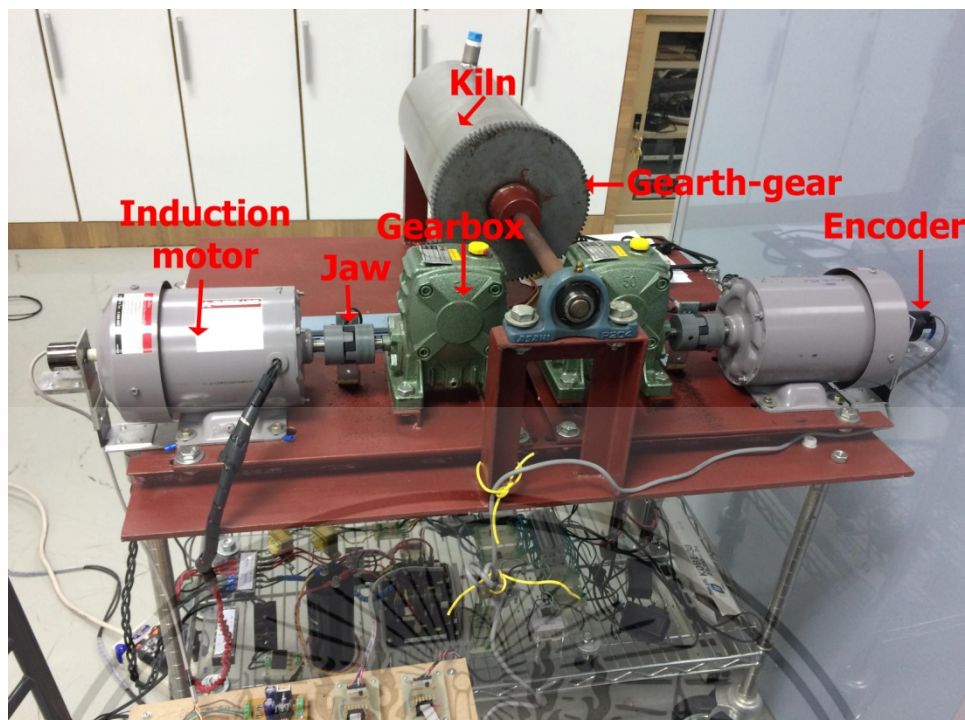


รูปที่ ข-1 ส่วนของวงจรกำลัง วงจรเรียงกระแส และอินเวอร์เตอร์

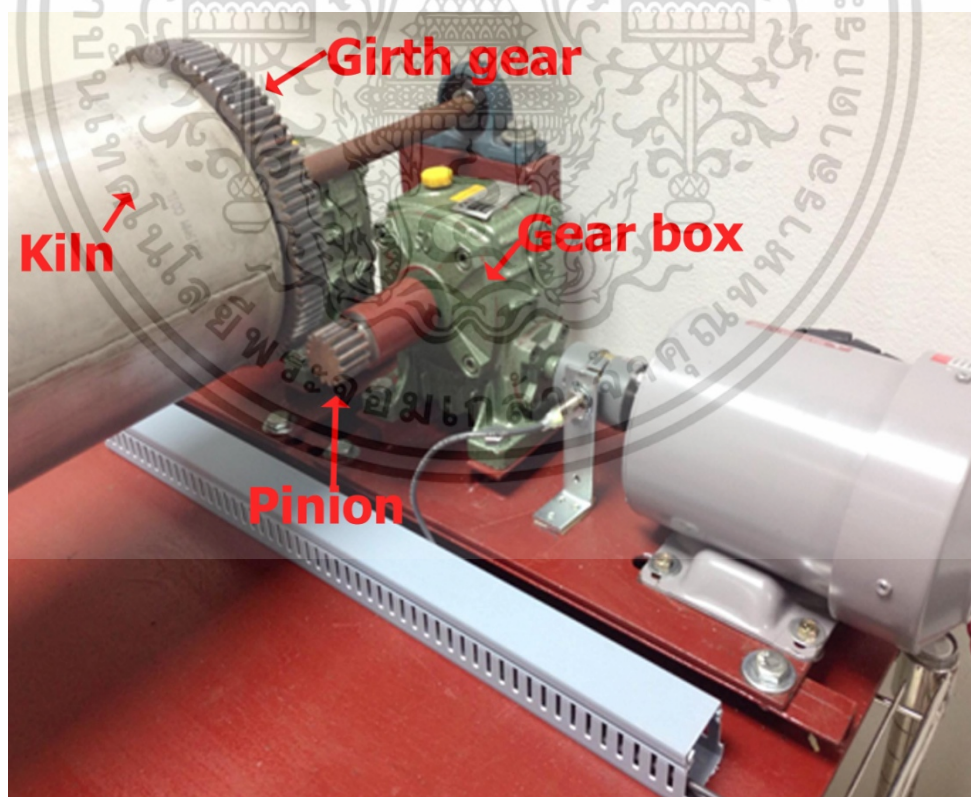


รูปที่ ข-2 ส่วนของวงจรควบคุม ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC4011

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-3 ชุดต้นแบบระบบขับเคลื่อนทางกลคู่กับภาระทางกลเดียว



รูปที่ ข-4 รายละเอียดส่วนขับเคลื่อนทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [1] Itthiphan Sakunwanthanasak and Siridech Boonsang “Indirect Vector Control of Induction Motors Using a PI-Fuzzy Controller with the Simplified Implementation Without Current Sensors.” *7th ICITEE*, vol.1, pp. 364-369, Oct. 29-30, 2015.
- [2] อธิพันธ์ สกุนวันธนาศักดิ์ และ ศิริเดช บุญแสง. “การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 2 ตัว ด้วยเทคนิคเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซ็นเซอร์กระแสกับเตาเผาปูนซีเมนต์เดี่ยว.” *EECON-38*, vol. 2, pp. 497-500, Nov. 18-20, 2015.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

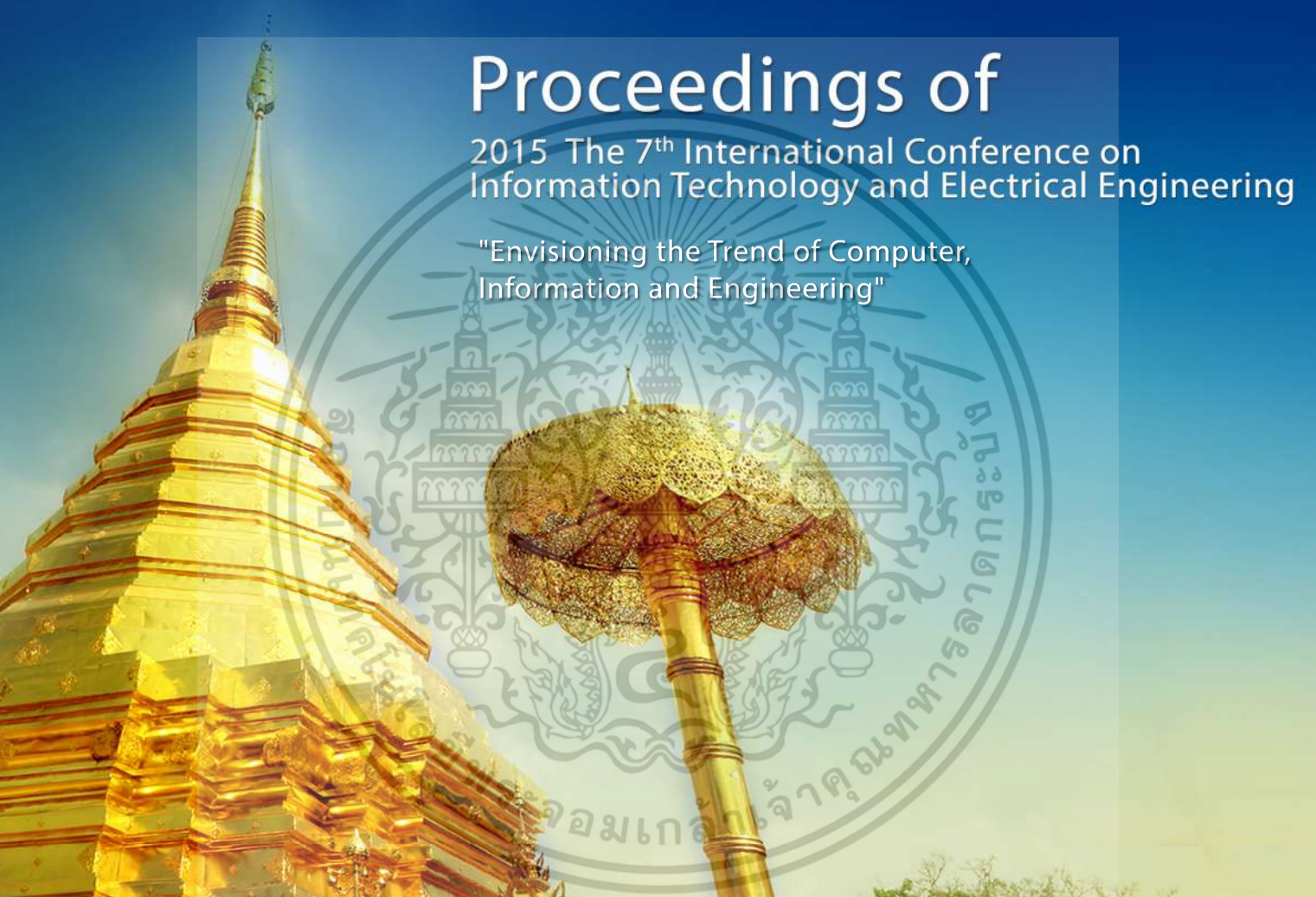
ICITEE2015

2015 The 7th International Conference on
Information Technology and Electrical Engineering

Proceedings of

2015 The 7th International Conference on
Information Technology and Electrical Engineering

"Envisioning the Trend of Computer,
Information and Engineering"



Le Méridien Chiang Mai Hotel, Thailand
29-30 October 2015



Organized by
Faculty of Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, THAILAND



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Co-organized by
Department of Electrical Engineering and Information Technology
Universitas Gadjah Mada, INDONESIA

Indirect Vector Control of Induction Motors Using a PI-Fuzzy Controller with the Simplified Implementation Without Current Sensors

Itthiphon Sakunwanthanasak, Siridech Boonsang

Department of Electrical Engineering
King Monkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
Itipun.snk@gmail.com

Abstract—The aim of this paper is to present a simplified vector control implementation without current sensors in order to reduce cost of overall system, design complexity, and improving by using proportional-integral fuzzy logic control (PI-FLC) for high performance in wide-speed-range operation. In this scheme, voltage source inverter used space vector pulse width modulation (SVPWM) technique that is good voltage utilization and low total harmonic distortion (THD), where voltage control signal of inverter is derived from indirect vector control (IVC) theory and dynamic motor equation. The complete PI-FLC vector control was experimentally implemented using dsPIC4011 board for ½-hp squirrel cage induction motor (IM). This proposed control system was compared with conventional proportional-integral (PI) control validated by MATLAB/Simulink and experiment. Both control techniques were tested at different dynamic conditions such as sudden speed change and speed tracking. The comparative experimental results show that the PI-FLC vector control is more robust for this application.

Keywords—indirect vector control (IVC); fuzzy logic control (FLC); space vector pulse width modulation(SVPWM); induction motor (IM) ; speed control ; PI controller;

I. INTRODUCTION

In most of industrial AC motor drive applications, the field-oriented control has been implemented for high performance operations [1]. This control was classified as direct vector control (DVC) and indirect vector control (IVC). In two different kinds, the IVC applies the slip frequency to calculate a synchronous speed, whereas the DVC directly calculates on its system to find rotor flux or depends on flux sensor. Generally, those methodologies are related to motor currents. So, the current sensors are used in both controllers that sensors increase system cost and complexity controller design.

In the previous research [2], the PI controlled IVC without current sensors was validated by simulation. It shows good operating results under parameter mismatch, load disturbances, flux command changing, etc. The above control is better performance comparing with the scalar control which uses a speed sensor only. The key idea of this research is to make torque and flux operate independently by decoupling them in two orthogonal vectors. However, the overall performances are comparatively poorer than the controllers with current sensors.

The PI controller was used in the system reported by Wang et al. [2]. Such a controller is designed for speed control. The controller designs used pattern as control theory by defining the constant gain [3]. However, the constant PI controller is adapted for some good working conditions. It is sensitive to deviation of parameters, large load disturbance, etc. This trouble can be solved by various techniques such as a PI self-tuning controller [4]. The PI controller has to receive precise parameters of systems. It is difficult to execute precisely on the system over all of the times. In order to overcome this issue, the fuzzy logic controller was used for the research [5, 6, 7].

In this paper demonstrated improving the speed control of SVPWM based IVC-IM drive with no current sensors by using PI-fuzzy logic controller. The purpose is improved performance in speed, cost reduction and simplicity in real implementation. The proposed design has been experimentally implemented using dsPIC4011 board [8]. The performances of its system have been compared with PI controller in both simulation and experiment.

The remaining of this paper is organized as following: section II, a model of induction motor and control system is presented. Section III, the speed controller design is presented. Section IV, the simulation results are presented. Section V, implementation and experimental results are presented. Finally, the conclusion is presented in section VI.

II. INDUCTION MOTOR MODEL AND INDIRECT VECTOR CONTROL STRATEGY

In the field orientation vector control theory [1], Fig. 1 shows the structure of the indirect vector controlled IM fed by three-phase voltage source inverter. The rotor side equations in synchronous reference frame of squirrel-cage induction motor are expressed as

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

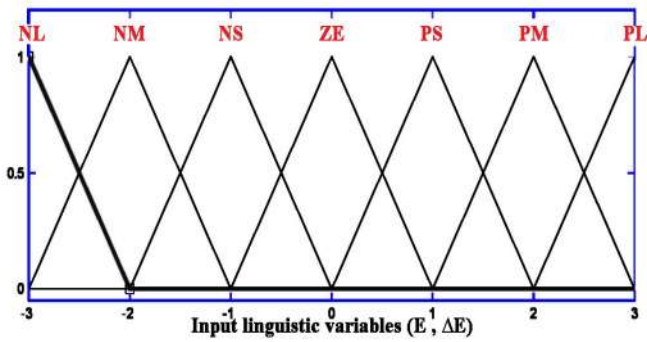


Fig. 5. Fuzzy membership functions of the linguistic variables E and ΔE.

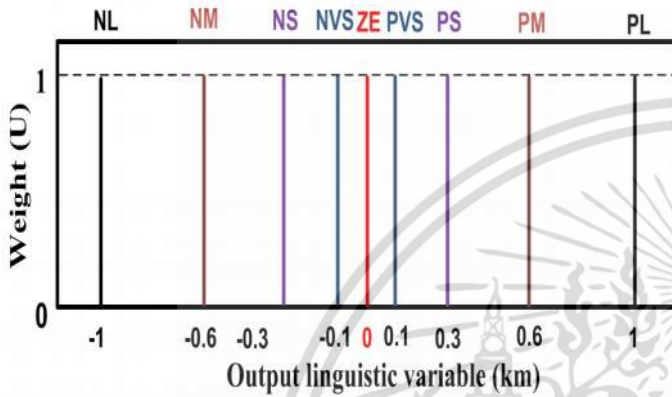


Fig. 6. Fuzzy membership functions of the linguistic variable U.

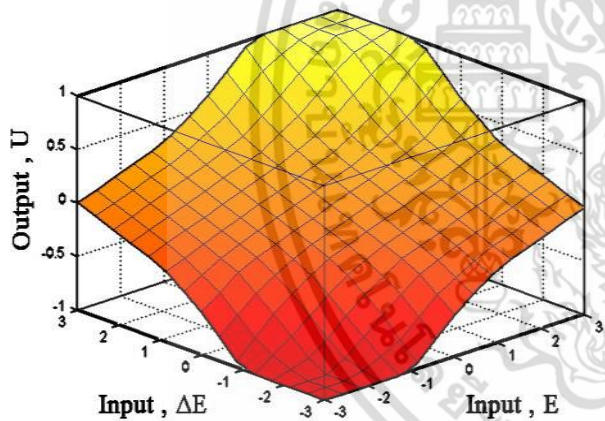


Fig. 7. FLC control surface.

TABLE I. RULE BASE OF INPUTS AND OUTPUTS

ΔE \ E	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NM	NS	NVS	ZE
NM	NL	NL	NM	NS	NVS	ZE	PVS
NS	NL	NM	NS	NVS	ZE	PVS	PS
ZE	NM	NS	NVS	ZE	PVS	PS	PM
PS	NS	NVS	ZE	PVS	PS	PM	PL
PM	NVS	ZE	PVS	PS	PM	PL	PL
PL	ZE	PVS	PS	PM	PL	PL	PL

variables normalized between -3 and 3. In Fig. 6, output MFs consist of nine members in singleton form normalized between -1 and 1.

The MFs are labeled as following: NL-negative large, NM-negative medium, NS-negative small, NVS-negative very small, ZE-zero, PVS-positive very small, PS-positive small, PM-positive medium, PL-positive large. The inference engine gets the fuzzified input variables, E and ΔE, do IF-THEN statement specified by 49 rules shown in TABLE I. The many rules, so-called rule base, are made from human knowledge. The defuzzification used weight average (WA). The WA expression can be written as

$$WA = \frac{\sum_{m=1}^L U(km) \times km}{\sum_{m=1}^L U(km)} \tag{9}$$

where L is the total number of rules, U(km) is weight of output linguistic variables, and km is output linguistic variables.

This fuzzy inference method is Takagi-Sugeno-Kang (TSK) type that helps to reduce the computation burden of the controller. Fig. 7 gives an overview of the FLC surface that is graphical representation based on TABLE I.

IV. SIMULATION RESULTS

The simulation has been accomplished using MATLAB/Simulink software that operated on the closed-loop motor control system, previously presented in Fig.1. Many simulations were carried out on both PI and PI-FLC controller. The simulation was performed on a ½ hp squirrel-cage induction motor with parameters summarized in TABLE VI in appendix. It evaluates the performance of the proposed and conventional vector control drive system without current sensors. The measurement can be divided into two groups. The first is a step change in reference speed from 0 rpm to 800 rpm, by considering the response of control system. The second is a speed tracking from 800 rpm to -800 rpm by ramp reference speed. The two tests also measured stator current (I_{sa}) and torque command (T_{e*}).

Fig. 8 and Fig. 9 show the step change responses in the reference speed that step up from 0 rpm to 800 rpm for no load condition. It is observed that the conventional PI settles on the speed command at 0.462 s, but for PI-FLC settles at 0.322 s because torque command of PI-FLC rapidly changed comparing with PI controller. These performances were summarized in TABLE II. It shows rise time, settling time and overshoot in normal unit. This PI-FLC based drive system yields better performance, especially, in fast response and low overshoot.

Fig. 10 and Fig.11 show the speed tracking responses by the reference speeds defined by ramp rate of 550 rpm/s. The speed error of PI reached 60 rpm, but PI-FLC was less than 54 rpm. To measure the speed tracking results, three performance indices were defined by mean absolute error (MAE), mean square error (MSE), and maximum error (MAXE). A summary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

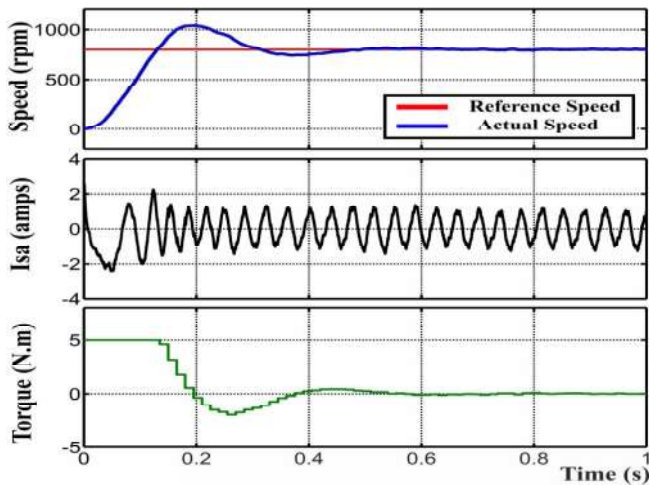


Fig. 8. Simulation of conventional PI starting response at 800 rpm.

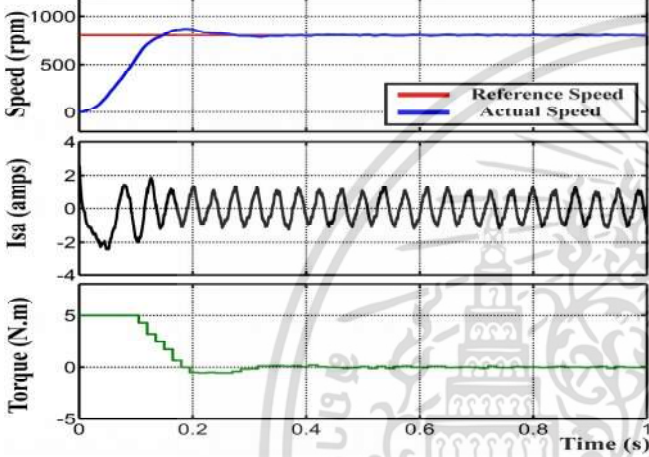


Fig. 9. Simulation of PI-FLC starting response at 800 rpm.

TABLE II. SIMULATION RESULT COMPARISON OF STEP CHANGE

Sudden speed change (rpm)	Conventional PI			PI-FLC		
	Rise time (s)	Settling time (s)	Over-shoot (rpm)	Rise time (s)	Setting time (s)	Over-shoot (rpm)
0 to 800	0.13	0.462	240	0.148	0.322	67

of above indices is shown in TABLE III. It has found that the MSE of PI is much greater than PI-FLC obviously.

V. IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

In Fig. 12, the experimental setup applied to verify behavior of PI and PI-FLC indirect vector control IM drive without current sensors. A processor unit has been implemented using dsPIC30F4011 board shown in Fig. 13. It received input signal from incremental encoder every 0.015 s (resolution is 500 pulses per revolution). Then, it performs control strategy and transfers the output commands (PWM logic signals) to inverter. A switching frequency is 4 kHz, and a loop of induction theory is 1 kHz. In the fuzzy logic controller is composed of rule base mapped in the memory and off-line computation. In experiment, the IM parameters are found by using a no-load test and a blocked rotor test corresponding to TABLE VI used in simulation.

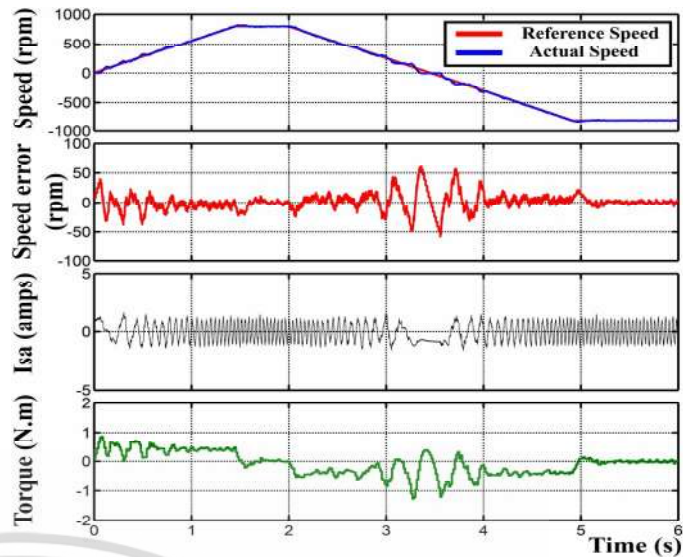


Fig. 10. Simulation of conventional PI speed tracking at ramp rate 550 rpm/s.

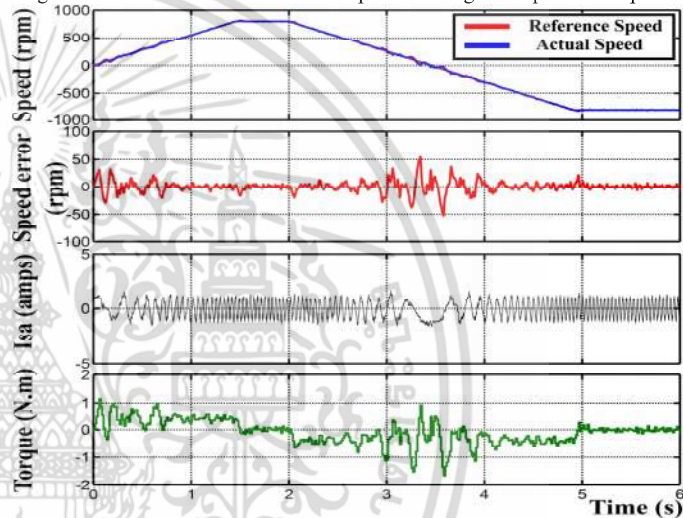


Fig. 11. Simulation of PI-FLC speed tracking at ramp rate 550 rpm/s

TABLE III. SIMULATION RESULT COMPARISON OF RAMP CHANGE

Controller type	MAE (rpm)	MSE (rpm)	MAXE (rpm)
PI	9.376	204.42	60.4
PI-FLC	6.71	109.49	54.74

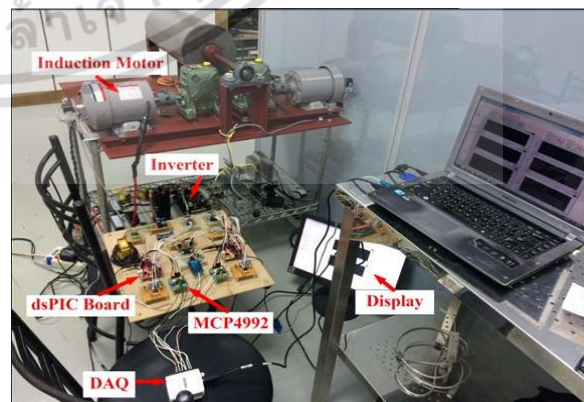


Fig. 12. Experimental Laboratory.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

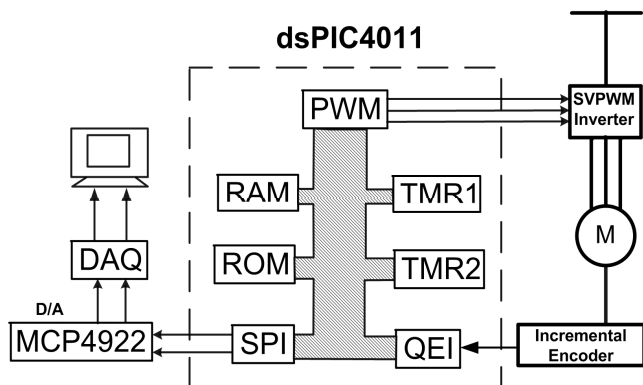


Fig. 13. Block diagram of the control board with dsPIC4011.

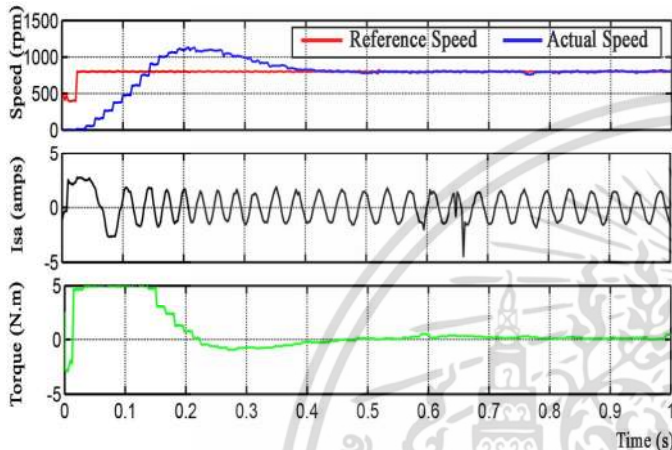


Fig. 14. Experiment of conventional PI starting response at 800 rpm.

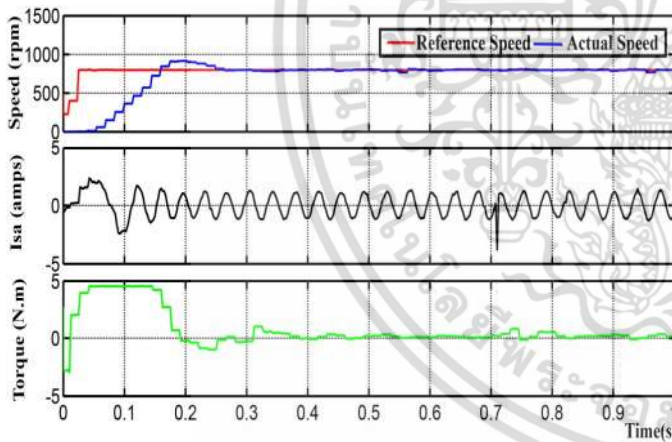


Fig. 15. Experiment of PI-FLC starting response at 800 rpm.

TABLE IV. EXPERIMENT RESULT COMPARISON OF STEP CHANGE

Sudden speed change (rpm)	Conventional PI			PI-FLC		
	Rise time (s)	Settling time (s)	Over-shoot (rpm)	Rise time (s)	Setting time (s)	Over-shoot (rpm)
0 to 800	0.13	0.38	331	0.15	0.25	117

Fig. 14 and Fig. 15 show the step change response in the reference speed from 0 rpm to 800 rpm at initial time 0 s. The result of the conventional PI controller shows the settling time at 0.38 s, but the PI-FLC shows the settling time at

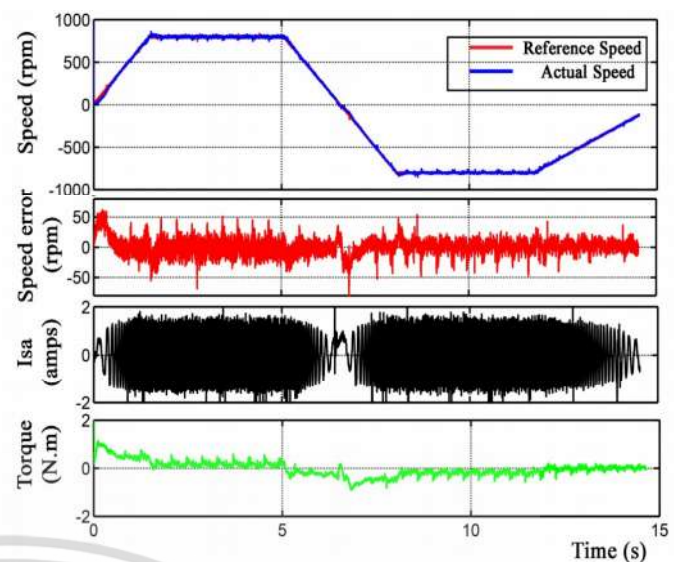


Fig. 16. Experiment of conventional PI speed tracking at ramp rate 550 rpm/s.

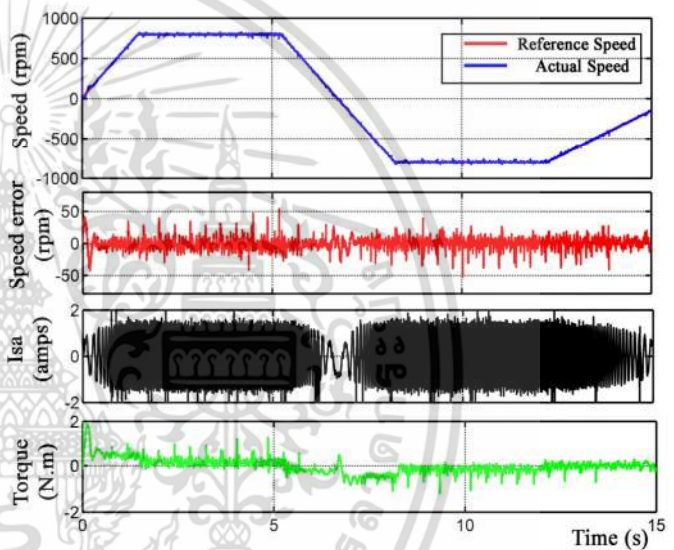


Fig. 17. Experiment of PI-FLC speed tracking at ramp rate 550 rpm/s.

TABLE V. EXPERIMENT RESULT COMPARISON OF RAMP CHANGE

Controller type	MAE (rpm)	MSE (rpm)	MAXE (rpm)
PI	11.0562	214.209	58
PI-FLC	7.0574	196.2803	42

0.25 s. The proposed PI-FLC control indicated low overshoot and fast response comparing with conventional PI-type system. The other results are compared in TABLE IV.

Fig. 16 and Fig. 17, experimental results, show speed tracking at the same rate of ramp in the simulation, that indicate speed error, stator current and torque command under no load condition. It is evident that proposed PI-FLC based IM drive system can follow command speed at low speed error. In this case, the other comparison results are expressed in TABLE V. It has been found that the proposed PI-FLC is more supereminent than conventional PI drive system without current sensors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI. CONCLUSION

A PI-FLC based indirect vector control of induction motor without current sensors has been presented in this paper. In the indirect vector control theory section, the mathematical model of induction motor has been used to define reference voltage, controlled-SVPWM signals, to inverter. Therefore, the current measurement and regulation has not been used for this strategy. This scheme has been implemented especially in real system and in simulation at different operating conditions under no-load for demonstrating the performances of speed control. In the controller section, the PI-FLC has been designed instead of classical PI controller for handling the speed problem during starting motor that is nonlinear. The simulation and experimental results have shown that the PI-FLC performances are better than conventional PI drive system both experimentally and practically; in addition, the proposed control system include a low cost system for high performance.

APPENDIX

TABLE VI. INDUCTION MOTOR PARAMETERS

Parameters	Values
Output power	½ hp
Stator voltage (line-line, delta)	220 V
Stator current (phase)	0.66 A
Rated frequency	50 Hz
Rated rotor speed	1410 rpm
Number of poles	$P = 4$
Motor inertia	0.005 kg.m ²
Stator resistance	$R_s = 16.7 \Omega$
Rotor resistance	$R_r = 20.45 \Omega$
Stator inductance	$L_s = 0.944 \text{ H}$
Rotor inductance	$L_r = 0.9673 \text{ H}$
Mutual inductance	$L_m = 0.9023 \text{ H}$

REFERENCE

- [1] B.K. Bose, power electronics and AC Drive. Englewood Cliffs, NJ. Prentice hall, 1986.
- [2] Z.S. WANG, S.L. HO, "Indirect Rotor Field Orientation Vector Control for Induction Motor Drives in the Absence of Current Sensors" Hong Kong Polytechnic University, March 2009.
- [3] W. Piyarat, V. Kinnares, "Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter" IEEJ Trans. IA, vol. 130, no. 7, 2010.
- [4] A. Lokriti, I. Salhi, S. Douubabi, Y. Zidani, "Induction motor speed drive improvement using fuzzy IP-self-tuning controller. A real time implementation" *ISA Trans.*, 2013, pp.406-417.
- [5] M. Masiala, B. Vafakhah, J. Salmon, and M. Knight, "Fuzzy Self-Tuning Speed Control of an Indirect Field-Oriented Control Induction Motor Drive" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 44, no. 6, pp.1732-1740, December 2008.
- [6] M. Nasir, S. Radwan, and M. Azizur, "Performance of Fuzzy-Logic-Based Indirect Vector Control for Induction Motor Drive" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 38, no. 5, pp.1219-1225, October 2002.
- [7] S. Rafa, A. Larabi, L. Barazane, M. Manceur, N. Essounbouli, A. Hamzaoui, "Implementation of new fuzzy vector control of induction motor" *ISA Trans.*, 2014, pp.744-754.
- [8] D.C. Quach, Q. Yin, Y.F. Shi, and C.J. Zhou, "Design and Implementation of Three-phase SVPWM Inverter with 16-bit dsPIC" *12th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision*, pp.1181-1186, December 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๘
The 38th Electrical Engineering Conference (EECON-38)



UTCC University of
the Thai Chamber
of Commerce

มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย

- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ไฟโตนิคส์ (PH)
- วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)



Volume II
AEC Synergy

วันที่ ๑๘ - ๒๐ พฤศจิกายน พ.ศ. ๒๕๕๘

โรงแรมวอร์ริ่ง อโยธยา คอนเวนชัน รีสอร์ท จังหวัดพระนครศรีอยุธยา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 2 ตัว ด้วยเทคนิคเวกเตอร์ทางอ้อมไร้เซนเซอร์กระแส กับเตาเผาปูนซีเมนต์เดียว

A Dual Three-Phase Induction Motor Drive based on Indirect Vector Control without Current Sensors Applied for Single Cement Kiln

อิทธิพันธ์ สกฤษณ์ธนาศักดิ์ และ ศิริเดช บุญแสง

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง itipun.snk@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเทคนิคการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่กันด้วยเวกเตอร์ทางอ้อมแบบไร้เซนเซอร์กระแสไปขับเคลื่อนเตาเผาปูนซีเมนต์เดี่ยวขนาดใหญ่ โดยจะจำลองจากระบบจริงโดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส พิกัด 215 แรงม้า 2 ตัว ต่อเข้ากับระบบส่งทางกลจำลองผ่านทางโปรแกรม Matlab/Simulink วิธีการควบคุมนี้ใช้เพียงตัวควบคุมความเร็วป้อนกลับซึ่งออกแบบง่าย โดยผลที่ศึกษาเน้นการทำงานสภาวะไดนามิกส์เพื่อทดสอบตอบสนองทางความเร็วเป็นหลัก และผลทางด้านแรงบิดและฟลักซ์โรเตอร์ที่ถูกควบคุม อินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นชนิดควบคุมแรงดันด้วยเทคนิคพัลส์วิดุมอดูเลชันแบบสเปซเวกเตอร์ (SVPWM) ซึ่งให้ประสิทธิภาพทางแรงดันขาออกที่สูงขึ้นกับค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์รวม (THD) ที่ต่ำลงเมื่อเทียบกับเทคนิคอื่นๆ จากผลการจำลองพบว่า การควบคุมนี้ให้ผลตอบสนองทางความเร็วของมอเตอร์ทั้งสองเป็นอย่างดีภายใต้การทำงานสภาวะไดนามิกส์

คำสำคัญ : การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อม, มอเตอร์เหนี่ยวนำ, เตาเผาปูนซีเมนต์

Abstract

This paper presents the control technique for a dual induction motor drive, 3-phase, 215 HP, based on an indirect vector control without current sensors applied for a single large cement kiln. A real mechanical system was simulated by mathematical model using Matlab/Simulink. The proposed control use only speed controller which is simple design and emphasized on dynamic operation about speed response, including torque and rotor flux controlled. The voltage-controlled voltage source inverter uses space vector pulse width modulation (SVPWM) technique that is high output voltage and low total harmonic distortion (THD) comparing to other PWM techniques. This simulation indicated that the proposed control provides good performance of speed control for dynamic conditions of both motors.

Keywords : Indirect Vector Control, Induction Motor, Cement Kiln

1. บทนำ

การใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เป็นที่นิยมแพร่หลายในโรงงานอุตสาหกรรม โดยการควบคุมโดยทั่วไปแล้วจะควบคุมแรงบิดหรือความเร็วของมอเตอร์ ในส่วนของโรงงานผลิตปูนซีเมนต์ได้นำวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงมาใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์คู่กับเตาเผาปูนซีเมนต์เดี่ยว [1] เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการทำงานอย่างต่อเนื่อง และยังมีราคาถูกกว่ามอเตอร์ขนาดใหญ่เพียงตัวเดียว การทำงานของมอเตอร์ทั้งสองตัวนี้จำเป็นต้องรักษาความเร็วเป็นหลักในการควบคุม โดยความเร็วที่เท่ากันจะไม่ทำให้เฟืองระหว่างมอเตอร์กับเตาเกิดความเสียหายขึ้นหรือเกิดการสั่นรื้อโซ่แนวส่งทางกลซึ่งเป็นสิ่งที่ควรหลีกเลี่ยง อีกอย่างหนึ่งของระบบนี้คือแรงบิดของมอเตอร์ทั้งสองนั้นอาจจะไม่เท่ากันได้เนื่องจากค่าความแข็งของระบบเฟืองทั้งสองที่แตกต่างกัน การควบคุมแรงบิดของงานชนิดนี้จึงไม่สำคัญเท่ากับความเร็วที่ถูกควบคุม

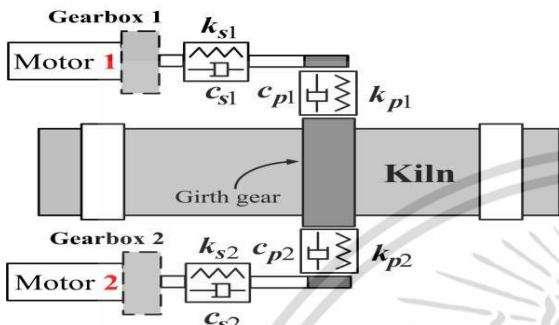
ในงานศึกษาที่ผ่านมาได้มีการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ความเร็ว (Speed sensorless) [2] ถึงแม้ระบบจะมีการพัฒนาไปมาก การทำงานทางความเร็วยังคงมีปัญหาในความเร็วรอบต่ำ และปัญหาเนื่องจากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่เปลี่ยนไปทำให้ค่าความถี่ผิดพลาดขึ้น ในปัจจุบันการศึกษาวีธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแบบไร้เซนเซอร์กระแส [3] โดยจะใช้เซนเซอร์ความเร็วเพียงอย่างเดียวมีน้อย ซึ่งจะเป็นทางเลือกใช้กับงานที่ต้องการควบคุมความเร็วเป็นหลักสำคัญ

ในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแบบไร้เซนเซอร์กระแสขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 ตัวกับเตาเผาปูนซีเมนต์เดี่ยว โดยแยกอินเวอร์เตอร์แต่ละชุดขับเคลื่อนอิสระจากกัน ซึ่งระบบนี้จะง่ายต่อการควบคุมและมีราคาที่ถูกลง อินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นชนิดแรงดันด้วยเทคนิคพัลส์วิดุมอดูเลชันแบบสเปซเวกเตอร์ (SVPWM) วิธีที่นำเสนอจะจำลองโดยใช้โปรแกรม Matlab/Simulink กับระบบเตาเผาจริง โดยให้มีค่าความแข็งของเฟืองแตกต่างกัน 30% และมีการทดสอบทางด้านไดนามิกส์ทั้งด้านเปลี่ยนแปลงความเร็ว, ฟลักซ์โรเตอร์ และภาระทางกล จากผลการทดสอบนี้นำมาวิเคราะห์มอเตอร์ทั้ง 2 ตัว อาทิเช่น ความเร็วมอเตอร์ กระแสเดเตอร์ ฟลักซ์โรเตอร์ แรงบิดทางไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ฯลฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ระบบทางกลของเตาเผาปูนซีเมนต์

การทำงานของเตาเผาซีเมนต์เป็นหัวใจสำคัญของโรงงานปูนซีเมนต์ ได้ถูกออกแบบให้เตาเผาหมุนเพียง 1-4 rpm เท่านั้น ในขณะที่มอเตอร์ทั้งสองจะทำงานที่ความเร็ว 0-1487 rpm โดยจะขับเคลื่อนผ่านกล่องเกียร์ทดรอบสูง ในรูปที่ 3 จะแสดงส่วนประกอบของระบบทางกลทั้งหมดที่ใช้จำลอง โดยค่าของระบบที่ใช้นามาจากโรงงานปูนซีเมนต์แห่งหนึ่ง [1] สามารถแสดงสมการทางกลดังสมการที่ (15-19) ต่อไปนี้



รูปที่ 3 ระบบทางกลสำหรับการขับเคลื่อนคู่ [1]

$$J_{m1}\ddot{\theta}_{m1} + c_{s1}(\dot{\theta}_{m1} - \dot{\theta}_{p1})/n + k_{s1}(\theta_{m1} - \theta_{p1})/n = T_{e1} \quad (15)$$

$$J_{m2}\ddot{\theta}_{m2} + c_{s2}(\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_{p2})/n + k_{s2}(\theta_{m2} - \theta_{p2})/n = T_{e2} \quad (16)$$

$$J_{p1}\ddot{\theta}_{p1} + c_{p1}R_{p1}(\dot{R}_{p1}\dot{\theta}_{p1} - R_k\dot{\theta}_k) + k_{p1}R_{p1}(R_{p1}\theta_{p1} - R_k\theta_k) - c_{s1}(\dot{\theta}_{m1} - \dot{\theta}_{p1}) - k_{s1}R_{p1}(\theta_{m1} - \theta_{p1}) = 0 \quad (17)$$

$$J_{p2}\ddot{\theta}_{p2} + c_{p2}R_{p2}(\dot{R}_{p2}\dot{\theta}_{p2} - R_k\dot{\theta}_k) + k_{p2}R_{p2}(R_{p2}\theta_{p2} - R_k\theta_k) - c_{s2}(\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_{p2}) - k_{s2}R_{p2}(\theta_{m2} - \theta_{p2}) = 0 \quad (18)$$

$$J_k\ddot{\theta}_k + c_{p1}R_{p1}(\dot{R}_{p1}\dot{\theta}_{p1} - R_k\dot{\theta}_k) - c_{p2}R_{p2}(\dot{R}_{p2}\dot{\theta}_{p2} - R_k\dot{\theta}_k) - k_{p1}R_{p1}R_k\theta_{p1} - k_{p2}R_{p2}R_k\theta_{p2} + (k_{p1} + k_{p2})R_k^2\theta_k + T_L = 0 \quad (19)$$

เมื่อ $J_{m1,2}$ คือความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวที่ 1 และ 2, J_k คือความเฉื่อยของถังปูนซีเมนต์, $J_{p1,2}$ ค่าความเฉื่อยของเฟืองตัวหนอน, $k_{s1,2}$ คือค่าความแข็งของเพลากี้อรทดรอบ, $k_{p1,2}$ คือค่าความแข็งของเฟืองระหว่างเตาเผากับตัวหนอน, $c_{s1,2}$ คือค่าความหน่วงของเพลากี้อรทดรอบ, $c_{p1,2}$ คือค่าความหน่วงของเฟืองระหว่างเตาเผากับตัวหนอน, $\theta_{m1,2}$ คือตำแหน่งของโรเตอร์, $\theta_{p1,2}$ คือตำแหน่งของเฟืองตัวหนอน, θ_k คือตำแหน่งของเตาเผา, $R_{p1,2}$ คือรัศมีของเฟืองตัวหนอน, R_k คือรัศมีของเตาเผา, $T_{e1,2}$ คือแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์, T_L คือภาระที่รับจากเตาเผา

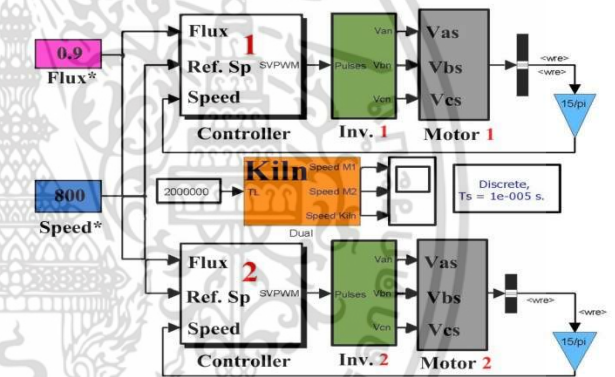
4. ผลการจำลองของมอเตอร์คู่กับเตาเผาปูนซีเมนต์เดียว

แสดงโปรแกรมจำลองในรูปที่ 4 โดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 2 ตัว พิกัด 215 HP ค่าพารามิเตอร์มอเตอร์แสดงในภาคผนวก ขับเคลื่อนกับเตาเผาเดียวโดยเตาเผาใช้ค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 1 ซึ่งจะให้ค่าความแข็งของเฟือง $k_{p1,2}$ ทั้งสองต่างกัน กำหนดให้ $k_{p1}=100\%$, $k_{p2}=70\%$ โดยจะทำการควบคุมความเร็วเป็นแบบทางลาดชัน 100 rpm/s

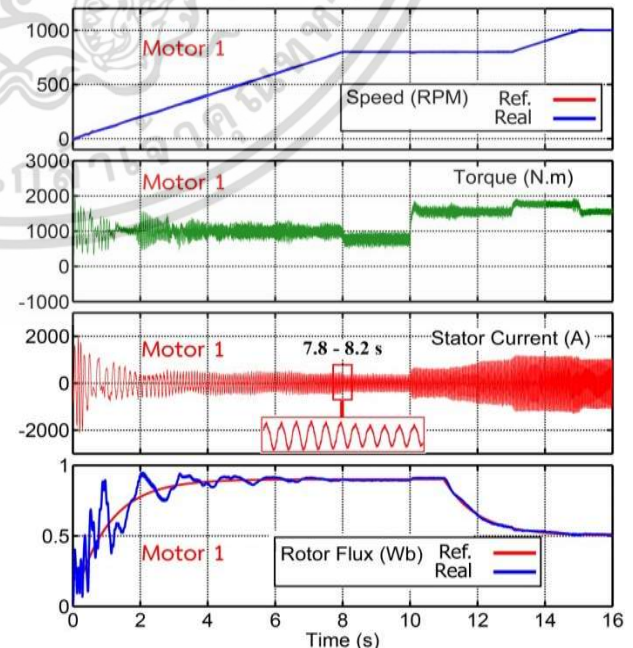
ขั้นตอนแรกทำการควบคุมความเร็วจาก 0-800 rpm และฟลักซ์โรเตอร์ไปที่ 0.9 Wb โดยฟลักซ์โรเตอร์ถูกควบคุมเป็นแบบสมการอันดับหนึ่งด้วยค่าคงตัวทางเวลาของโรเตอร์จากสมการที่ (11) ต่อมาทำการเพิ่มภาระทางกลไปในวินาทีที่ 10 และในวินาทีที่ 11 ทำการลดฟลักซ์โรเตอร์ลงไปที่ 0.5 Wb และในวินาทีที่ 13 ทำการเพิ่มความเร็วไปที่ 1000 rpm

ในรูปที่ 5 และ 6 แสดงผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1, 2 โดยจะแสดงความเร็ว, แรงบิดทางไฟฟ้าที่วัดได้, กระแสสเตเตอร์, ฟลักซ์โรเตอร์ที่ถูกควบคุม ในมอเตอร์ทั้งสองจะแสดงให้เห็นว่าความเร็วของมอเตอร์ทั้งสองได้ถูกควบคุมไปอย่างพร้อมกัน แต่ยังมีปัญหาที่การเริ่มสตาร์ทมอเตอร์จะเห็นว่าฟลักซ์โรเตอร์ยังถูกควบคุมไม่ได้ที่ความเร็วต่ำ และความแตกต่างระหว่างมอเตอร์ทั้งสองมีน้อย ดูจากกระแสสเตเตอร์ที่เวลา 7.8-8.2 วินาทีจะเห็นว่ามุมของกระแสมีค่าต่างกันเพียงเล็กน้อย

ในรูปที่ 7 แสดงภาระที่เตาเผาได้รับ, ความเร็วของเตาเผา, แรงดันสเตเตอร์ $V_{ds,qs}$ ที่ควบคุมป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ตัวที่ 1 และ 2 จะเห็นว่าแรงดันนี้มีค่าใกล้เคียงกันสังเกตที่เวลา 7.8-8.2 วินาที และเตาเผาไม่เกิดการสั่นทางกลที่รุนแรง หรือเกิดเรโซแนนซ์ทางกลขึ้น



รูปที่ 4 แผนภาพโปรแกรมจำลอง Matlab/Simulink

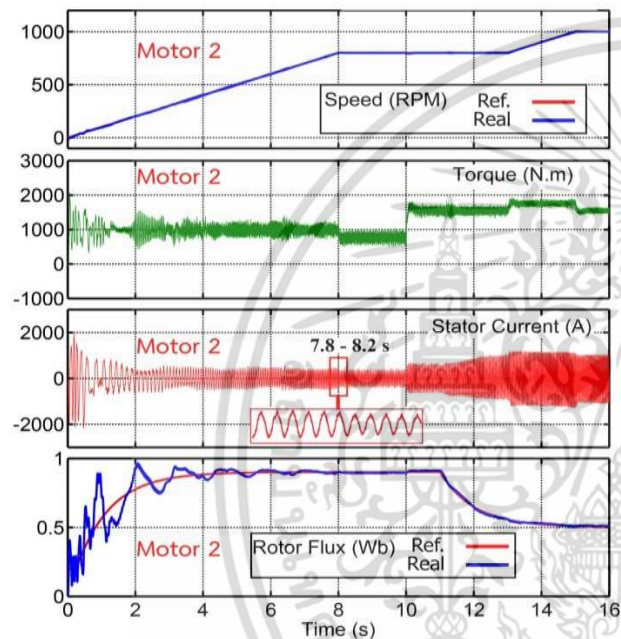


รูปที่ 5 ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 1

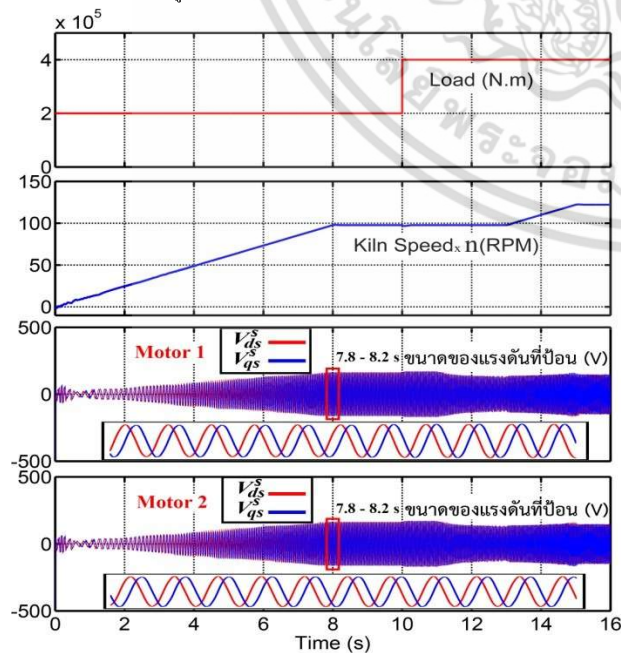
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. สรุป

ในงานวิจัยนี้การทำงานของเวกเตอร์ทางอ้อมแบบไม่มีเซนเซอร์ กระแสเข้ามาใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำคู่กับเตาเผาปูนซีเมนต์เดี่ยว ซึ่งค่าความแข็งของเฟืองระหว่างระบบเกียร์มอเตอร์ทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน ทำการทดสอบผ่านโปรแกรม Matlab/Simulink โดยเน้นศึกษาไปที่การทำงานของความเร็วมอเตอร์ทั้งสองให้มีค่าใกล้เคียงกัน ความเร็วอ้างอิงที่ใช้กำหนดเป็นค่าเดียวกัน โดยจะเพิ่มความเร็วเป็นแบบทางลาดขั้นที่อัตรา 100 rpm/s ไปถึงความเร็วหนึ่งและยังทำการทดสอบผลตอบสนองจากสภาวะไดนามิกส์ จากผลทดสอบแสดงให้เห็นว่าความเร็วของมอเตอร์ทั้ง 2 ยังถูกควบคุมได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 6 ผลการทำงานของมอเตอร์ตัวที่ 2



รูปที่ 7 ผลของภาระทางกล ความเร็วเตาเผา แรงดันอินเวอร์เตอร์ที่ใช้

ภาคผนวก

พารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำ

กำลังมอเตอร์ = 215 HP, ความเร็วพิกัด = 1487 rpm, P = 4, J = 2.9 kg.m², R_s = 0.01379 Ω, R_r = 0.007728 Ω, L_s = 0.007842 H, L_r = 0.007842 H, L_m = 0.00769 H

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ระบบทางกล

Motor	J _{m1} , J _{m2}	2.9 (Kg.m ²)
Gearbox	n	50.16
Shaft	k _{s1} , k _{s2}	10·10 ⁶ (N·m/rad)
	c _{s1} , c _{s2}	100 (N·m·s/rad)
Pinion	J _{p1} , J _{p2}	10 (Kg.m ²)
	k _{p1} , k _{p2}	5·10 ⁸ (N/m)
	c _{p1} , c _{p2}	5·10 ⁴ (N·s/m)
Girth Gear - Kiln	R _{p1} , R _{p2}	315 mm
	J _k	35740 (Kg.m ²)
	R _k	2580 mm

เอกสารอ้างอิง

[1] X. Bogiatzidis, N. Safacas, D. Mitronikas, A. Christopoulos, "A Novel Control Strategy Applicable for a Dual AC Drive With Common Mechanical Load," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.48, no.6, pp.2022-2036, December 2010.

[2] K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai, and S. Yokomizo "A Speed Sensorless Vector Control Method of Parallel-Connectd Dual Induction Motor Fed by A Single Inverter" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1566-1571, Nov./Dec. 2002.

[3] Z.S. WANG, S.L. HO, "Indirect Rotor Field Orientation Vector Control for Induction Motor Drives in the Absence of Current Sensors," Hong Kong Polytechnic University, March 2009.

ประวัติผู้เขียนบทความ



นายอิทธิพันธ์ สกลวันชนาทักดี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2556 สนใจงานวิจัยด้านการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ผศ.ดร.ศิริเดช บุญแสง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมเครื่องมื้อวัด อิเล็กทรอนิกส์ จาก University of Manchester Institute of Science and Technology (UMIST) พ.ศ. 2547 สนใจงานวิจัยด้าน Electronic Instrumentation System



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอิทธิพันธ์ สกุลวันธนาศักดิ์
วัน เดือน ปีเกิด	2 กุมภาพันธ์ 2535 ที่หนองคาย
ที่อยู่	112 หมู่ 10 ถนนมิตรภาพ ตำบลโพธิ์ชัย อำเภอเมือง จังหวัดหนองคาย 43000
ประวัติการศึกษา	ปี 2550 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้น โรงเรียนปทุมเทพวิทยาคาร ปี 2553 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนปทุมเทพวิทยาคาร ปี 2557 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 2) อิเล็กทรอนิกส์กำลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้