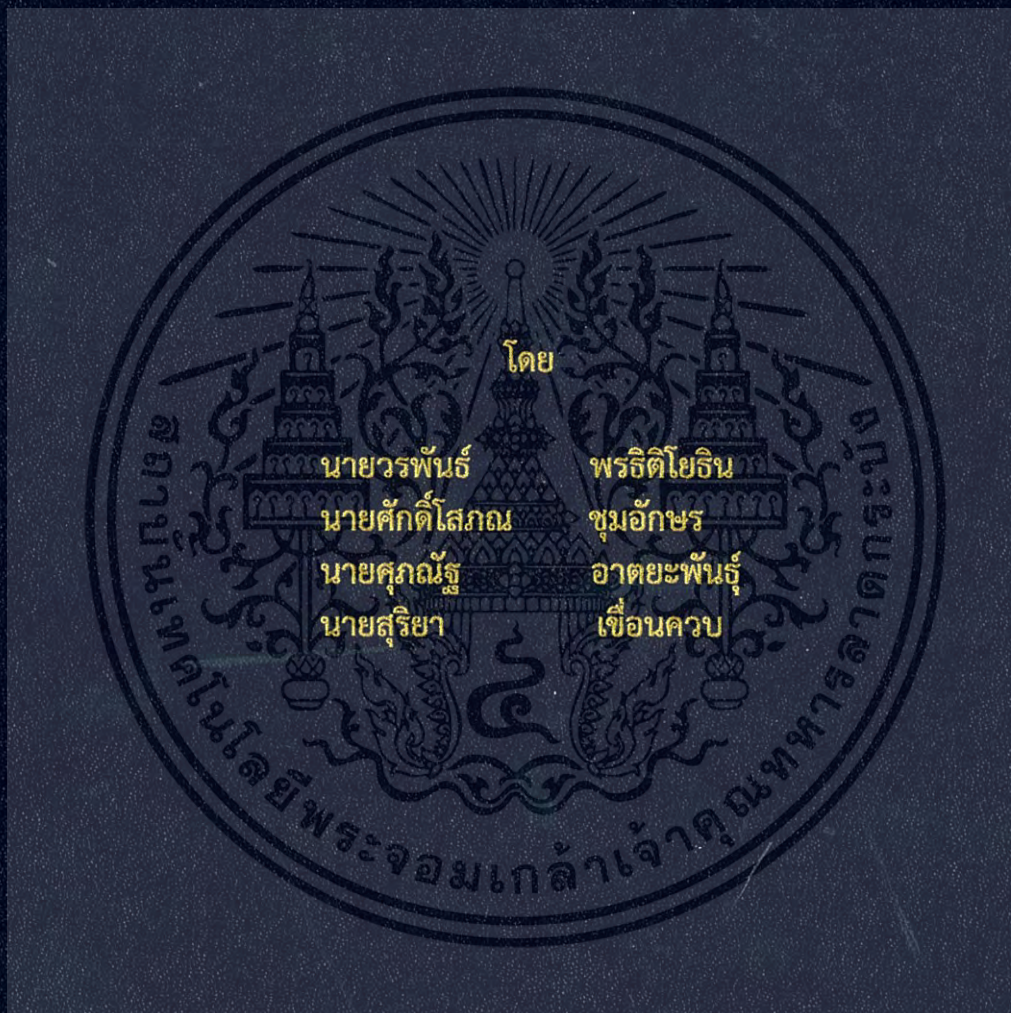


การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวจับความเร็ว  
SPEED SENSORLESS VECTOR CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION  
MOTOR DRIVE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2559

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวจับความเร็ว  
SPEED SENSORLESS VECTOR CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION  
MOTOR DRIVE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPEED SENSORLESS VECTOR CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR  
DRIVE



THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT

FOR THE BACHELOR DEGREE IN ELECTRICAL ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2559

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวจับความเร็ว  
SPEED SENSORLESS VECTOR CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR  
DRIVE



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร

กนิษฐา

อ.ชัยทัต

มณีอินทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2559

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยรีเลย์ตัวจับความเร็ว

ผู้จัดทำ

1. นายวรพันธ์                      พรธิติโยธิน
2. นายศักดิ์โสภณ                ชุมอักษร
3. นายศุภณัฐ                     อาทิตย์พันธ์ุ
4. นายสุริยา                        เชื่อนควบ



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

(อาจารย์ชัยทัต มณีอินทร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวจับความเร็ว

นายวรพันธ์      พรธิติโยธิน  
นายศักดิ์โสภณ    ชุมอักษร  
นายศุภณัฐ      อาดยะพันธุ์  
นายสุรียา      เชื่อนควบ  
รศ.ดร.วิจิตร      กิมเรศ      อาจารย์ที่ปรึกษา  
อ.ชัยทัต      มณีอินทร์    อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม  
ปีการศึกษา 2559

### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบชุดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว โดยทั่วไปมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีการใช้ตัวตรวจจับความเร็วเป็นส่วนหนึ่งของระบบควบคุม ซึ่งมีสมรรถนะในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วและประสิทธิภาพที่สูง แต่ยังคงมีปัญหาในเรื่องการติดตั้ง ความคงทนและการใช้งานที่ยู่งยากรวมถึงราคาที่สูง ด้วยเหตุนี้จึงได้เกิดโครงการขึ้นนี้ขึ้นเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากตัวจับความเร็ว โดยโครงการนี้จะใช้วิธีการจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (DC Link) และกระแสสองเฟสมาคำนวณหาความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการใช้แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว (Speed Adaptive Flux Observer: Luenberger Observer) ในไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 F28335 โดยใช้โปรแกรม Matlab Simulink 2016a ในการเขียนอัลกอริทึมการทำงานของระบบควบคุม โดยได้ทำการออกแบบและจัดทำวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง วงจรวัดสัญญาณกระแสและวงจรวัดสัญญาณแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง จากนั้นทำการศึกษาผลของการควบคุมมอเตอร์ด้วยเทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็วเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการควบคุมมอเตอร์ด้วยเทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว ลักษณะแรงบิดของมอเตอร์ที่สภาวะการทำงานต่างๆ ความคลาดเคลื่อนของความเร็วที่ประมาณได้กับความเร็วที่วัดได้จากตัวตรวจจับความเร็วที่ระดับต่างๆ ระยะเวลาในการเปลี่ยนระดับของความเร็ว ลักษณะของแรงบิดและความเร็วเมื่อเพิ่มภาระทางกลให้แก่มอเตอร์และลักษณะของสัญญาณสเปซเวกเตอร์ที่ดับบีเอ็ม (Space Vector Pulse Width Modulation: SVPWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Speed Sensorless Vector Control of Three-phase Induction Motor Drive

Voraphan	Phontititiotin	
Saksopon	Chumaksorn	
Supanut	Artayapan	
Suriya	Kuernkuob	
Associate.Prof.Dr.Vijit	Kinnares	Advisor
Lecturer Chaitat	Maneeinn	Co-Advisor

### ABSTRACT

This project presents the design of three-phase induction motor speed control system by magnetic field control techniques, the axis vector without speed sensor. Typical three-phase induction motor to use the speed detection is part of the control system which has the capacity to respond to rapid change and efficiency is high, but still have a problem with the installation and usage of the complex, including a costly price. This is why it has taken this project created to solve problems arising from the speed detector. By the way, this project will be used to detect the direct voltage (DC Link) and the second-phase current to calculate the speed of the motor by using a model rotor speed in the frame of reference flux adaptive (Speed Adaptive Flux Observer: Luenberger Observer) in the C2000 F28335 microcontrollers using Matlab Simulink 2016a program to write algorithms give you the algorithm functioning of control systems by design and preparation DC power supply circuit, current and direct voltage measuring circuit and then study the results of motor control techniques to control the axial magnetic field vector by speed sensorless in comparison with the results from motor control with magnetic field control techniques, the axis vector by using the detection speed. Characteristics of torque motor that various working conditions. Tolerances of the estimated speed and the speed measured by a speed detector at different levels. The duration of the change of speed. Characteristics of torque and speed when the burden on motor and give it to a mechanical characteristics of signal space vector PWM. (Space Vector Pulse Width Modulation: SVPWM)

## กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยการช่วยเหลือจากหลายๆ ท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ อันเป็นประโยชน์ต่อโครงการชิ้นนี้มาโดยตลอดและได้กรุณาตรวจสอบแก้ไขปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดี

ทางคณะผู้จัดทำต้องขอขอบคุณพี่ๆ ปฏิญญาโทและปฏิญญาเอกทุกท่าน ที่ให้คำปรึกษาในด้านทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการ อีกทั้งให้ความช่วยเหลือแนะนำเกี่ยวกับอุปกรณ์และการปฏิบัติการทดสอบต่างๆ ตั้งแต่เริ่มโครงการจนประสบความสำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดี

และทางคณะผู้จัดทำต้องขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยให้ความช่วยเหลือในด้านอุปกรณ์การทดลองต่างๆ จนโครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดี

ท้ายที่สุดนี้ ทางคณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และครอบครัว ที่อยู่เบื้องหลังและให้การสนับสนุนในด้านการเงิน กำลังใจและให้ออกาสที่ทำให้เกิดโครงการนี้ รวมทั้งเพื่อนๆ นักศึกษาภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ความช่วยเหลือและกำลังใจซึ่งกันและกันมาโดยตลอด

คณะผู้จัดทำ

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VI
สารบัญตาราง	XIV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	3
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ	4
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	5
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	6
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	7
2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	7
2.2 อินเวอร์เตอร์และสเปซเวกเตอร์แรงดัน	18
2.3 เทคนิคสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม	20
2.4 แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์	24
2.5 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว	29
2.6 การสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิงและมุมเพื่อเป็นป้อนเข้า ให้แก่สเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม	34
บทที่ 3 การออกแบบและประกอบสร้าง	38
3.1 แบบจำลองโดยภาพรวม	38
3.2 การออกแบบและจำลองการควบคุมแบบเวกเตอร์ของ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดโรเตอร์กรงกระรอกแบบไร้เซ็นเซอร์ วัดความเร็วโดยใช้โปรแกรมแมทแลบซิมูลิงค์	39
3.3 การออกแบบอัตราขยายตัวควบคุมแบบพีไอ	46
3.4 ผลการจำลองจากโปรแกรมแมทแลบซิมูลิงค์	52
3.5 การออกแบบอุปกรณ์	77
บทที่ 4 ผลการทดลอง	84
4.1 การออกแบบการทดสอบการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส	84
4.2 ผลการทดสอบ	85
4.2.1 ผลการทดสอบการสตาร์ทมอเตอร์	85

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.2 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่าง ตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงสตาร์ท ซึ่งขับเคลื่อนด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	91
4.2.3 ผลการทดสอบการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด	94
4.2.4 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่าง ตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงเพิ่ม ความเร็วซึ่งขับเคลื่อนด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	99
4.2.5 ผลการทดสอบการลดความเร็วของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด	102
4.2.6 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่าง ตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วง ลดความเร็วซึ่งขับเคลื่อนด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	107
4.2.7 ผลการทดสอบการเพิ่มโหลดทางกลควบคุมมอเตอร์โดย ไร้ตัวตรวจจับความเร็วและใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	109
4.2.8 ผลการทดสอบการสตาร์ทมอเตอร์ขณะมีภาระทางกลที่ความเร็วพิกัดโดย ไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	112
4.2.9 ผลการทดสอบสัญญาณสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มที่ความเร็วต่างๆ	113
4.2.10 ผลการทดสอบสัญญาณสวิตซ์ชิ่งของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม และสัญญาณการพ่วงเวลา (dead time) ของการสวิตซ์ชิ่ง	116
<b>บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง</b>	<b>117</b>
5.1 สรุปผลการทดลอง	117
5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข	118
5.3 แนวทางการพัฒนา	118
<b>เอกสารอ้างอิง</b>	<b>120</b>
<b>ภาคผนวก</b>	<b>121</b>
ภาคผนวก ก รูปถ่ายชิ้นงาน	122
ภาคผนวก ข บทความวิชาการ	126
ภาคผนวก ค ข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการ	131
<b>ประวัติผู้เขียน</b>	<b>172</b>

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนเชิงโคโรนัส	7
2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรเตอร์ชนิดกรงกระรอก	9
2.3 วงจรสมมูลทางพลวัตแอลฟา-บีตา ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดโรเตอร์กรงกระรอก	11
2.4 แผนภาพเฟสเซอร์ของตัวแปรในกรอบอ้างอิงต่างๆ	15
2.5 อินเวอร์เตอร์สามเฟส	18
2.6 เวกเตอร์แรงดันทั้ง 6 ส่วน	20
2.7 สัญญาณอ้างอิงทั้งสามเฟสและฮาร์มอนิกความถี่ที่สามบนโดเมนเวลา	21
2.8 สัญญาณอ้างอิงทั้งสามเฟสของสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มบนโดเมนเวลา	22
2.9 แรงดันไลน์ของสัญญาณต้นอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มบนโดเมนเวลา	22
2.10 เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณสามเหลี่ยม	23
2.11 แรงดันขาออกของเฟสแรกที่เกิดมาจากการขับสวิตช์ในกึ่งแรก	24
2.12 เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก	25
2.13 เปรียบเทียบระหว่างมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง ในรูปแบบการควบคุมแบบเวกเตอร์	26
2.14 แบบจำลองการเปลี่ยนแปลงเวกเตอร์กระแส	27
2.15 การควบคุมแบบเวกเตอร์	28
2.16 กรอบอ้างอิงความเร็วที่ปรับค่าไปตามฟลักซ์	32
2.17 การสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิงและมุมเพื่อเป็นสัญญาณป้อนเข้า แก่สเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม	37
3.1 แบบจำลองโดยภาพรวม	38
3.2 องค์ประกอบภายในของวงจรควบคุม	39
3.3 การกำหนดตัวแปรของมอเตอร์และตัวแปรตัวควบคุมต่างๆ	40
3.4 กำหนดชื่อตัวแปรและหน้าต่างโต้ตอบ	40
3.5 การคำนวณตัวชดเชยแรงดันบนแนวแกนดี	41
3.6 การคำนวณตัวชดเชยแรงดันบนแนวแกนควิ	41
3.7 แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว	42
3.8 การตั้งค่าตัวแปรตัวควบคุมแบบพีไอของความเร็วโรเตอร์แบบประมาณ	43
3.9 วงจรควบคุมสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม	44
3.10 กำหนดค่าตัวแปรตัวควบคุมแรงบิด	44
3.11 กำหนดค่าตัวแปรตัวควบคุมฟลักซ์	45
3.12 กำหนดค่าตัวแปรตัวควบคุมความเร็ว	46
3.13 ระบบควบคุมกระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดี	47

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14 แผนภาพโบทของระบบควบคุมกระแสจากการออกแบบ	48
3.15 แผนภาพระบบควบคุมความเร็ว	49
3.16 แผนภาพโบทของระบบควบคุมความเร็วจากการออกแบบ	50
3.17 แผนภาพโบทของระบบประมาณความเร็วจากการออกแบบ	52
3.18 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที	53
3.19 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที	53
3.20 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที	54
3.21 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที	54
3.22 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที	55
3.23 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที	55
3.24 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที	56
3.25 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที	56
3.26 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที	57
3.27 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที	57
3.28 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที	58
3.29 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที	58
3.30 สเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที	59
3.31 สเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที	59
3.32 สเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที	60
3.33 สเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที	60
3.34 ฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็วโรเตอร์ 300 รอบต่อนาที แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)	61
3.35 ฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็วโรเตอร์ 700 รอบต่อนาที แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)	61
3.36 ฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็วโรเตอร์ 1000 รอบต่อนาที แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)	62
3.37 ฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควิที่ความเร็วโรเตอร์ 1400 รอบต่อนาที แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)	62
3.38 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที	63
3.39 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที	64
3.40 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที	64
3.41 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที	65

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.42 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที	66
3.43 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที	66
3.44 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที	67
3.45 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที	67
3.46 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะมีโหลดทิศหมุนไปด้านหน้า	68
3.47 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะไม่มีโหลดทิศหมุนไปด้านหน้า	68
3.48 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะมีโหลดทิศหมุนย้อนกลับ	69
3.49 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะไม่มีโหลดทิศหมุนย้อนกลับ	69
3.50 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วสั่งการทิศทางหมุนไปด้านหน้า	70
3.51 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วสั่งการทิศทางหมุนย้อนกลับ	70
3.52 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า	71
3.53 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า	71
3.54 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะกลับทิศทางหมุน	72
3.55 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ	72
3.56 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ	73
3.57 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า	73
3.58 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า	74
3.59 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะกลับทิศทางหมุน	74
3.60 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ	75
3.61 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ	75
3.62 ผลการจำลองโดยภาพรวม	76
3.63 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 5 โวลต์ดีซี สำหรับตัวตรวจจับความเร็ว	77
3.64 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 15, -15 และ 12 โวลต์ดีซี สำหรับตัวตรวจจับแรงดันเชื่อมต่อโยง	78
3.65 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 15 -15 โวลต์ดีซี สำหรับตัวตรวจจับกระแส	78
3.66 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 15, -15 โวลต์ดีซี สำหรับวงจรขับ	78
3.67 วงจรไฟเลี้ยงสำหรับวงจรตรวจจับกระแสและตัวตรวจจับแรงดันเชื่อมต่อโยง	79

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.68 วงจรตรวจจับกระแส	80
3.69 ซอฟต์แวร์ของวงจรตรวจจับกระแส	80
3.70 วงจรตรวจจับกระแส	81
3.71 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	82
3.72 ซอฟต์แวร์ของวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	82
3.73 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	82
3.74 ซอฟต์แวร์แสดงการรับค่าจากวงจรตรวจจับความเร็วมอเตอร์ (Encoder)	83
4.1 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1420 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว	86
4.2 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1000 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว	86
4.3 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 700 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว	87
4.4 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 500 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว	87
4.5 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 300 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว	88
4.6 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1420 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	89
4.7 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1000 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	89
4.8 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 700 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	90
4.9 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 500 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	90
4.10 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 300 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	91
4.11 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 300 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	92
4.12 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 500 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	92

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 700 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่าง ของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	93
4.14 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 1000 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่าง ของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	93
4.15 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 1420 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่าง ของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	94
4.16 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1000 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	95
4.17 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 700 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	95
4.18 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 500 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	96
4.19 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 300 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	96
4.20 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1000 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	97
4.21 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 700 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	98
4.22 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 500 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	98
4.23 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 300 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	99
4.24 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1000 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ ตัวตรวจจับความเร็ว	100
4.25 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 700 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ ตัวตรวจจับความเร็ว	100
4.26 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 500 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ ตัวตรวจจับความเร็ว	101

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.27 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 300 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	101
4.28 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 1000 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	102
4.29 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 700 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	103
4.30 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 500 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	103
4.31 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 300 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	104
4.32 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 1000 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	105
4.33 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 700 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	105
4.34 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 500 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	106
4.35 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 300 รอบต่อนาที โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	106
4.36 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 1000 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	107
4.37 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 700 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	107
4.38 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 500 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	108
4.39 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 300 รอบต่อนาที และค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	108

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.40 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 1.98 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	110
4.41 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 3.73 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	110
4.42 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 1.98 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	111
4.43 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 3.73 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	112
4.44 การตอบสนองของมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทแบบมีภาระทางกล โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	113
4.45 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม ที่ความเร็วรอบ 300 รอบต่อนาที ของการควบคุมมอเตอร์ แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	113
4.46 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม ที่ความเร็วรอบ 500 รอบต่อนาที ของการควบคุมมอเตอร์ แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	114
4.47 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม ที่ความเร็วรอบ 700 รอบต่อนาที ของการควบคุมมอเตอร์ แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	114
4.48 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม ที่ความเร็วรอบ 1000 รอบต่อนาที ของการควบคุมมอเตอร์ แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	115
4.49 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็ม ที่ความเร็วรอบ 1420 รอบต่อนาที ของการควบคุมมอเตอร์ แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	115
4.50 สัญญาณสวิตซ์ชิ่งของสวิตซ์หนึ่งกึ่งและสัญญาณการพัวเวลา ที่ความเร็วรอบ 1420 รอบต่อนาทีที่ $\text{time/div} = 20\text{ms/div}$	116

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

4.51 สัญญาณสวิตซ์ของสวิตซ์หนึ่งกึ่งและสัญญาณการพวงเวลา  
ที่ความเร็วรอบ 1420 รอบต่อนาที ที่  $\text{time/div} = 5\mu\text{s/div}$

หน้า

116



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ตารางแผนการดำเนินโครงการ	5
2.1 รูปแบบสวิตช์และค่าแรงดันเทียบจุดนิวทรัลของอินเวอร์เตอร์	19
2.2 รูปแบบการสวิตช์และค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงแอลฟา-บีตาของสเตเตอร์	19
4.1 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะทำการสตาร์ทมอเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	85
4.2 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะทำการสตาร์ทมอเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	88
4.3 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะเพิ่มความเร็วโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	94
4.4 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะเพิ่มความเร็วโดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	97
4.5 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะลดความเร็วโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	102
4.6 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะลดความเร็วโดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	104
4.7 ผลทดสอบค่าแรงดันตรงเชื่อมโยงขณะให้โหลดที่ความเร็ว 1420 รอบต่อนาทีโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว	109
4.8 ผลทดสอบค่าแรงดันตรงเชื่อมโยงขณะให้โหลดที่ความเร็ว 1420 รอบต่อนาทีโดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว	111

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นระยะเวลาประมาณ 50 ปีหลังจากอ็องเดร-มารี อ็องแปร์ (André-Marie Ampère) ได้ค้นพบแม่เหล็กไฟฟ้าเหนี่ยวนำในปี ค.ศ. 1831 นิโคลาส เทสลา (Nikola Tesla) ได้ประดิษฐ์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Induction Machine) ตัวแรกขึ้นมาในปี ค.ศ. 1888 หลายปีต่อมาเขาประสบความสำเร็จในการพัฒนาเครื่องจักรกลไฟฟ้าโดยไม่ต้องใช้แปรงถ่านในการทำงาน ซึ่งสิ่งประดิษฐ์ของเทสลาถือว่าการปฏิวัติของวงจรวิศวกรรมไฟฟ้าที่สำคัญครั้งหนึ่ง โดยยุคก่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำส่วนใหญ่ถูกใช้งานที่ความเร็วรอบคงที่เป็นเวลามากกว่าหนึ่งศตวรรษ แต่ในทางตรงกันข้ามเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง (DC Machines) ถูกนำมาใช้ในงานที่ต้องการการแปลงความเร็วรอบด้วยวิธีอาร์ด ลีโอนาร์ด (Ward Leonard Method) แต่วิธีนี้มีค่าใช้จ่ายสูง

ในเวลาต่อมาศาสตร์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) ได้ถือกำเนิดขึ้น จึงมีการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อุปกรณ์โซลิดสเตต (Solid State) มาใช้ในการแปลงความเร็วรอบทั้งในเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงและเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Machines) ในสมัยเริ่มแรกจะใช้ ไทริสเตอร์ (Thyristor) ในการควบคุมตัวเรียงกระแส (Rectifiers) เพื่อให้ได้แรงบิดความเร็วรอบและการควบคุมฟลักซ์ที่มีสมรรถนะที่สูงเพื่อการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง แต่ในปัจจุบันมีเทคโนโลยีการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ถูกพัฒนาขึ้นโดยการต่อเข้ากับวงจรเรียงกระแส วงจรกรองสัญญาณและอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้การแปลงความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยใช้เทคนิค พัลส์วิดท์เอ็ม (PWM Technique) ที่จะให้แหล่งกำเนิดไฟฟ้าหลายเฟสที่มีความถี่ออกมาตามที่ต้องการส่งผลให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง อันเนื่องมาจากการที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ โดยส่วนใหญ่จะต้องอยู่บนพื้นฐานของการให้ค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่คงที่ (V/F Constant Method) เพื่อให้ฟลักซ์ในเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำคงที่ การควบคุมด้วยวิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายในการใช้งานแต่ให้ค่าแรงบิดและฟลักซ์ที่ต่ำมาก ส่งผลให้ในทางอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ที่ต้องการค่าแรงบิดสูงหรือความเร็วรอบที่ตอบสนองได้อย่างรวดเร็วหรือตำแหน่งที่ถูกต้องและแม่นยำ จะนิยมใช้เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงอยู่ แต่ทว่าข้อได้เปรียบในทางอุตสาหกรรมที่ไม่ควรมองข้ามของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้แก่ราคาที่ถูกและมีความทนทานกว่า การพัฒนาในด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังจึงไม่ได้หยุดอยู่เพียงเท่านั้น ซึ่งผลจากการพัฒนาอย่างต่อเนื่องทำให้อิเล็กทรอนิกส์กำลังถูกนำมาใช้ในการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมากขึ้นใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคอุตสาหกรรม โดยใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมที่ทำให้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพสูงในการใช้งานและจะมาแทนที่การใช้งานเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงได้

ทฤษฎีการควบคุมแบบเวกเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ถูกพัฒนาขึ้นในประเทศเยอรมนี (Germany) ในช่วงปลายศตวรรษที่สิบหกและต้นศตวรรษที่สิบเจ็ด โดยจะแบ่งออกเป็นสองวิธีคือวิธีการควบคุมฟลักซ์เวกเตอร์โดยตรง (Direct Flux Vector Control) กับวิธีการควบคุมฟลักซ์เวกเตอร์โดยอ้อม (Indirect Flux Vector Control) ซึ่งทั้งสองวิธีจะแตกต่างกันตรงลักษณะของการตรวจจับฟลักซ์ การควบคุมแบบเวกเตอร์นี้จะมองเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้มีพฤติกรรมคล้ายกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงโดยการควบคุมปริมาณไฟฟ้า 3 เฟสให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ในระบบ 2 แกน ซึ่งจะต้องทำการแปลงแกนจาก 3 แกน (ABC) ไปเป็นเวกเตอร์แบบ 2 แกน (d-q) (เวกเตอร์กระแสในแกนดีจะมีทิศทางไปทางเดียวกับสนามแม่เหล็กและตั้งฉากกับเวกเตอร์กระแสในแกนคิวตลอดเวลา) โดยใช้สมการทางคณิตศาสตร์รวมทั้งทฤษฎีการแปลงของปาร์ค (Park Transformation) และทฤษฎีการแปลงของคลาร์ก (Clark Transformation) ทำให้เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพสูงขึ้น อาทิเช่น ควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กให้คงที่และพอเหมาะเพื่อไม่ให้เกิดการอิ่มตัวของสนามแม่เหล็ก ลดปริมาณสนามแม่เหล็กเพื่อเร่งความเร็วรอบให้เกินพิกัดมอเตอร์ ควบคุมแรงบิดได้โดยตรงโดยเป็นอิสระจากการควบคุมสนามแม่เหล็ก ปัจจุบันภาคอุตสาหกรรมส่วนใหญ่จึงได้นำเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำมาแทนที่เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงเพิ่มมากขึ้นเพราะมีประสิทธิภาพที่สูงทัดเทียมและราคาที่ถูกกว่า

แต่ว่าการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเวกเตอร์นั้นจำเป็นต้องทราบความเร็วในการหมุนของโรเตอร์แล้วนำค่าความเร็วที่วัดได้มาบ่อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) เพื่อใช้ในการควบคุม ซึ่งการวัดค่าความเร็วของโรเตอร์จะต้องใช้ตัวจับความเร็ว (Encoder) หรืออุปกรณ์เซนเซอร์วัดความเร็วโดยมีอยู่หลากหลายแบบสำหรับที่ใช้ในงานวิจัยนี้คือ ตัวจับความเร็วแบบเพิ่มค่า (Incremental Encoder) หรือโดยทั่วไปเรียกว่า ตัวจับความเร็วแบบโรตารี (Rotary Encoder) จะสร้างสัญญาณพัลส์ (Pulse) ที่แปรผันตรงกับการหมุนของเพลามอเตอร์หรือจะหมุนด้วยความเร็วเท่ากับเพลามอเตอร์ ซึ่งโรตารีเอ็นโคดเดอร์จะประกอบด้วยจานหมุน (Rotary Disk) และอุปกรณ์ตรวจจับ (Sensor) โดยที่จานหมุนจะมีช่องเล็กๆ (Slit) เมื่อเพลามอเตอร์หมุนจะทำให้จานหมุนไปตัดลำแสงของอุปกรณ์ตรวจจับ ทำให้ชุดรับแสงมีการรับสัญญาณเป็นช่วงๆ จึงทำให้สัญญาณผลลัพธ์ขาออก (Output) มีลักษณะเป็นพัลส์ ทำให้สามารถทราบมุมที่หมุนหรือระยะทางที่เคลื่อนที่ไปได้ แต่ตัวตรวจจับความเร็วชนิดนี้ยังมีข้อเสียดังต่อไปนี้

1. หากมีการกระทบกระเทือนกับฐานยึดจะมีผลให้ตัวตรวจจับเคลื่อนจากตำแหน่งเดิมและก่อให้เกิดการอ่านค่าที่ผิดพลาดได้
2. ข้อมูลของการเคลื่อนที่จะหายไปหมดเมื่อแหล่งจ่ายไฟดับหรือมีการแยกสายสัญญาณออกแม้เพียงชั่วขณะเดียวหรือเมื่อมีการรบกวนของสัญญาณเกิดขึ้น ทำให้ต้องมีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบกับจุดอ้างอิงอยู่ตลอดเวลาเพื่อความถูกต้อง นอกจากนี้ข้อมูลที่จะนำไปใช้มักต้องผ่านวงจรมับ (Counter) เพื่อให้ได้ข้อมูลเชิงขานานที่ใช้ในระบบคอมพิวเตอร์ 3.งานหมุ่นมีการสึกหรอได้ง่ายอาจจำเป็นต้องมีการซ่อมบำรุงบ่อยครั้ง 4.มอเตอร์ที่ใช้เป็นแบบกรงกระรอกอาจเกิดกระแสรั่วไหลขึ้น ซึ่งกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยสามารถทำให้ตัวจับความเร็วเกิดความเสียหายได้ 5.ตัวจับความเร็วมีราคาสูง โดยที่ราคาจะสูงตามสมบัติและความเที่ยงตรงของสัญญาณที่ได้จากการวัด ราคาที่เพิ่มขึ้นมาในส่วนนี้จึงส่งผลต่อต้นทุนในการผลิตของภาคอุตสาหกรรม ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว (Sensorless Vector Control of Three-Phase Induction Motors) ขึ้นมา ซึ่งจะช่วยลดปัญหาข้อด้อยต่างๆ ทั้งข้อจำกัดของการใช้งาน ความยุ่งยากในการติดตั้งและราคาที่สูงของของตัวตรวจจับความเร็วที่จะนำมาใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังที่กล่าวมาข้างต้น

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. ศึกษาการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วด้วยระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับค่า
2. ศึกษาและจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมแมทแลบซิมูลิงค์
3. ออกแบบและพัฒนาตัวขับมอเตอร์ (Motor Drive) ให้มีเสถียรภาพในการทำงาน
4. ออกแบบการทดลองเพื่อวัดผลที่ได้จากชิ้นงานจริง

## 1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

ศึกษาการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว ทำการออกแบบและจำลองผลจากระบบควบคุมด้วยโปรแกรมแมทแลบซิมูลิงค์ โดยจะนำไปขับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสชนิดโรเตอร์กรงกระรอกขนาด 2 แรงม้า 4 ขั้วแม่เหล็ก แรงดันไฟฟ้า 220/380 V กระแส 6.1/3.5 A ความเร็วพิกัด 1,420 รอบต่อนาที ทดสอบผลการตอบสนองต่อความเร็วและการตอบสนองต่อแรงบิดที่ได้จากชิ้นงานจริง

#### 1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการงาน

1. ศึกษาองค์ความรู้และบทความวิจัยการควบคุมแวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสชนิดโรเตอร์กรงกระรอกแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว
2. ศึกษาทฤษฎีการประมาณความเร็วในระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว
3. ศึกษาองค์ความรู้และจำลองระบบควบคุมในโปรแกรมแมทแล็บซิมูลิงค์เพื่อทดสอบตามแนวคิด
4. สร้างและติดตั้งชิ้นงานต้นแบบสำหรับการทดสอบ
5. ทดสอบการทำงานของชิ้นงานต้นแบบ
6. วิเคราะห์และประเมินผลที่ได้จากการทดสอบ ปรับปรุงแก้ไขชิ้นงานต้นแบบ
7. สรุปผลการดำเนินโครงการงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.5 แผนการดำเนินงาน

ตารางที่ 1.1 ตารางแผนการดำเนินงาน

กิจกรรม	ระยะเวลา										
	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ค.	
1. ศึกษาองค์ความรู้และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสชนิดโรเตอร์กรงกระรอกแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว											
2. จำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมแมทแล็บซิมูลิงค์											
3. วิเคราะห์ผลการจำลองเพื่อนำมาออกแบบสร้างชิ้นงานต้นแบบ											
4. จัดเตรียมอุปกรณ์											
5. ดำเนินการสร้างชิ้นงาน											
6. ทดสอบชิ้นงาน วิเคราะห์ผลการทดสอบ ประเมินผลการทดสอบชิ้นงาน ปรับปรุงแก้ไขชิ้นงาน											
7. สรุปผลการดำเนินงาน จัดทำปฏิญานพันธ์											

→ ระยะเวลาตามแผน

.....▶ ระยะเวลาปฏิบัติจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. การศึกษาโครงการวิจัยนี้เพื่อกำจัดปัญหาของการบ่อนกลับของค่าความเร็วที่ผิดพลาดอันมีสาเหตุมาจากการติดตั้งที่ผิดพลาดหรือการถูกระทบกระเทือนต่าง ๆ ที่ทำให้ตัวตรวจจับคลาดเคลื่อนไปจากตำแหน่งที่เหมาะสม
2. การศึกษาโครงการวิจัยนี้เพื่อกำจัดปัญหาข้อมูลการเคลื่อนที่ของมอเตอร์จะหายไปเมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้าดับหรือมีการแยกสายสัญญาณออกหรือมีการรบกวนของสัญญาณ ซึ่งจะทำให้ต้องมีการเปรียบเทียบกับจุดอ้างอิงอยู่ตลอดเวลาเพื่อความถูกต้อง อีกทั้งยังไม่ต้องใช้วงจรนับเพื่อแปลงข้อมูลให้ได้ข้อมูลเชิงขนานที่ใช้ในระบบคอมพิวเตอร์
3. การศึกษาโครงการวิจัยนี้เพื่อกำจัดปัญหาการซ่อมบำรุงที่เกิดจากการเสียหายของตัวตรวจจับความเร็ว โดยงานหมุนจะมีการเกิดการสึกหรอทำให้ต้องมีการเปลี่ยนอยู่บ่อยครั้ง ซึ่งไม่เป็นที่พึงประสงค์ต่อมอเตอร์แบบกรงกระรอกที่ไม่ต้องการการซ่อมแซมบ่อย
4. การศึกษาโครงการวิจัยนี้เพื่อกำจัดปัญหาการเสียหายของตัวตรวจจับความเร็วที่เกิดจากการได้รับกระแสรั่วไหลจากมอเตอร์แบบกรงกระรอกทางเฟลาของมอเตอร์ซึ่งอาจทำให้เอ็นโคเดอร์ส่งค่าผิดพลาด ทำให้เกิดการสั่งการที่ผิดพลาดและอาจทำให้มอเตอร์เกิดความเสียหายได้
5. การศึกษาโครงการนี้เพื่อลดต้นทุนของภาคอุตสาหกรรมอื่นเนื่องมาจากตัวตรวจจับความเร็วที่มีราคาสูง รวมไปถึงช่วยลดพื้นที่ในการติดตั้งอุปกรณ์
6. การศึกษาโครงการนี้เพื่อพัฒนาเทคโนโลยีการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ให้มีความก้าวหน้าไปอีกขั้นโดยการนำมาใช้ในงานจริงและสามารถนำไปต่อยอดได้ในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

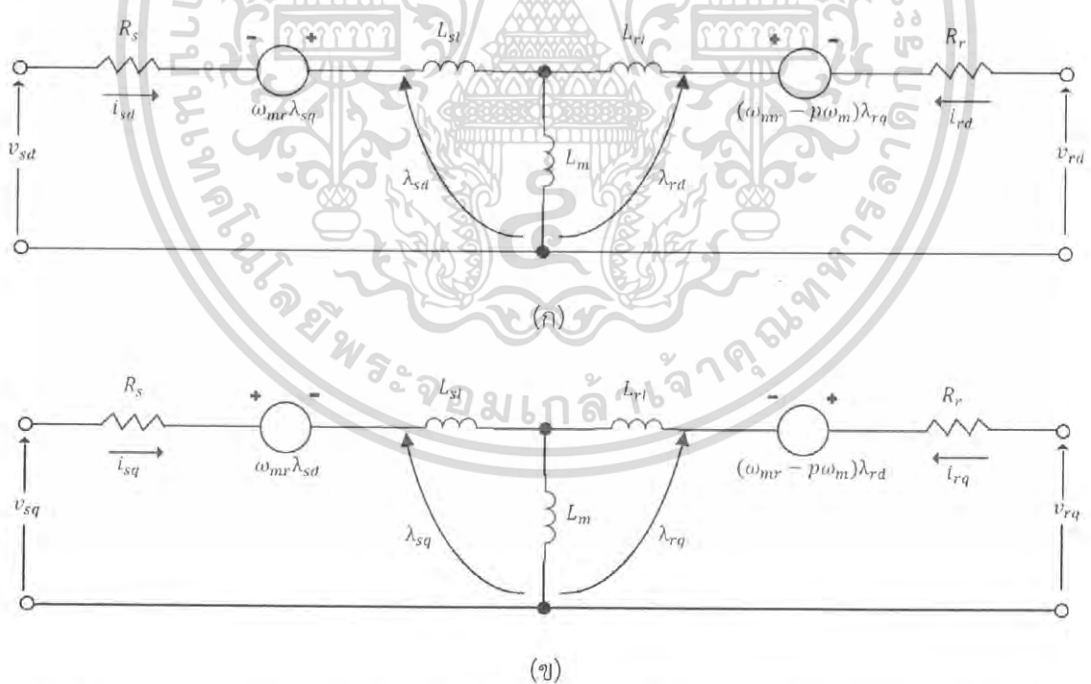
## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

##### 2.1.1 วงจรสมมูลทางพลวัตดี-คิว

วงจรสมมูลทางพลวัตดี-คิว (Dynamic d-q Equivalent Circuit) มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronous Rotating Reference Frame) มีแกนตรง (Direct Axis: d-axis) และแกนตั้งฉาก (Quadrature Axis: q-axis) แยกอิสระจากกัน โดยปริมาณต่างๆ ที่อยู่บนแกนทั้งสองจะอยู่ในรูปไฟฟ้ากระแสตรง (Direct Current: DC) โดยวงจรสมมูลแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งวงจรสมมูลดังกล่าวเป็นลักษณะของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดพันขดลวดที่โรเตอร์ (Wound Rotor Induction Machine)



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronous Rotating Reference Frame) (ก) วงจรสมมูลแกน d (ข) วงจรสมมูลแกน q

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2 การนำเสนอในรูปแบบสเปซเวกเตอร์

เมื่อพิจารณาตัวแปรหนึ่งเฟสที่เปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันโคไซน์และมีค่าความถี่หรือมีความเร็วเชิงมุม (Rotational Speed:  $\omega_{ef}$ ) เมื่อพิจารณาในระบบสามเฟสทั่วไปที่อยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันโคไซน์และฟังก์ชันเอกซโพเนนเชียลจะได้สมการดังนี้

$$f_{sA}(t) = f_m \cos(\omega_{ef} t) = \frac{1}{2} f_m \left( e^{j\omega_{ef} t} + e^{-j\omega_{ef} t} \right) \quad (2.1)$$

$$f_{sB}(t) = f_m \cos\left(\omega_{ef} t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} f_m \left( e^{j(\omega_{ef} t - \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega_{ef} t - \frac{2\pi}{3})} \right) \quad (2.2)$$

$$f_{sC}(t) = f_m \cos\left(\omega_{ef} t - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} f_m \left( e^{j(\omega_{ef} t - \frac{4\pi}{3})} + e^{-j(\omega_{ef} t - \frac{4\pi}{3})} \right) \quad (2.3)$$

เมื่อนำค่าตัวแปรแต่ละตัวมารวมกันทางเวกเตอร์จะได้สมการสเปซเวกเตอร์ดังสมการที่ 2.4

$$\bar{f}_{sABC}(t) = \frac{2}{3} \left[ f_{sA}(t) + \bar{a} f_{sB}(t) + \bar{a}^2 f_{sC}(t) \right] \quad (2.4)$$

โดยที่  $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  และ  $f$  แทนค่าตัวแปรใดๆ ได้แก่ แรงดัน กระแสและฟลักซ์ที่เกี่ยวข้อง

รูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถเขียนปริมาณต่างๆ ให้อยู่ในรูปแบบเวกเตอร์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\bar{v}_{sABC}(t) = \frac{2}{3} \left[ v_{sA}(t) + \bar{a} v_{sB}(t) + \bar{a}^2 v_{sC}(t) \right] = v_{s\alpha} + j v_{s\beta} \quad (2.5)$$

$$\bar{i}_{sABC}(t) = \frac{2}{3} \left[ i_{sA}(t) + \bar{a} i_{sB}(t) + \bar{a}^2 i_{sC}(t) \right] = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.6)$$

$$\bar{i}_{rABC}(t) = \frac{2}{3} \left[ i_{rA}(t) + \bar{a} i_{rB}(t) + \bar{a}^2 i_{rC}(t) \right] = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \quad (2.7)$$

$$\bar{\lambda}_{sABC}(t) = \frac{2}{3} \left[ \lambda_{sA}(t) + \bar{a} \lambda_{sB}(t) + \bar{a}^2 \lambda_{sC}(t) \right] = \lambda_{s\alpha} + j \lambda_{s\beta} \quad (2.8)$$

$$\bar{\lambda}_{rABC}(t) = \frac{2}{3} \left[ \lambda_{rA}(t) + \bar{a} \lambda_{rB}(t) + \bar{a}^2 \lambda_{rC}(t) \right] = \lambda_{r\alpha} + j \lambda_{r\beta} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์ชนิดกรงกระรอก (Three-Phase Squirrel Cage Induction Motor) จะมีความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน แสดงดังรูปที่ 2.2 (ก) ตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}v_{sA}(t) + v_{sB}(t) + v_{sC}(t) &= 0 \\i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t) &= 0 \\i_{rA}(t) + i_{rB}(t) + i_{rC}(t) &= 0\end{aligned}\quad (2.10)$$

จากความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในสมการที่ (2.5) ถึง (2.9) สามารถเขียนปริมาณต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์ชนิดกรงกระรอกให้อยู่ในระบบสองเฟสแอลฟา-บีตา (Alpha-Beta System:  $\alpha - \beta$ ) เสมือนว่ามีขดลวดเพียงสองขดวางตั้งฉากกันแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 (ข)



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรเตอร์ชนิดกรงกระรอก (ก) แบบจำลองสามเฟส  
(ข) แบบจำลองสองเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 การแปลงจากระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตา

$$f_\alpha = f_A \quad (2.11)$$

$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_A + 2f_B) \quad (2.12)$$

### 2.1.4 การแปลงกลับจากระบบสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตาเป็นระบบสามเฟส

$$f_A = f_\alpha \quad (2.13)$$

$$f_B = \frac{1}{2}(-f_\alpha + \sqrt{3}f_\beta) \quad (2.14)$$

$$f_C = -\frac{1}{2}(f_\alpha + \sqrt{3}f_\beta) \quad (2.15)$$

### 2.1.5 การแปลงจากระบบสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตาเป็นระบบสองเฟสหมุนตี-คิวใดๆ (d-q System: d-q)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

เมื่อ  $\theta$  คือมุมใดๆ เทียบกับกรอบอ้างอิงใดๆ

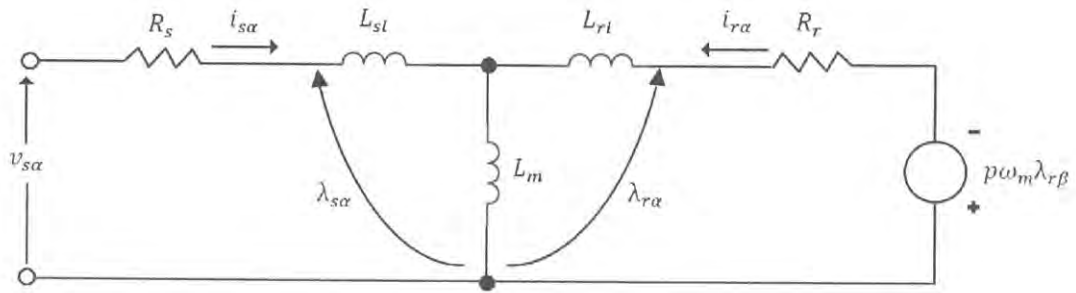
### 2.1.6 การแปลงกลับจากระบบสองเฟสหมุนตี-คิวใดๆ เป็นระบบสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตา

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

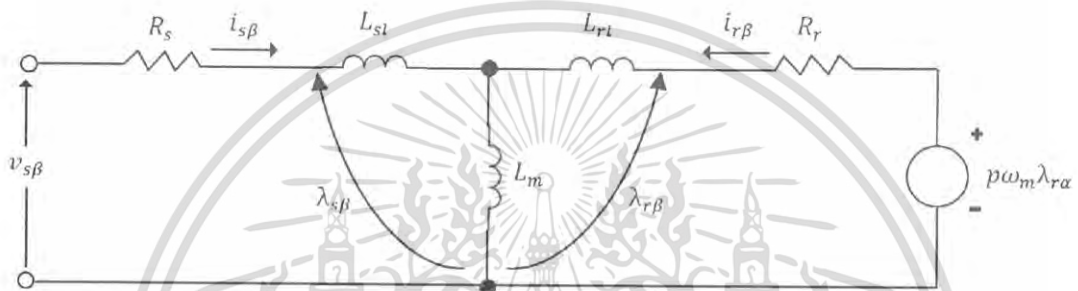
### 2.1.7 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์กรงกระรอกบนกรอบอ้างอิงสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตา

เนื่องจากงานวิจัยนี้ได้ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์กรงกระรอก จึงมีการป้อนแรงดันเข้ามอเตอร์แค่ฝั่งสเตเตอร์เพียงด้านเดียว ส่วนโรเตอร์จะไม่มีแรงดันป้อนและในทางกายภาพแท่งตัวนำที่โรเตอร์จะลัดวงจรถึงกันทุกแท่งตัวนำ จึงส่งผลให้แรงดันฝั่งโรเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อพิจารณาในระบบสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตาปริมาณต่างๆ ทางไฟฟ้าจะอยู่ในรูปของไฟฟ้ากระแสสลับ (Alternator Current: AC) โดยวงจรสมมูลทางพลวัตแอลฟา-บีตา (Dynamic  $\alpha - \beta$  Equivalent Circuit) แสดงได้ดังรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลทางฟลักซ์แอลฟา-บีตา ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดโรเตอร์กรงกระรอก  
(ก) วงจรสมมูลบนแกนแอลฟา (ข) วงจรสมมูลบนแกนบีตา

จากรูปที่ 2.3 สามารถเขียนสมการแรงดันด้านสเตเตอร์ให้อยู่ในรูปของสเปซเวกเตอร์ (Space Vector) บนระบบสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตาได้ดังนี้

$$\bar{v}_{s\alpha\beta} = \bar{j}_{s\alpha\beta} R_s + L_{sl} \frac{d\bar{i}_{s\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\bar{\lambda}_{m\alpha\beta}}{dt} \tag{2.18}$$

เมื่อให้ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ (Air Gap) มีค่าดังสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{m\alpha} = \lambda_{s\alpha} - L_{sl}i_{s\alpha} = L_m(i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \tag{2.19}$$

$$\lambda_{m\beta} = \lambda_{s\beta} - L_{sl}i_{s\beta} = L_m(i_{s\beta} + i_{r\beta}) \tag{2.20}$$

และให้ฟลักซ์ในโรเตอร์ (Rotor Flux) มีค่าดังสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \quad (2.22)$$

ถ้าจัดกระแสโรเตอร์บนแกนแอลฟาจากสมการ (2.19) กับ (2.21) จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\lambda_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{m\alpha} - L_{rl} i_{s\alpha} \quad (2.23)$$

และถ้าจัดกระแสโรเตอร์บนแกนบีตาจากสมการ (2.20) กับ (2.22) จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\lambda_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{m\beta} - L_{rl} i_{s\beta} \quad (2.24)$$

แทนค่าสมการ (2.23) และ (2.24) ลงใน (2.18) ซึ่งจะได้ค่าดังสมการต่อไปนี้

$$\bar{v}_{s\alpha\beta} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\bar{\lambda}_{r\alpha\beta}}{dt} + \left( R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \right) \bar{i}_{s\alpha\beta} \quad (2.25)$$

เมื่อ  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$  คือค่าสัมประสิทธิ์การรั่วไหลรวมของโรเตอร์ (Total Rotor Leakage Factor)

$L_{sl} = L_s - L_m$  และ  $L_{rl} = L_r - L_m$  โดยที่  $L_s$  และ  $L_r$  เป็นค่าความเหนี่ยวนำในขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ ต้องคํบประกอบบนแกนแอลฟา-บีตาตั้งสมการต่อไปนี้

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} v_{s\alpha} - \frac{L_r}{L_m} \left( R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \right) i_{s\alpha} \quad (2.26)$$

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} v_{s\beta} - \frac{L_r}{L_m} \left( R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \right) i_{s\beta} \quad (2.27)$$

เราสามารถเขียนสมการแรงดันด้านโรเตอร์บนแกนแอลฟา-บีตาซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.3(ก) และ 2.3(ข) ได้ตั้งสมการต่อไปนี้

$$i_{r\alpha} R_r + \frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} + p\omega_m \lambda_{r\beta} = 0 \quad (2.28)$$

$$i_{r\beta} R_r + \frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} - p\omega_m \lambda_{r\alpha} = 0 \quad (2.29)$$

ถ้าจัดกระแสโรเตอร์บนแกนแอลฟาจากสมการ (2.21) กับ (2.28) จะได้สมการดังต่อไปนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าจัดกระแสโรเตอร์บนแกนบีตาจากสมการ (2.22) กับ (2.29) จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\lambda_{r\beta} + p\omega_m\lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r}i_{s\beta} \quad (2.31)$$

แทนสมการ (2.30) และ (2.31) ลงในสมการ (2.26) และ (2.27) ตามลำดับ ซึ่งจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r}\lambda_{r\alpha} + \frac{L_m p\omega_m}{\sigma L_s L_r}\lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}v_{s\alpha} \quad (2.32)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)i_{s\beta} - \frac{L_m p\omega_m}{\sigma L_s L_r}\lambda_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r}\lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}v_{s\beta} \quad (2.33)$$

$$\text{เมื่อ } \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

จากสมการ (2.30) และ (2.31) จัดรูปแบบใหม่จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r}\lambda_{r\alpha} - p\omega_m\lambda_{r\beta} \quad (2.34)$$

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\beta} + p\omega_m\lambda_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r}\lambda_{r\beta} \quad (2.35)$$

สามารถเขียนสมการ (2.32) ถึง (2.35) ให้กระชับขึ้นโดยแบ่งออกเป็นสมการด้านสเตเตอร์ สมการด้านโรเตอร์และสมการแรงบิดได้ดังต่อไปนี้

สมการด้านสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งแอลฟา-บีตา:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \begin{array}{l} -\left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r}\right) I \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \\ + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} - p\omega_m J\right) \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \end{array} \right\} \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการด้านโรเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งแอลฟา-บีตา:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \left( -\frac{1}{\tau_r} + p\omega_m J \right) \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

สมการแรงบิดบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งแอลฟา-บีตา:

$$T_m = 1.5p \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{r\alpha} i_{s\beta} - \lambda_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.38)$$

เมื่อ  $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

2.1.8 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์กรงกระรอกบนกรอบอ้างอิงหมุนดี-คิวของฟลักซ์โรเตอร์

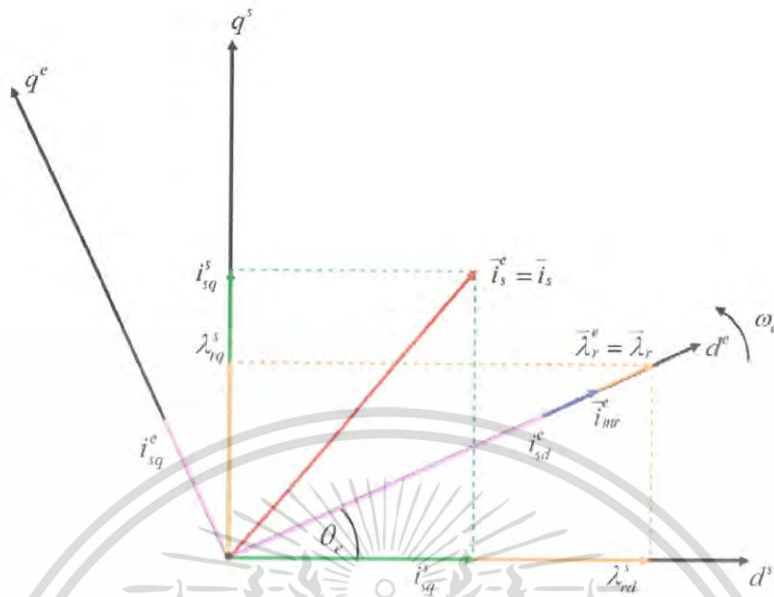
จะพิจารณาปริมาณแรงดันของสเตเตอร์และปริมาณแรงดันของโรเตอร์เป็นหลักดังแสดงต่อไปนี้

2.1.8.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแรงดันด้านสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหมุนดี-คิวของฟลักซ์โรเตอร์

ในทางปฏิบัติสามารถวัดค่าปริมาณของกระแสที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์กรงกระรอกจากสเตเตอร์ แต่ถ้าเส้นทางกลที่ส่งออกจากมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะถูกส่งผ่านโรเตอร์ เพื่อความสะดวกจึงจำเป็นต้องพิจารณาปริมาณต่าง ๆ ของสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหมุนดี-คิวของฟลักซ์โรเตอร์ โดยให้เวกเตอร์ของฟลักซ์โรเตอร์วางบนแกนดีและมีแกนคิววางตั้งฉากกันในกรอบอ้างอิงหมุนดี-คิว พิจารณาสมการแรงดันสเตเตอร์ในเทอมของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหมุนดี-คิวของฟลักซ์โรเตอร์ซึ่งจะกล่าวต่อไป

แผนภาพเฟสเซอร์ (Phasor Diagram) ของตัวแปรในกรอบอ้างอิงต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แผนภาพเฟสเซอร์ของตัวแปรในกรอบอ้างอิงต่าง ๆ

จากรูปที่ 2.1 หาเวกเตอร์ของแรงดันต้นสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหมุนที่-คิวได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\bar{v}_{sdq} = R_s \bar{i}_{sdq} + \frac{d\lambda_{sdq}}{dt} + j\omega_{mr} \lambda_{sdq} \tag{2.39}$$

จาก  $\lambda_{sdq} = L_s \bar{i}_{sdq} + L_m \bar{i}_{rdq}$  (2.40)

$$\lambda_{rdq} = L_m \bar{i}_{mr} = L_r \bar{i}_{rdq} + L_m \bar{i}_{sdq} \tag{2.41}$$

จะได้  $\bar{i}_{rdq} = \frac{L_m}{L_r} (\bar{i}_{mr} - \bar{i}_{sdq})$  (2.42)

จาก  $L_r = L_{rl} + L_m$  (2.43)

จะได้  $\frac{L_r}{L_m} = \sigma_r + 1$  (2.44)

เมื่อ  $\sigma_r = \frac{L_{rl}}{L_m}$  คือค่าสัมประสิทธิ์การรั่วไหลของโรเตอร์ (Rotor Leakage Factor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.42) จะได้

$$\bar{i}_{rdq} = \frac{1}{1 + \sigma_r} (\bar{i}_{mr} - \bar{i}_{sdq}) \quad (2.45)$$

แทนค่าสมการที่ (2.40) ใน (2.39) จะได้

$$\bar{v}_{sdq} = R_s \bar{i}_{sdq} + L_s \frac{d\bar{i}_{sdq}}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_{rdq}}{dt} + j\omega_{mr} L_s \bar{i}_{sdq} + j\omega_{mr} L_m \bar{i}_{rdq} \quad (2.46)$$

แทนค่าสมการที่ (2.42) ใน (2.46) จะได้

$$\bar{v}_{sdq} = R_s \bar{i}_{sdq} + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_{sdq}}{dt} + (1 - \sigma) L_s \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} + j\omega_{mr} \sigma L_s \bar{i}_{sdq} + j\omega_{mr} (1 - \sigma) L_s \bar{i}_{mr} \quad (2.47)$$

จัดรูปสมการ (2.47) จะได้

$$R_s \bar{i}_{sdq} + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_{sdq}}{dt} = \bar{v}_{sdq} - j\omega_{mr} \sigma L_s \bar{i}_{sdq} - (1 - \sigma) L_s \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} - j\omega_{mr} (1 - \sigma) L_s \bar{i}_{mr} \quad (2.48)$$

จะได้สมการแรงดันสเตเตอร์ในแกนตี สมการแรงดันสเตเตอร์ในแกนค้ำและสมการแรงบิดดังต่อไปนี้

สมการแรงดันสเตเตอร์บนแกนตี:

$$R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = v_{sd} - \omega_{mr} \sigma L_s i_{sq} - (1 - \sigma) L_s \frac{d|i_{mr}|}{dt} \quad (2.49)$$

สมการแรงดันสเตเตอร์บนแกนค้ำ:

$$-R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = v_{sq} + \omega_{mr} (\sigma L_s i_{sd} + (1 - \sigma) L_s |i_{mr}|) \quad (2.50)$$

สมการแรงบิด:

$$T_m = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \lambda_{rd} \quad (2.51)$$

2.1.8.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแรงดันโรเตอร์บนกรอบอ้างอิงหมุนตี-ค้ำของ  
ฟลักซ์โรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากปริมาณต่างๆ ของโรเตอร์ยากต่อการวัดจึงจำเป็นต้องหาความสัมพันธ์ของปริมาณโรเตอร์ให้อยู่ในเทอมของปริมาณด้านสเตเตอร์ เพื่อความสะดวกในการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้า เหนี่ยวนำชนิดโรเตอร์กรงกระรอก โดยปริมาณต่างๆ ที่พิจารณาบนกรอบอ้างอิงหมุนของฟลักซ์โรเตอร์จะเป็นปริมาณไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งแสดงได้ดังต่อไปนี้

จากรูปที่ 2.1 หาเวกเตอร์ของแรงดันโรเตอร์บนกรอบอ้างอิงหมุนดี-ควิวดังสมการต่อไปนี้

$$\bar{v}_{rdq} = R_r \bar{i}_{rdq} + \frac{d\bar{\lambda}_{rdq}}{dt} + j(\omega_{mr} - p\omega_m) \bar{\lambda}_{rdq} \quad (2.52)$$

จากสมการที่ (2.40) และ (2.42) แทนค่าลงในสมการที่ (2.52) และเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าในโรเตอร์เป็นศูนย์ ( $\bar{v}_{rdq} = 0$ ) จะได้สมการดังนี้

$$R_r \frac{L_m}{L_r} \bar{i}_{mr} + L_m \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} \bar{i}_{sdq} - j(\omega_{mr} - p\omega_m) \bar{\lambda}_{rdq} \quad (2.53)$$

คูณสมการที่ (2.53) ด้วย  $\frac{L_r}{L_m R_r}$  ทั้งสมการจะได้

$$\tau_r \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} + \bar{i}_{mr} = \bar{i}_{sdq} - j(\omega_{mr} - p\omega_m) \tau_r \bar{i}_{mr} \quad (2.54)$$

จะได้สมการแรงดันโรเตอร์ในแกนดีและแกนควิดังต่อไปนี้

สมการแรงดันโรเตอร์ในแกนดี:

$$\tau_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = i_{sd} \quad (2.55)$$

สมการแรงดันโรเตอร์ในแกนควิ:

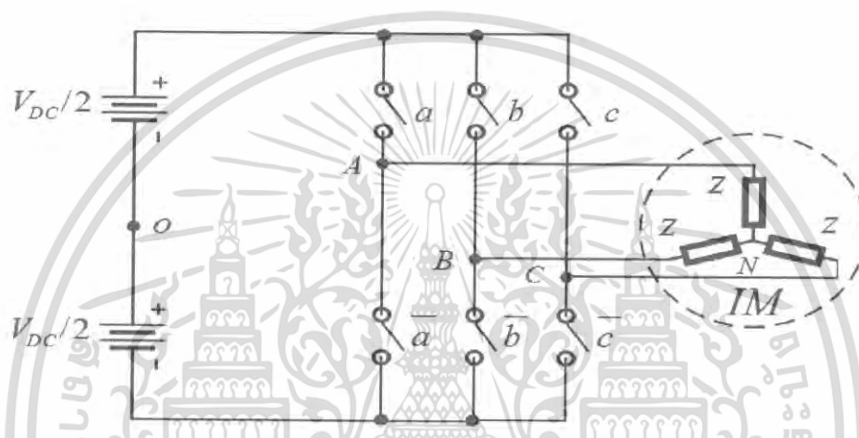
$$(\omega_{mr} - p\omega_m) \tau_r |\bar{i}_{mr}| = i_{sq} \quad (2.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 อินเวอร์เตอร์และสเปซเวกเตอร์แรงดัน

### 2.2.1 ระบบแหล่งจ่ายแบบอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส

สเปซเวกเตอร์แรงดันใช้สำหรับกำเนิดแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดแต่ละเฟสของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ซึ่งอินเวอร์เตอร์ (Inverter) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยรูปแบบการควบคุมการสวิตช์ขึ้นอยู่กับค่าที่คำนวณเพื่อจะได้ค่าที่เหมาะสม



รูปที่ 2.5 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

อินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three-Phase Inverter) ทำหน้าที่จ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าประกอบด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ 6 ตัวซึ่งทำหน้าที่เปิด-ปิดวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยที่แหล่งจ่ายแรงดันเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) ซึ่งสวิตช์ตัวที่อยู่ในกึ่งเดียวกันต้องไม่ทำงานพร้อมกันเพื่อไม่ให้เกิดการลัดวงจร ดังนั้นสวิตช์สองตัวในกึ่งเดียวกันจะทำให้เกิดสถานะสองสถานะคือสถานะลอคจิกศูนย์ (0) เมื่อสวิตช์ตัวบนเปิดวงจรสวิตช์ตัวล่างปิดวงจรและสถานะลอคจิกหนึ่ง (1) เมื่อสวิตช์ตัวบนปิดวงจรสวิตช์ตัวล่างเปิดวงจร การเปิด-ปิดสวิตช์ทั้ง 3 กิ่งทำให้เกิดสถานะแตกต่างกัน 8 ดังแสดงในตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 รูปแบบสวิตช์และค่าแรงดันเทียบจุดนิวทรัลของอินเวอร์เตอร์

Vector	A	B	C	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0
$V_1$	0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$
$V_2$	0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
$V_3$	0	1	1	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
$V_4$	1	0	0	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
$V_5$	1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
$V_6$	1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$
$V_7$	1	1	1	0	0	0

## 2.2.2 เวกเตอร์แรงดันบนกรอบอ้างอิงแอลฟา-บีตาของสเตเตอร์

วิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำได้โดยการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสม จากตารางที่ 2.1 เขียนใหม่ได้ดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 รูปแบบการสวิตช์และค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงแอลฟา-บีตาของสเตเตอร์

Vector	A	B	C	$V_\alpha$	$V_\beta$	$\bar{V}_-$
$V_0$	0	0	0	0	0	$\bar{V}_0$
$V_1$	0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$\bar{V}_1$
$V_2$	0	1	0	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$\bar{V}_2$
$V_3$	0	1	1	$-2V_{DC}/3$	0	$\bar{V}_3$
$V_4$	1	0	0	$2V_{DC}/3$	0	$\bar{V}_4$
$V_5$	1	0	1	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$\bar{V}_5$
$V_6$	1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$\bar{V}_6$
$V_7$	1	1	1	0	0	$\bar{V}_7$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม

เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม (Space Vector PWM Technique: SVPWM Technique) การมอดูเลทวิธีนี้สามารถเพิ่มขนาดแรงดันที่ความถี่มูลฐานได้อีก 15% ก่อนเกิดการมอดูเลทเกิน (Over Modulate) และลดความสูญเสียจากฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสโดยแสดงเวกเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 เวกเตอร์แรงดันทั้ง 6 ส่วน

การสร้างสัญญาณอ้างอิงสามเฟสแบบสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มแคเรียร์เบส (Space Vector PWM Carrier-Based Type) เป็นการนำสัญญาณอ้างอิงทั้งสามเฟสไปรวมกับฮาร์มอนิกความถี่ที่สามของความถี่มูลฐานหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าองค์ประกอบลำดับศูนย์ดังแสดงในสมการที่ 2.63 แล้วจะส่งผลให้ค่ายอดของสัญญาณอ้างอิงลดลงดังแสดงในรูปที่ 2.8 ทำให้สามารถเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลทโดยไม่เกิดการมอดูเลทเกินได้อีก 15% กล่าวได้คือสามารถเพิ่มค่าที่ความถี่มูลฐานขึ้นได้อีก 15% และสัญญาณไซน์อ้างอิงทั้งสามเฟสแสดงในสมการที่ (2.57) ถึง (2.59)

$$v_{ar} = m \sin(\omega t) \quad (2.57)$$

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{cr} = m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.59)$$

จะได้สัญญาณอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มดังแสดงในสมการที่ (2.60) ถึง (2.62) และองค์ประกอบลำดับศูนย์ดังแสดงในสมการที่ (2.63)

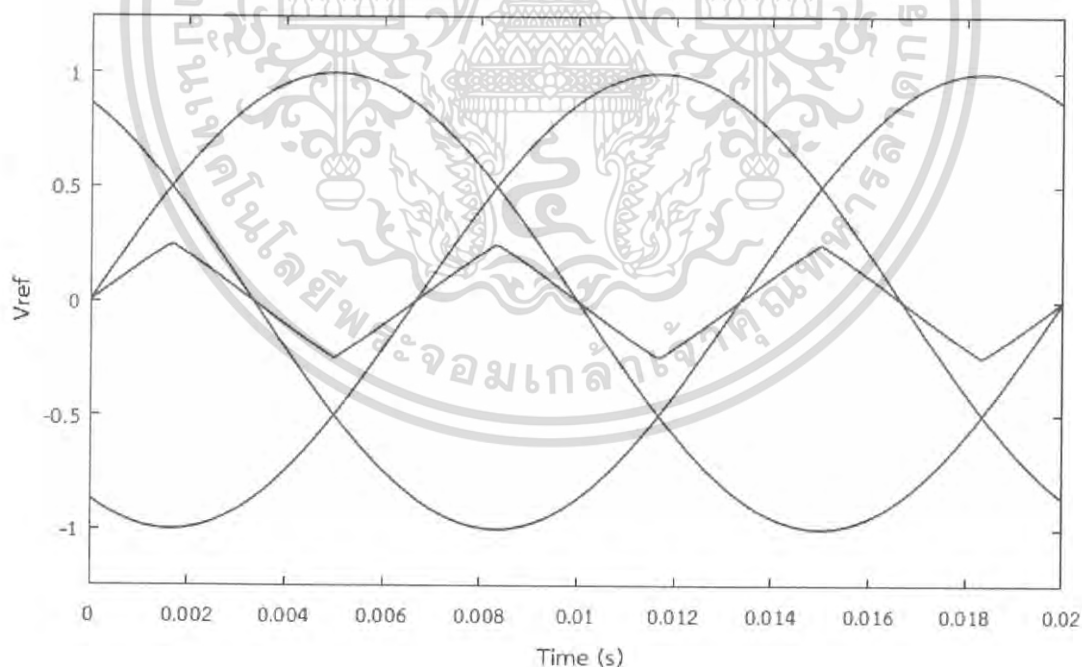
$$v_{ar} = m \sin(\omega t) + v_z \quad (2.60)$$

$$v_{br} = m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + v_z \quad (2.61)$$

$$v_{cr} = m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + v_z \quad (2.62)$$

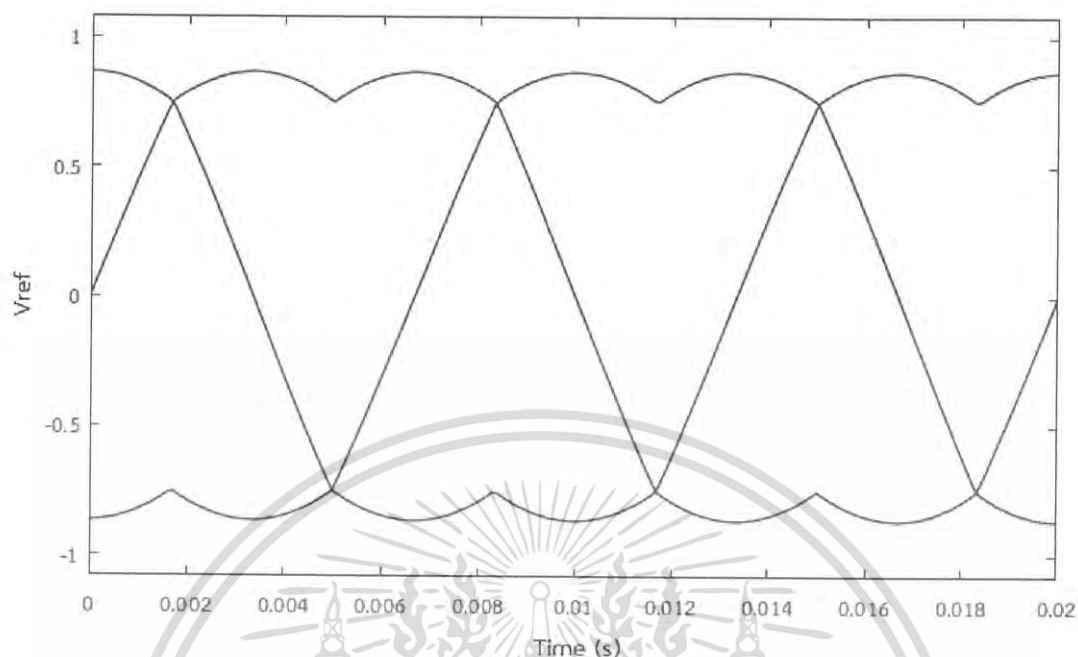
โดยที่

$$v_z = \frac{-(v_{\max} + v_{\min})}{2} \quad (2.63)$$

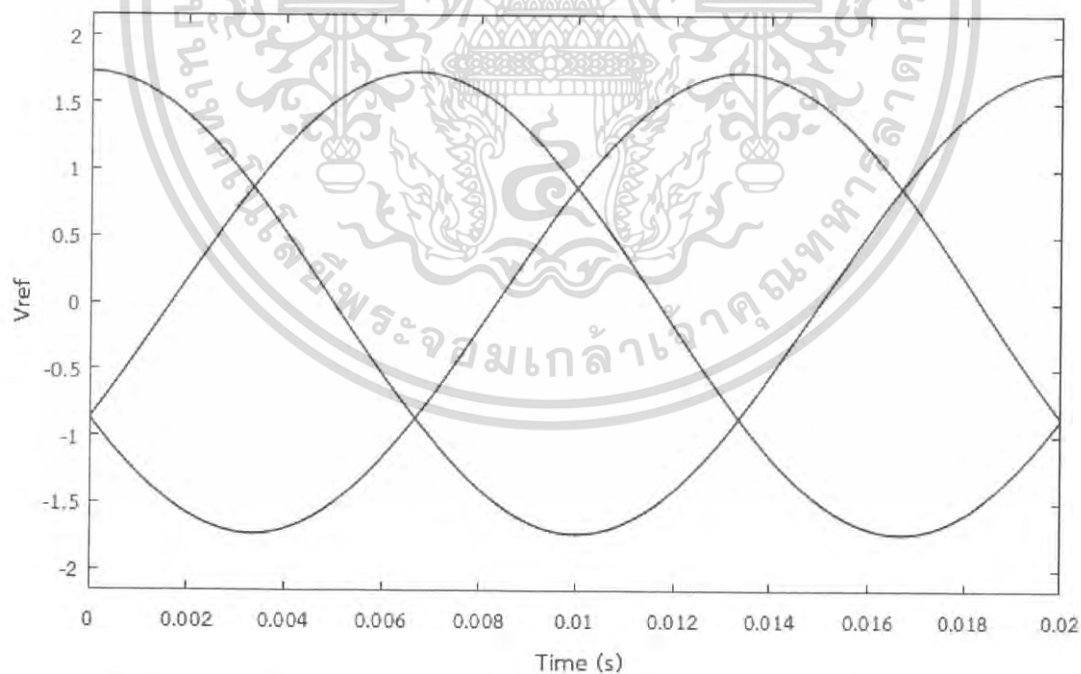


รูปที่ 2.7 สัญญาณอ้างอิงทั้งสามเฟสและฮาร์มอนิกความถี่ที่สามบนโดเมนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 สัญญาณอ้างอิงทั้งสามเฟสของสเปซเวกเตอร์ที่ดับนิวเอ็มบนโดเมนเวลา

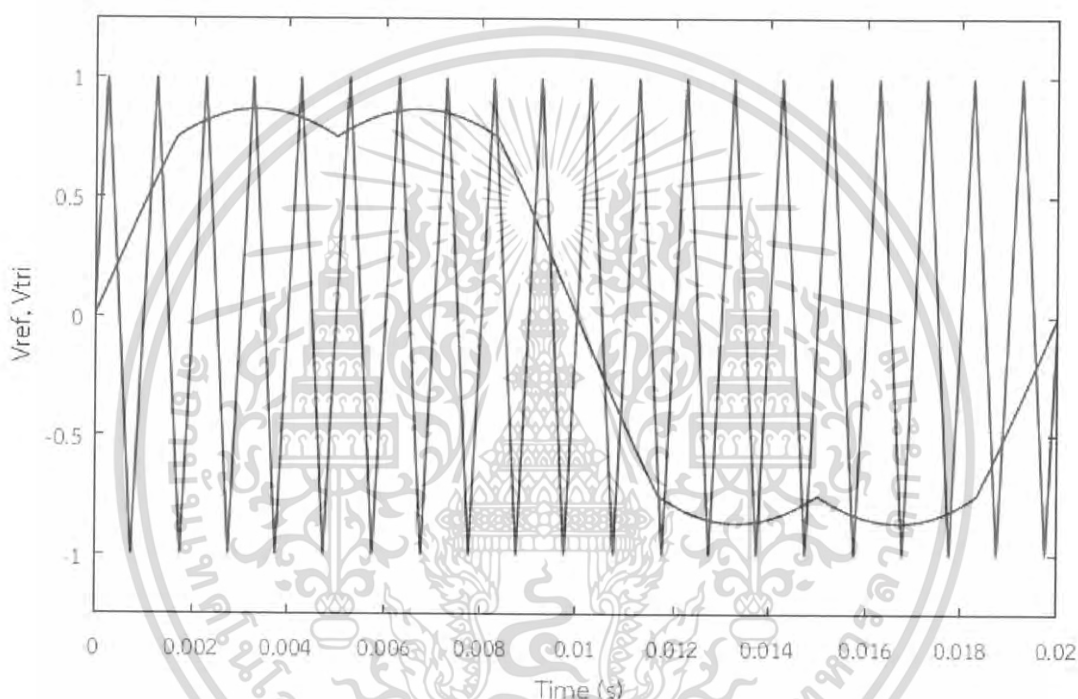


รูปที่ 2.9 แรงดันไลน์ของสัญญาณอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์ที่ดับนิวเอ็มบนโดเมนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

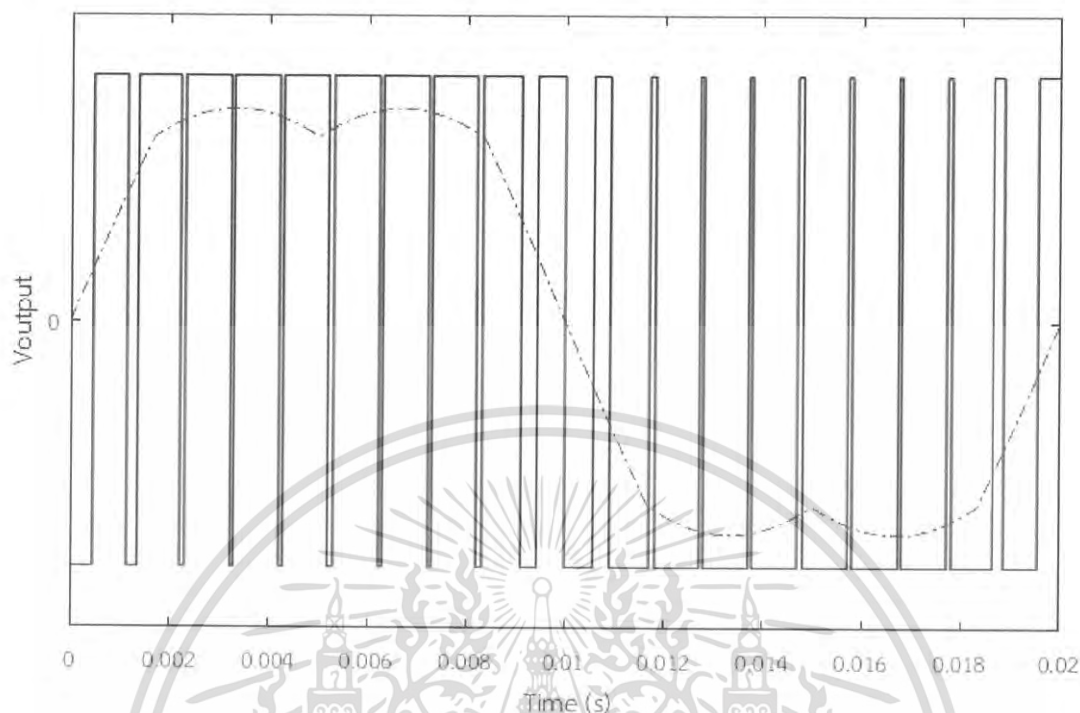
เมื่อนำสัญญาณอ้างอิงแต่ละเฟสมาลบกันจะทำให้องค์ประกอบลำดับที่ศูนย์หายไปเหลือแค่สัญญาณอ้างอิงความถี่มูลฐานที่เป็นสัญญาณไซน์ดังแสดงในรูปที่ 2.9

นำสัญญาณอ้างอิงเฟสแรกที่ได้ตามรูปที่ 2.8 มาเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle Signal) ตามรูปที่ 2.10 เพื่อขับสวิตช์ในกึ่งแรกซึ่งมีสวิตช์สองตัว โดยทำงานตรงข้ามกันจะได้แรงดันขาออกของกึ่งแรกดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แรงดันขาออกของเฟสแรกที่เกิดมาจากการขับสวิตซ์ในคั้งแรก

เมื่อนำแรงดันอ้างอิงที่ได้ตามรูปที่ 2.8 ทั้งสามเฟสมาขับสวิตซ์ทั้งหกตัวจะได้แรงดันจากอินเวอร์เตอร์ทั้งสามเฟสเพื่อนำไปจ่ายให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าต่อไป

ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นจากสมการที่ (2.60) ถึง (2.62) จะต้องมีการบ่อนค่าดัชนีการมอดูเลท (Modulation Index) และค่ามุมในฟังก์ชันไซน์เพื่อให้ได้แรงดันและความถี่ตามที่ต้องการ

#### 2.4 แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์

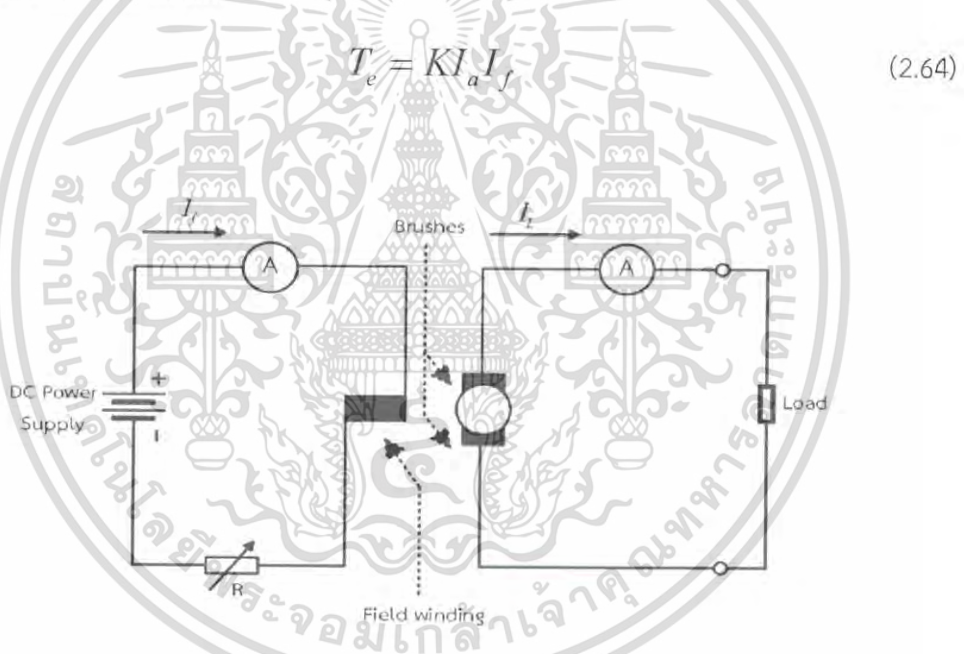
การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยระบบสเกลาร์ของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Fed) และแบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Fed) มีข้อสรุปง่ายๆ คือ แรงดัน กระแสและความถี่เป็นตัวแปรพื้นฐานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ยกตัวอย่างเช่น ในส่วนของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแรงบิดและฟลักซ์ที่อยู่ในช่องอากาศเป็นตัวที่ใช้ในการหาค่าของแรงดันและความถี่ ซึ่งแรงบิดและฟลักซ์จะส่งผลให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีการตอบสนองที่ช้าลง ถ้าหากต้องการเพิ่มแรงบิดโดยการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพิ่มความถี่ฟลักซ์จะพองตัวน้อยลงแต่จะถูกทดแทนโดยวงรอบการควบคุม ฟลักซ์ที่เกิดอย่างช้า ๆ ไปรวมกับแรงดัน ค่าฟลักซ์ที่เกิดขึ้นชั่วขณะนี้จะไปลดค่าแรงบิดด้วยสลิปและยืดค่าเวลาตอบสนองออกไป ค่าเวลาที่ยืดออกไปนี้จะเท่ากับค่าที่ใช้ในระบบอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

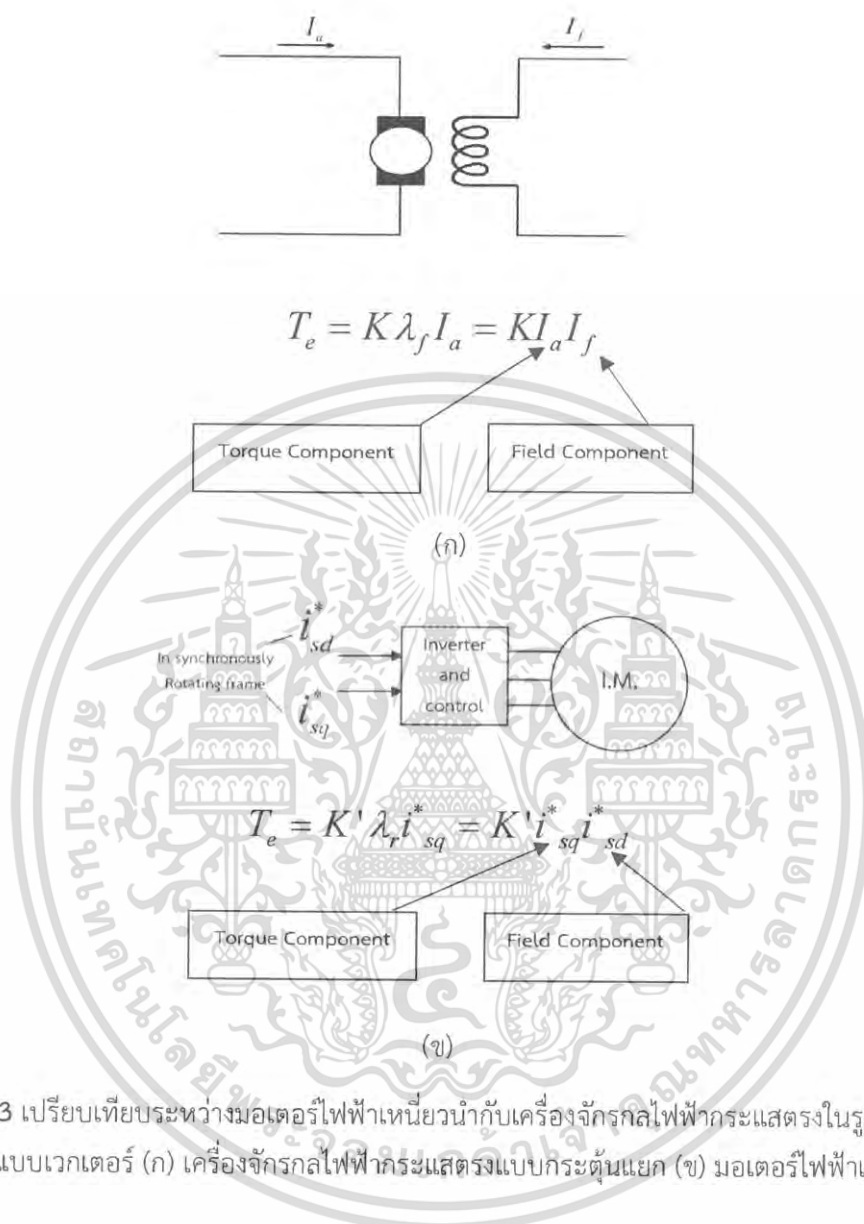
#### 2.4.1 พื้นฐานการควบคุมเวกเตอร์

การกำหนดค่าที่เกิดก่อนนี้สามารถทดแทนได้โดยใช้วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control Method) วิธีนี้ใช้ควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับให้คล้ายกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก (Separately Excited DC Machine) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.12 การทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยกคือขดลวดสนาม (Field Coil) จะถูกกระตุ้นให้มีอำนาจแม่เหล็กโดยการให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจากภายนอกเป็นตัวกระตุ้นและหา ค่าแรงบิดได้จากสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.12 เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 เปรียบเทียบระหว่างมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงในรูปแบบการควบคุมแบบเวกเตอร์ (ก) เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (ข) มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

ในเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงจะกำหนดค่ากระแสแอมเจอร์ (Armature Current:  $I_a$ ) และกระแสสร้างสนาม (Field Current:  $I_f$ ) ให้ทำมุมตั้งฉากกันตามทิศของเวกเตอร์ โดยสภาวะปกติจะกำหนดให้กระแสสร้างสนามมีค่าคงที่อัตราส่วนของฟลักซ์และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสแอมเจอร์ โดยที่การตอบสนองของฟลักซ์แม่เหล็กไม่ขึ้นกับค่ากระแสแอมเจอร์แรงบิดก็จะมีค่ามากต่อไปทั้งในการทำงานแบบสภาวะชั่วขณะ (Transient-State) และสภาวะอยู่ตัว (Steady-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

State) การควบคุมแบบนี้นำไปใช้กับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.13 (ข) ได้ ในการควบคุมแบบเวกเตอร์นี้กระแสเตเตอร์บนแนวแกนดีจะมีลักษณะเหมือนกับกระแสฟิลด์และกระแสเตเตอร์บนแนวแกนคิวจะมีลักษณะที่เหมือนกระแสอาร์เมเจอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงดังนั้นแรงบิดจะแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$T_e = K' i_{sq}^* i_{sd}^* \quad (2.65)$$

#### 2.4.2 ผลของการเปลี่ยนองค์ประกอบกระแสในแนวแกนต่างๆ ต่อเวกเตอร์ของกระแส

การควบคุมเวกเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับนั้นอาศัยหลักการเดียวกับการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบกระแสบนแนวแกนหนึ่งจะไม่ส่งผลกระทบต่อองค์ประกอบกระแสบนอีกแนวแกน กระแสเตเตอร์บนแนวแกนดีจะถูกใช้ในการควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กในขณะที่กระแสเตเตอร์บนแนวแกนคิวจะถูกใช้ในการควบคุมแรงบิด ในสภาวะปกติกระแสเตเตอร์บนแนวแกนดีจะมีค่าคงที่และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของกระแสเตเตอร์บนแนวแกนคิวที่มีการเปลี่ยนแปลง



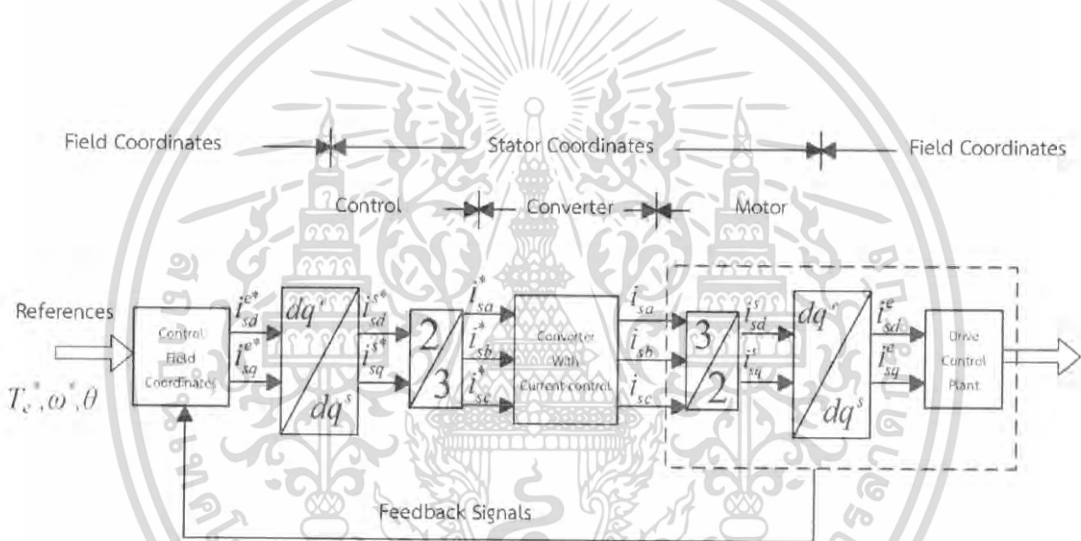
รูปที่ 2.14 แบบจำลองการเปลี่ยนแปลงเวกเตอร์กระแส (ก) การเปลี่ยนแปลงกระแสในแนวแกนดี (ข) การเปลี่ยนแปลงกระแสในแนวแกนคิว

จากรูปที่ 2.14 แสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงกระแสในแนวแกนหนึ่งจะไม่ส่งผลกระทบต่อกระแสในอีกแนวแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.3 หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์

การควบคุมแบบเวกเตอร์จะต้องทำการแปลงแกนสำหรับตัวแปรทางไฟฟ้าที่จะทำการควบคุมซึ่งตัวแปรที่ใช้ควบคุมคือกระแสของสเตเตอร์ ในการแปลงแกนนั้นเวกเตอร์ที่ใช้เป็นกรอบอ้างอิงโดยทั่วไปจะเป็นเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคัลองที่โรเตอร์ เวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคัลองที่สเตเตอร์และเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคัลองที่ช่องว่างอากาศ โดยปกติในกรณีของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนทางเดียวจะใช้เวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคัลองที่โรเตอร์เป็นเวกเตอร์อ้างอิงซึ่งผลที่ได้จากการใช้กรอบอ้างอิงชนิดนี้จะเกิดการแยกอิสระของกระแสที่ใช้ในการควบคุม ในส่วนของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางจะใช้เวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวกับคัลองที่สเตเตอร์เป็นเวกเตอร์อ้างอิง



รูปที่ 2.15 การควบคุมแบบเวกเตอร์

จากรูปที่ 2.15 พบว่ากระแสสเตเตอร์ถูกแยกออกเป็น 2 องค์ประกอบคือองค์ประกอบในแนวแกนดีจะเป็นองค์ประกอบฟลักซ์แม่เหล็กที่เป็นเวกเตอร์อ้างอิง ในขณะที่อีกองค์ประกอบคือองค์ประกอบในแนวแกนควจะเป็นองค์ประกอบที่ใช้ในการควบคุมแรงบิด สิ่งสำคัญในการควบคุมเวกเตอร์คือการประมาณเวกเตอร์อ้างอิงเพื่อระบุตำแหน่ง ขนาดและความเร็วเชิงมุมของเวกเตอร์อ้างอิงเพื่อให้สามารถระบุตำแหน่ง ขนาดและความเร็วเชิงมุมของกรอบอ้างอิงได้

## 2.5 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัวและการประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนของโรเตอร์ ซึ่งจะนำค่าความเร็วที่ประมาณได้ไปใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อไป

### 2.5.1 แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว (Speed Adaptive Flux Observer: Luenberger Observer)

วิธีการปรับปรุงของการประมาณค่าความเร็วซึ่งทำงานบนทฤษฎีของแบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว กรอบอ้างอิงนี้เป็นพื้นฐานของการประมาณค่าโดยใช้แพลนท์โมเดล (Plant model) (แพลนท์ทั้งหมด หรือ แพลนท์บางส่วน) และวงรอบป้อนค่ากลับด้วยตัวแปรแพลนท์ที่ทำการวัดมา ในที่นี้กรอบอ้างอิงของลำดับทั้งหมดที่ใช้ในโมเดลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในกรอบอ้างอิงนี้  $\alpha - \beta$  โดยตัวแปรสถานะคือกระแสสเตเตอร์  $i_{s\alpha}$  และ  $i_{s\beta}$  และฟลักซ์ของโรเตอร์คือ  $\lambda_{r\alpha}$  และ  $\lambda_{r\beta}$  แล้วจึงหาอนุพันธ์อันดับ 1 ของโมเดลนี้จากวงจรสมมูลของ  $\alpha - \beta$  ดังแสดงในรูป 2.3 สมการของแรงดันโรเตอร์สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_{r\alpha} R_r + \frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} + \omega_{mr} \lambda_{r\beta} = 0 \quad (2.66)$$

$$i_{r\beta} R_r + \frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} - \omega_{mr} \lambda_{r\alpha} = 0 \quad (2.67)$$

ถ้าจัดตัวแปร  $i_{r\alpha}$  จากสมการ (2.66) โดยใช้สมการ (2.21) มาช่วย จะได้ผลลัพธ์คือ

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\alpha} - \omega_{mr} \lambda_{r\beta} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} \quad (2.68)$$

และในทางเดียวกัน จากวงจร  $\beta$

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\beta} + \omega_{mr} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} \quad (2.69)$$

แทนสมการ (2.68) และ (2.69) ลงไปใน (2.26) และ (2.27) ตามลำดับ จะได้

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \quad (2.70)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\beta} - \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \quad (2.71)$$

จาก  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$  และ  $L_{ls}$  และ  $L_{lr}$  ถูกแทนด้วย  $L_s - L_m$  และ  $L_r - L_m$  ตามลำดับ

สมการ (2.68) – (2.71) ประกอบไปด้วยสมการสถานะตามที่ต้องการ ซึ่งสามารถเขียนในรูป

$$\frac{dX}{dt} = AX + BV_s \quad (2.72)$$

กำหนดให้

$$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \lambda_{r\alpha} \ \lambda_{r\beta}]^T \quad (2.73)$$

$$V_s = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta} \ 0 \ 0]^T \quad (2.74)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_{mr} \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_{mr} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

หมายเหตุ ค่าพารามิเตอร์ในเมตริกซ์ A ประกอบไปด้วยสัญญาณความเร็ว  $\omega_{mr}$  ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.16 แสดงให้เห็นบล็อกไดอะแกรมของกรอบอ้างอิงความเร็วที่ปรับค่าไปตามฟลักซ์ซึ่งใช้ตามโมเดลของเครื่องจักรกลไฟฟ้า โดยกำหนดให้สัญลักษณ์ “ $\hat{\cdot}$ ” หมายถึงการประมาณค่า สัญญาณของกระแสขาออก  $\hat{i}_{s\alpha}$  และ  $\hat{i}_{s\beta}$  ถูกพิสูจน์ผ่านเมตริกซ์ C

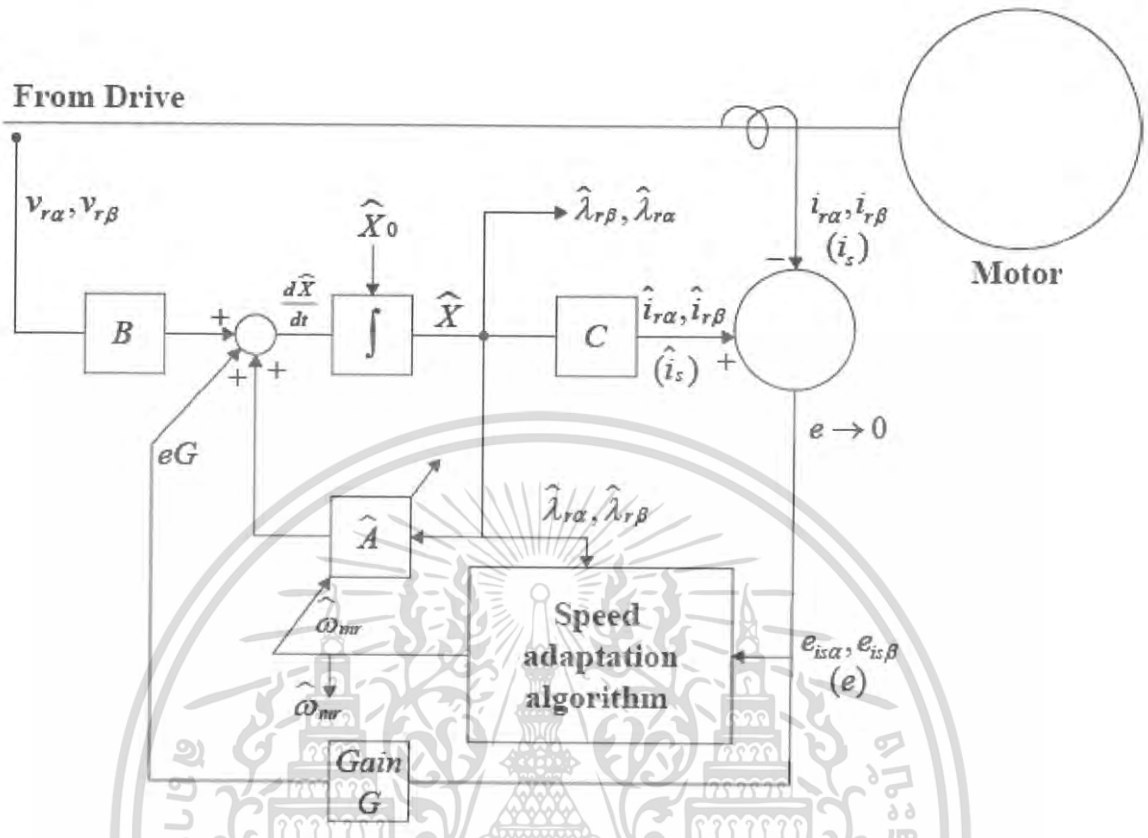
$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

สัญญาณแรงดันขาเข้า  $v_{s\alpha}$  และ  $v_{s\beta}$  ที่ถูกวัดจากขั้วของสเตเตอร์ ถ้าทราบค่าของสัญญาณความเร็ว  $\omega_{mr}$  ที่เป็นพารามิเตอร์ของเมตริก A และจะสามารถคำนวณกระแสและฟลักซ์ได้จากสมการสถานะ อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณ  $\omega_{mr}$  ไม่ถูกต้องจะเกิดการเบี่ยงเบนระหว่างสถานะประมาณและสถานะจริง จากรูปค่ากระแสจากการประมาณถูกเปรียบเทียบกับค่าจริงของสเตเตอร์และความคลาดเคลื่อนที่ได้นำไปทำสัญญาณช่วยที่จะปรับค่าให้ถูกต้อง (eG) โดยผ่านเมตริกซ์อัตราขยาย G (matrix gain G) ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าเมตริกซ์ e มีแนวโน้มที่จะมีค่าลดลง ดังนั้นสมการกรอบอ้างอิงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \hat{A}\hat{X} + B\hat{V}_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (2.78)$$

กำหนด  $\hat{i}_s = [\hat{i}_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta}]$  และ G = เมตริกซ์อัตราขยายของกรอบอ้างอิง จะให้ค่าประมาณจากเวกเตอร์ฟลักซ์โดยแสดงดังรูปที่ (2.16)

แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัวสามารถประมาณค่าจากความเร็วที่ไม่ทราบค่า  $\omega_{mr}$  ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ a ในเมตริกซ์ A เพื่อนำมาหาความเร็วที่จะนำมาปรับใช้กับอัลกอริทึมโดยใช้ทฤษฎีของ Lyapunov



รูปที่ 2.16 กรอบอ้างอิงความเร็วที่ปรับค่าไปตามฟลักซ์

การประมาณค่าความผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์และฟลักซ์โรเตอร์อธิบายได้ตามสมการ

$$\frac{d}{dt}(e) = (A + GC)e - \Delta A \hat{X} \tag{2.79}$$

เมื่อ

$$e = X - \hat{X} \tag{2.80}$$

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta\omega_r j}{c} \\ 0 & \Delta\omega_r j \end{bmatrix} \tag{2.81}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$\Delta\omega_{mr} = \hat{\omega}_{mr} - \omega_{mr} \quad (2.83)$$

$$c = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \quad (2.84)$$

ตามฟังก์ชัน Lyapunov นิยามได้ว่า

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega}_{mr} - \omega_{mr})^2}{\lambda} \quad (2.85)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือค่าคงที่บวก

อนุพันธ์ของความเร็วเทียบกับเวลา คือ

$$\frac{dV}{dt} = (e^T [(A+GC)^T + (A+GC)] e - 2\Delta\omega_{mr} (e_{is\alpha} \lambda_{r\beta} - e_{is\beta} \lambda_{r\alpha}) / c + \frac{2\Delta\omega_{mr}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{mr}}{dt}) \quad (2.86)$$

เมื่อ  $e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$  และ  $e_{is\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$

จากสมการด้านบนเราสามารถนำมาเขียนใหม่ตามแผนผังแบบปรับค่าเพื่อการประมาณค่าความเร็ว โดยให้เทอมที่สองมีค่าเท่ากับเทอมที่สามจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{d\hat{\omega}_{mr}}{dt} = \lambda (e_{is\alpha} \lambda_{r\beta} - e_{is\beta} \lambda_{r\alpha}) / c \quad (2.87)$$

ถ้าเมทริกซ์อัตราขยายของกรอบอ้างอิง  $G$  ในเทอมแรกของสมการ (2.86) ทำให้ค่าไอเกนแวลิว (Eigenvalue) ไม่เป็นบวก แล้วกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับค่าความเร็วจะมีความเสถียร ความเร็วสามารถปรับได้อย่างรวดเร็ว เมื่อใช้แผนผังชนิดปรับค่าแบบพีโอเพื่อปรับปรุงผลการตอบสนองของการประมาณ

$$\hat{\omega}_{mr} = K_p (e_{is\alpha} \lambda_{r\beta} - e_{is\beta} \lambda_{r\alpha}) + K_I \int (e_{is\alpha} \lambda_{r\beta} - e_{is\beta} \lambda_{r\alpha}) dt \quad (2.88)$$

เมื่อ  $K_p$  และ  $K_I$  คือค่าบวกใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม้ว่าการประมาณค่าความเร็วจะมีความแม่นยำมากขึ้นโดยการใช้กรอบอ้างอิง แต่ก็อาจมีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่ได้กำหนดไว้ในการคำนวณโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ค่าความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์

## 2.6 การสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิงและมุมเพื่อป้อนเข้าให้แก่สเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม

ในการควบคุมแบบเวกเตอร์จะใช้การอ้างอิงบนแกนหมุนเทียบกับสเตเตอร์ โดยพิจารณาจากวงจรสมมูลพลวัตดี-คิวสมการแรงดันของสเตเตอร์ที่อ้างอิงบนแกนหมุนซึ่งโครนีสของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงคกรอดังแสดงในสมการที่ (2.39) และแรงดันที่ขั้วของโรเตอร์ดังแสดงในสมการที่ (2.52) และให้สมการแรงดันที่ขั้วโรเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์

เมื่อแยกสมการที่ (2.39) และสมการที่ (2.52) บนแนวแกนดีและแกนควตามเงื่อนไขที่ได้กล่าวไว้จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - \omega_{mr} \lambda_{sq} \quad (2.89)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_{mr} \lambda_{sd} \quad (2.90)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - (\omega_{mr} - p\omega_m) \lambda_{rq} = 0 \quad (2.91)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} + (\omega_{mr} - p\omega_m) \lambda_{rd} = 0 \quad (2.92)$$

พิจารณาฟลักซ์ด้านโรเตอร์และสเตเตอร์ในขณะที่เกิดฟิลด์โอเรียนเตชัน (Field Orientation) จะกำหนดให้ค่าฟลักซ์โรเตอร์บนแกนควและอนุพันธ์ของฟลักซ์โรเตอร์บนแกนควเทียบกับเวลาเท่ากับศูนย์ตามลำดับ ( $\lambda_{rq} = 0$  และ  $\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = 0$ )

จากสมการที่ (2.41) แยกองค์ประกอบบนแกนดี-ควได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.93)$$

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} = 0 \quad (2.94)$$

จากสมการที่ (2.93) และ (2.94) จะได้กระแสโรเตอร์บนแกนดี-ควดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{rd} = \frac{\lambda_{rd} - L_m i_{sd}}{L_r} \quad (2.95)$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m i_{sq}}{L_r} \quad (2.96)$$

จากสมการที่ (2.40) แยกองค์ประกอบบนแกนดี-คิวจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.97)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.98)$$

แทนสมการ (2.95) และ (2.96) ลงในสมการ (2.97) และ (2.98) ตามลำดับ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_m \frac{\lambda_{rd} - L_m i_{sd}}{L_r} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (2.99)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} - L_m \frac{L_m i_{sq}}{L_r} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) i_{sq} \quad (2.100)$$

แทนสมการ (2.99) และ (2.100) ลงในสมการ (2.89) และ (2.90) ตามลำดับ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - \omega_{mr} \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) i_{sq} \quad (2.101)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{mr} \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) i_{sd} + \omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (2.102)$$

ขณะที่เกิดฟลัดโอเรียนเตชันแทนสมการ (2.96) ลงในสมการ (2.92) จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{R_r \lambda_{rd}}{L_r} - \frac{R_r L_m i_{sd}}{L_r} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} = 0 \quad (2.103)$$

$$-\frac{R_r L_m i_{sq}}{L_r} + (\omega_{mr} - p\omega_m) \lambda_{rd} = 0 \quad (2.104)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \lambda_{rd}} \quad (2.105)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่าพลาซมีโรเตอร์บนแนวแกนดีไปหารทั้งสองข้างของสมการ

$$e = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = G(sI + \omega_{mr}J) \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} p(\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (2.106)$$

จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$-\frac{R_r L_m i_{sq}}{L_r \lambda_{rd}} + (\omega_{mr} - p\omega_m) = 0 \quad (2.107)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างสมการ (2.105) กับ (2.107) จัดรูปใหม่จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\omega_{mr} = \omega_{sl} + p\omega_m \quad (2.108)$$

ในการหาแรงดันอ้างอิงของสเตเตอร์บนแนวแกนดี ( $v_{sd}^{ref}$ ) หาได้จากการควบคุมแบบพีไอ (PI controller) ของความคลาดเคลื่อนกระแสสเตเตอร์บนแนวแกนดีที่เกิดจากผลต่างระหว่างสัญญาณคำสั่งกับสัญญาณที่วัดได้ เนื่องจากแรงดันอ้างอิงของสเตเตอร์บนแนวแกนดีไม่ได้เกิดจากผลของกระแสสเตเตอร์บนแนวแกนดีเพียงอย่างเดียวดังแสดงในสมการ (2.101) โดยค่าพลาซมีโรเตอร์บนแนวแกนดีและค่ากระแสสเตเตอร์บนแนวแกนดีมีผลต่อแรงดันอ้างอิงของสเตเตอร์บนแนวแกนดีด้วย จึงเรียกเทอมนี้ว่าองค์ประกอบแรงดันเกี่ยวคล่อง (Voltage Coupling Component) จึงต้องมีการชดเชยแรงดันส่วนนี้ออกดังแสดงในสมการที่ (2.109) เรียกว่าองค์ประกอบชดเชยแรงดัน (Voltage Compensate Component)

$$v_{sd}^{comp} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - \omega_{mr} \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} \quad (2.109)$$

การหาแรงดันอ้างอิงของสเตเตอร์บนแนวแกนคว ( $v_{sq}^{ref}$ ) เกิดจากการควบคุมพีไอของความคลาดเคลื่อนแรงบิดโดยแรงบิดอ้างอิงที่นำมาควบคุมหาได้จากการควบคุมแบบพีไอของความคลาดเคลื่อนความเร็วที่เกิดจากผลต่างระหว่างสัญญาณคำสั่งกับสัญญาณที่วัดได้ เนื่องจากแรงดันอ้างอิงของสเตเตอร์บนแนวแกนควไม่ได้เกิดจากผลของกระแสสเตเตอร์บนแนวแกนควเพียงอย่างเดียวดังแสดงในสมการ (2.102) โดยค่าพลาซมีโรเตอร์บนแนวแกนดีและค่ากระแสสเตเตอร์บนแนวแกนดีมีผลต่อแรงดันอ้างอิงของสเตเตอร์บนแนวแกนควด้วย จึงต้องมีการชดเชยแรงดันส่วนนี้ออกดังแสดงในสมการที่ (2.110)

$$v_{sq}^{comp} = \omega_{mr} \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (2.110)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

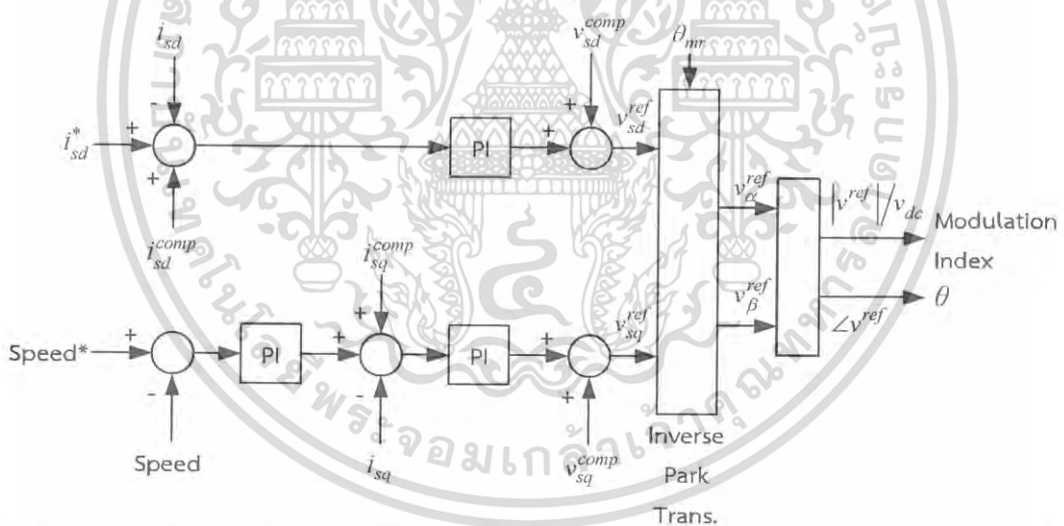
ในขณะที่เกิดฟิลต์โอเรียนเตชันค่าฟลักซ์โรเตอร์บนแกนควเท่ากับศูนย์ จึงสามารถหาค่า  $\lambda_{rd}$ ,  $\theta_{mr}$  และ  $\omega_{mr}$  ได้จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{rd} = |\lambda_{r\alpha\beta}| \quad (2.111)$$

$$\theta_{mr} = \angle \lambda_{r\alpha\beta} \quad (2.112)$$

$$\omega_{mr} = \frac{d\theta_{mr}}{dt} \quad (2.113)$$

เมื่อนำแรงดันอ้างอิงบนแกนดีและแรงดันอ้างอิงบนแกนควไปแปลงพาร์คแบบย้อนกลับ (Inverse Park Transformation) เพื่อเปลี่ยนเวกเตอร์แรงดันไปอยู่บนกรอบอ้างอิงแกนนิ่งแอลฟา-บีตา เทียบกับสเตเตอร์จะได้ทั้งสัญญาณแรงดันอ้างอิงและมุม ซึ่งใช้เป็นสัญญาณป้อนเข้าสเปซเวกเตอร์พีดีบีเอ็ม



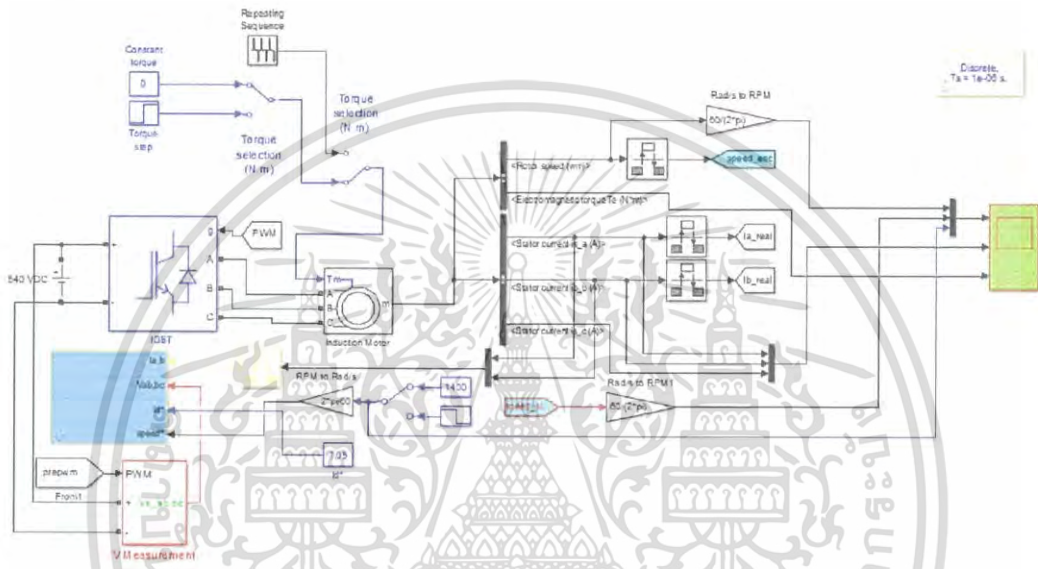
รูปที่ 2.17 การสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิงและมุมเพื่อเป็นสัญญาณป้อนเข้าแก่สเปซเวกเตอร์พีดีบีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

### การออกแบบและประกอบสร้าง

#### 3.1 แบบจำลองโดยภาพรวม



รูปที่ 3.1 แบบจำลองโดยภาพรวม

จากรูปที่ 3.1 จะแบ่งส่วนที่สำคัญออกเป็น 7 ส่วนเพื่อให้สอดคล้องกับการออกแบบจริง

ดังต่อไปนี้

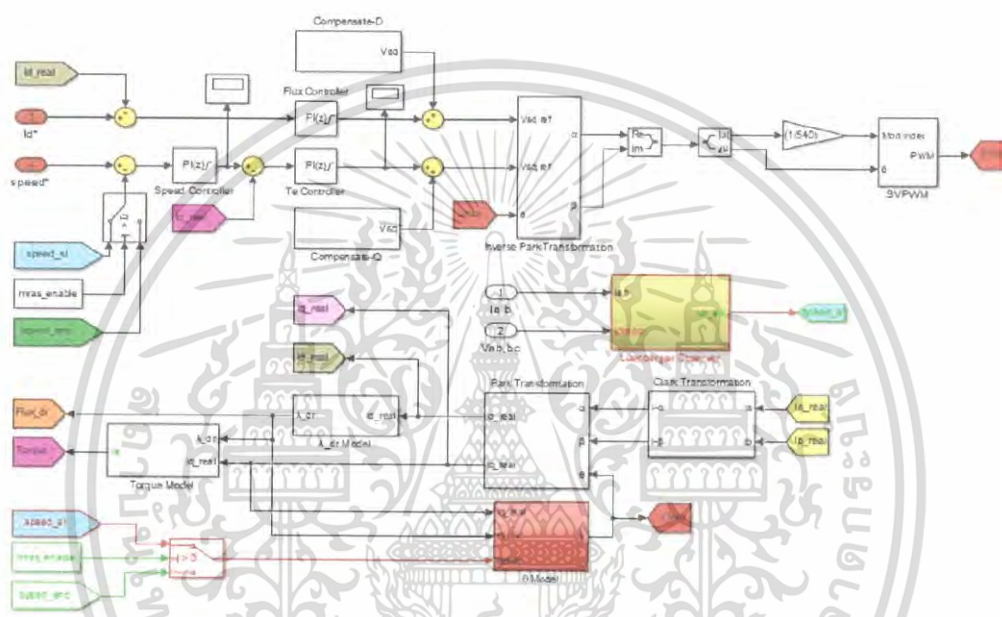
- 3.1.1 ส่วนของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรเตอร์กรงกระรอก
- 3.1.2 ส่วนของเซนเซอร์วัดแรงดันและกระแส
- 3.1.3 ส่วนของวงจรขับเคลื่อน
- 3.1.4 ส่วนของการควบคุม
- 3.1.5 ส่วนของการจำลองแรงบิดสั่งการ
- 3.1.6 ส่วนของการจำลองความเร็วสั่งการ
- 3.1.7 ส่วนของการแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 การออกแบบและจำลองการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดโรเตอร์กรงกระรอกแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วโดยใช้โปรแกรมแมทแล็บซิมูลิงค์

#### 3.2.1 แบบจำลองวงจรควบคุม (Controller Model)

วงจรควบคุมประกอบไปด้วยระบบย่อยต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.2

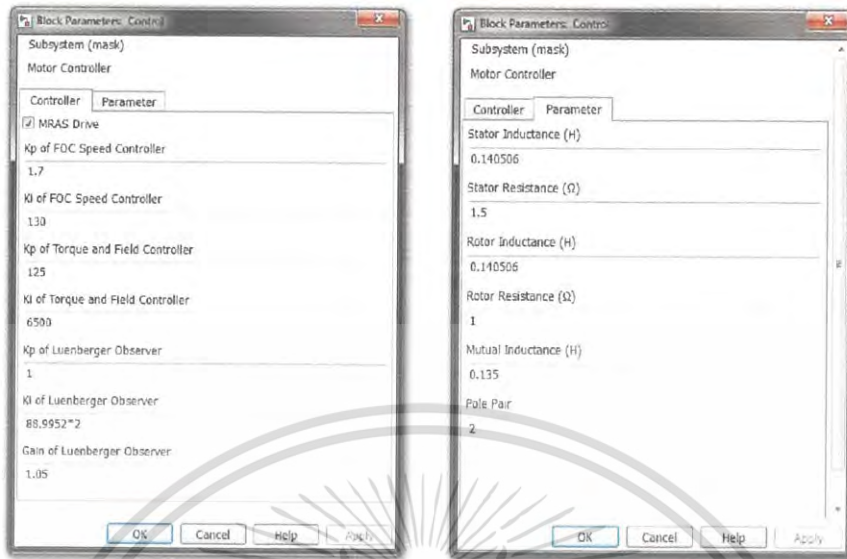


รูปที่ 3.2 องค์ประกอบภายในของวงจรควบคุม

#### 3.2.2 การกำหนดค่าตัวแปรของมอเตอร์และตัวแปรตัวควบคุมต่าง ๆ

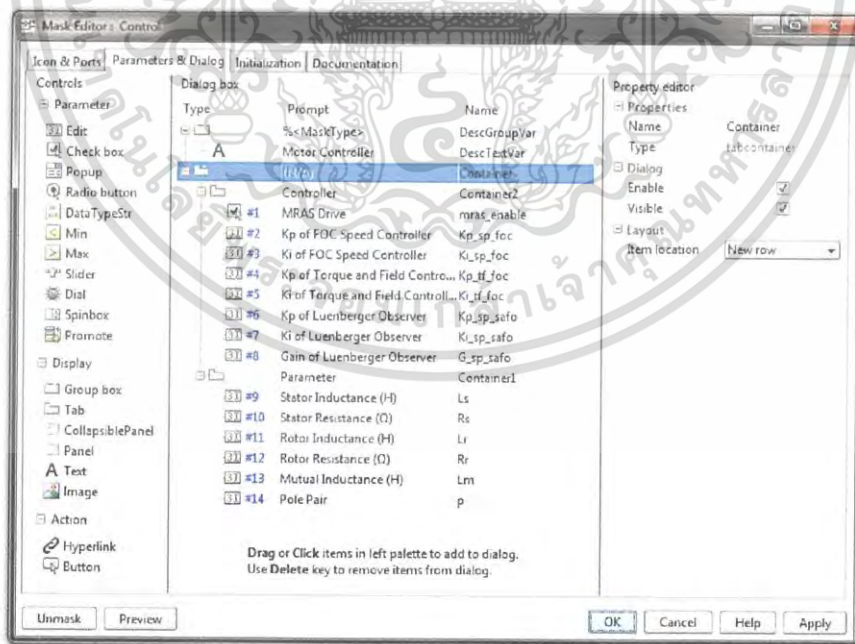
กำหนดค่าตัวแปรของมอเตอร์ดังรูปที่ 3.3(ก) โดยมีค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ ความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์ ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ ค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดโรเตอร์และจำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งได้จากการทดลองหาค่าตัวแปรของมอเตอร์และกำหนดค่าอัตราขยายพี ( $K_p$ ) และอัตราขยายไอ ( $K_i$ ) ดังแสดงในรูปที่ 3.3(ข) ของตัวควบคุมความเร็ว ตัวควบคุมแรงบิด ตัวควบคุมฟลักซ์และตัวควบคุมความเร็วของระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัวตามลำดับ โดยใช้ค่าที่ได้จากหัวข้อการออกแบบอัตราขยายตัวควบคุมพีไอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)

รูปที่ 3.3 การกำหนดตัวแปรของมอเตอร์และตัวแปรตัวควบคุมต่าง ๆ  
 (ก) กำหนดตัวแปรของตัวควบคุมต่าง ๆ (ข) กำหนดตัวแปรของมอเตอร์

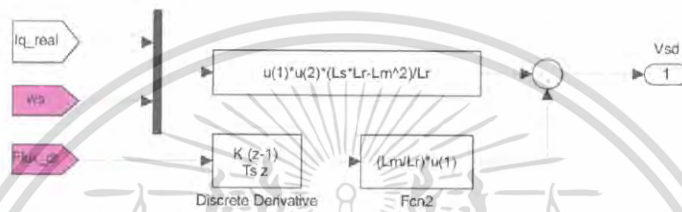


รูปที่ 3.4 กำหนดชื่อตัวแปรและหน้าต่างโต้ตอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 แบบจำลองการชดเชยแรงดันบนแนวแกนดี

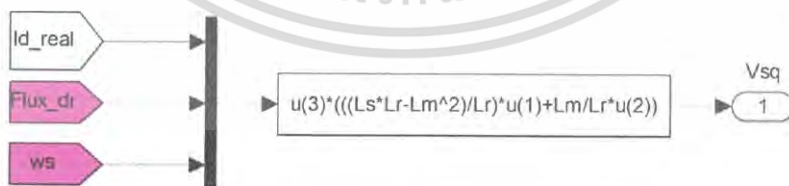
ทำการป้อนค่ากระแสสเตเตอร์บนแนวแกนคิว ค่าความเร็วโรเตอร์จากการประมาณและค่าฟลักซ์โรเตอร์บนแนวแกนดี และใช้ร่วมกับค่าตัวแปรความเหนี่ยวนำร่วม ความเหนี่ยวนำโรเตอร์และความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ตามสมการ (2.87) ซึ่งค่าผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นแรงดันชดเชยบนแนวแกนดีดังแสดงในรูปที่ 3.5 นำค่าที่ได้ไปรวมกับแรงดันเกี่ยวล่องจะได้ผลลัพธ์เป็นแรงดันอ้างอิงบนแกนดีต่อไป



รูปที่ 3.5 การคำนวณตัวชดเชยแรงดันบนแนวแกนดี

### 3.2.4 แบบจำลองการชดเชยแรงดันบนแนวแกนคิว

ทำการป้อนค่ากระแสสเตเตอร์บนแนวแกนดี ค่าความเร็วโรเตอร์จากการประมาณและค่าฟลักซ์โรเตอร์บนแนวแกนดี และใช้ร่วมกับค่าตัวแปรความเหนี่ยวนำร่วม ความเหนี่ยวนำโรเตอร์และความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ตามสมการ (2.88) ซึ่งค่าผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นแรงดันชดเชยบนแนวแกนคิวดังแสดงในรูปที่ 3.6 นำค่าที่ได้ไปรวมกับแรงดันเกี่ยวล่องจะได้ผลลัพธ์เป็นแรงดันอ้างอิงบนแนวแกนคิวต่อไป

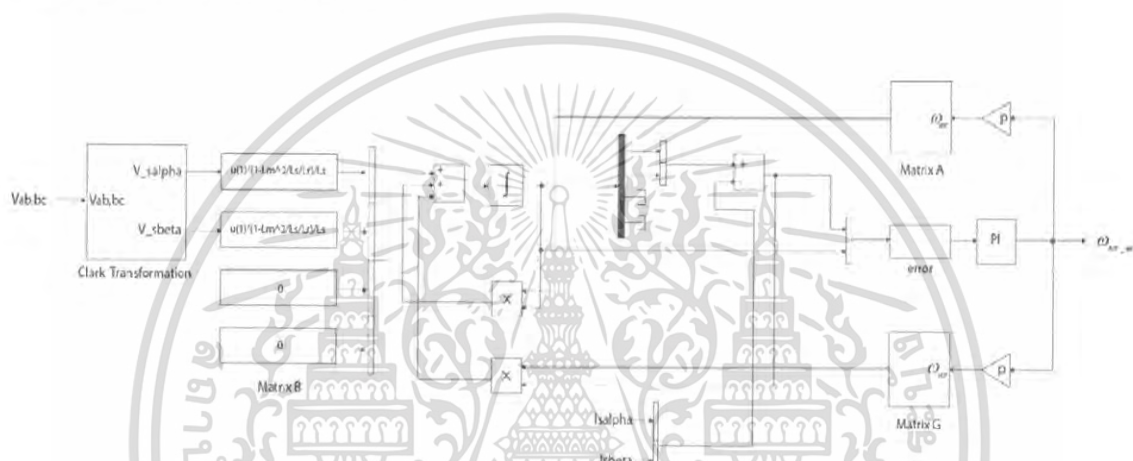


รูปที่ 3.6 การคำนวณตัวชดเชยแรงดันบนแนวแกนคิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.5 แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว (Speed Adaptive Flux Observer)

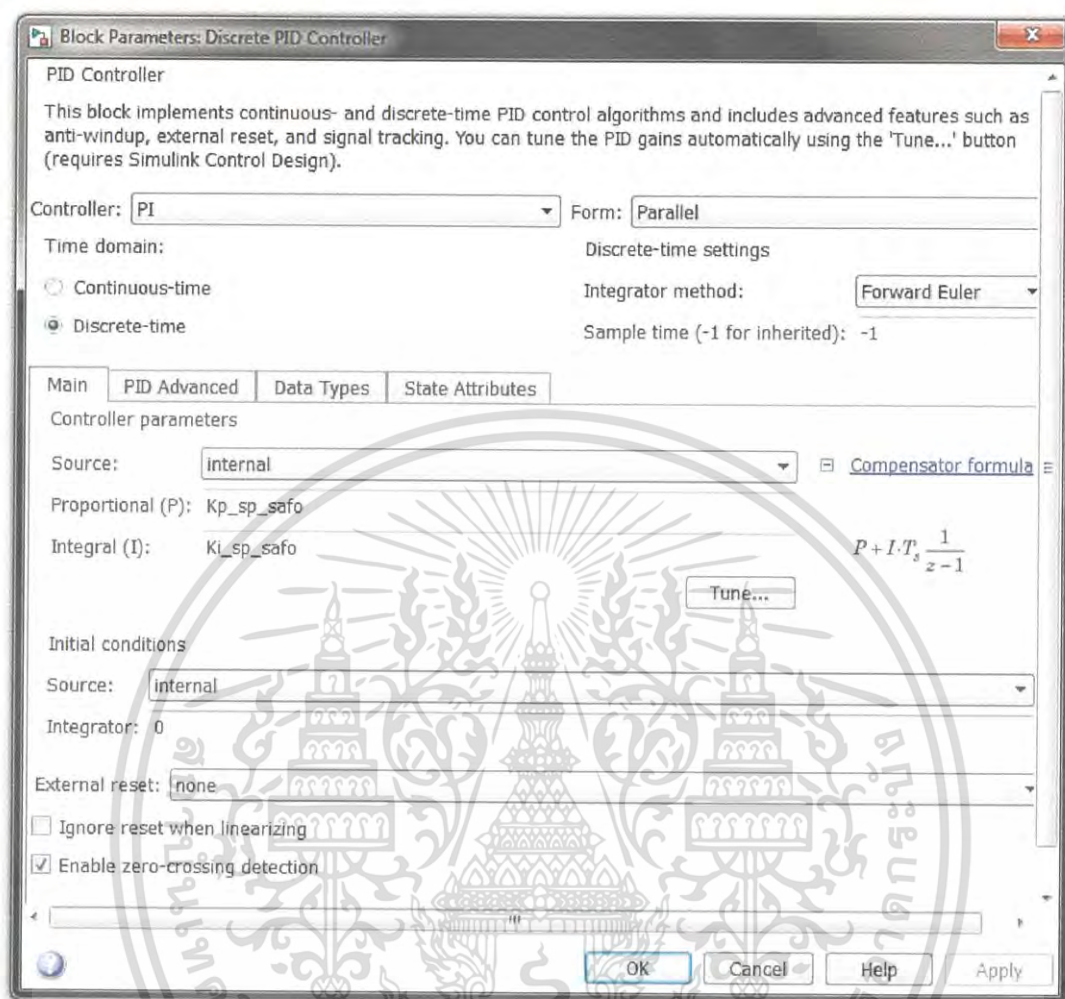
ในระบบแบบจำลองกรอบอ้างอิงความเร็วที่ปรับค่าไปตามฟลักซ์จำเป็นต้องแปลงค่าแรงดันและกระแสที่ได้จากการวัดให้อยู่ในระบบสองเฟสหยุดนิ่งแอลฟา-บีตาจากนั้นนำค่าสัญญาณที่ได้ไปคำนวณตามสมการในหัวข้อ 2.5 ซึ่งคาบการซิกค่าข้อมูลของระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วคือ  $400 \mu\text{s}$  และคาบการซิกค่าข้อมูลของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์คือ  $100 \mu\text{s}$  จะทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถประมวลผลได้ทันดังแสดงในรูป 3.7



รูปที่ 3.7 แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว

#### 3.2.5.1 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ (Rotor Speed Estimate)

ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์โรเตอร์ที่ได้จากความสัมพันธ์ระหว่างแบบจำลองแรงดันกับแบบจำลองกระแสแสดงในรูปที่ 3.7 อ้างอิงจากสมการ (2.80) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะผ่านตัวควบคุมแบบพีไอโดยการตั้งค่าอัตราขยายที่และค่าอัตราขยายไอจะแสดงในรูปที่ 3.8

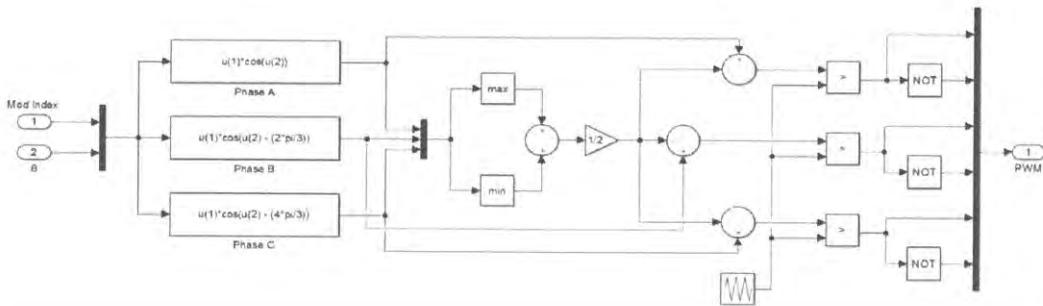


รูปที่ 3.8 การตั้งค่าตัวแปรควบคุมแบบพีไอของความเร็วโรเตอร์แบบประมาณ

### 3.2.6 แบบจำลองสเปซเวกเตอร์พีดับบีเอ็ม

ป้อนค่าผลลัพธ์ดัชนีการมอดูเลชันและมุมอ้างอิงผ่านแบบจำลองสเปซเวกเตอร์พีดับบีเอ็มได้ผลลัพธ์เป็นแรงดันไฟฟ้าสามเฟส จากนั้นหาค่าองค์ประกอบลำดับศูนย์จากสมการ (2.63) เพื่อนำมารวมกับแรงดันป้อนเข้าซึ่งจะได้แรงดันอ้างอิงนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม จากนั้นจะได้สัญญาณพีดับบีเอ็มสามเฟสและนำสัญญาณพีดับบีเอ็มสามเฟสไปกลับทางลอจิกซึ่งจะได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณพีดับบีเอ็มทั้งหมด 6 สัญญาณเพื่อนำมาขับไอจีบีที (Insulated-Gate Bipolar Transistor: IGBT) ทั้งหมด 6 ตัว การสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พีดับบีเอ็มแสดงในรูปที่ 3.9

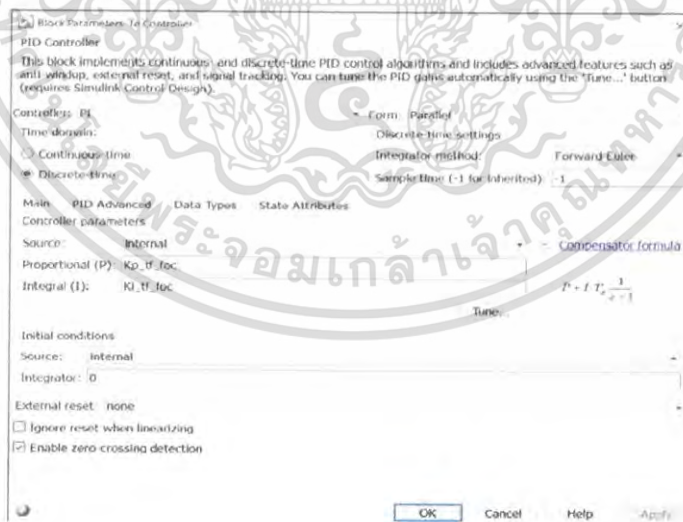
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจรควบคุมสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็ม

### 3.2.7 การตั้งค่าตัวควบคุมแรงบิด

ตัวควบคุมแรงบิดเป็นตัวควบคุมพีไอที่แสดงในรูปที่ 3.10 จะกำหนดค่าอัตราขยายพีและอัตราขยายไอจากหัวข้อการออกแบบตัวควบคุมแรงบิดโดยใส่ค่าลงในช่องตัวขยาย (Proportional: P) และช่องตัวอินทิกรัล (Integral: I) ตามลำดับ และมีการจำกัดค่าแรงดันให้อยู่ระหว่าง -300 โวลต์ ถึง 300 โวลต์ เพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายกับระบบควบคุมลงในช่องพีไอดีแอดวานซ์ (PID Advanced)

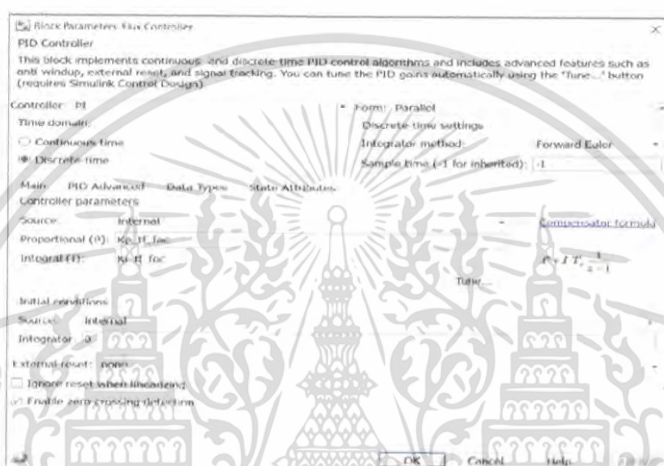


รูปที่ 3.10 กำหนดค่าตัวแปรตัวควบคุมแรงบิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.8 การตั้งค่าตัวควบคุมฟลักซ์

ตัวควบคุมฟลักซ์เป็นตัวควบคุมพีไอที่แสดงในรูปที่ 3.11 จะกำหนดค่าอัตราขยายพีและอัตราขยายไอจากหัวข้อการออกแบบตัวควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแนวแกนดี ใส่ค่าลงในช่องขยายและช่องตัวอินทิกรัลตามลำดับและมีการจำกัดค่าแรงดันให้อยู่ระหว่าง -300 โวลต์ ถึง 300 โวลต์ เพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายกับระบบควบคุมลงในช่องพีไอดีแอดวานซ์



รูปที่ 3.11 กำหนดค่าตัวแปรตัวควบคุมฟลักซ์

### 3.2.9 การตั้งค่าตัวควบคุมความเร็ว

ตัวควบคุมความเร็วเป็นตัวควบคุมพีไอที่แสดงในรูปที่ 3.12 จะกำหนดค่าอัตราขยายพีและอัตราขยายไอจากหัวข้อการออกแบบตัวควบคุมควบคุมแรงบิด ใส่ค่าลงในช่องอัตราขยายพีและอัตราขยายไอตามลำดับและมีการจำกัดค่าแรงบิดระหว่าง -10 นิวตันเมตร ถึง 10 นิวตันเมตร เพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายกับระบบควบคุมลงในช่องพีไอดีแอดวานซ์



รูปที่ 3.12 กำหนดค่าตัวแปรตัวควบคุมความเร็ว

### 3.3 การออกแบบอัตราขยายตัวควบคุมแบบพีไอ

โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ในงานวิจัยนี้เป็นระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยอ้อมเพื่อให้ระบบทำงานได้สมบูรณ์และมีประสิทธิภาพจึงได้ออกแบบระบบควบคุมในแต่ละส่วนดังนี้

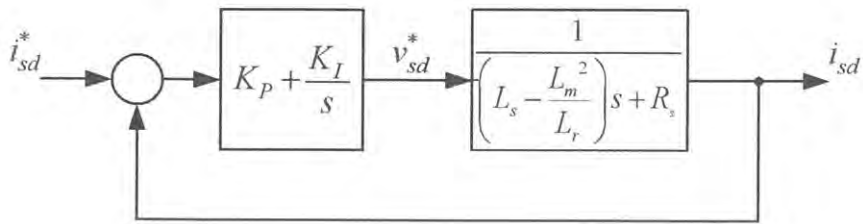
#### 3.3.1 การออกแบบอัตราขยายตัวควบคุมพีไอของกระแสสเตเตอร์

จากสมการ (2.101) เมื่อไม่พิจารณาแรงดันเกี่ยวค้ำที่เกิดขึ้นระหว่างแกนดีกับแกนคิว แรงดันที่เกิดจากฟลักซ์โรเตอร์และแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์จะประมาณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{sd} \approx \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) s I_{sd} \quad (3.1)$$

นำสมการ (3.1) มาเขียนแผนภาพระบบควบคุมกระแสได้ดังแสดงในรูปที่ 3.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 ระบบควบคุมกระแสเตเตอร์ในแนวแกนดี

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดของระบบควบคุมกระแสเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$G(s) = \frac{1}{\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)s + R_s} \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \quad (3.2)$$

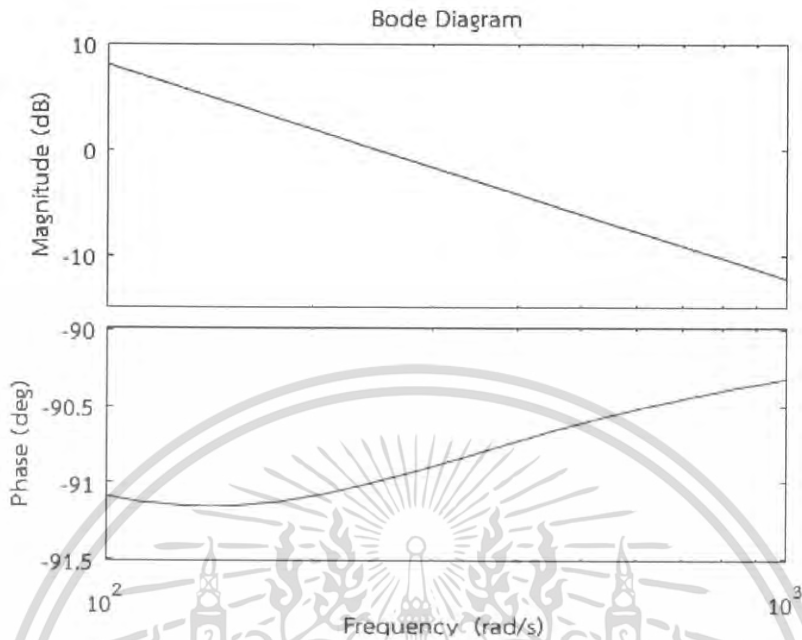
เงื่อนไขอัตราขยายวงรอบเปิดที่ความถี่ตัดข้าม  $\omega_c$  โดยจะกำหนดอัตราขยายเท่ากับ 1 ตามสมการต่อไปนี้

$$|G(s)|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (3.3)$$

ค่าความถี่หักมุม  $\omega_c$  ของตัวควบคุมพีไอต้องน้อยกว่าความถี่ตัดข้าม

$$\omega_c = \frac{K_I}{K_P} < \omega_o \quad (3.4)$$

การควบคุมนี้เป็นวงรอบในซึ่งมีการตอบสนองที่เร็วจึงต้องเลือกความถี่ตัดข้ามที่มีค่ามากแต่ไม่ควรมากเกินไปเนื่องจากจะไปขยายสัญญาณรบกวนในระบบได้ โดยงานวิจัยนี้เลือกค่าความถี่ตัดข้าม  $\omega_o = 247.46 \text{ rad/s}$  และการเลือกค่าความถี่หักมุมจะพิจารณาถึงเสถียรภาพเป็นหลักโดยต้องเผื่อเฟสให้เพียงพอกับระบบ จึงได้เลือก  $\omega_c = K_I/K_P = 144.67 \text{ rad/s}$  เมื่อแทนค่าตัวแปรทั้งหมดจะได้อัตราขยายของตัวควบคุมพีไอและอัตราขยายตัวควบคุมไอเท่ากับ 2.645 และ 382.655 ตามลำดับ



รูปที่ 3.14 แผนภาพโบดของระบบควบคุมกระแสจากการออกแบบ

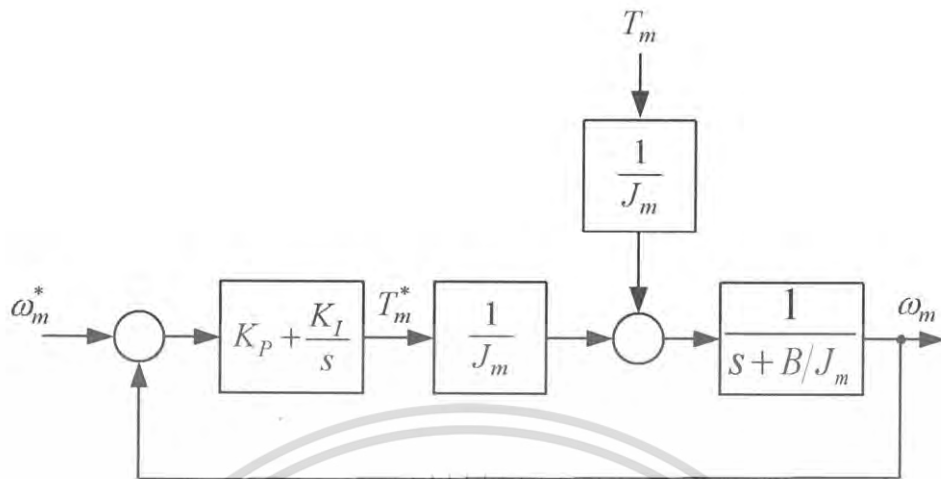
จากแผนภาพโบดของระบบควบคุมกระแสที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.14 พบว่ามีส่วนเฟสเท่ากับ 89 องศา ซึ่งมากเพียงพอสำหรับเสถียรภาพการควบคุม

### 3.3.2 การออกแบบอัตราขยายตัวควบคุมแบบพีไอของความเร็ว

เนื่องจากระบบควบคุมความเร็วเป็นการควบคุมวงรอบนอกทำให้ไม่จำเป็นต้องเลือกความถี่ตัดข้ามที่สูงมาก จึงเลือกใช้ความถี่ตัดข้ามที่ 73.88 rad/s และจากสมการ (3.5) สามารถเขียนแผนภาพของระบบควบคุมความเร็วได้ดังแสดงรูปที่ 3.15

$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



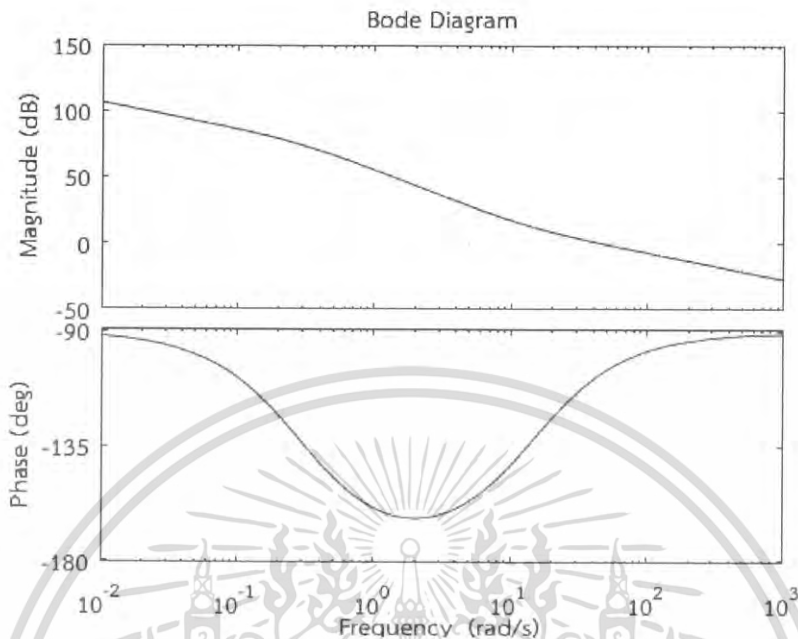
รูปที่ 3.15 แผนภาพระบบควบคุมความเร็ว

ฟังก์ชันการถ่ายโอนวงรอบเปิดของระบบควบคุมความเร็วเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$G(s) = \left( K_P + \frac{K_I}{s} \right) \left( \frac{1}{J_m s + B} \right) \quad (3.6)$$

โดยเงื่อนไขอัตราขยายวงรอบปิดที่ความถี่ตัดข้ามกำหนดให้เท่ากับ 1 ดังสมการ (3.3) และค่าความถี่หักมุมของตัวควบคุมพีไอต้องน้อยกว่าความถี่ตัดข้ามดังสมการ (3.4) จึงเลือกความถี่หักมุมของระบบควบคุมที่ 13.89 rad/s ซึ่งเพียงพอต่อเสถียรภาพของระบบควบคุม เมื่อแทนค่าตัวแปรทั้งหมดจะได้อัตราขยายของตัวควบคุมพีไอและอัตราขยายตัวควบคุมไบนแกนควเท่ากับ 3.6 และ 50 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แผนภาพโบเดของระบบควบคุมความเร็วจากการออกแบบ

จากแผนภาพโบเดของระบบควบคุมความเร็วที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.16 พบว่ามีส่วนเฟสเท่ากับ 73.88 องศา ซึ่งมากเพียงพอสำหรับเสถียรภาพการควบคุม

3.3.3 การออกแบบอัตราขยายตัวควบคุมแบบพีโอของระบบประมาณค่าความเร็วของระบบแบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว

เนื่องจากในทางปฏิบัติการเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์มีลักษณะเป็นฟังก์ชันแรम्พ์ (Ramp Function) ซึ่งขณะมอเตอร์เปลี่ยนแปลงความเร็วนั้นแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น ( $T_m$ ) จะมีค่าคงที่และทำให้ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นซึ่งมีความชันดังสมการต่อไปนี้

$$R = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_m - T_L}{J_m} \quad (3.7)$$

ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วในช่วงสภาวะอยู่ตัวมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ สามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างความเร็วคลาดเคลื่อนกับความเร็วจริงได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{(\omega_m(s) - \hat{\omega}_m(s))}{\omega_m(s)} = \frac{1}{1 + p \left| \hat{\lambda}_r \right|^2 G'_{22}(s) \cdot (k_p + k_I / s)} \quad (3.8)$$

ค่าความเร็วผิดพลาดในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วหาได้จากทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final Value Theorem) ดังสมการต่อไปนี้

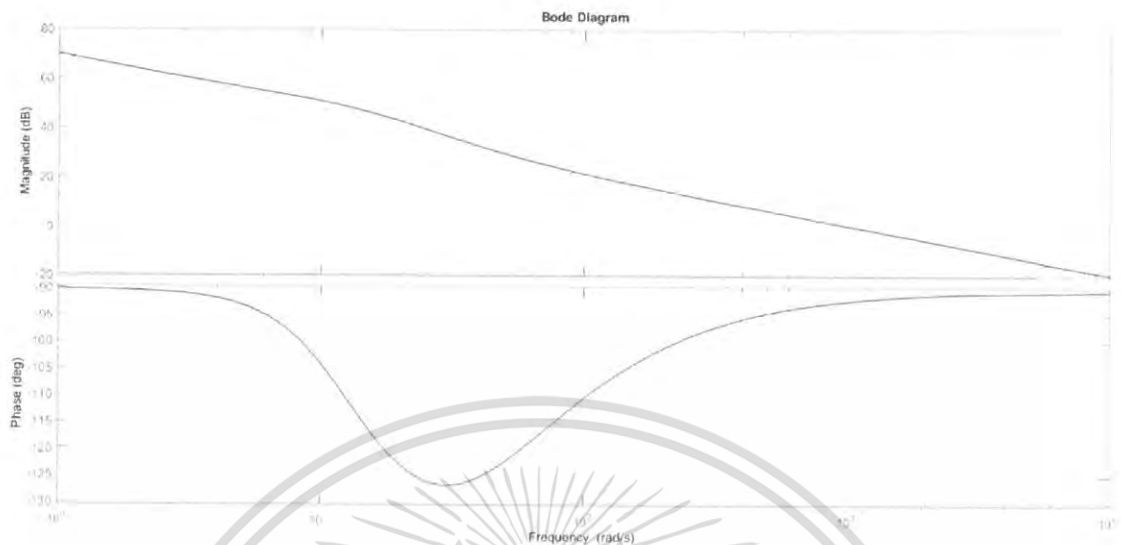
$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ s \cdot \frac{s}{s + p \left| \hat{\lambda}_r \right|^2 G'_{22}(s) \cdot (sk_p + k_I)} \right] \left[ \frac{T_m - T_L}{J_m s^2} \right] \quad (3.9)$$

จะได้

$$e_{ss} = \frac{T_m - T_L}{J_m p \left| \hat{\lambda}_r \right|^2 G'_{22}(s) \Big|_{s=0} - k_I} \quad (3.10)$$

จากสมการ (3.10) สังเกตเห็นว่าค่าอัตราขยายของตัวควบคุมโอยิ่งมากจะช่วยลดค่าความผิดพลาดของความเร็วในช่วงสภาวะอยู่ตัวได้ ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ค่าอัตราขยายตัวควบคุมโอเท่ากับ 30000 โดยเงื่อนไขอัตราขยายวงรอบปิดที่ความถี่ตัดข้ามกำหนดให้เท่ากับ 1 ดังสมการ (3.3) และค่าความถี่หักมุมของตัวควบคุมพีไอต้องน้อยกว่าความถี่ตัดข้ามดังสมการ (3.4) จึงเลือกความถี่หักมุมของระบบควบคุมที่ 50 rad/s ซึ่งเพียงพอต่อเสถียรภาพของระบบควบคุม เมื่อแทนค่าตัวแปรทั้งหมดจะได้อัตราขยายของตัวควบคุมพีไอเท่ากับ 600 เมื่อพิจารณาเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพโพลแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



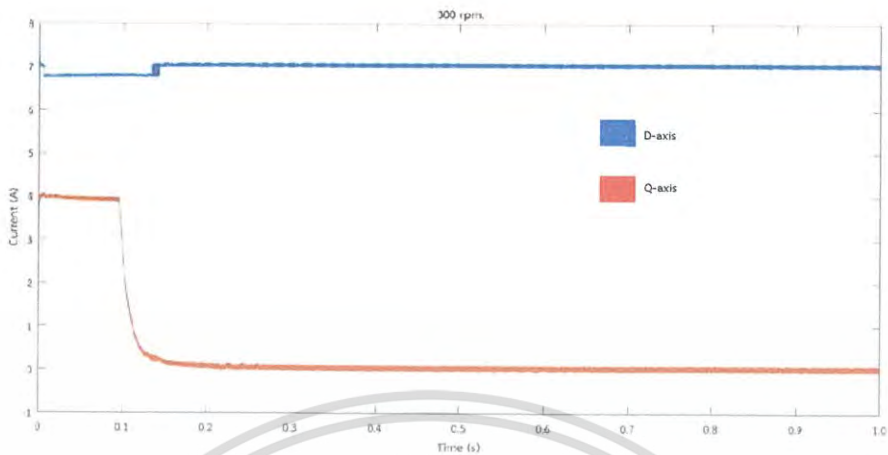
รูปที่ 3.17 แผนภาพโบดของระบบประมาณความเร็วจากการออกแบบ

จากแผนภาพโบดของระบบประมาณความเร็วที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.17 พบว่ามีส่วนเฟสเท่ากับ 87.9 องศา ซึ่งมากเพียงพอสำหรับเสถียรภาพการควบคุม

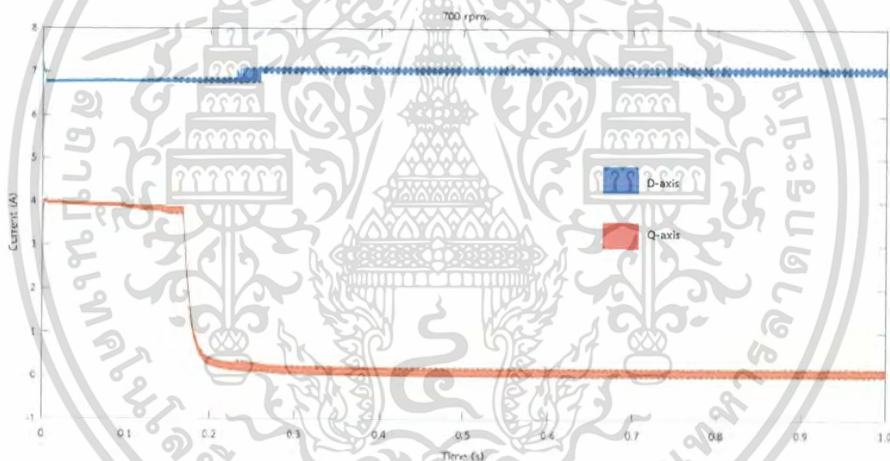
### 3.4 ผลการจำลองจากโปรแกรมแมทแล็บซิมูลิงค์

#### 3.4.1 ผลการจำลองกระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนคว

ในการจำลองค่ากระแสในแนวแกนดีและแกนคว จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 300, 700, 1000 และ 1400 รอบต่อนาทีตามลำดับ โดยไม่มีการป้อนภาระโหลดแก่มอเตอร์จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

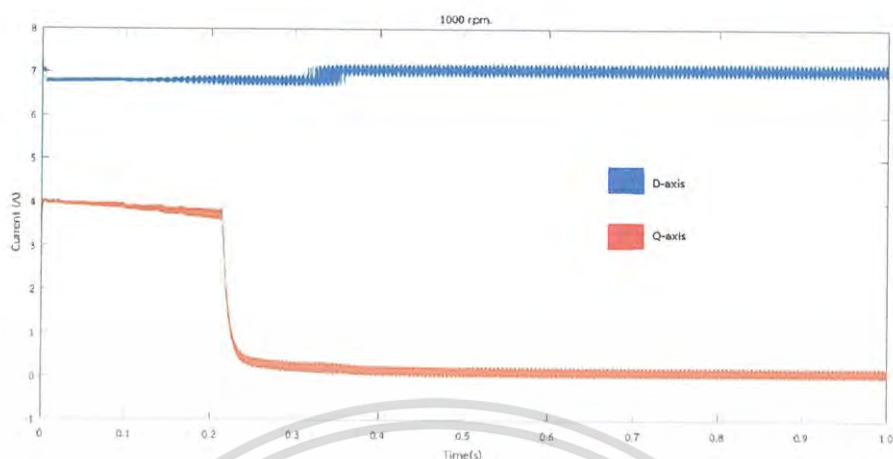


รูปที่ 3.18 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที

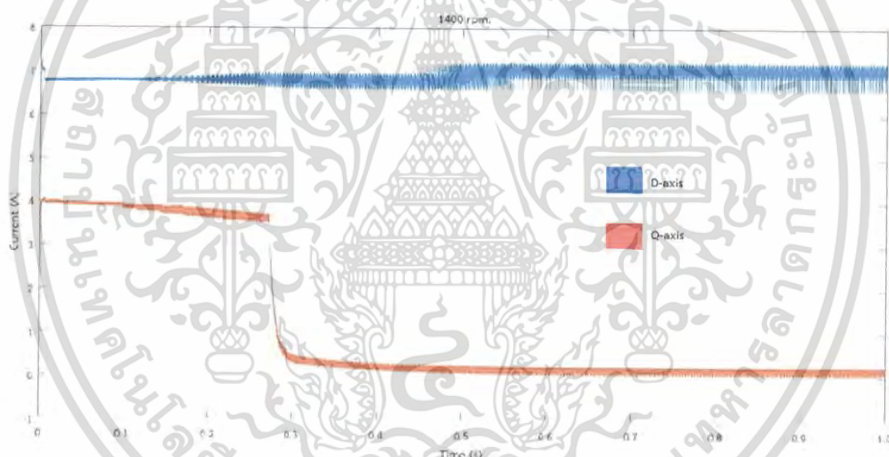


รูปที่ 3.19 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

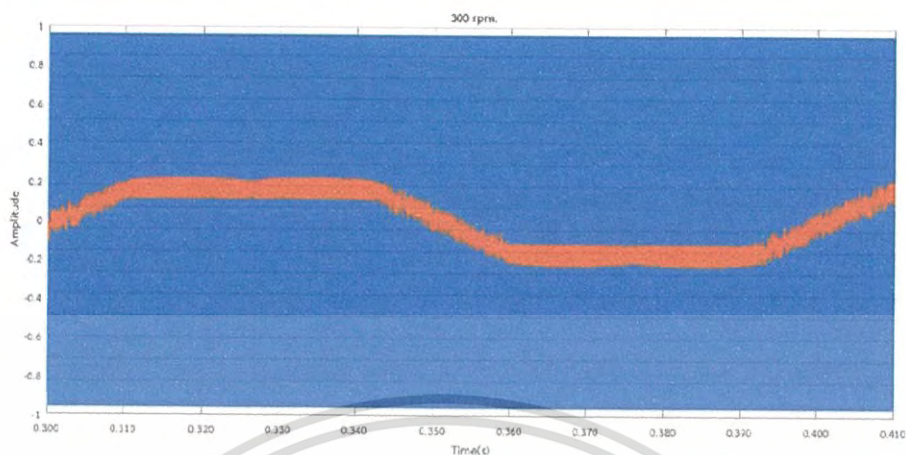


รูปที่ 3.21 กระแสสเตเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที

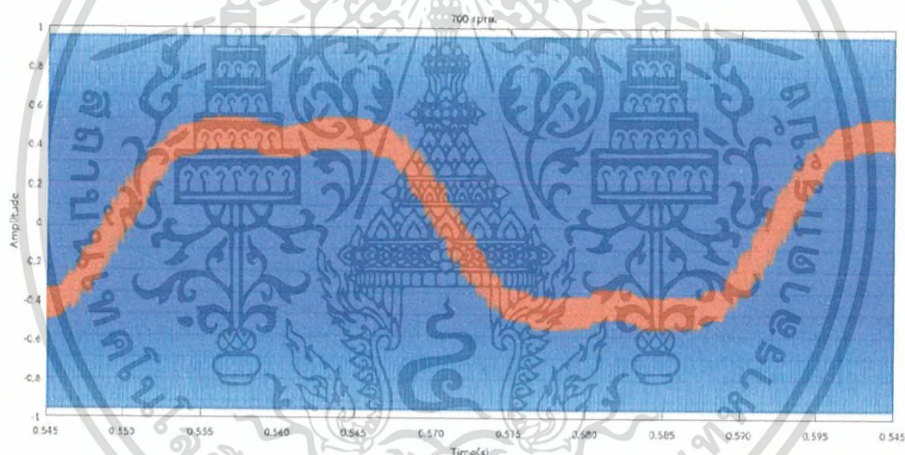
#### 3.4.2 ผลการจำลองสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยม

ในการจำลองสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยม จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 300, 700, 1000 และ 1400 รอบต่อนาทีตามลำดับ โดยไม่มีการป้อนภาระโหลดแก่มอเตอร์ จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

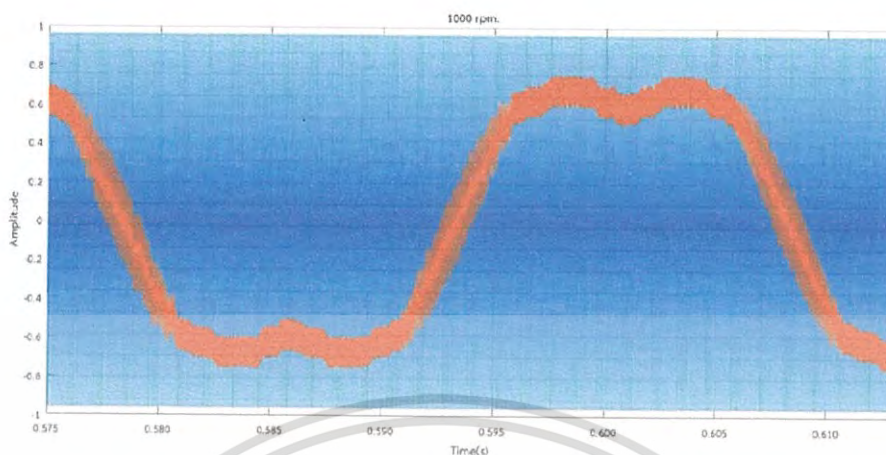


รูปที่ 3.22 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที

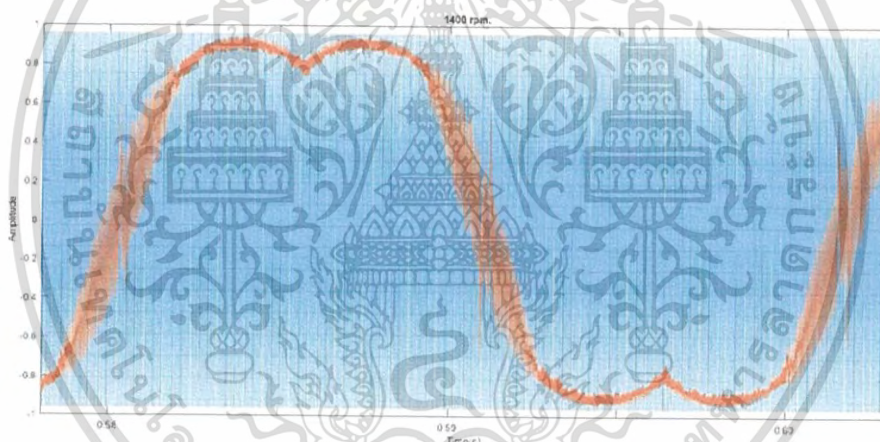


รูปที่ 3.23 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

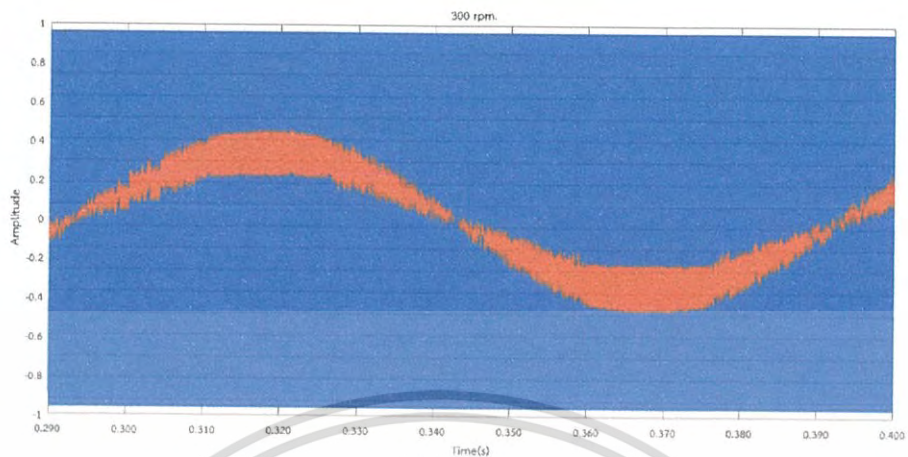


รูปที่ 3.25 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที

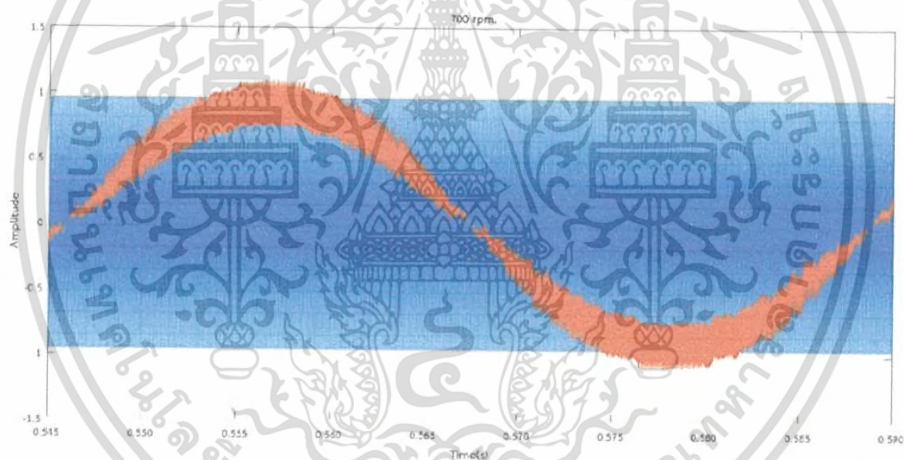
### 3.4.3 ผลการจำลองสัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยม

ในการจำลองสัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยม จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 300, 700, 1000 และ 1400 รอบต่อนาทีตามลำดับ โดยไม่มีการป้อนภาระโหลดแก่มอเตอร์ จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

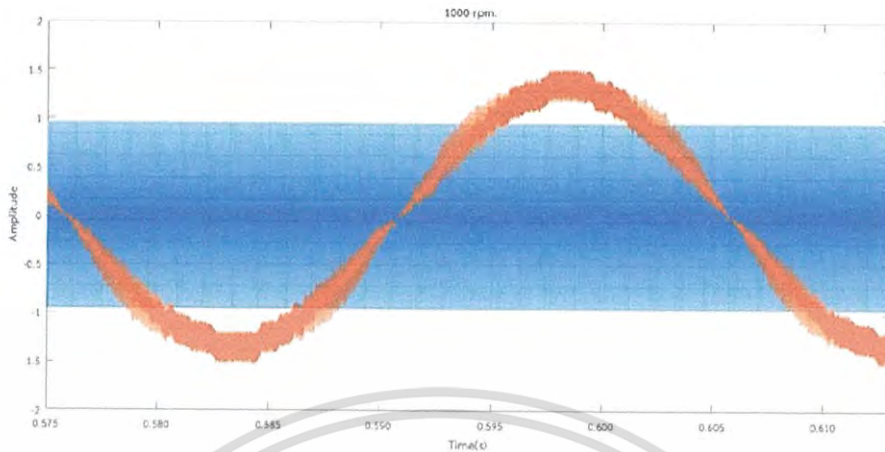


รูปที่ 3.26 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที



รูปที่ 3.27 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

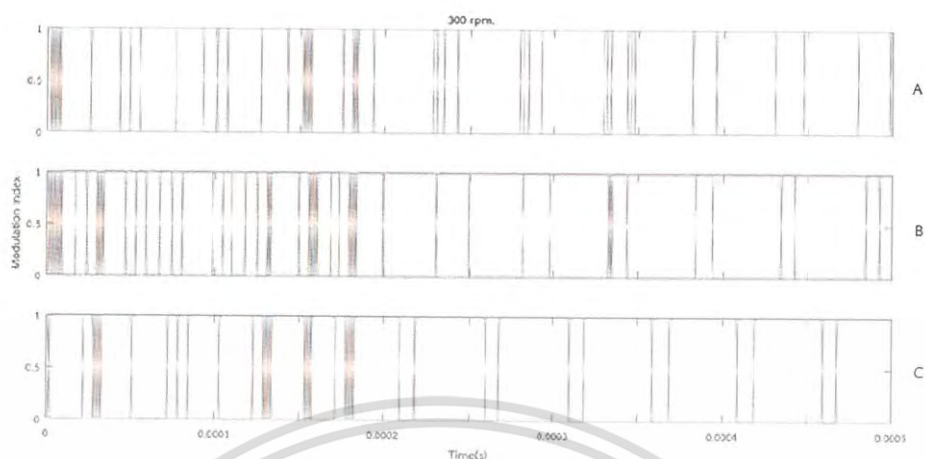


รูปที่ 3.29 สัญญาณแรงดันไลน์อ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที

#### 3.4.4 ผลการจำลองสัญญาณสเปซเวกเตอร์พีดับบีเอ็ม

ในการจำลองสัญญาณสเปซเวกเตอร์พีดับบีเอ็ม จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 300, 700, 1000 และ 1400 รอบต่อนาทีตามลำดับ โดยไม่มีการป้อนภาระโหลดแก่มอเตอร์จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

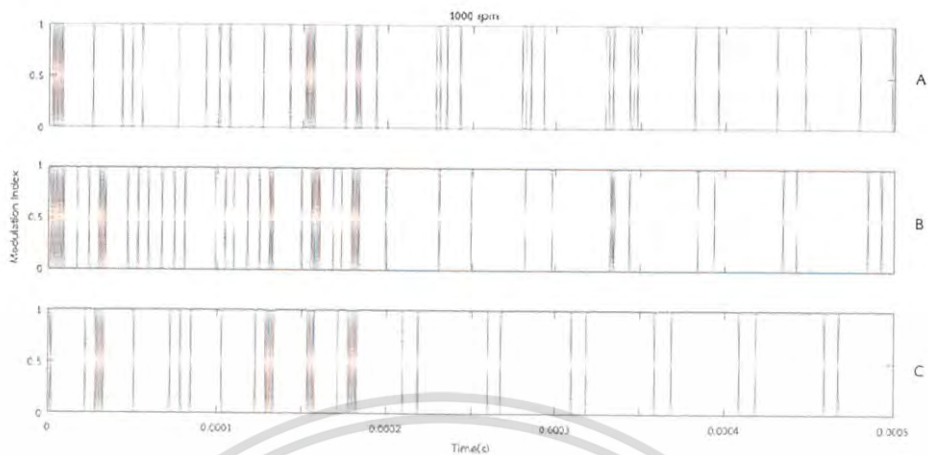


รูปที่ 3.30 สเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที



รูปที่ 3.31 สเปซเวกเตอร์ที่ดับบิวเอ็มที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.32 สเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

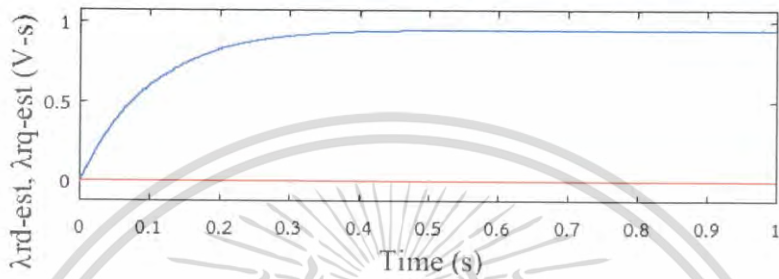
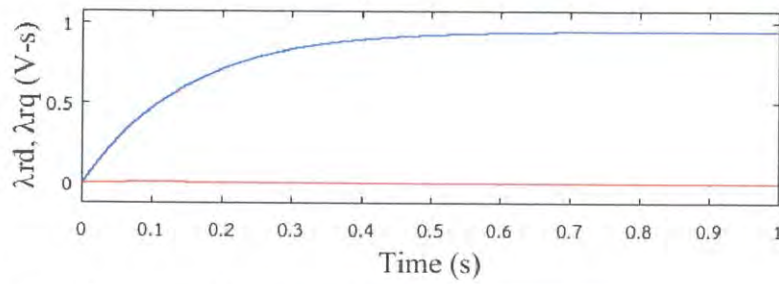


รูปที่ 3.33 สเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที

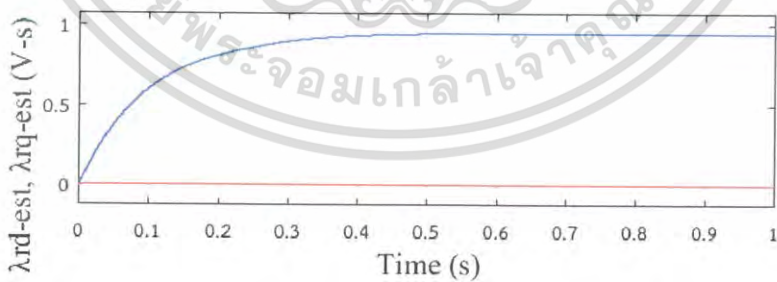
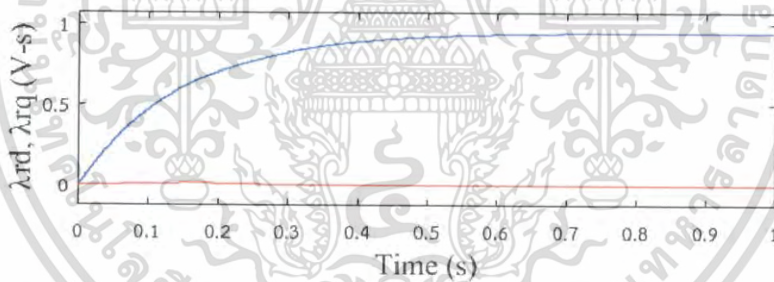
#### 3.4.5 ผลการจำลองฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควในแบบจำลองแรงดันและแบบจำลองกระแส

ในการจำลองฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควในแบบจำลองแรงดันและแบบจำลองกระแส จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 300, 700, 1000 และ 1400 รอบต่อนาทีตามลำดับ โดยไม่มีการป้อนภาระโหลดแก่มอเตอร์จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

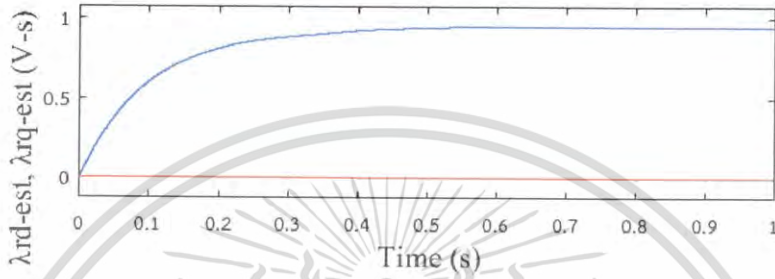
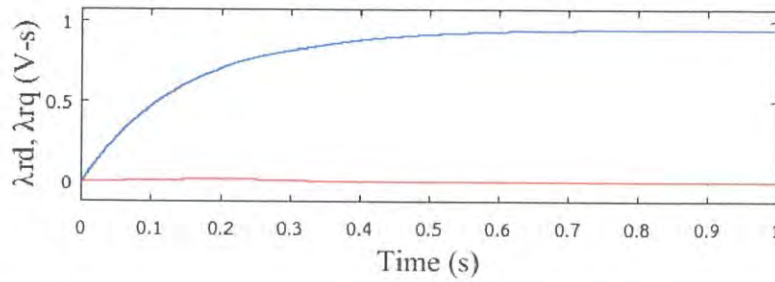


รูปที่ 3.34 พล็อตซีโรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็วโรเตอร์ 300 รอบต่อนาที แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)

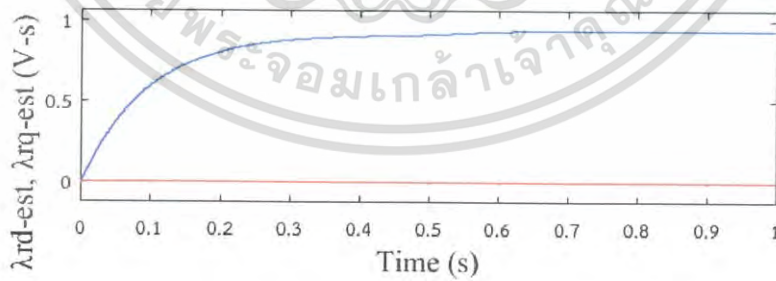
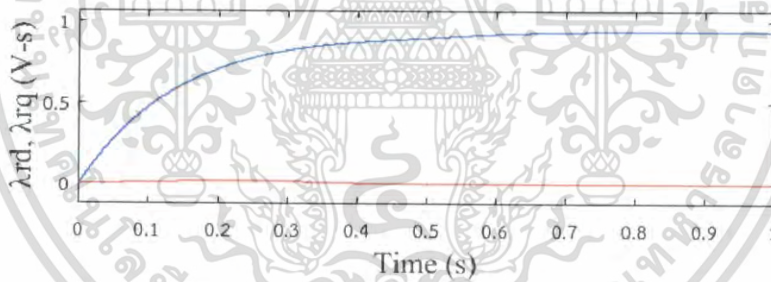


รูปที่ 3.35 พล็อตซีโรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็วโรเตอร์ 700 รอบต่อนาที แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.36 ฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็วโรเตอร์ 1000 รอบต่อนาที  
แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)



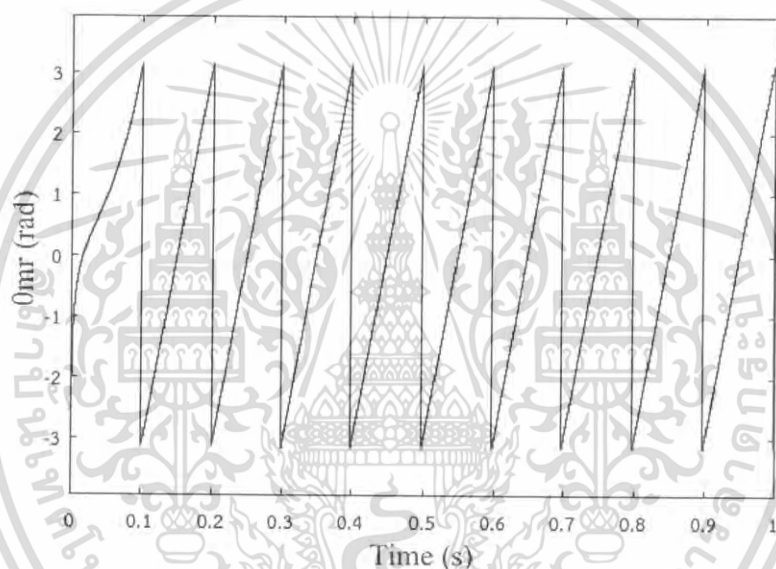
รูปที่ 3.37 ฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนดีและแกนควที่ความเร็วโรเตอร์ 1400 รอบต่อนาที  
แบบจำลองแรงดัน (บน) แสดงในแบบจำลองกระแส (ล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.38 ถึง 3.41 ค่าของฟลักซ์โรเตอร์มีแนวโน้มแบบเดียวกันและมีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยค่าของฟลักซ์โรเตอร์ในแนวแกนควในทั้ง 2 แบบจำลองมีค่าเข้าใกล้ศูนย์

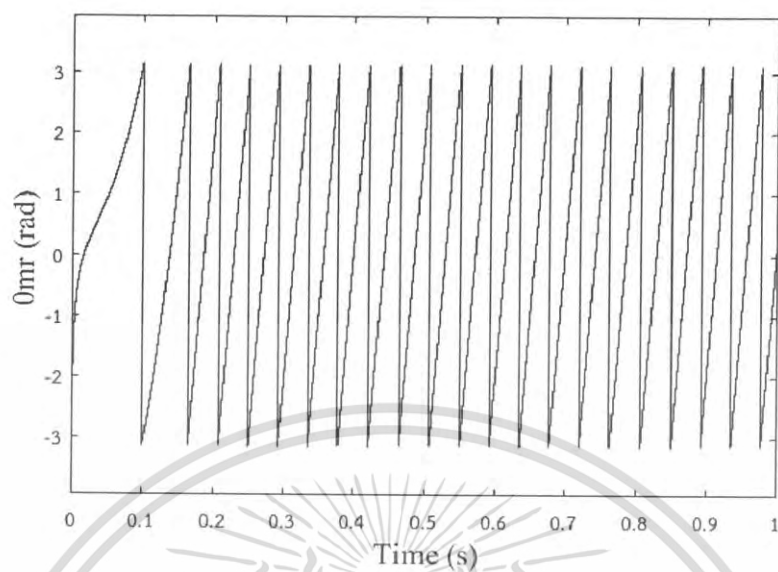
### 3.4.6 ผลการจำลองมุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็วโรเตอร์ต่างกัน

ในการจำลองมุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็วโรเตอร์ต่างกัน จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 300, 700, 1000 และ 1400 รอบต่อนาทีตามลำดับ โดยไม่มีการป้อนภาระโหลดแก่มอเตอร์จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

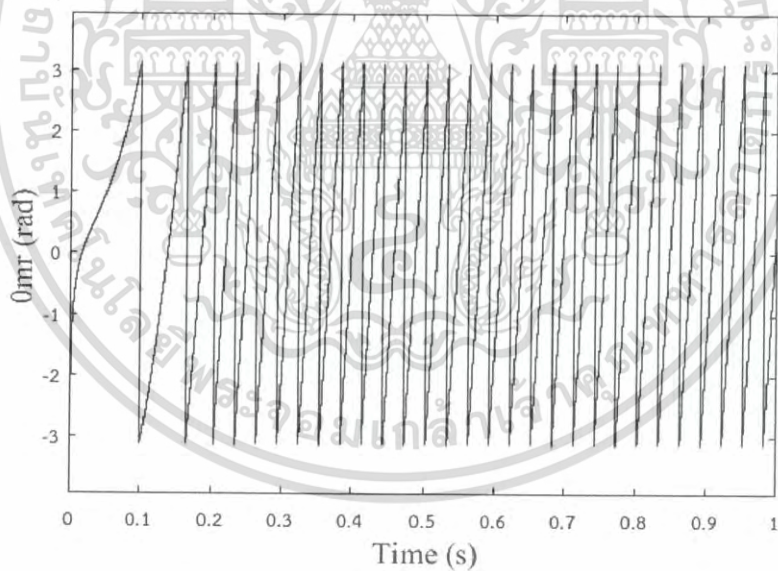


รูปที่ 3.38 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

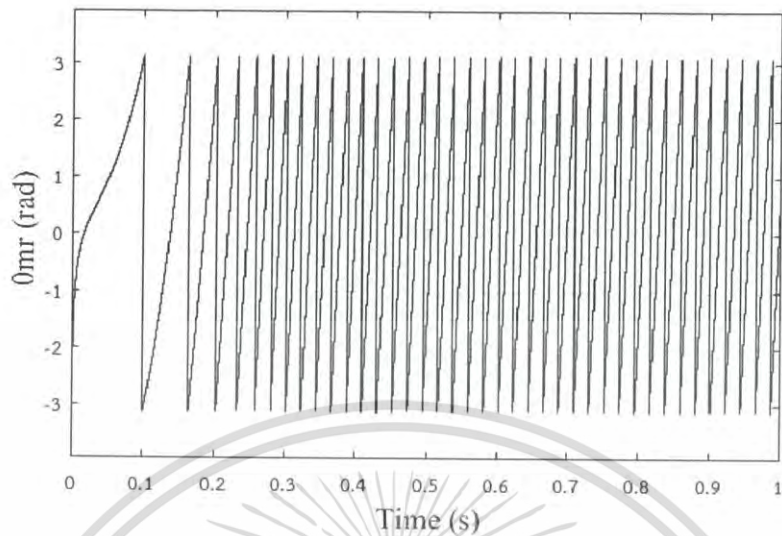


รูปที่ 3.39 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที



รูปที่ 3.40 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

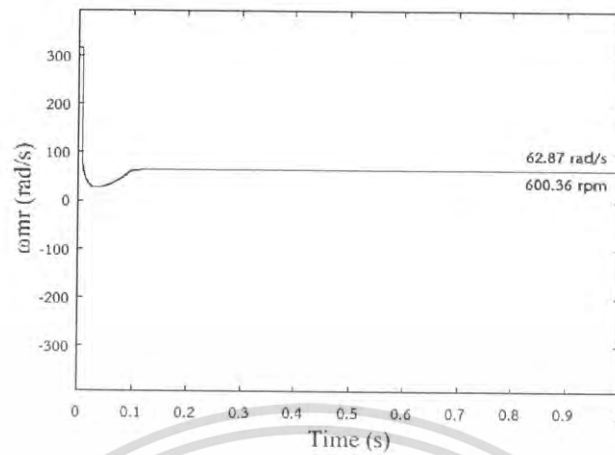


รูปที่ 3.41 มุมฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที

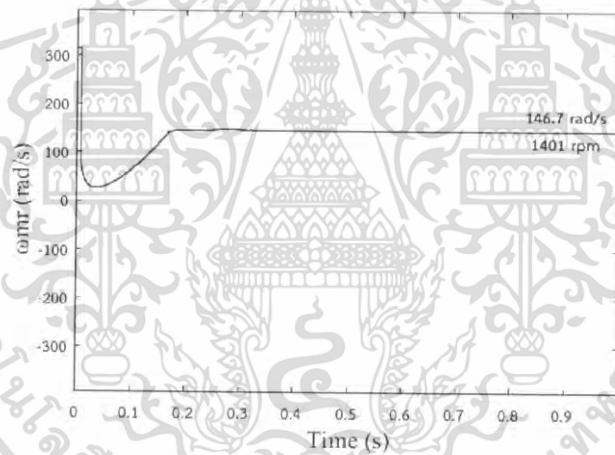
จากรูปที่ 3.38 ถึง 3.41 ค่าของมุมฟลักซ์โรเตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกัน เมื่อความเร็วมากขึ้นกราฟจะมีลักษณะที่ถี่ขึ้นสังเกตในตอนเริ่มต้นกราฟจะถี่น้อยกว่าที่สภาวะคงตัวเนื่องจากมอเตอร์เริ่มจากความเร็วน้อยไปจนถึงค่าความเร็วคำสั่ง

#### 3.4.7 ผลการจำลองความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็วโรเตอร์ต่างกัน

ในการจำลองความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็วโรเตอร์ต่างกัน จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 300, 700, 1000 และ 1400 รอบต่อนาทีตามลำดับ โดยไม่มีการป้อนกระแสไหลกลับแก่มอเตอร์จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

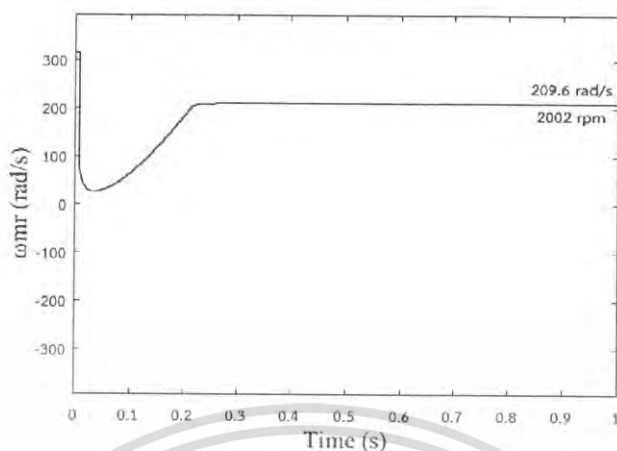


รูปที่ 3.42 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที

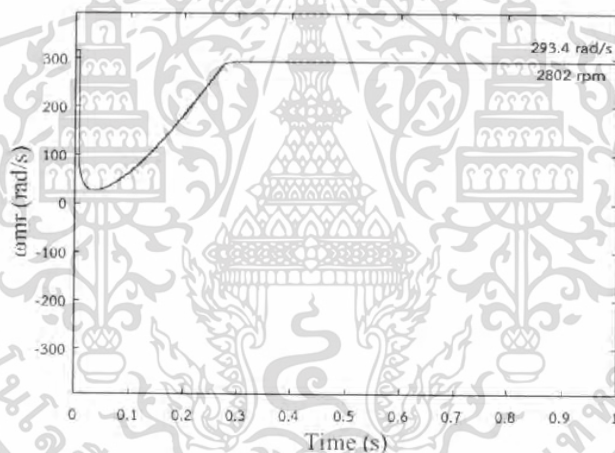


รูปที่ 3.43 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 700 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.44 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที



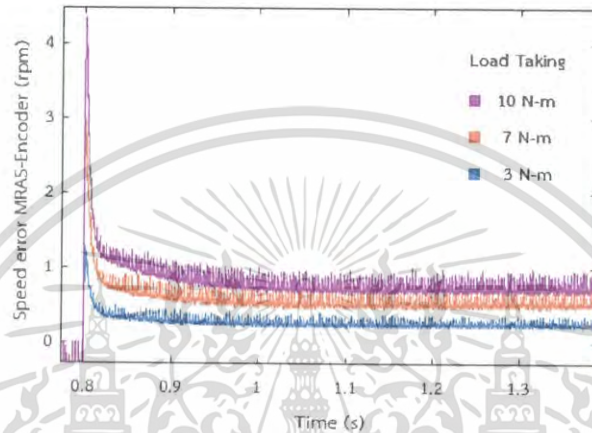
รูปที่ 3.45 ความถี่ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที

จากรูปที่ 3.42 ถึง 3.45 ค่าของความถี่ฟลักซ์โรเตอร์จะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกัน หากได้จากการหาอนุพันธ์อันดับหนึ่งของมุมฟลักซ์โรเตอร์โดยที่สภาวะคงตัวมุมฟลักซ์โรเตอร์ของแต่ละรูปจะแตกต่างกัน เมื่อสั่งที่ความเร็วมากขึ้นความถี่ฟลักซ์โรเตอร์จะมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย

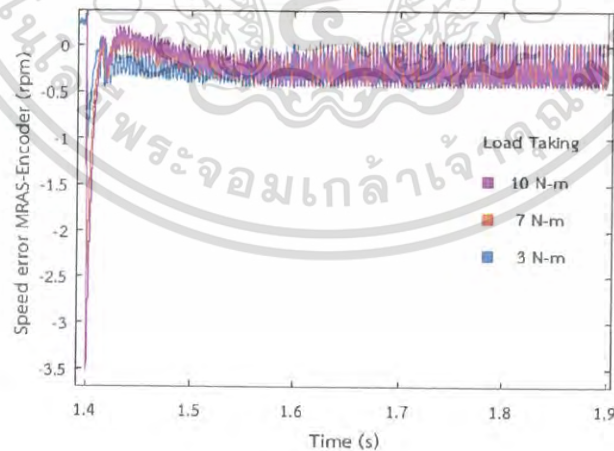
3.4.8 ผลการจำลองความแตกต่างระหว่างความเร็วจากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการจำลองค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 1400 รอบต่อนาที โดยมีการป้อนภาระโหลดดังนี้ 3, 7 และ 10 นิวตันเมตรตามลำดับในสภาวะต่าง ๆ จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

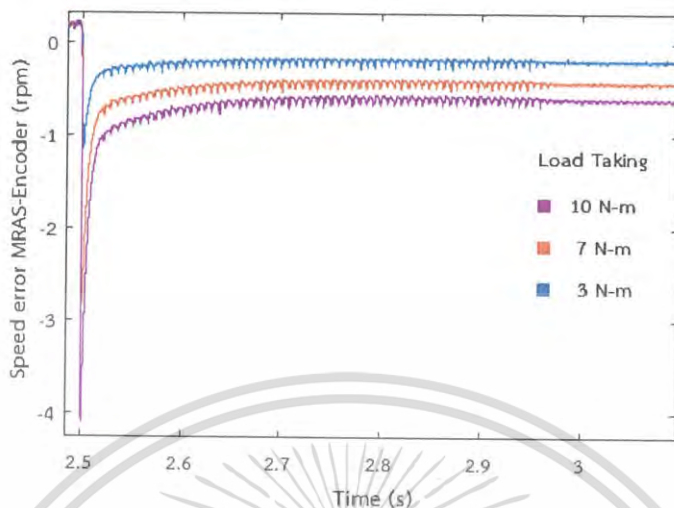


รูปที่ 3.46 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะมีโหลดที่ศกหมนไปด้านหน้า

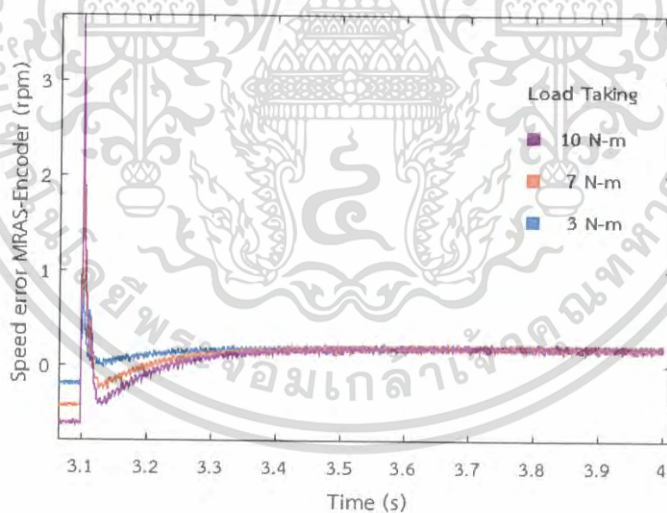


รูปที่ 3.47 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะไม่มีโหลดที่ศกหมนไปด้านหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.48 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะมี โหลดทิศหมุนย้อนกลับ

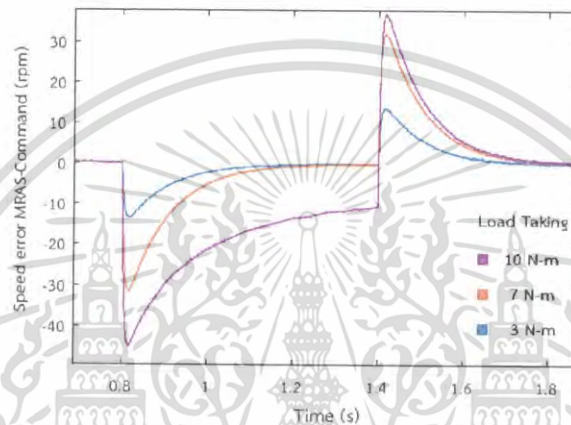


รูปที่ 3.49 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วจริงของโรเตอร์ที่สภาวะ ไม่มีโหลดทิศหมุนย้อนกลับ

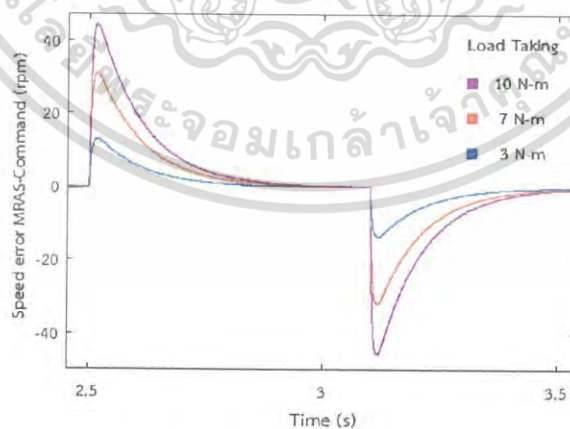
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4.9 ผลการจำลองความแตกต่างระหว่างความเร็วจากการประมาณกับความเร็วสั่งการ

ในการจำลองความแตกต่างระหว่างความเร็วจากการประมาณกับความเร็วสั่งการ จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 1400 รอบต่อนาที โดยมีการป้อนภาระโหลดดังนี้ 3, 7 และ 10 นิวตันเมตรตามลำดับในสภาวะต่าง ๆ จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้



รูปที่ 3.50 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วสั่งการ ทิศทางหมุนไปด้านหน้า

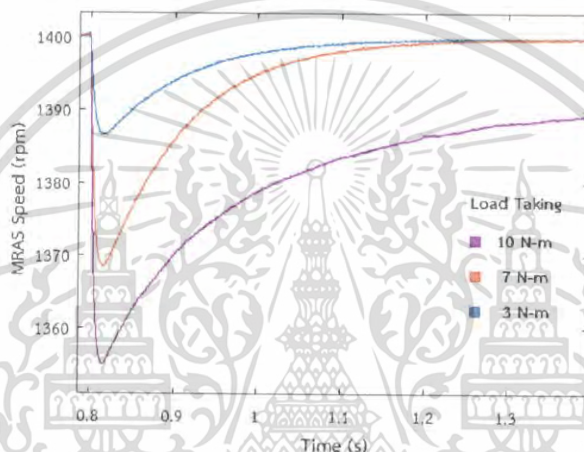


รูปที่ 3.51 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ได้จากการประมาณกับความเร็วสั่งการ ทิศทางหมุนย้อนกลับ

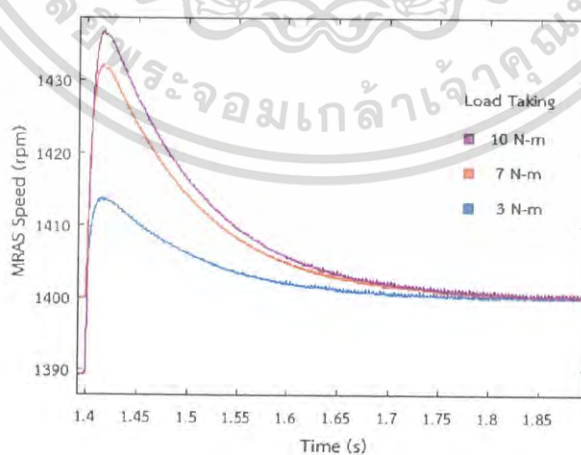
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4.10 ผลการจำลองโอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะต่าง ๆ

ในการจำลองโอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า สภาวะมอเตอร์กลับทิศ สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับและสภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 1400 รอบต่อนาที โดยมีการป้อนภาระโหลดดังนี้ 3, 7 และ 10 นิวตันเมตรตามลำดับ จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

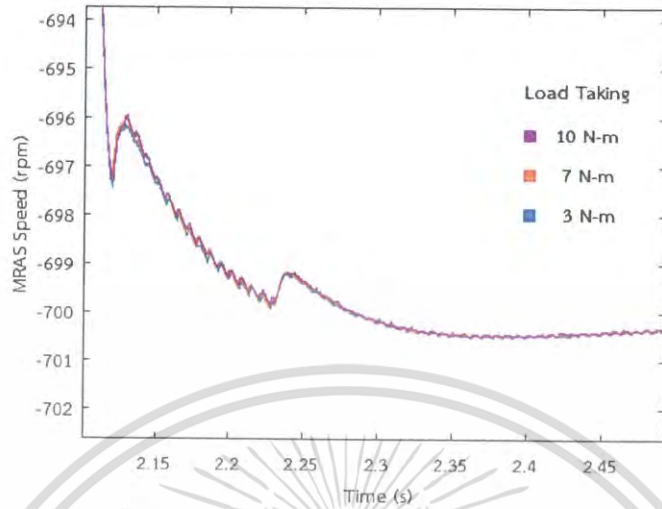


รูปที่ 3.52 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า

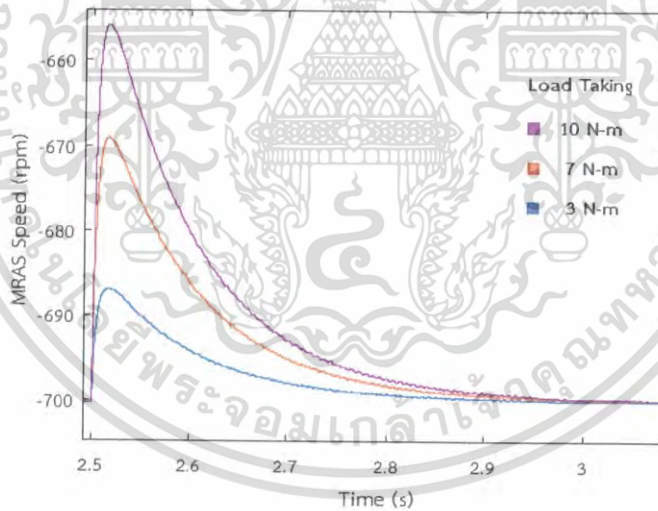


รูปที่ 3.53 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

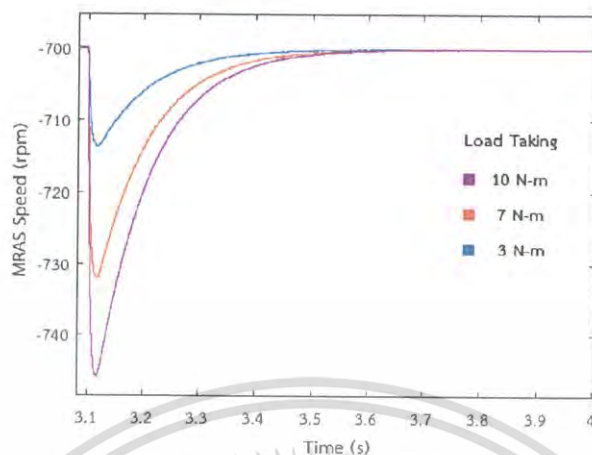


รูปที่ 3.54 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะกลับทิศทางหมุน



รูปที่ 3.55 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ

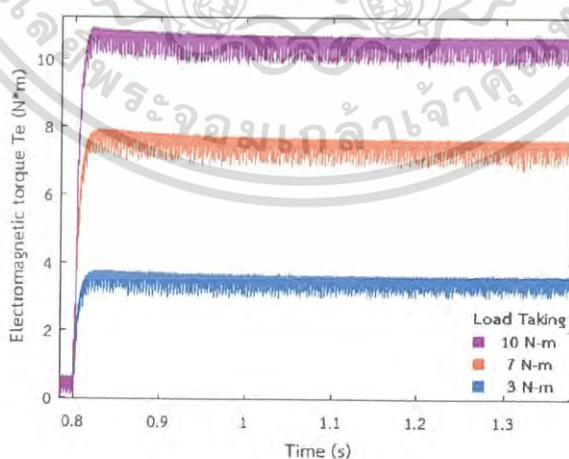
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.56 โอเวอร์ชูทของความเร็วที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ

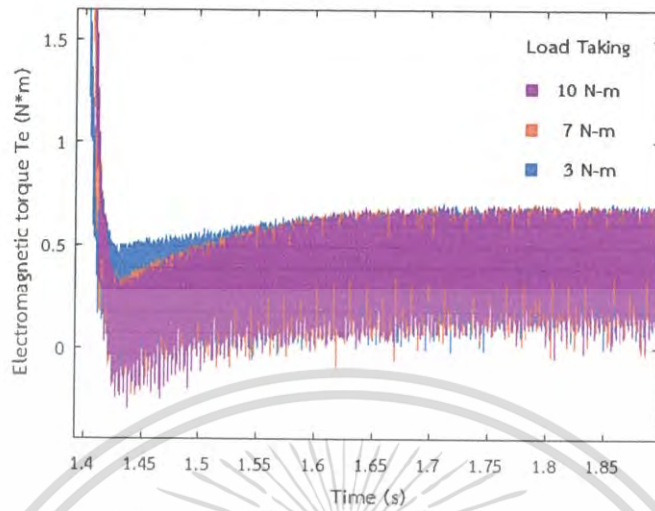
#### 3.4.11 ผลการจำลองโอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะต่าง ๆ

ในการจำลองโอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า สภาวะมอเตอร์กลับทิศ สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับและสภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ จำลองที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ 1400 รอบต่อนาที โดยมีการป้อนภาระโหลดดังนี้ 3, 7 และ 10 นิวตันเมตรตามลำดับ จะได้ผลการจำลองดังแสดงในรูปต่อไปนี้

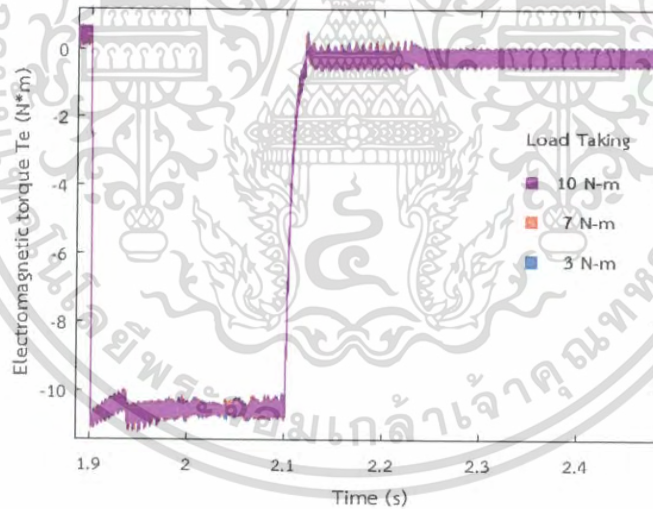


รูปที่ 3.57 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

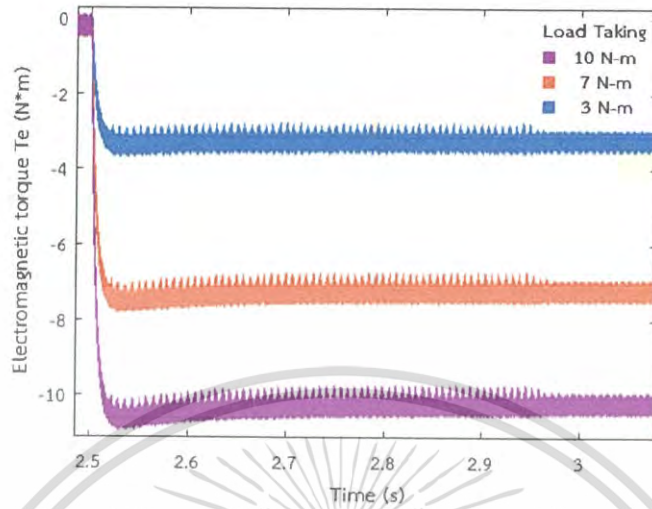


รูปที่ 3.58 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนไปด้านหน้า

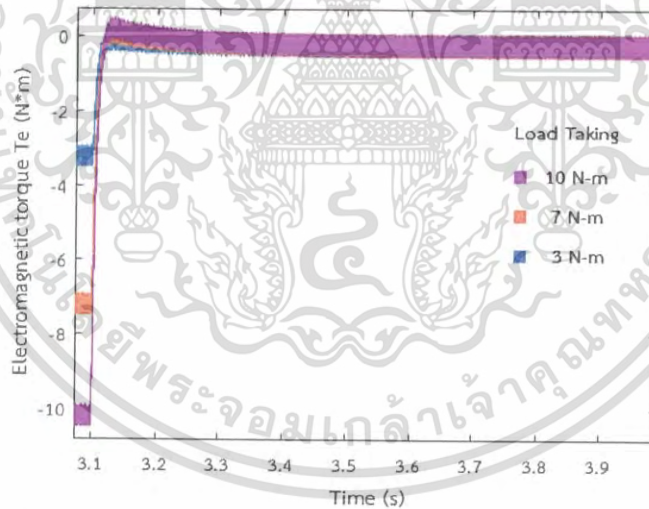


รูปที่ 3.59 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะกลับทิศทางหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



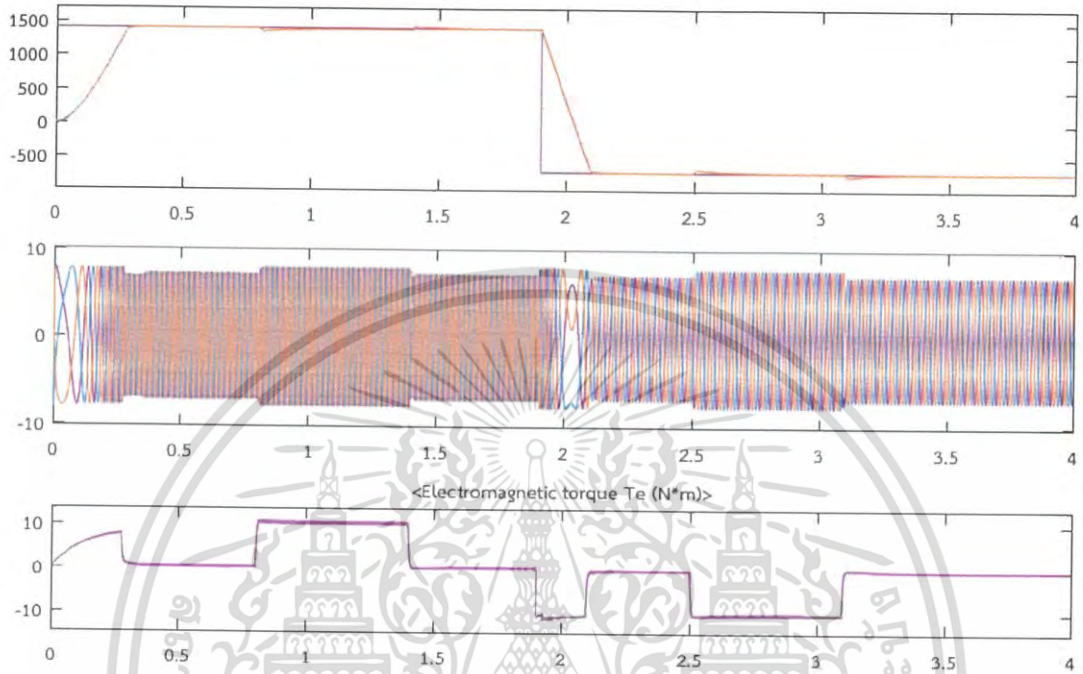
รูปที่ 3.60 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะมีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ



รูปที่ 3.61 โอเวอร์ชูทของแรงบิดที่สภาวะไม่มีโหลดทิศทางหมุนย้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3.4.12 ผลการจำลองโดยภาพรวม



รูปที่ 3.62 ผลการจำลองโดยภาพรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 การออกแบบอุปกรณ์

#### 3.5.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

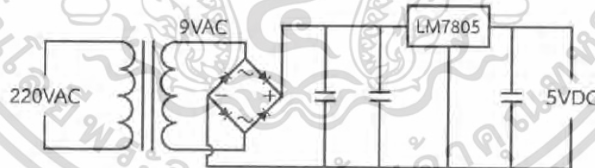
การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะแบ่งออกเป็น 4 ระดับแรงดันไฟฟ้า

3.5.1.1 แหล่งจ่ายแรงดัน +5 โวลต์ จำนวน 2 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับตัวตรวจจับความเร็วโดยใช้หม้อแปลงขนาด 220/6 V<sub>AC</sub> และไฟเลี้ยงไอซีบนอุปกรณ์ขับเคลื่อนใช้หม้อแปลงขนาด 220/9 V<sub>AC</sub> ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.63

3.5.1.2 แหล่งจ่ายแรงดัน +12, +15 และ -15 โวลต์ จำนวน 1 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับตัวตรวจจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงโดยใช้หม้อแปลงขนาด 220/18 V<sub>AC</sub> ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.64

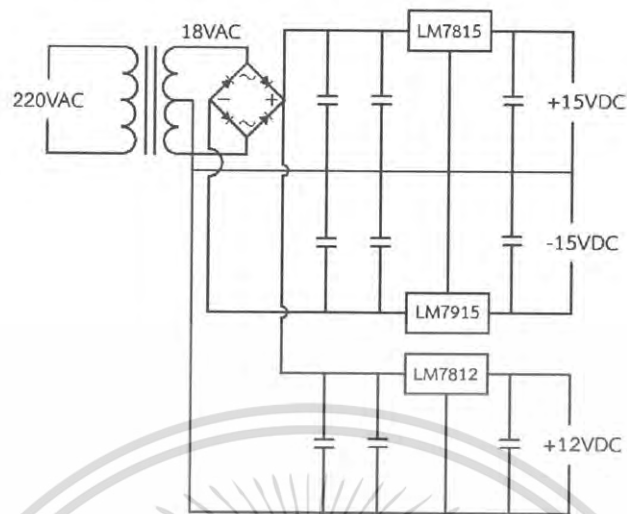
3.5.1.3 แหล่งจ่ายแรงดัน +15 และ -15 โวลต์ จำนวน 2 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับตัวตรวจจับกระแสโดยใช้หม้อแปลงขนาด 220/18 V<sub>AC</sub> ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.65

3.5.1.4 แหล่งจ่ายแรงดัน +15 และ -15 โวลต์ จำนวน 4 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับวงจรขับใช้หม้อแปลงขนาด 220/15 V<sub>AC</sub> ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.66  
เมื่อได้ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะผ่านวงจรบริดจ์เรียงกระแสผ่านไอซีรักษาแรงดันเบอร์ LM7805 LM7812 LM7815 LM7915 และผ่านตัวกรอง เพื่อเรียงกระแส รักษาระดับแรงดันให้ได้ค่าที่ต้องการทำให้ได้ไฟฟ้ากระแสตรงเรียบ

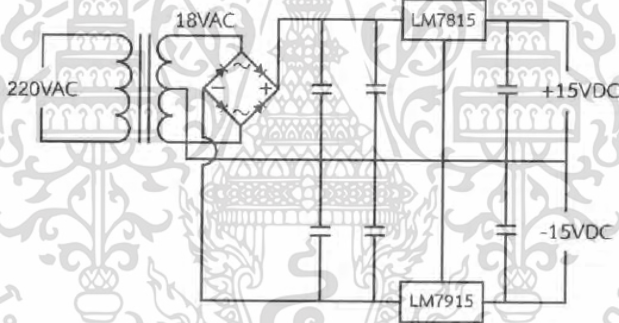


รูปที่ 3.63 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 5 โวลต์ดีซี สำหรับตัวตรวจจับความเร็ว

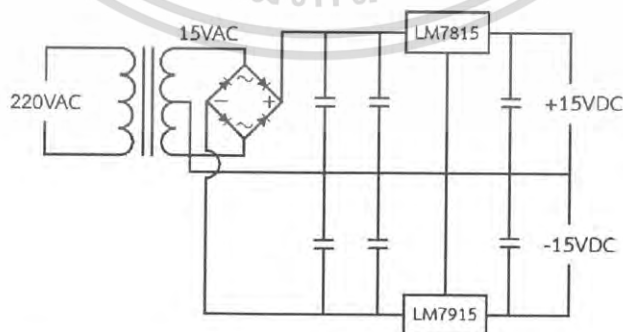
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.64 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 15, -15 และ 12 โวลต์ดีซี สำหรับตัวตรวจจับแรงดันเชื่อมโยง

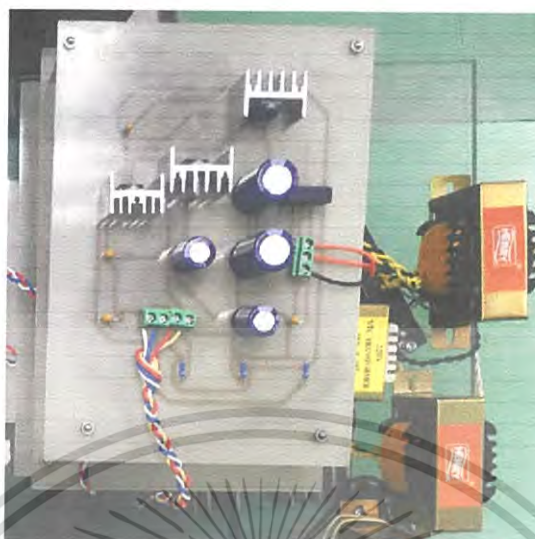


รูปที่ 3.65 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 15 -15 โวลต์ดีซี สำหรับตัวตรวจจับกระแส



รูปที่ 3.66 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 15, -15 โวลต์ดีซี สำหรับวงจรขับ

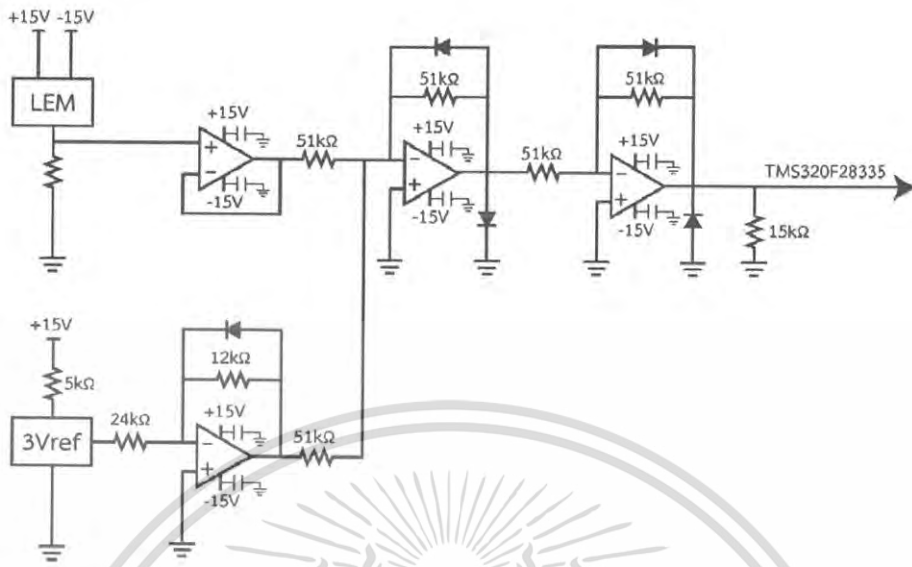
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



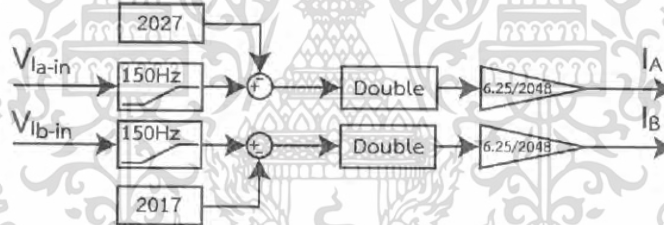
รูปที่ 3.67 วงจรไฟเลี้ยงสำหรับวงจรตรวจจับกระแสและตัวตรวจจับแรงดันเชื่อมโยง

### 3.5.2 วงจรตรวจจับกระแส

ตัวตรวจจับกระแสของวงจรควบคุมทำการตรวจจับกระแสมาสองเฟส ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ตัวตรวจจับกระแส LEM เบอร์ LA25-NP ทำการเลือกอัตรากระแสขาเข้าต่อกระแสขาออกไว้ที่ 1000:1 จากนั้นสัญญาณที่ได้จากตัวตรวจจับกระแสจะส่งไปยังวงจรขยายสัญญาณซึ่งได้ออกแบบวงจรให้ยกแรงดันไว้ที่ 1.5 V มีการป้องกันไม่ให้มีแรงดันขาออกเกิน 3 V และไม่ต่ำกว่า 0 V ซึ่งสามารถป้อนไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ ดังรูปที่ 3.14 โดยงานวิจัยนี้จำเป็นต้องทราบค่ากระแสที่แม่นยำเพื่อนำไปใช้ในการแปลงแกนแยกองค์ประกอบของกระแสซึ่งจำเป็นสำหรับเทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบวิธีทางอ้อมและนำไปประกอบการคำนวณหาค่าประมาณของความเร็วของโรเตอร์ ดังนั้นเราจะต้องทำการปรับเทียบแรงดันที่ยกในตัวซอฟต์แวร์เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 อ่านค่ากระแสที่เข้ามาได้อย่างแม่นยำเพื่อความถูกต้องดังรูปที่ 3.68

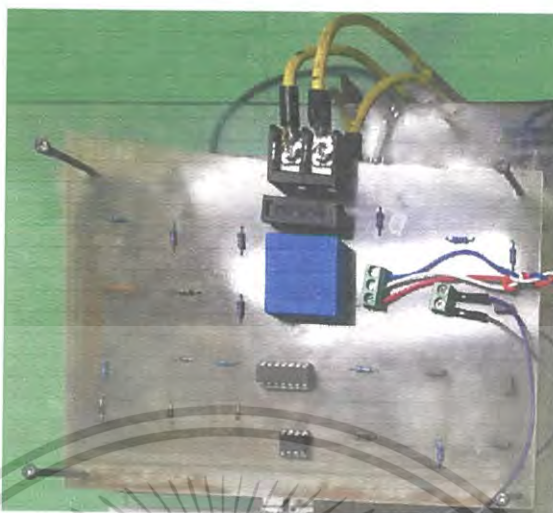


รูปที่ 3.68 วงจรตรวจจับสนะแล



รูปที่ 3.69 ซอฟต์แวร์ของวงจรถนวจจับสนะแล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.70 วงจรตรวจจับกระแส

### 3.5.3 วงจรตรวจจับแรงดัน

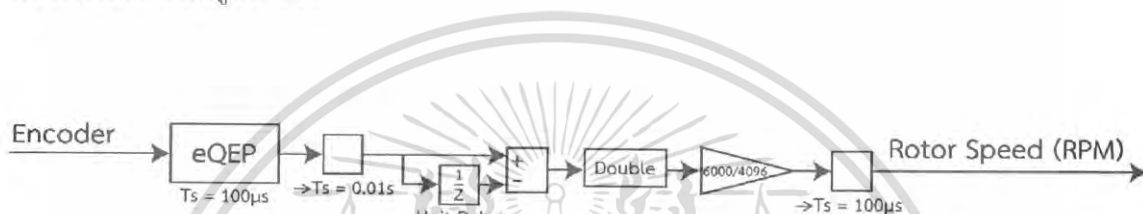
ตัวตรวจจับแรงดันของวงจรควบคุมทำการตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากตัวเก็บประจุที่จ่ายแรงดันให้กับชุดขับ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ตัวตรวจจับแรงดันโดยแยกกราวด์ระหว่างแรงดันด้านกำลังกับชุดควบคุม จากนั้นสัญญาณที่ได้จากตัวตรวจจับแรงดันเชื่อมโยงจะถูกส่งไปยังวงจรขยายสัญญาณซึ่งได้ออกแบบวงจรให้ยกแรงดันไว้ 0.5 V มีการป้องกันไม่ให้มีแรงดันขาออกเกิน 3 V และไม่ต่ำกว่า 0 V ซึ่งสามารถป้อนไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ ดังรูปที่ 3.17 โดยงานวิจัยนี้จำเป็นต้องทราบแรงดันไฟฟ้าเพื่อนำไปประกอบการคำนวณหาค่าประมาณของความเร็วของโรเตอร์ ดังนั้นเราจะต้องทำการปรับเทียบแรงดันที่ยกในตัวซอฟต์แวร์เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 อ่านค่าแรงดันไฟฟ้าที่เข้ามาได้อย่างแม่นยำเพื่อความถูกต้องดังรูปที่ 3.71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.5.4 วงจรตรวจจับความเร็ว

ตัวตรวจจับความเร็วที่ติดอยู่กับเพลาโรเตอร์ต้องการไฟเลี้ยง 5 โวลต์ดีซีในการทำงาน และมีค่าความละเอียด 1024 พัลส์ต่อรอบ โดยจะทำการส่งค่าความเร็วโรเตอร์ในหน่วยพัลส์ต่อรอบเข้ามาแปลงให้อยู่ในรูปความเร็วรอบทางกลของโรเตอร์เพื่อส่งค่าไปประมวลผลต่อในไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ซึ่งเป็นส่วนประกอบหนึ่งของเทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบวิธีทางอ้อมแบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็วโดยจะมีบล็อกไดอะแกรมเฉพาะในซอฟต์แวร์เพื่อทำการรับสัญญาณจากวงจรตรวจจับความเร็วโดยตรงดังรูปที่ 3.74



รูปที่ 3.74 ซอฟต์แวร์แสดงการรับค่าจากวงจรถ่ายจับความเร็วมอเตอร์ (Encoder)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4 ผลการทดลอง

สำหรับบทนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบการทดลองโดยใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีตัวตรวจจับและการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับ ในการทดลองโดยใช้การควบคุมแต่ละแบบจะประกอบด้วย การทดลองหาแรงบิดเริ่มต้น การทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วมอเตอร์ขณะไม่มีภาระทางกล และการทดลองให้ภาระทางกลที่เหมาะสมที่ระดับความเร็วต่างๆ ซึ่งในทุกการทดลองจะออกมาในรูปแบบกราฟจากการจำลองในโปรแกรม Matlab2016a และเปรียบเทียบกับกราฟที่ได้จากออสซิลโลสโคป

ข้อมูลจำเพาะของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสมี่ดังนี้

- กำลังขาออกที่พิกัด (Rate output Power) = 1493.4 วัตต์
- แรงดันที่พิกัด (Rate Voltage) = 380 โวลต์
- จำนวนขั้ว (Pole) = 4 ขั้ว
- ความเร็วที่พิกัด (Rate Speed) = 1420 rpm
- ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ (Stator resistance) = 1.5 โอห์ม
- ค่าความต้านทานที่โรเตอร์ (Rotor resistance) = 1 โอห์ม
- ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่สเตเตอร์ (Stator leakage inductance) = 0.005506 เฮนรี
- ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่โรเตอร์ (Rotor leakage inductance) = 0.005506 เฮนรี
- ค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual inductance) = 0.135 เฮนรี

### 4.1 การออกแบบการทดสอบการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

#### 4.1.1 การออกแบบวิธีการทดสอบ

การออกแบบการทดลอง เริ่มจากการทำการจำลอง ในโปรแกรม Matlab2016a และนำผลที่ได้จากการจำลองมาเปรียบเทียบกับรูปกราฟที่แสดงผลผ่านออสซิลโลสโคปวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีตัวตรวจจับความเร็วและวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

#### 4.1.2 หัวข้อที่จะทำการทดลอง

##### 4.1.2.1 ผลการทดสอบการสตาร์ทมอเตอร์

4.1.2.2 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่างตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงสตาร์ทซึ่งขับเคลื่อนด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

##### 4.1.2.3 ผลการทดสอบการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด

4.1.2.4 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่างตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงเพิ่มความเร็วซึ่งขับเคลื่อนด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

4.1.2.5 ผลการทดสอบการลดความเร็วของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด

4.1.2.6 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่างตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงลดความเร็วซึ่งขับด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

4.1.2.7 ผลการทดสอบการเพิ่มโหลดทางกลควบคุมมอเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็วและใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

4.1.2.8 ผลการทดสอบสัญญาณสเปซเวกเตอร์พีดับบีเอ็มที่ความเร็วต่างๆ

4.1.2.9 ผลการทดสอบสัญญาณสวิทช์ของสเปซเวกเตอร์พีดับบีเอ็มและสัญญาณการพวงเวลา (dead time) ของการสวิทช์

## 4.2 ผลการทดสอบ

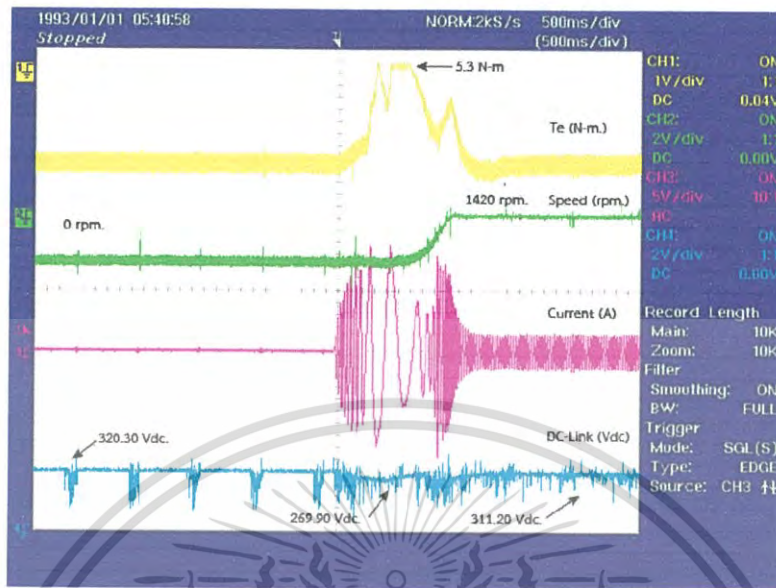
### 4.2.1 ผลการทดสอบการสตาร์ทมอเตอร์

จะพบว่า การเริ่มสตาร์ทของความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสไปยังความเร็วต่างๆ ตามตารางที่ 4.1 และตารางที่ 4.2 โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีตัวตรวจจับความเร็วเปรียบเทียบกับเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วพบว่า ช่วงจุดเริ่มต้นก่อนสตาร์ทของเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว ความเร็วจะเข้าสู่ภาวะสมดุลได้เร็วกว่าเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีตัวตรวจจับความเร็ว

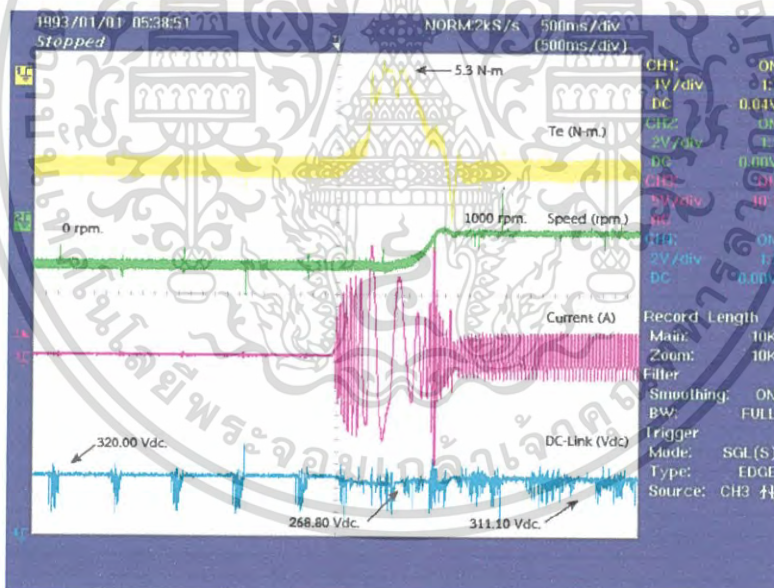
ตารางที่ 4.1 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะทำการสตาร์ทมอเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

ความเร็วเริ่มต้น (rpm)	ความเร็วสุดท้าย (rpm)	แรงดันเริ่มต้น (V)	แรงดันต่ำสุดขณะเปลี่ยนความเร็ว (V)	แรงดันสุดท้าย (V)
0	1420	320.30	269.90	311.20
0	1000	320.00	269.80	311.10
0	700	320.60	268.80	311.60
0	500	320.00	274.60	311.40
0	300	320.00	277.40	311.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

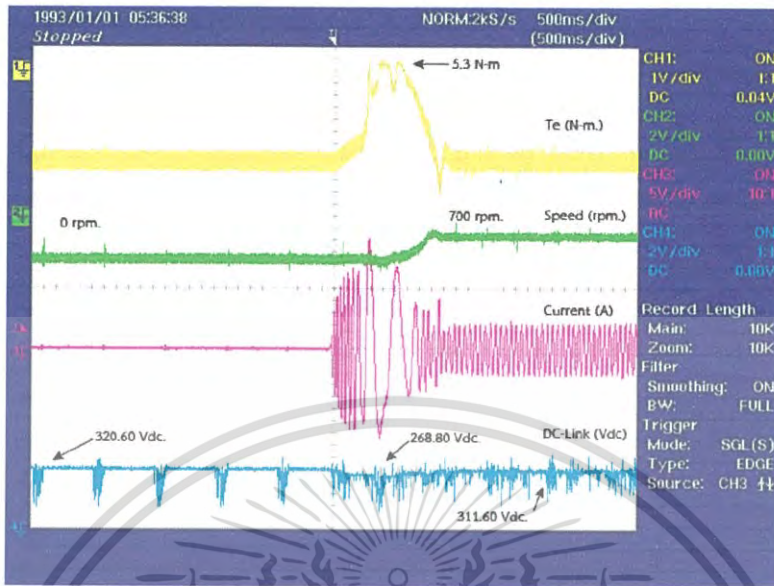


รูปที่ 4.1 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1420 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

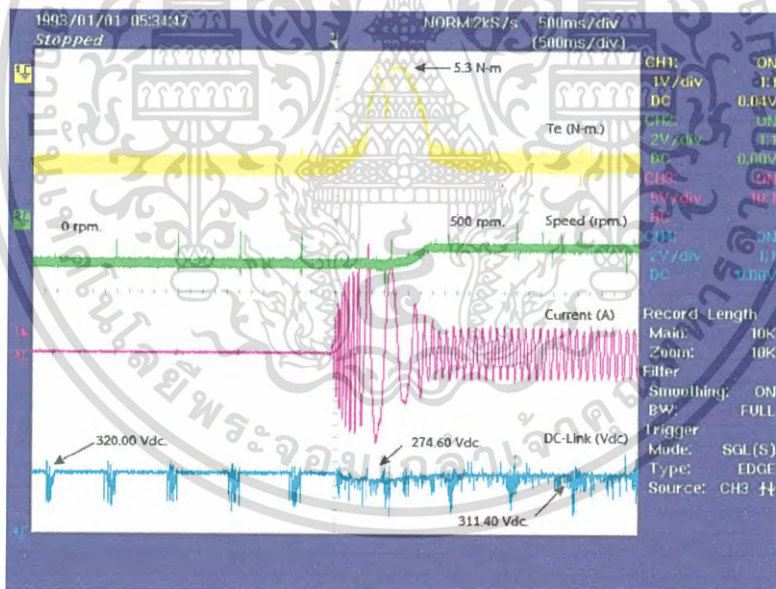


รูปที่ 4.2 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1000 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

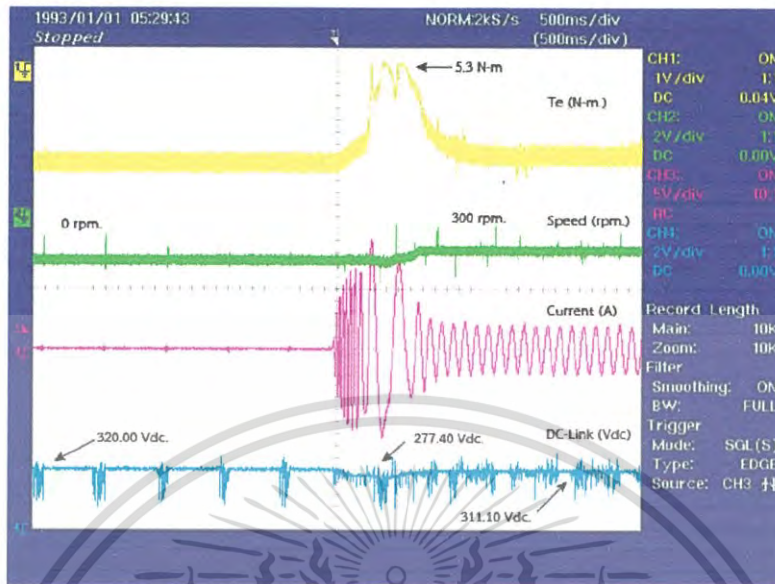


รูปที่ 4.3 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 700 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.4 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 500 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

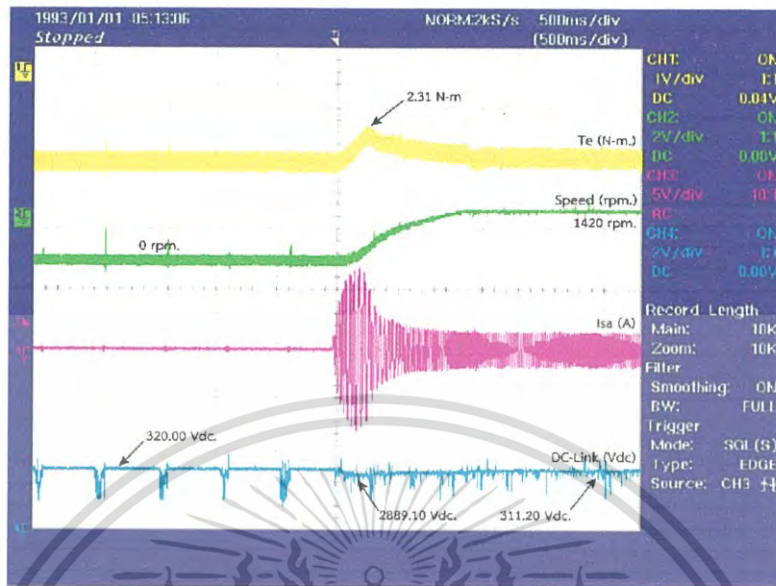


รูปที่ 4.5 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 300 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัว  
ตรวจจับความเร็ว

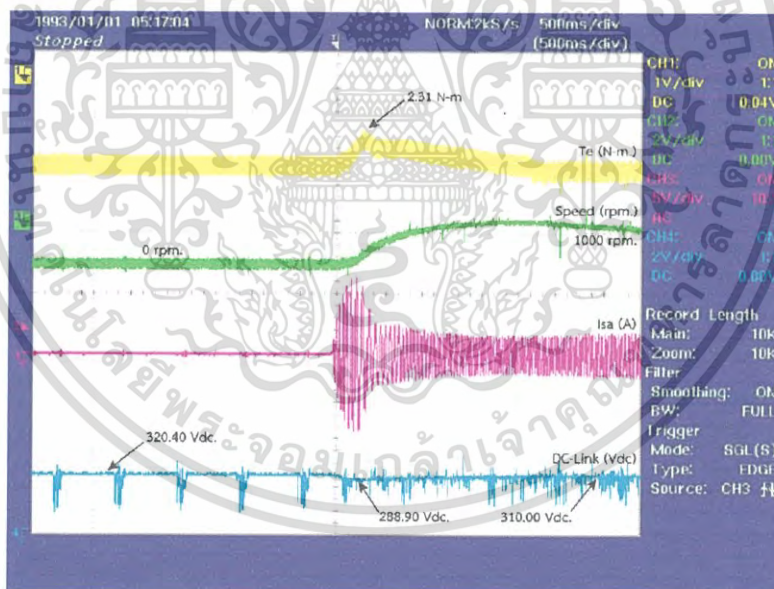
ตารางที่ 4.2 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะทำการสตาร์ทมอเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

ความเร็วเริ่มต้น (rpm)	ความเร็วสุดท้าย (rpm)	แรงดันเริ่มต้น (V)	แรงดันต่ำสุดขณะเปลี่ยนความเร็ว (V)	แรงดันสุดท้าย (V)
0	1420	320.00	289.10	311.20
0	1000	320.40	288.90	310.00
0	700	320.20	301.00	309.90
0	500	320.10	303.30	310.00
0	300	320.00	305.40	310.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

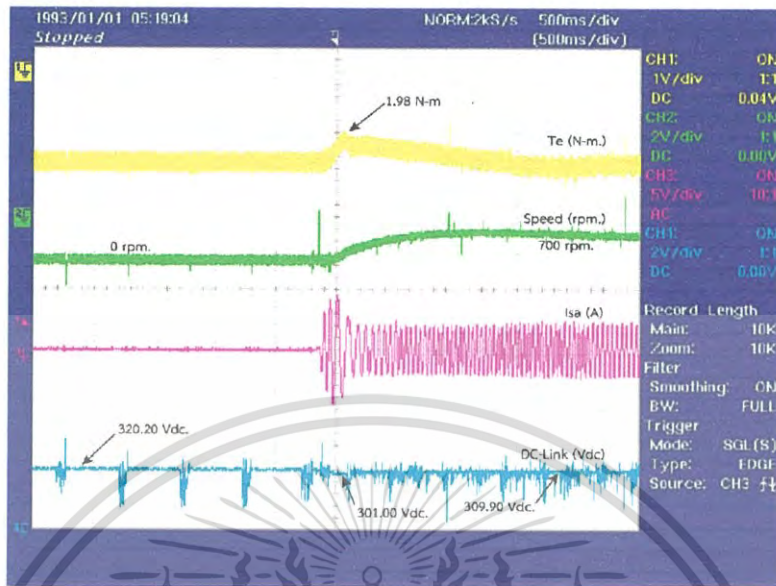


รูปที่ 4.6 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1420 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

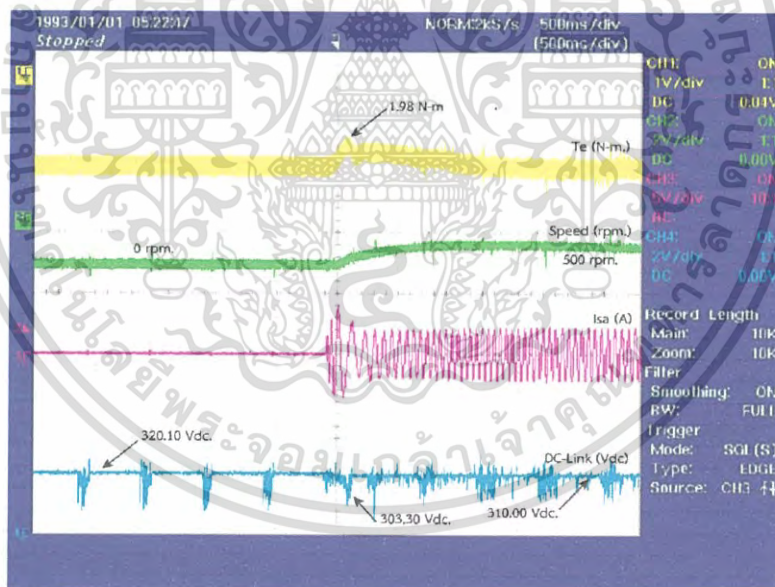


รูปที่ 4.7 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1000 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

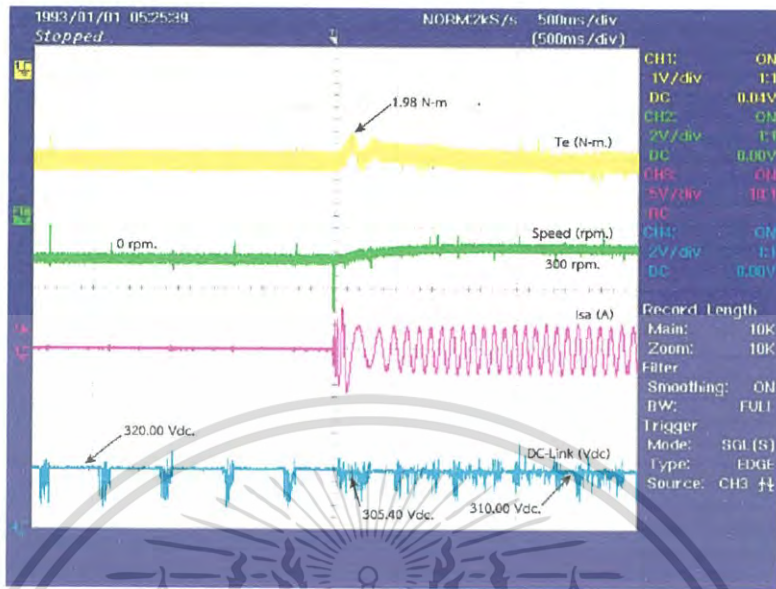


รูปที่ 4.8 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 700 รอบต่อวินาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.9 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 500 รอบต่อวินาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

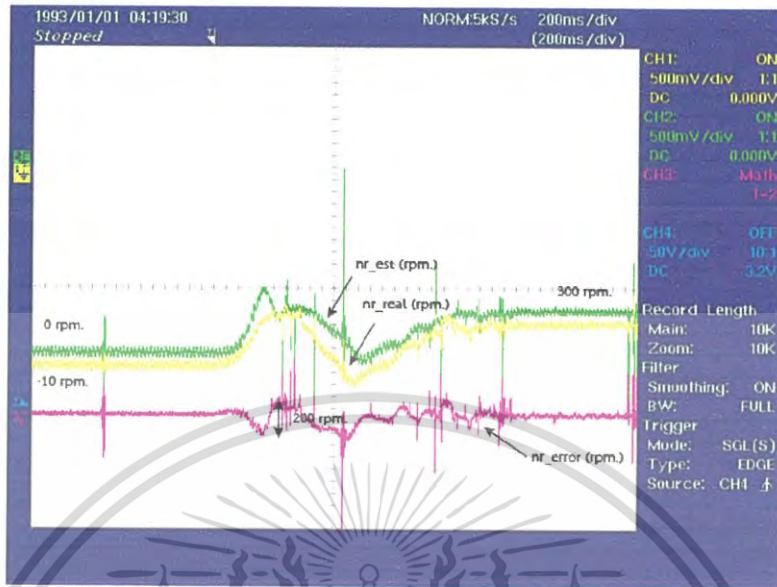
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



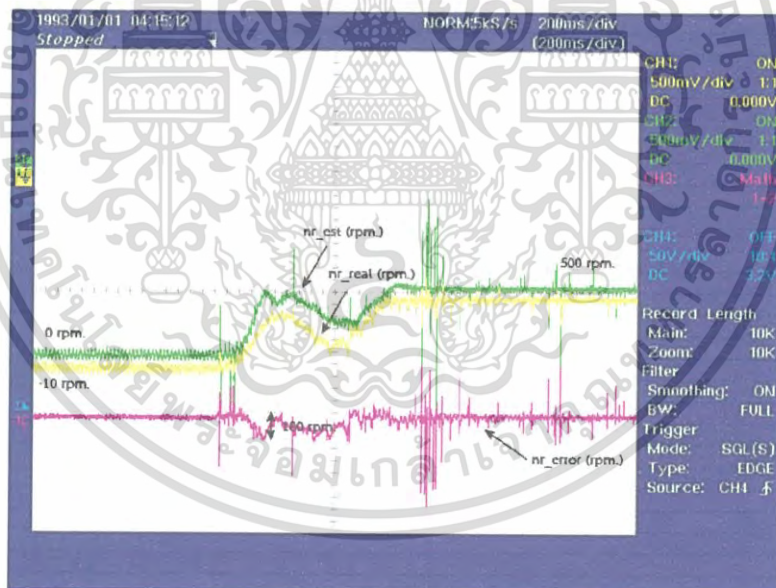
รูปที่ 4.10 สตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 300 รอบต่อนาทีด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

4.2.2 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่างตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงสตาร์ทซึ่งขับด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

โดยกราฟช่องที่หนึ่งเป็นสัญญาณความเร็วจากการประมาณ กราฟช่องที่สองเป็นสัญญาณความเร็วจากตัวตรวจจับความเร็วและกราฟช่องที่สามเป็นสัญญาณผลต่างระหว่างสัญญาณจากช่องที่หนึ่งกับช่องที่สอง

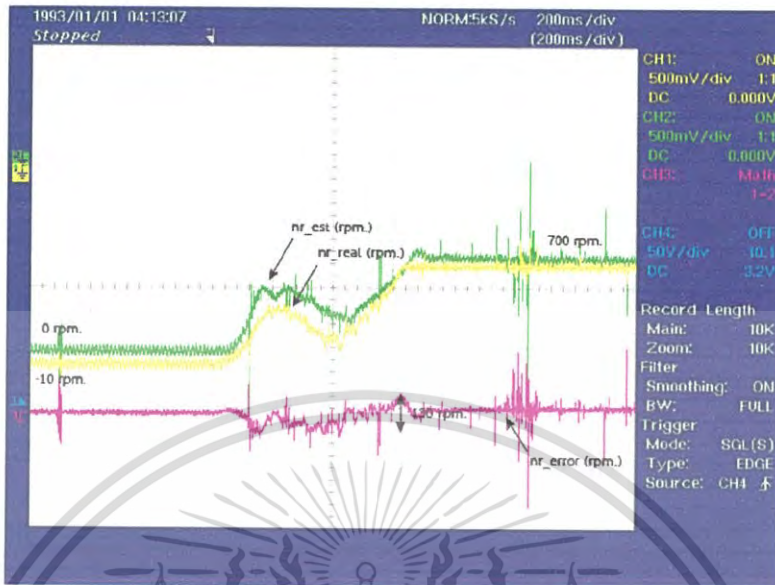


รูปที่ 4.11 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 300 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบ  
โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

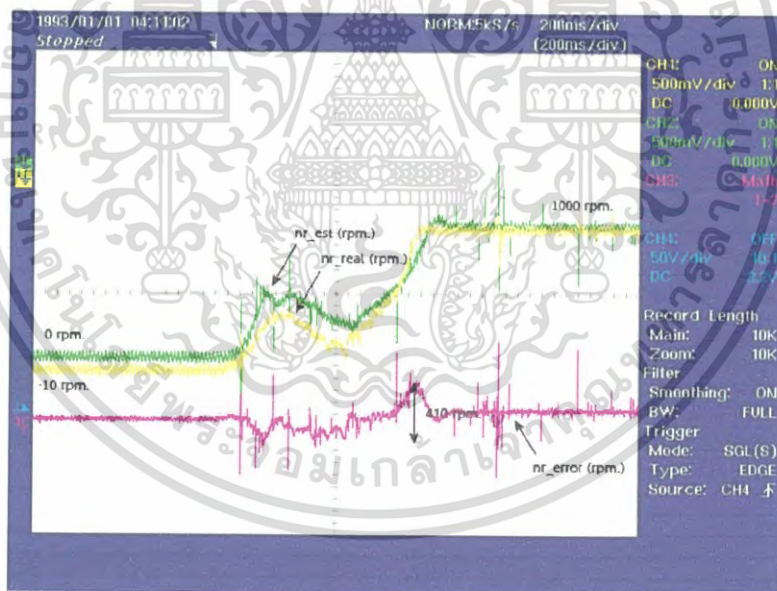


รูปที่ 4.12 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 500 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบ  
โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 700 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบ โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.14 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 1000 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบ โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ความเร็วมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทถึง 1420 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบ โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

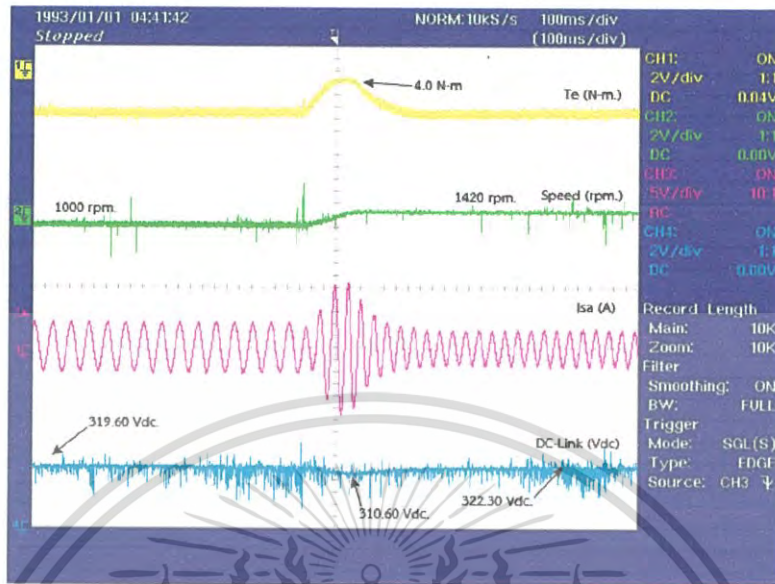
#### 4.2.3 ผลการทดสอบการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด

เปรียบเทียบกราฟระหว่างกราฟการเทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วกับเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว เมื่อทำการเพิ่มความเร็วตามตารางที่ 4.3 และตารางที่ 4.4 แบบทันทีทันใด จะเห็นผลตอบสนองของความเร็วของเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วเข้าสู่สมดุลของระบบได้เร็วกว่าเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

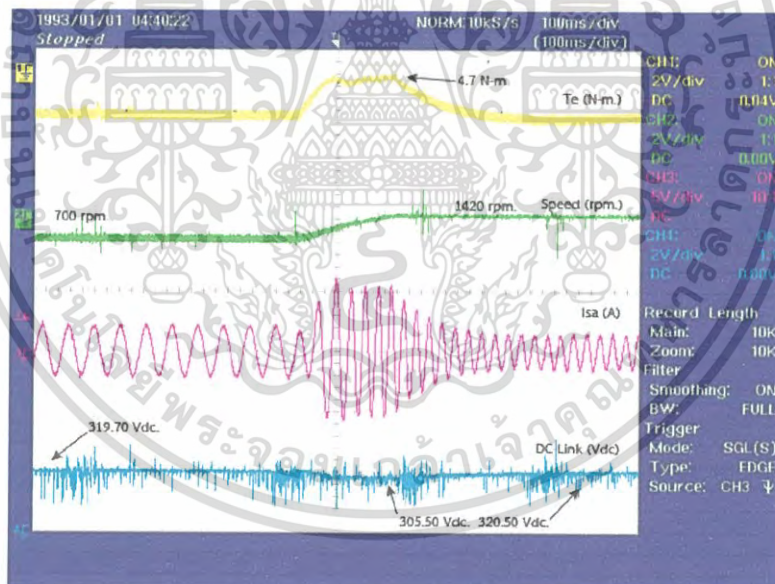
ตารางที่ 4.3 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะเพิ่มความเร็วโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

ความเร็วเริ่มต้น (rpm)	ความเร็วสุดท้าย (rpm)	แรงดันเริ่มต้น (V)	แรงดันต่ำสุดขณะเปลี่ยนความเร็ว (V)	แรงดันสุดท้าย (V)
1000	1420	319.90	309.20	323.40
700	1420	319.80	303.30	322.70
500	1420	320.40	301.10	321.50
300	1420	320.40	289.10	322.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

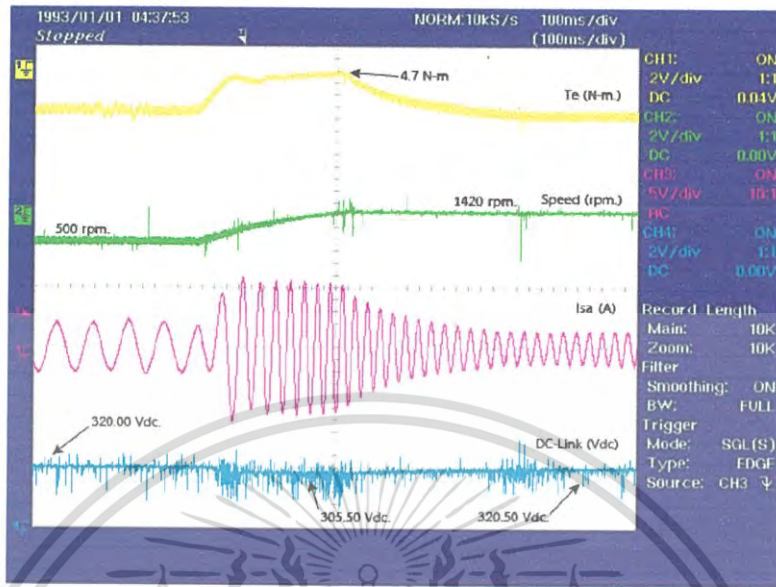


รูปที่ 4.16 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1000 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

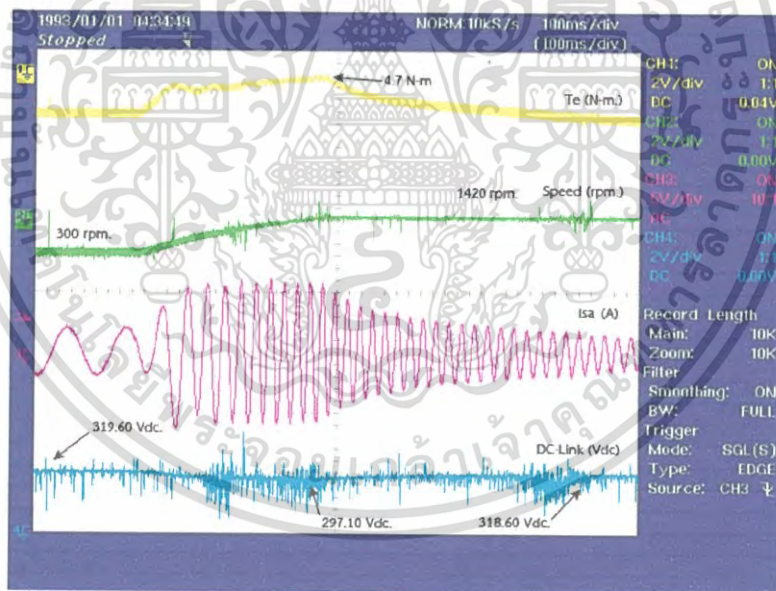


รูปที่ 4.17 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 700 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 500 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
เวกเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

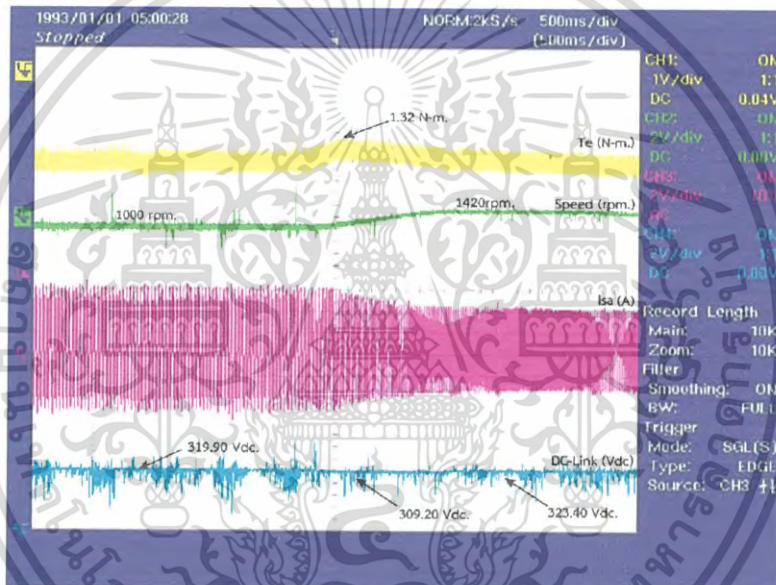


รูปที่ 4.19 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 300 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
เวกเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

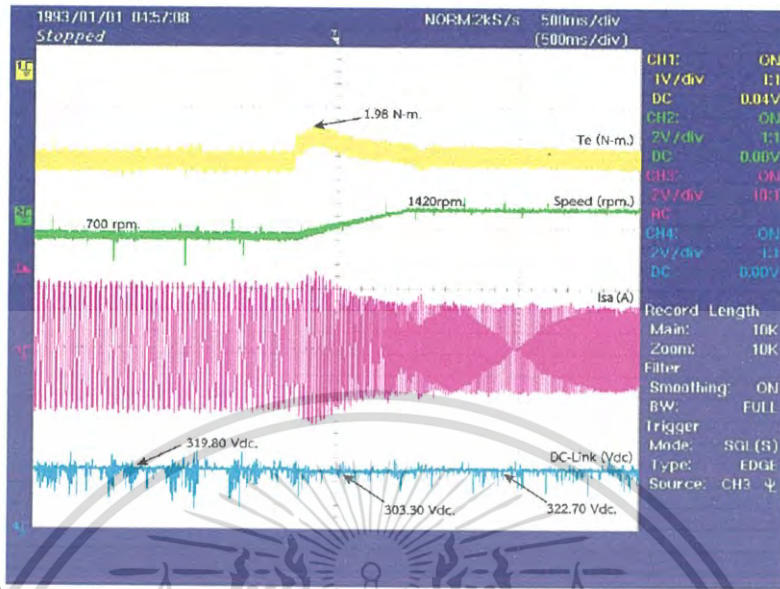
ตารางที่ 4.4 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะเพิ่มความเร็วโดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

ความเร็วเริ่มต้น (rpm)	ความเร็วสุดท้าย (rpm)	แรงดันเริ่มต้น (V)	แรงดันต่ำสุดขณะเปลี่ยนความเร็ว (V)	แรงดันสุดท้าย (V)
1000	1420	319.60	310.60	322.30
700	1420	319.70	305.50	320.50
500	1420	320.00	305.50	320.50
300	1420	319.60	297.10	318.60

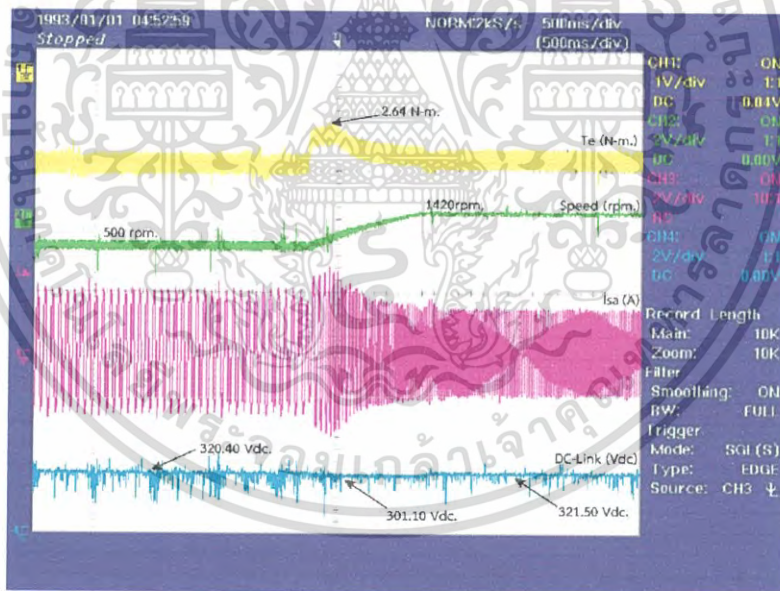


รูปที่ 4.20 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1000 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

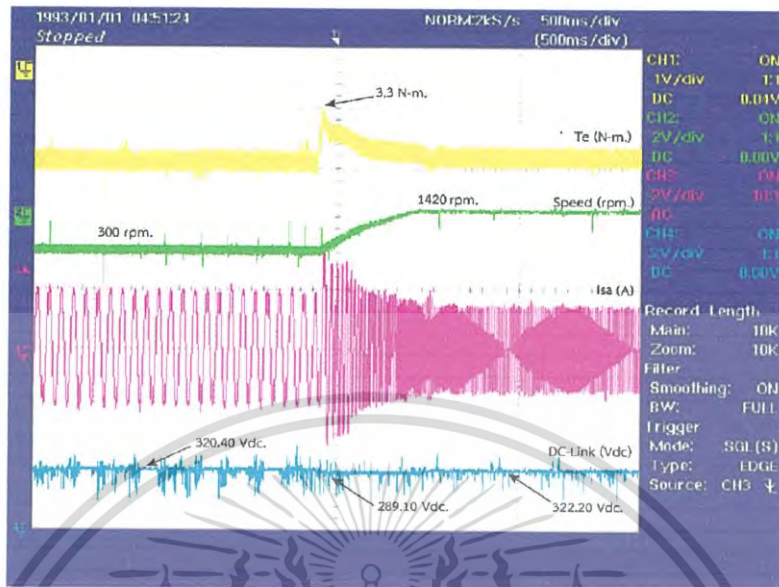


รูปที่ 4.21 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 700 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
 เวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.22 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 500 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
 เวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

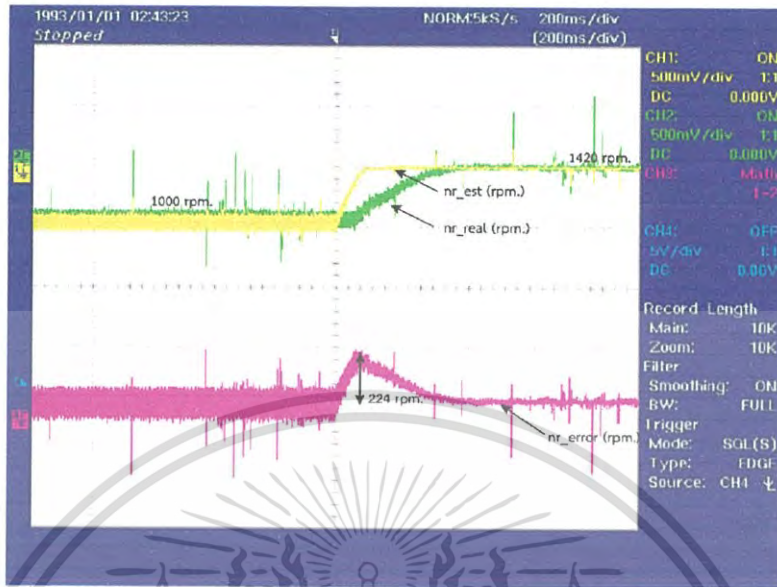
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



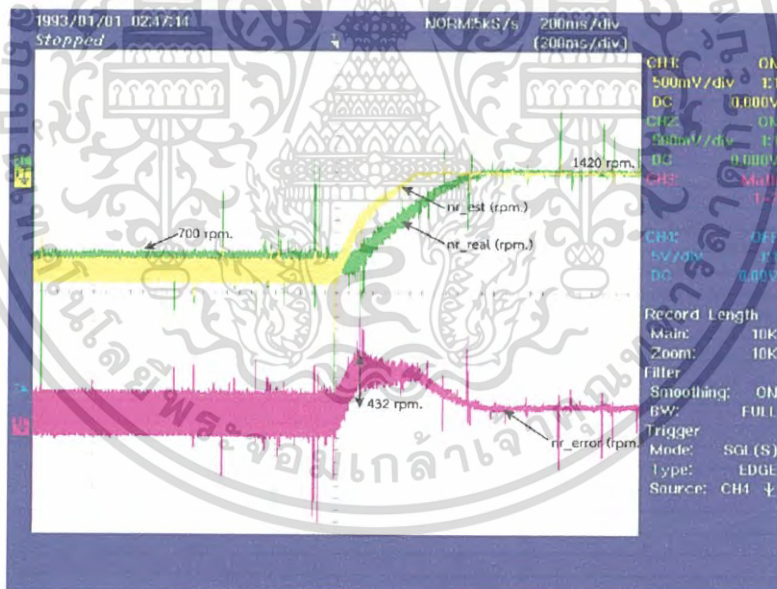
รูปที่ 4.23 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 300 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

4.2.4 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่างตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงเพิ่มความเร็วซึ่งขับด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

โดยกราฟช่องที่หนึ่งเป็นสัญญาณความเร็วจากการประมาณ กราฟช่องที่สองเป็นสัญญาณความเร็วจากตัวตรวจจับความเร็วและกราฟช่องที่สามเป็นสัญญาณผลต่างระหว่างสัญญาณจากช่องที่หนึ่งกับช่องที่สอง



รูปที่ 4.24 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1000 รอบต่อวินาทีไปถึง 1420 รอบต่อวินาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

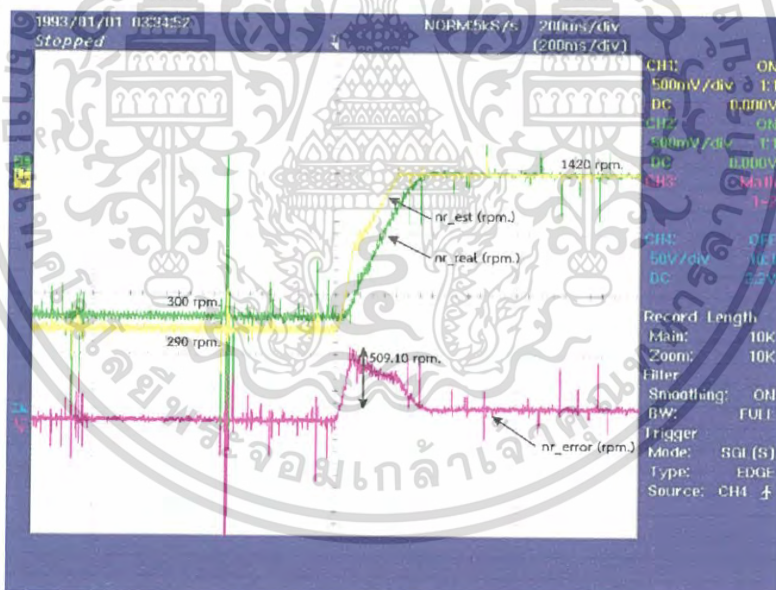


รูปที่ 4.25 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 700 รอบต่อวินาทีไปถึง 1420 รอบต่อวินาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 500 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.27 เพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 300 รอบต่อนาทีไปถึง 1420 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

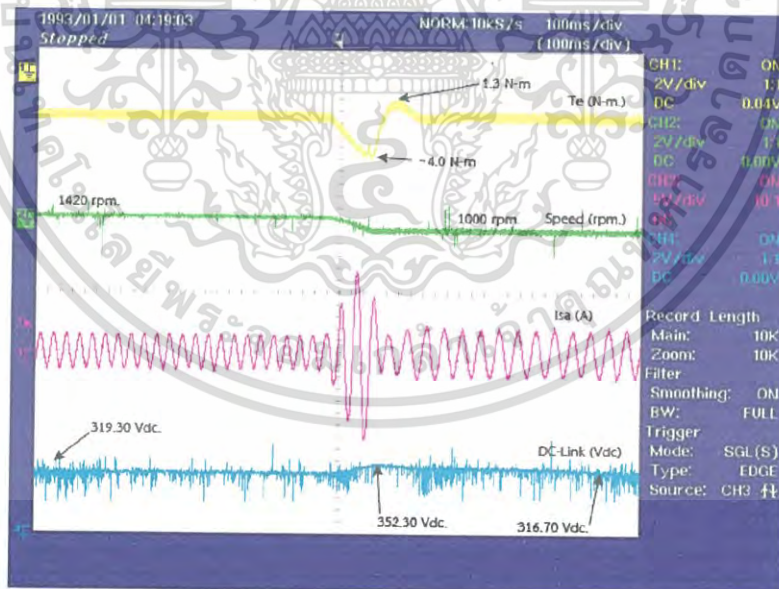
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.5 ผลการทดสอบการลดความเร็วของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด

เปรียบเทียบกราฟระหว่างการเทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็วกับเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็วเมื่อทำการลดความเร็วตามตารางที่ 4.5 และตารางที่ 4.6 แบบทันทีทันใด จะเห็นผลตอบสนองของความเร็วของเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็วเข้าสู่สมดุลของระบบได้เร็วกว่าเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

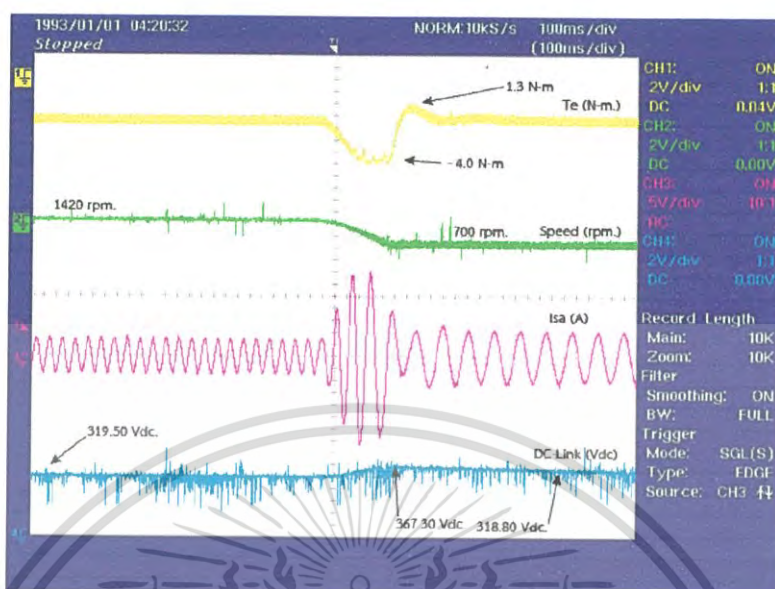
ตารางที่ 4.5 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะลดความเร็วโดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

ความเร็วเริ่มต้น (rpm)	ความเร็วสุดท้าย (rpm)	แรงดันเริ่มต้น (V)	แรงดันต่ำสุดขณะเปลี่ยนความเร็ว (V)	แรงดันสุดท้าย (V)
1420	1000	320.10	350.20	319.50
1420	700	320.20	362.10	318.50
1420	500	320.70	386.10	321.80
1420	300	320.10	366.00	321.00

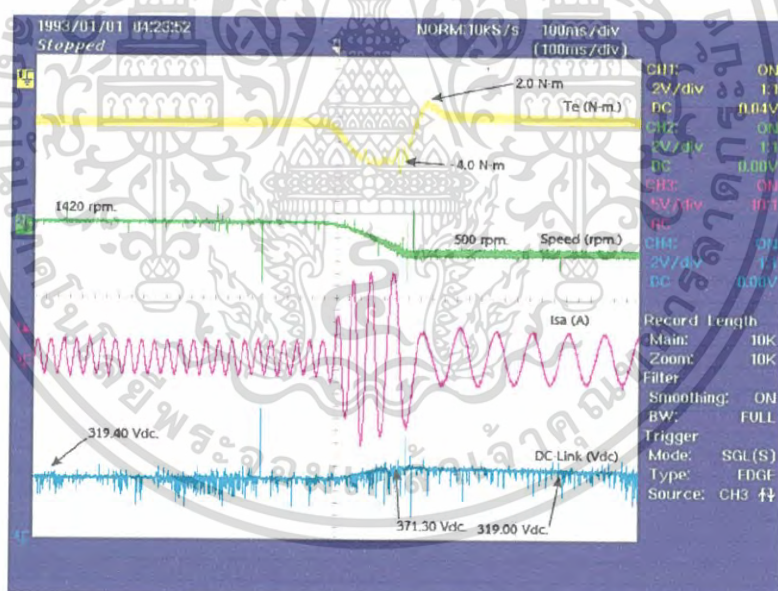


รูปที่ 4.28 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 1000 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 700 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.30 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 500 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

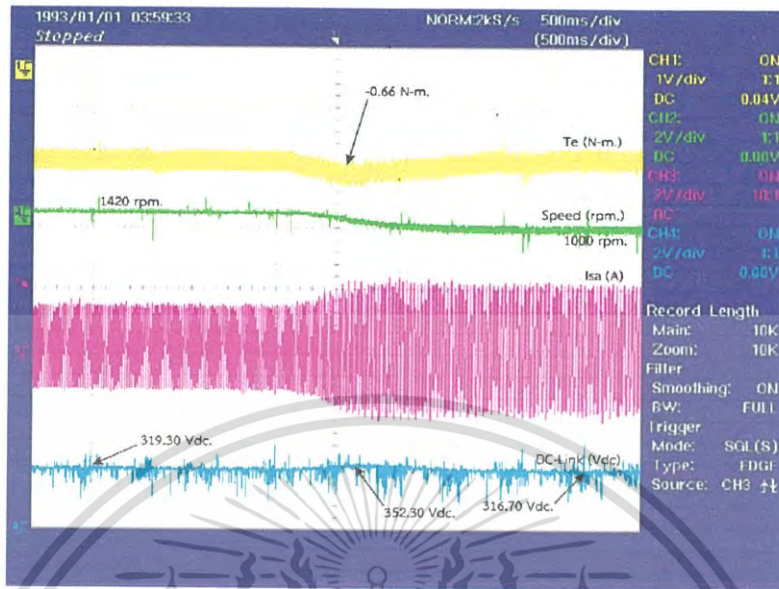


รูปที่ 4.31 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 300 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
 เวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

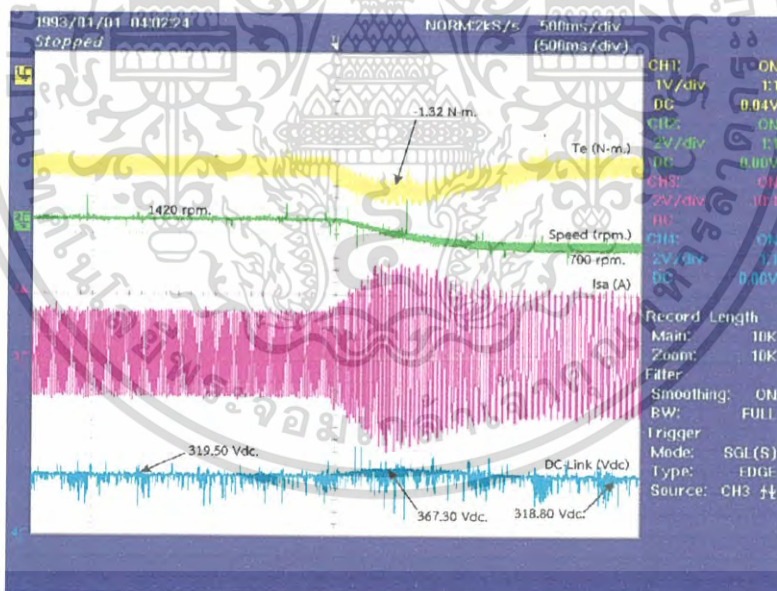
ตารางที่ 4.6 ผลทดสอบค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงขณะลดความเร็วโดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

ความเร็วเริ่มต้น (rpm)	ความเร็วสุดท้าย (rpm)	แรงดันเริ่มต้น (V)	แรงดันต่ำสุดขณะเปลี่ยน ความเร็ว (V)	แรงดันสุดท้าย (V)
1420	1000	319.30	352.30	316.70
1420	700	319.50	367.30	318.80
1420	500	319.40	371.30	319.00
1420	300	319.40	376.40	319.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

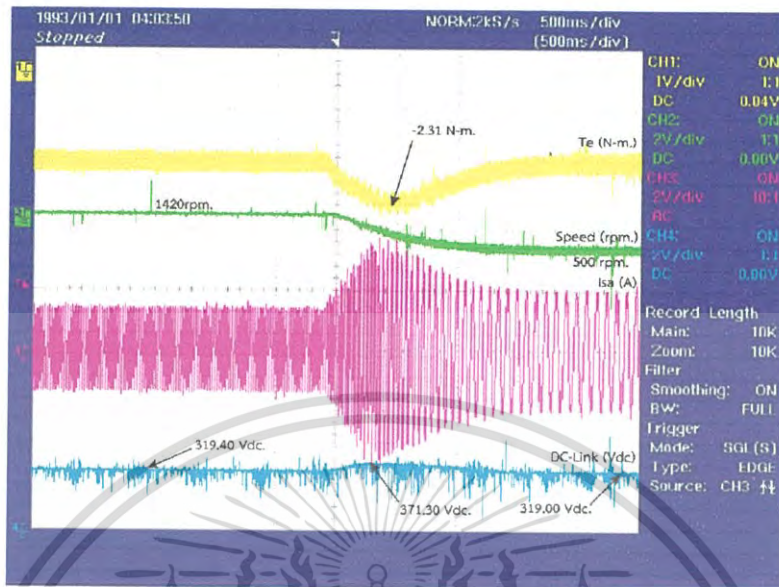


รูปที่ 4.32 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 1000 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
เวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

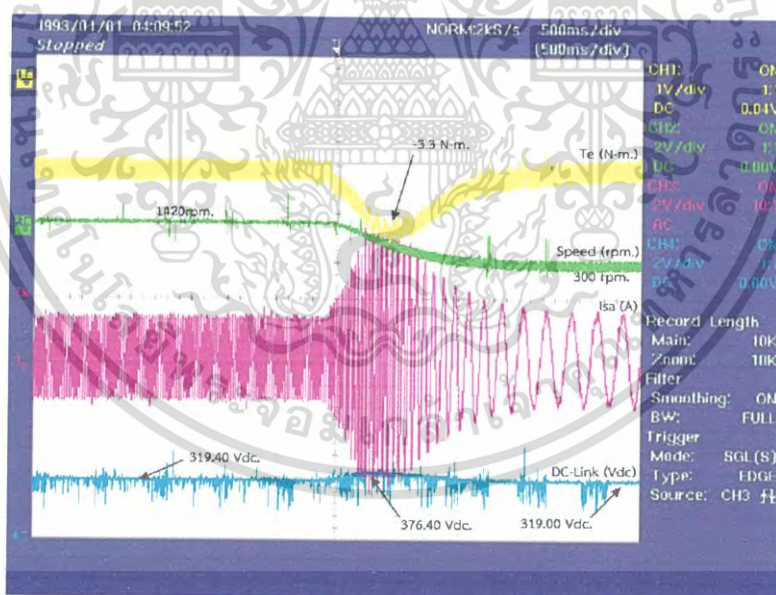


รูปที่ 4.33 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 700 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
เวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.34 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 500 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
เวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

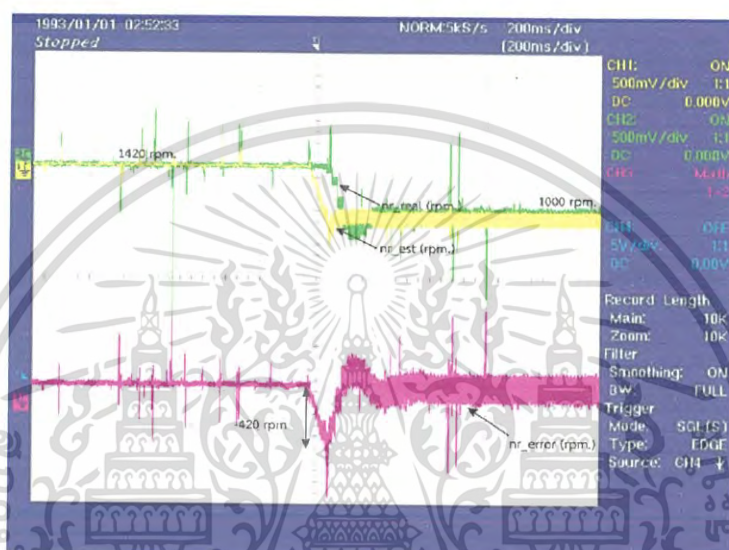


รูปที่ 4.35 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 300 รอบต่อนาทีโดยการควบคุมแบบ  
เวกเตอร์โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

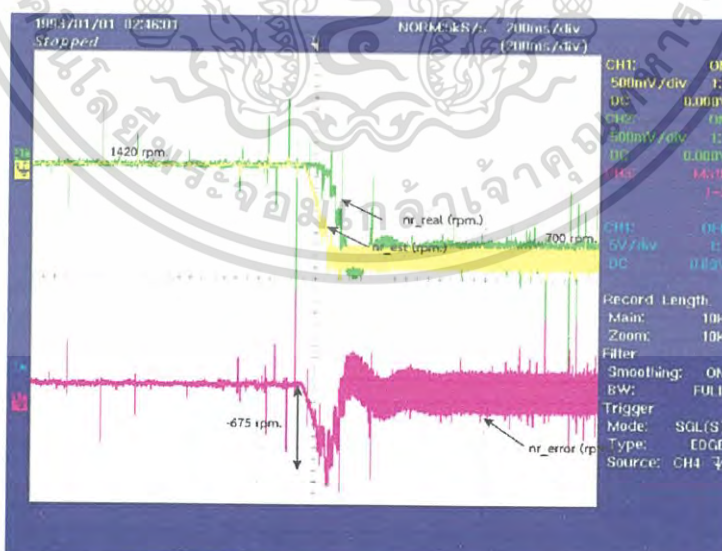
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.6 ผลการทดสอบการเปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ระหว่างตัวตรวจจับความเร็วกับระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วในช่วงลดความเร็วซึ่งขับด้วยระบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

โดยกราฟช่องที่หนึ่งเป็นสัญญาณความเร็วจากการประมาณ กราฟช่องที่สองเป็นสัญญาณความเร็วจากตัวตรวจจับความเร็วและกราฟช่องที่สามเป็นสัญญาณผลต่างระหว่างสัญญาณจากช่องที่หนึ่งกับช่องที่สอง



รูปที่ 4.36 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 1000 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

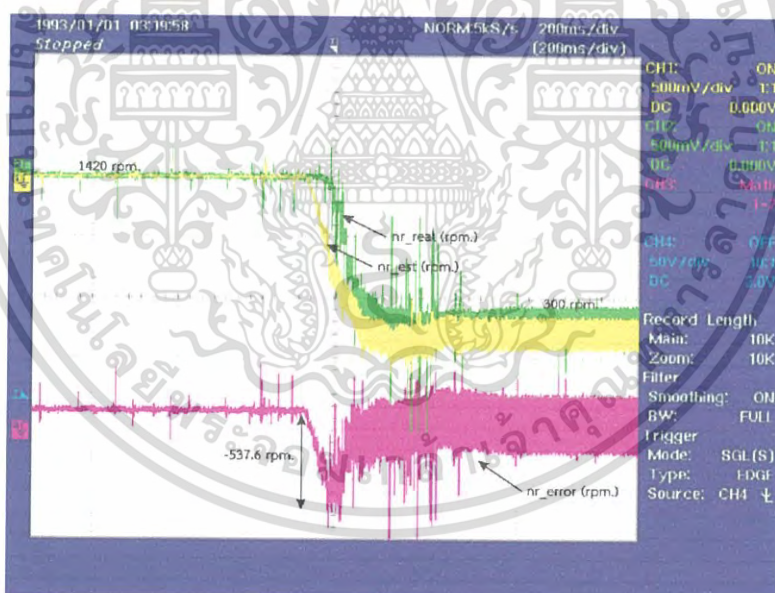


รูปที่ 4.37 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 700 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 500 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.39 ลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 รอบต่อนาทีไปถึง 300 รอบต่อนาทีและค่าความแตกต่างของความเร็วรอบโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

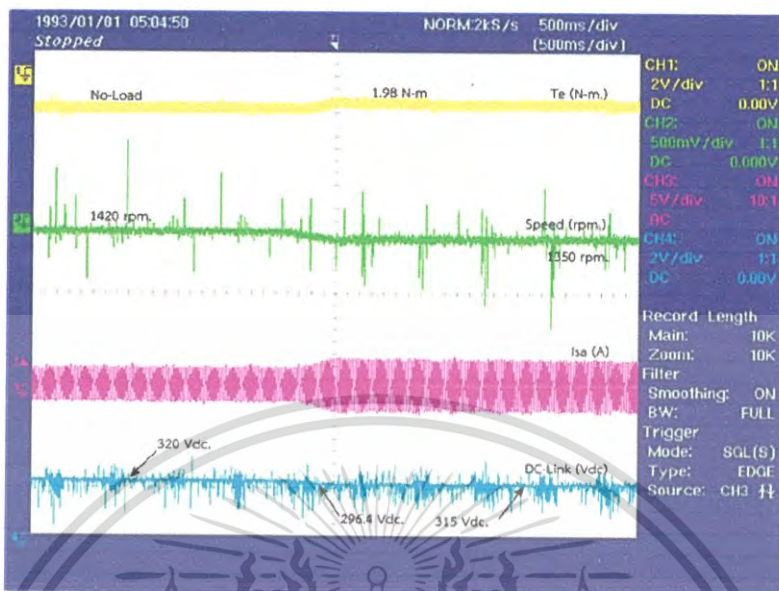
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.7 ผลการทดสอบการเพิ่มโหลดทางกลควบคุมมอเตอร์โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว และใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

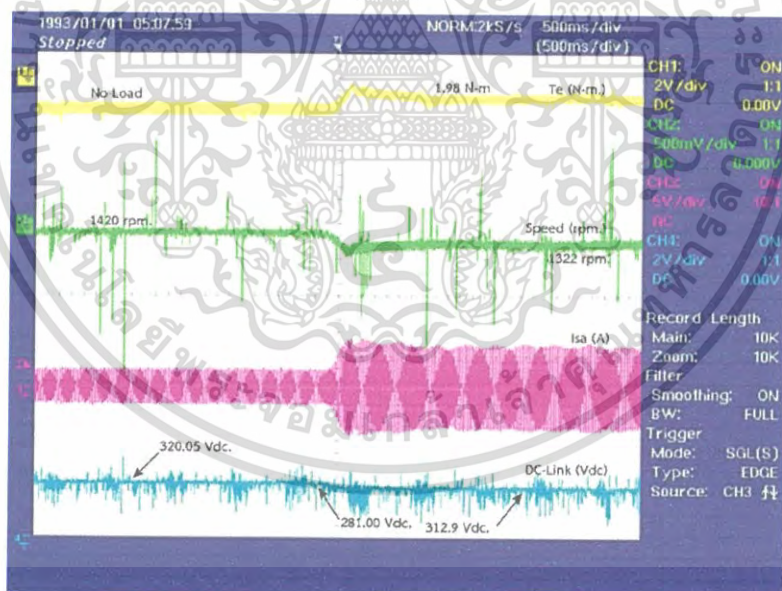
ทำการเพิ่มภาระทางกลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามตารางที่ 4.7 และ 4.8 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความเร็วพิกัดมอเตอร์ 1420 รอบต่อนาที โดยเปรียบเทียบกับระหว่างการควบคุมด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็วกับการควบคุมด้วยเทคนิคแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

ตารางที่ 4.7 ผลทดสอบค่าแรงดันตรงเชื่อมโยงขณะให้โหลดที่ความเร็ว 1420 รอบต่อนาที โดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

น้ำหนัก โหลด (kg)	โหลด (N)	แรงดัน เริ่มต้น (V)	แรงดันขณะ เปลี่ยนแปลง (V)	แรงดัน สุดท้าย (V)	แรงดึง เชือก (N)	แรงบิด (Nm)	ความเร็วขณะ เปลี่ยนแปลง ต่ำสุด (rpm)
3.29	32.24	320	296.40	320.00	7.50	1.98	1349.1211
6.31	61.84	320	281.00	312.90	15.24	3.73	1280.2734



รูปที่ 4.40 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยงเมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 1.98 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

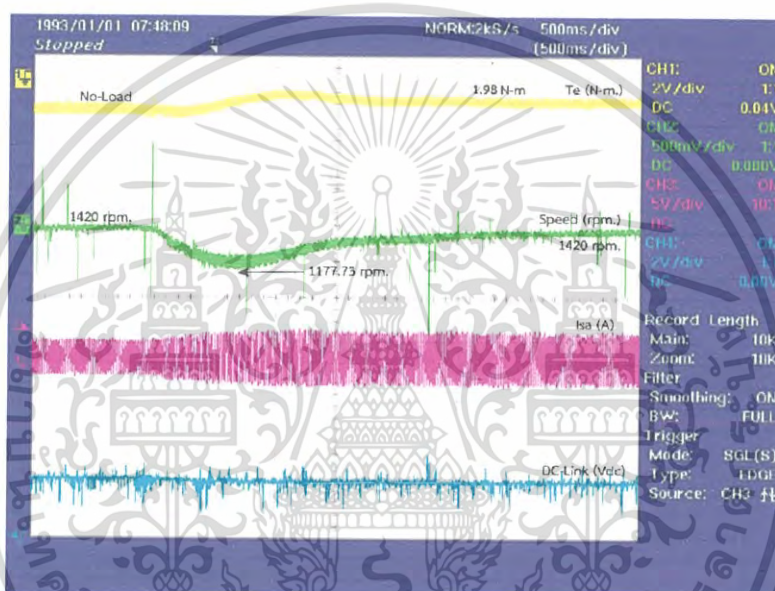


รูปที่ 4.41 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยงเมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 3.73 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

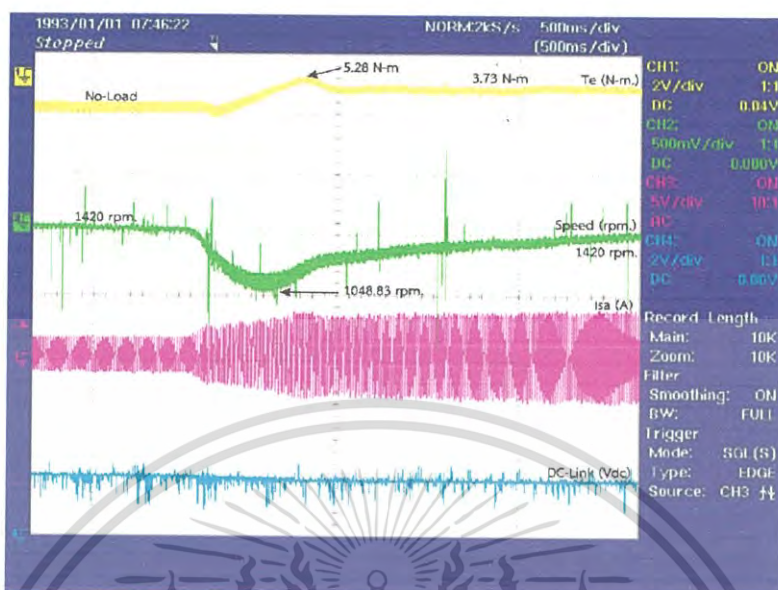
ตารางที่ 4.8 ผลทดสอบค่าแรงดันตรงเชื่อมโยงขณะให้โหลดที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที โดยใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

น้ำหนัก โหลด (kg)	โหลด (N)	แรงดัน เริ่มต้น (V)	แรงดันขณะ เปลี่ยนแปลง (V)	แรงดัน สุดท้าย (V)	แรงดึง เชือก (N)	แรงบิด (Nm)	ความเร็วขณะ เปลี่ยนแปลง ต่ำสุด (rpm)
3.29	32.24	320	296.40	320.00	7.50	1.98	1177.7344
6.31	61.84	320	281.00	319.90	15.24	3.73	1048.8281



รูปที่ 4.42 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 1.98 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

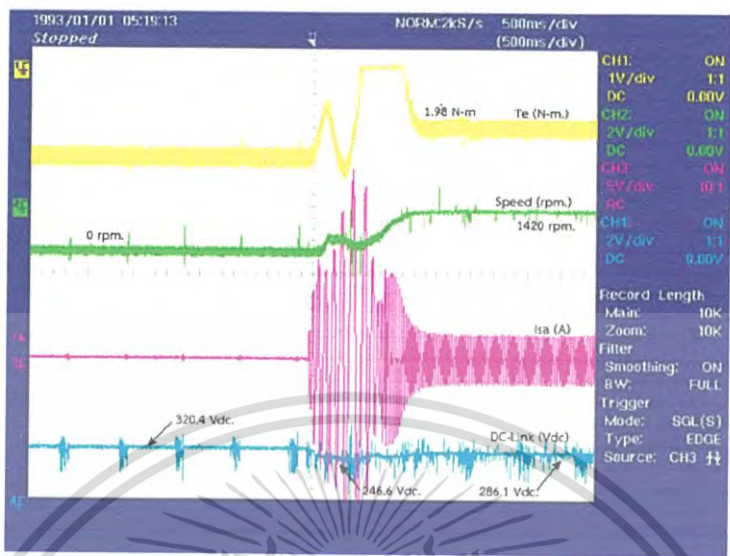


รูปที่ 4.43 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 3.73 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็ว

4.2.8 ผลการทดสอบการสตาร์ทมอเตอร์ขณะมีภาระทางกลที่ความเร็วพิกัดโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

ทำการทดสอบโดยการป้อนภาระทางกลขนาด 1.98 N-m ขณะเริ่มสตาร์ทเพื่อดูพฤติกรรมของมอเตอร์ได้ผลการตอบสนองดังรูปต่อไปนี้

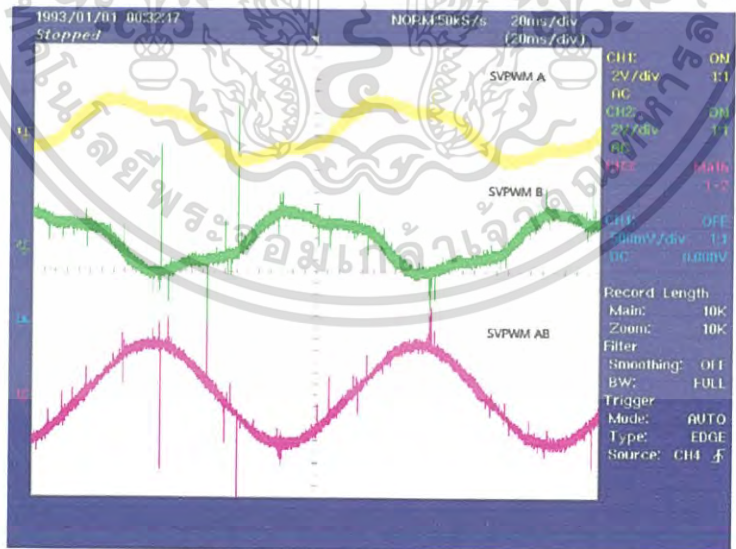
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.44 การตอบสนองของมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ทแบบมีภาระทางกลโดยไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

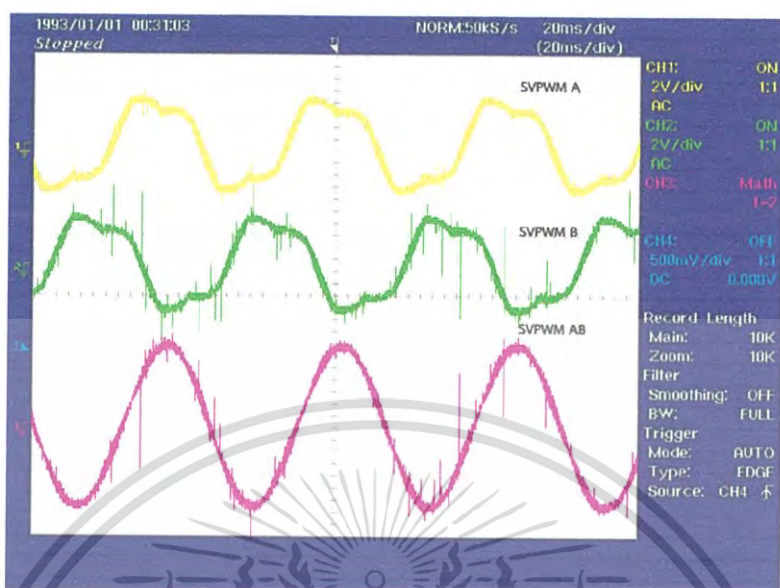
4.2.9 ผลการทดสอบสัญญาณสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มที่ความเร็วต่างๆ

ทำการทดสอบวัดค่าสัญญาณเฟสของสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มสองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 120 องศา ด้วยช่องสัญญาณที่หนึ่งและสองตามลำดับ โดยสัญญาณช่องที่สามเกิดจากการลบกันของสัญญาณช่องที่หนึ่งและสองจะได้สัญญาณไลน์เป็นไซน์ (sine) ดังรูปต่อไปนี้

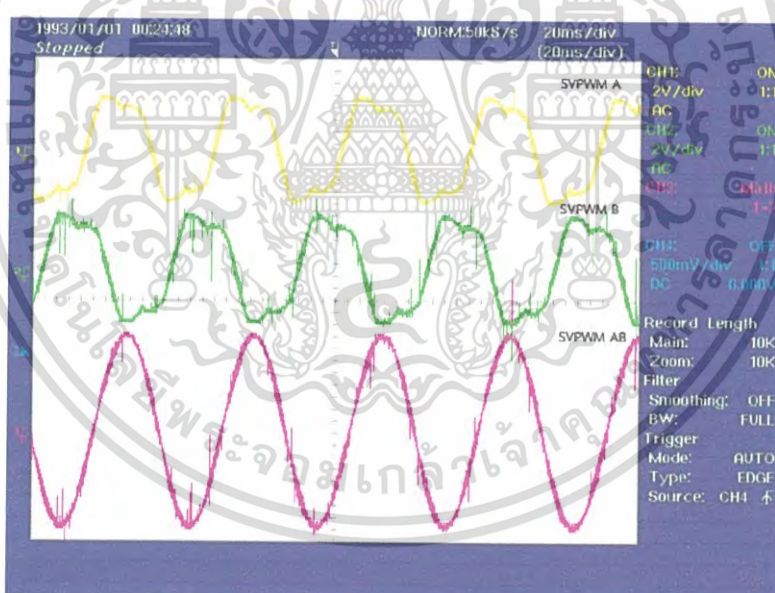


รูปที่ 4.45 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์พีดับบีวเอ็มที่ความเร็วรอบ 300 รอบต่อนาทีของการควบคุมมอเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

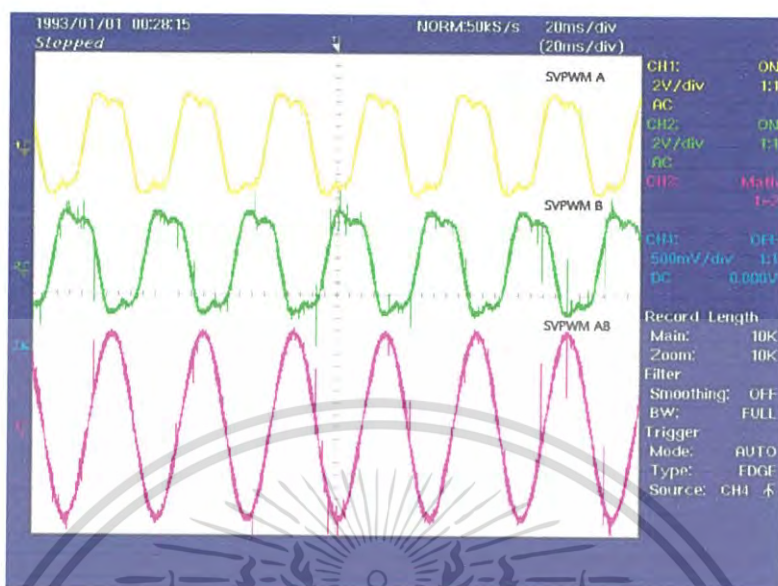


รูปที่ 4.46 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบีวเอ็มที่ความเร็วรอบ 500 รอบต่อนาที  
ของการควบคุมมอเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว



รูปที่ 4.47 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบีวเอ็มที่ความเร็วรอบ 700 รอบต่อนาที  
ของการควบคุมมอเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



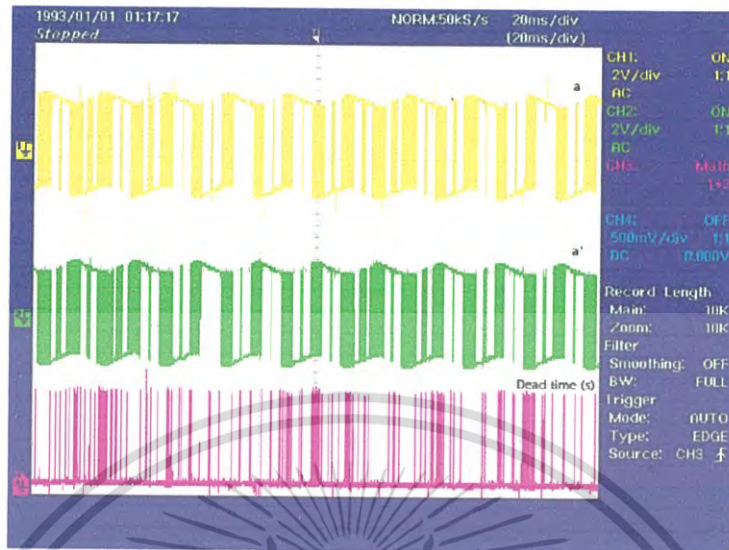
รูปที่ 4.48 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบีวเอ็มที่ความเร็วรอบ 1000 รอบต่อนาที  
ของการควบคุมมอเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

รูปที่ 4.49 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบีวเอ็มที่ความเร็วรอบ 1420 รอบต่อนาที  
ของการควบคุมมอเตอร์แบบไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว

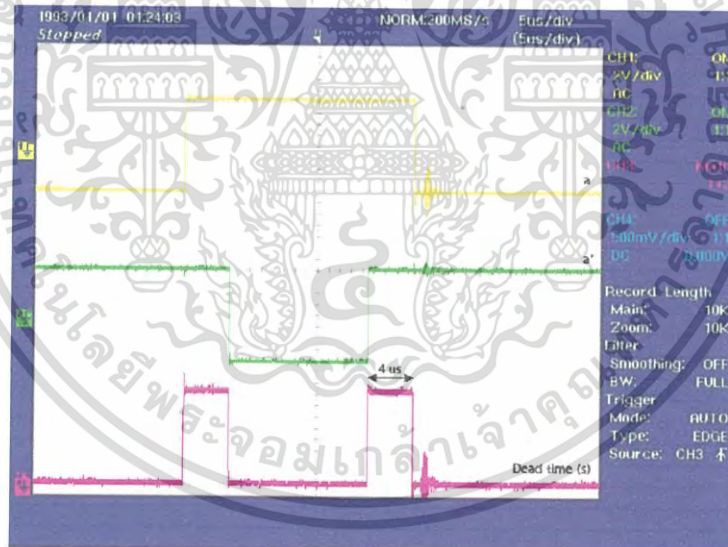
4.2.10 ผลการทดสอบสัญญาณสวิทช์ของสเปซเวกเตอร์ที่ดับบีวเอ็มและสัญญาณการ  
พริงเวลา (dead time) ของการสวิทช์

ทำการทดลองวัดค่าสัญญาณสวิทช์จากกิ่งเดียวกันโดยใช้ช่องสัญญาณที่หนึ่งและ  
ช่องสัญญาณที่สอง ให้ช่องสัญญาณที่สามเป็นค่าสัญญาณการพริงเวลาของการสวิทช์ ดังรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.50 สัญญาณสวิทซ์ของสวิทซ์หนึ่งกึ่งและสัญญาณการพริบเวลาที่มีความเร็วรอบ 1420 รอบต่อวินาทีที่ time/div = 20ms/div



รูปที่ 4.51 สัญญาณสวิทซ์ของสวิทซ์หนึ่งกึ่งและสัญญาณการพริบเวลาที่มีความเร็วรอบ 1420 รอบต่อวินาที ที่ time/div = 5us/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการทดลอง

#### 5.1 สรุปผลการทดลอง

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาควคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว ซึ่งจะใช้วิธีการของแบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัวโดยสรุปผลการออกแบบทดลองได้ดังต่อไปนี้

5.1.1 จากการทดลองโดยการจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 320 โวลต์ โดยสั่งให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 1420 รอบต่อนาที (ความเร็วพิกัด) จึงสรุปได้ว่าการควบคุมแบบสนามแม่เหล็กตามแนวแกนโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็วจะสามารถทำงานได้ดีที่ความเร็วรอบสูงและทำงานได้ไม่ดีที่ความเร็วรอบต่ำ

5.1.2 จากการทดลองที่ความเร็วรอบต่ำซึ่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 320 โวลต์ โดยสั่งให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 300 รอบต่อนาที พบว่ามีค่าที่คลาดเคลื่อนจากตัวตรวจจับความเร็วและค่าจากเทคโครมิเตอร์อยู่ระหว่าง 10 ถึง 15 รอบต่อนาทีโดยประมาณและมีค่าความเร็วรอบแกว่งอยู่ในช่วง 10 รอบต่อนาที

5.1.3 จากการทดลองหาค่าความแตกต่างของความเร็วรอบที่เกิดจากการประมาณและความเร็วรอบที่วัดได้จริงจากตัวตรวจจับความเร็วรอบของมอเตอร์ เมื่อพิจารณาจากกราฟผลการทดลองสรุปได้ว่าที่ความเร็วรอบสูงจะมีค่าความแตกต่างของความเร็วรอบอยู่ในช่วง 5 ถึง 10 รอบต่อนาทีและที่ความเร็วรอบต่ำจะมีค่าความแตกต่างของความเร็วรอบอยู่ในช่วง 10 ถึง 15 รอบต่อนาที

5.1.4 จากการทดลองของการควบคุมมอเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วซึ่งพิจารณาระยะเวลาที่โรเตอร์เริ่มหมุนจนเข้าสู่ความเร็วรอบที่ต้องการ เมื่อพิจารณาจากกราฟผลการทดลองสรุปได้ว่าที่ความเร็วรอบต่ำจะใช้เวลาในการเข้าสู่ความเร็วที่ต้องการน้อยกว่าที่ความเร็วรอบสูง

5.1.5 จากการทดลองในด้านกรตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มภาระทางกลอย่างทันทีทันใด โดยการควบคุมมอเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็วขณะที่มอเตอร์หมุนที่ความเร็วพิกัด เมื่อพิจารณาจากกราฟผลการทดลองสรุปได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มภาระทางกลที่ไม่เกินพิกัดแก้มอเตอร์ มอเตอร์จะยังสามารถขับโหลดทางกลและยังสามารถรักษาความเร็วรอบที่ต้องการไว้ได้

5.1.6 จากการทดลองการอ่านค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงที่สภาวะต่างๆ ของมอเตอร์ที่ควบคุมโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็วพบว่าขณะที่มอเตอร์เริ่มสตาร์ทจากความเร็วเริ่มต้นไปสู่ความเร็วที่ต้องการ เมื่อพิจารณาจากกราฟผลการทดลองจะสรุปได้ว่าขณะที่สตาร์ทมอเตอร์ไปสู่ความเร็วต่างๆ แรงดันของมอเตอร์จะตกลง ยิ่งสตาร์ทไปสู่ความเร็วสูงแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงตกลงมาอย่างมาก ในกรณีของการเพิ่มความเร็วจะมีความคล้ายกับช่วงของการสตาร์ทซึ่งมีช่วงของความเร็วที่เพิ่มมาก แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงลดลงได้มากและใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่มอเตอร์ลดความเร็วลงแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงพุ่งขึ้นไปสูงและค่อยกลับสู่สภาวะแรงดันปกติ ในช่วงที่ซึบภาระทางกลแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงตกลงตามขนาดของภาระโหลดทางกลที่มอเตอร์ซึบ และจากผลการทดลองการควบคุมมอเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วจะมีช่วงของการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่มากกว่าการควบคุมมอเตอร์แบบใช้ตัวตรวจจับความเร็วรอบ และเนื่องจากระบบที่ทำการทดลองไม่ได้มีการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงจึงทำให้แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในสภาวะสุดท้ายไม่กลับเข้าสู่ค่าสภาวะปกติ

ด้วยผลการทดลองตามที่ได้กล่าวมาพบว่าชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบไร้ตัวตรวจจับความเร็วที่ได้ออกแบบมานั้นสามารถใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพและแม่นยำ

## 5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข

5.2.1 เนื่องจากตัวจับความเร็วรอบของมอเตอร์ก่อนทำการปรับปรุงใหม่ไม่มีความมั่นคงพอเพราะวางอยู่บนฐานแผ่นเหล็กฉากที่บาง จึงทำให้ค่าความเร็วที่วัดได้มีความคลาดเคลื่อนและแกว่งจากค่าจริง จึงได้แก้ไขโดยการทำฐานรองมอเตอร์และตัวจับความเร็วขึ้นมาใหม่ให้มั่นคงและแข็งแรงขึ้น

5.2.2 เนื่องจากต้องนำโรเตอร์ของมอเตอร์ไปทำการกลึงเพล่าใหม่เพื่อความสะดวกในการทดลองจึงส่งผลให้ตัวแหวนรองลื่นของมอเตอร์แตกเนื่องจากการกระแทกในขณะกลึง จึงต้องทำการเปลี่ยนแหวนรองลื่นของมอเตอร์ใหม่

5.2.3 ปัญหาจากสัญญาณรบกวนและปัญหาการสไปท์ของสัญญาณที่จะต้องทำการตรวจวัดผ่านวงจรวัดแรงดันและกระแสซึ่งปัญหาดังกล่าวทำให้วงจรวัดเสียหายบ่อยครั้ง จึงแก้ไขโดยการปรับปรุงวงจรวัดต่างๆ ให้มีการป้องกันที่ดีขึ้น

5.2.4 ปัญหาความร้อนที่วงจรรายแรงดันไฟตรงให้แก่ส่วนควบคุมเพราะไม่มีการติดตั้งฮีทซิงค์และออกแบบให้อุปกรณ์ในวงจรรออยู่ชิดกันเกินไป จึงได้ทำการแก้ไขโดยการออกแบบวงจรมใหม่ให้มีระยะห่างระหว่างอุปกรณ์มากขึ้นและติดตั้งฮีทซิงค์เพิ่ม

5.2.5 ปัญหาขนาดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงที่จะนำมาใช้เป็นภาระทางกลมีกำลังน้อยเกินไป จึงทำให้ผลตอบสนองที่ได้จากมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสมีขนาดเล็กมากไม่เหมาะแก่การทดลองและบันทึกค่า จึงได้เปลี่ยนการให้ภาระทางกลเป็นแบบลูกตุ้มน้ำหนักแทนแต่ข้อเสียของการใช้ลูกตุ้มน้ำหนักคือไม่สามารถเก็บค่าการทดลองได้ครบทุกจุดภาคของพฤติกรรมมอเตอร์

5.2.6 การควบคุมความเร็วของการขับมอเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็วยังมีปัญหาที่ไม่สามารถควบคุมให้ความเร็วกลับสู่ความเร็วคำสั่งได้ขณะมีการขับภาระทางกล

## 5.3 แนวทางการพัฒนา

5.3.1 ควรทำการติดตั้งชุดไดนามิคเบรกเพื่อลดการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงและช่วยทำให้มอเตอร์กลับทิศทางการหมุนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 ควรมีการพัฒนาให้วงจรควบคุม วงจรวัดแรงดัน วงจรวัดกระแสและวงจรขับมีความกระชับมากกว่านี้เพื่อลดต้นทุน มีขนาดกะทัดรัดสะดวกต่อการใช้งานเพื่อใช้ต่อยอดในการทำขายเชิงพาณิชย์ในอนาคต

5.3.3 ควรเพิ่มขนาดแรงดันพิกัดของตัวเก็บประจุที่วงจรไฟตรงเชื่อมโยงให้มากขึ้น เพื่อให้มอเตอร์สามารถทำงานได้ที่แรงดันพิกัดและขั้วภาระทางกลที่พิกัดได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Andrzej M. Trzynadlowski. **The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors**. Kluwer Academic Publishers, Wisconsin-Madison, 1994
- [2] Bimal K. Bose. **Modern Power Electronics and AC Drive**. Prentice – Hall, 2002.
- [3] Kandoussi, Zineb, Zakaria Boulghasoul, Abdelhadi Elbacha, and Abdelouahed Tajer. "Luenberger Observer Based Sensorless Indirect FOC with Stator Resistance Adaptation." *2014 Second World Conference on Complex Systems (WCCS)(2014)*: n. pag. Web.
- [4] Katsuhiko Ogata. **Modern Control Engineering Fifth Edition**. Prentice Hall, 2010
- [5] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. IEEE Press, 2002.
- [6] Peter Vas. **Vector Control of AC Machine**. Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [7] Ramon Blasco Gimenez. **High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives**. Nottingham, 1995.
- [8] ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์. **ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้การประมาณค่าความเร็วรอบจากระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว**. 2009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

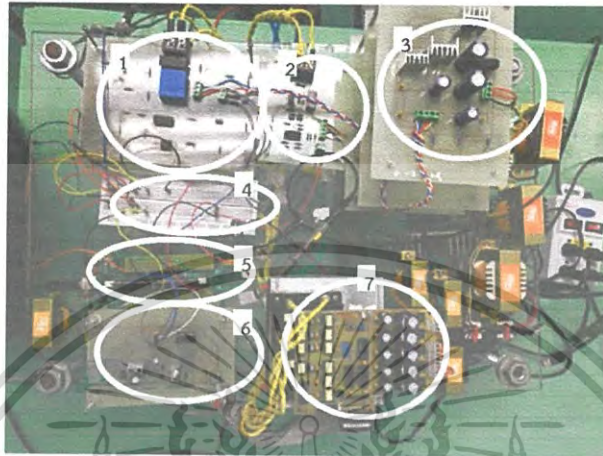


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

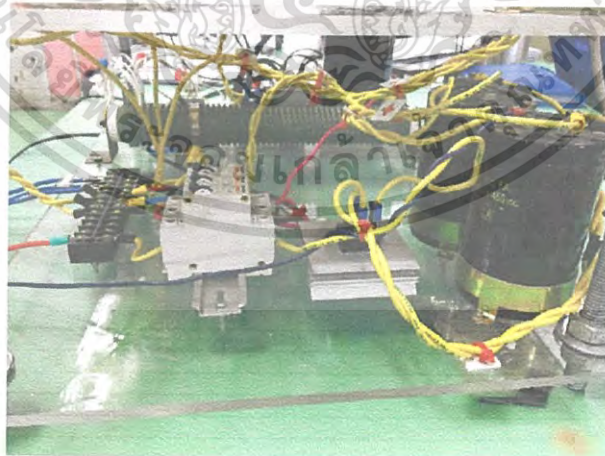


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบไรต์ัวตรวจจับความเร็วเมื่อเสร็จ



- 1: วงจรตรวจจับกระแส
- 2: วงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง
- 3: วงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง
- 4: วงจรตรวจวัดสัญญาณแอนะล็อก
- 5: บอร์ด C2000 F28335
- 6: วงจรตัวตรวจจับความเร็ว
- 7: จงจรขับ



ชุดวงจรแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ชุดตัวตรวจจับความเร็ว



การเชื่อมต่อตัวตรวจจับความเร็วกับโรเตอร์ของมอเตอร์

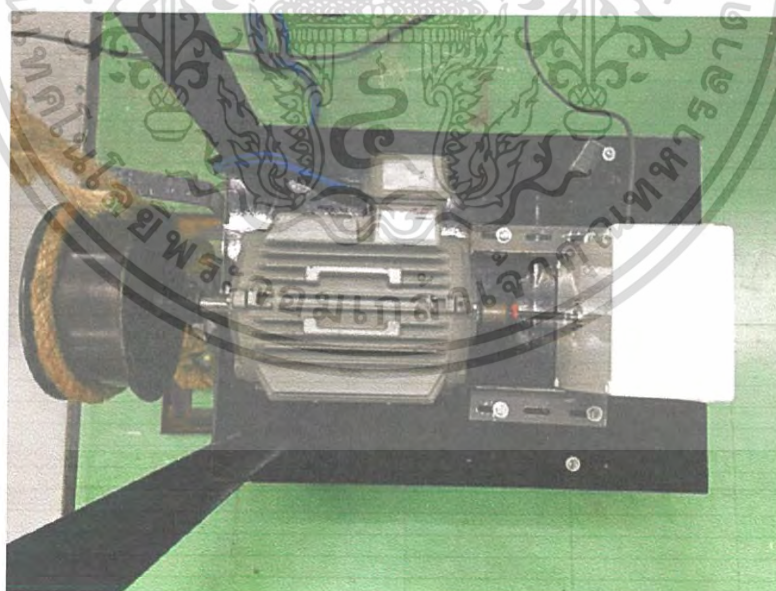
การยึดเกาะตัวตรวจจับความเร็วเข้ากับกล่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ชุดมอเตอร์และชุดทดลองการเพิ่มภาระทางกล



เนมเพลท (Name plate) ของมอเตอร์ที่ใช้ในโครงงานวิจัย



ชุดการทดลองการเพื่อเพิ่มภาระทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวจับความเร็ว Speed Sensorless Vector Control of Three-phase Induction Motor Drive

วรินทร์ พรธิโยธิน ศักดิ์โสภณ ชุมอักษร ศุภณัฐ อาตยะพันธุ์ และสุริยา เชื้อนคว

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาตี เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร./โทรสาร. 0-2739-2478 E-Mail : bigpueng@hotmail.com

### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบชุดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว โดยทั่วไปมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีการใช้ตัวตรวจจับความเร็วเป็นส่วนหนึ่งของระบบควบคุม ซึ่งมีสมรรถนะในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วและประสิทธิภาพที่สูง แต่ยังคงมีปัญหาในเรื่องการติดตั้ง ความคงทนและการใช้งานที่ยังยากรวมถึงราคาที่สูง ด้วยเหตุนี้จึงได้เกิดโครงการขึ้นขึ้นขึ้นเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากตัวจับความเร็ว โดยโครงการนี้จะใช้วิธีการปรับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (DC Link) และกระแสสองเฟสมาคำนวณหาความเร็วรอบของมอเตอร์โดยใช้แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว (Speed Adaptive Flux Observer : Luenberger Observer) ในไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 F28335 โดยใช้โปรแกรม Matlab Simulink 2016a ในการเขียนอัลกอริทึมการทำงานของระบบควบคุม โดยได้ทำการออกแบบและจัดทำวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง วงจรวัดสัญญาณกระแสและวงจรวัดสัญญาณแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง จากนั้นทำการศึกษาลักษณะการทำงานของมอเตอร์ด้วยเทคนิคการควบคุมสนามแม่เหล็กตามแนวแกนแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวตรวจจับความเร็ว ลักษณะแรงบิดของมอเตอร์ที่สภาวะการทำงานต่างๆ ความคลาดเคลื่อนของความเร็วที่ประมาณได้กับความเร็วที่วัดได้จากตัวตรวจจับความเร็วที่ระดับต่างๆ ระยะเวลาในการเปลี่ยนระดับของความเร็ว ลักษณะของแรงบิดและความเร็วเมื่อเพิ่มภาระทางกลให้แก่มอเตอร์และลักษณะของสัญญาณสเปซเวกเตอร์ที่ปรับวีเอ็ม (Space Vector Pulse Width Modulation: SVPWM)

**คำสำคัญ:** การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์โดยไร้ตัวจับความเร็ว การประมาณความเร็วรอบโรเตอร์, กรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว, ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

### Abstract

This project presents the design of three-phase induction motor speed control system by magnetic field control techniques, the axis vector without speed sensor. Typical three-phase induction motor to use the speed detection is part of the control system which has the capacity to respond to rapid change and efficiency is high, but still have a problem with the installation and usage of the complex, including a costly price. This is why it has taken this project created to solve problems arising from the speed detector. By the way, this project will be used to detect the direct voltage (DC Link) and the second-phase current to calculate the speed of the motor by using a model rotor speed in the frame of reference flux adaptive (Speed Adaptive Flux Observer : Luenberger Observer) in the C2000 F28335 microcontrollers using Matlab Simulink 2016a program

to write algorithms give you the algorithm functioning of control systems by design and preparation DC power supply circuit, current and direct voltage measuring circuit and then study the results of motor control techniques to control the axial magnetic field vector by speed sensorless in comparison with the results from motor control with magnetic field control techniques, the axis vector by using the detection speed. Characteristics of torque motor that various working conditions. Tolerances of the estimated speed and the speed measured by a speed detector at different levels. The duration of the change of speed. Characteristics of torque and speed when the burden on motor and give it to a mechanical characteristics of signal space vector PWM. (Space Vector Pulse Width Modulation: SVPWM)

**Keyword:** Speed Sensorless Vector Control, Speed Adaptive Flux Observer, Luenberger Observer, Motor Drive, Drive Circuit

### 1. บทนำ

ปัจจุบันมีเทคโนโลยีในการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ถูกพัฒนาขึ้นโดยการต่อเข้ากับวงจรเรียงกระแส วงจรกรองสัญญาณและอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้การแปลงความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยใช้เทคนิค พัลส์บิวเอ็ม (PWM Technique) ที่จะให้แหล่งกำเนิดไฟฟ้าหลายเฟสให้ความถี่ออกมาตามที่ต้องการส่งผลให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง อันเนื่องมาจากการที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ การควบคุมด้วยวิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายในการใช้งานแต่ให้ค่าแรงบิดและฟลักซ์ที่ต่ำมาก ส่งผลให้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องทำให้เกิดการควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมที่ทำให้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น แต่ทว่าการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเวกเตอร์นั้นจำเป็นต้องทราบความเร็วในการหมุนของโรเตอร์แล้วนำค่าความเร็วที่วัดได้มาป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) เพื่อใช้ในการควบคุม ซึ่งการวัดค่าความเร็วของโรเตอร์จะต้องใช้เอ็นโคเดอร์ (Encoder) หรืออุปกรณ์เซนเซอร์วัดความเร็ว ซึ่งมีข้อจำกัดของการใช้งาน ความยุ่งยากในการติดตั้งและราคาที่สูง ดังนั้น จึงเกิดงานวิจัยขึ้นเพื่อศึกษาวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว (Sensorless Vector Control of Three-Phase Induction Motors)

## 2. ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์รีเซนเซอร์วัดความเร็ว

#### 2.1.1 แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว (Speed Adaptive Flux Observer: Luenberger Observer)

วิธีการปรับปรุงของการประมาณค่าความเร็วซึ่งทำงานบนทฤษฎีของแบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัว กรอบอ้างอิงนี้เป็นพื้นฐานของการประมาณค่าโดยใช้แพลนท์โมเดล (แพลนท์ทั้งหมด หรือ แพลนท์บางส่วน) และลูปป้อนค่ากลับ ด้วยตัวแปรแพลนท์ที่ทำการวัดมา ในที่นี้กรอบอ้างอิงที่ของลำดับทั้งหมดที่ใช้โมเดลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในกรอบอ้างอิงนี้  $\alpha - \beta$  โดยตัวแปรสถานะคือ กระแสสเตเตอร์  $i_{s\alpha}$  และ  $i_{s\beta}$  และฟลักซ์ของโรเตอร์คือ  $\lambda_{r\alpha}$  และ  $\lambda_{r\beta}$  แล้วจึงหาอนุพันธ์อันดับ 1 ของโมเดลนี้จากจรรยาสมมูลของ  $\alpha - \beta$

สมการของแรงดันโรเตอร์สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_{r\alpha} R_r + \frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} + \omega_{mr} \lambda_{r\beta} = 0 \quad (1)$$

$$i_{r\beta} R_r + \frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} - \omega_{mr} \lambda_{r\alpha} = 0 \quad (2)$$

กำจัดตัวแปร  $i_{r\alpha}$  จากสมการ (1) โดยใช้สมการ  $\lambda_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}$  มาช่วย จะได้ผลลัพธ์คือ

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\alpha} - \omega_{mr} \lambda_{r\beta} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} \quad (3)$$

และในทางเดียวกัน จากวงจร  $\beta$

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\beta} + \omega_{mr} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} \quad (4)$$

แทนสมการ (3) และ (4) ลงไปใน

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

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

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \quad (5)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\beta} - \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \quad (6)$$

จาก  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$  และ  $L_{ls}$  และ  $L_{lr}$  ถูกแทนด้วย  $L_s - L_m$  และ  $L_r - L_m$  ตามลำดับ

สมการ (3) - (6) ประกอบไปด้วยสมการสถานะตามที่ต้องการ ซึ่งสามารถเขียนในรูป

$$\frac{dX}{dt} = AX + BV_v \quad (7)$$

กำหนดให้

$$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \lambda_{r\alpha} \ \lambda_{r\beta}]^T \quad (8)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_{mr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} & -\omega_{mr} \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_{mr} & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

หมายเหตุ ค่าพารามิเตอร์ในเมตริกซ์ A ประกอบไปด้วย สัญญาณความเร็ว  $\omega_{mr}$  ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการประมาณ

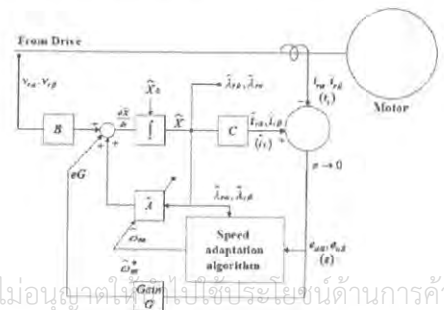
รูปที่ 1 แสดงให้เห็นบล็อกโตะแกรมของกรอบอ้างอิงความเร็วที่ปรับค่าไปตามฟลักซ์ซึ่งใช้ตามโมเดลของเครื่องจักรกลไฟฟ้า กำหนดให้สัญลักษณ์ " " หมายถึงการประมาณค่า สัญญาณของกระแสขาออก  $\hat{i}_{s\alpha}$  และ  $\hat{i}_{s\beta}$  ถูกฟิลจูนผ่านเมตริกซ์ C

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

สัญญาณแรงดันขาเข้า  $v_{s\alpha}$  และ  $v_{s\beta}$  ที่ถูกวัดจากขั้วของสเตเตอร์ ถ้าทราบค่าของสัญญาณความเร็ว  $\omega_{mr}$  ที่เป็นพารามิเตอร์ของเมตริก A และจะสามารถคำนวณกระแสและฟลักซ์ได้จากสมการสถานะ อย่างไรก็ตาม ถ้าสัญญาณ  $\omega_{mr}$  ไม่ถูกต้องจะเกิดการเบี่ยงเบนระหว่างสถานะประมาณและสถานะจริง จากรูปค่ากระแสจากการประมาณถูกเปรียบเทียบกับค่าจริงของสเตเตอร์ และความคลาดเคลื่อนที่ได้นำไปทำสัญญาณช่วยที่จะปรับค่าให้ถูกต้อง (eG) โดยผ่านเมตริกซ์อัตราขยาย G ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าเมตริกซ์ e มีแนวโน้มที่จะลดลง สมการกรอบอ้างอิงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \hat{A}\hat{X} + B\hat{V}_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (13)$$

กำหนด  $\hat{i}_s = [\hat{i}_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta}]$  และ G = เมตริกซ์เกนของกรอบอ้างอิง กรอบอ้างอิงจะให้ค่าประมาณจากเวกเตอร์ฟลักซ์โดยแสดงดังรูป แบบจำลองความเร็วโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับตัวสามารถประมาณค่าจากความเร็วที่ไม่ทราบค่า  $\omega_{mr}$  ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ a ในเมตริกซ์ A เพื่อนำมาหาความเร็วที่จะนำมาปรับใช้กับอัลกอริทึม โดยใช้ทฤษฎีของ Lyapunov



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ [v\_sα, v\_sβ, 0, 0]^T ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปตีประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้ารูปที่ 1 กรอบอ้างอิงความเร็วที่ปรับค่าไปตามฟลักซ์

โดยทั่วไปการประมาณค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์และ ฟลักซ์โรเตอร์ให้อธิบายโดยตามสมการ

$$\frac{d}{dt}(e) = (A + GC)e - \Delta\lambda\hat{X} \quad (14)$$

เมื่อ

$$e = X - \hat{X} \quad (15)$$

$$\Delta A = \hat{\lambda} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta\omega_r j}{c} \\ 0 & \Delta\omega_r j \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\Delta\omega_{mr} = \hat{\omega}_{mr} - \omega_{mr} \quad (18)$$

$$c = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \quad (19)$$

ตามฟังก์ชัน Lyapunov นิยามได้ว่า

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega}_{mr} - \omega_{mr})^2}{\lambda} \quad (20)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือค่าคงที่บวก

อนุพันธ์ของความเร็วยกเทียบกับเวลา คือ

$$\frac{dV}{dt} = (e^T [(A + GC)^T + (\lambda + GC)] e - 2\Delta\omega_{mr} (e_{is\alpha}\lambda_{r\beta} - e_{is\beta}\lambda_{r\alpha}) / c + \frac{2\Delta\omega_{mr}}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}_{mr}}{dt}) \quad (21)$$

เมื่อ  $e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$  และ  $e_{is\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$

จากสมการด้านบน เราสามารถนำมาเขียนใหม่ตามแผนผังแบบปรับค่า เพื่อการประมาณค่าความเร็วโดยให้เทอมที่สองเท่ากับเทอมที่สาม จะได้

$$\frac{d\hat{\omega}_{mr}}{dt} = \lambda (e_{is\alpha}\lambda_{r\beta} - e_{is\beta}\lambda_{r\alpha}) / c \quad (22)$$

ถ้าเมตริกซ์เกนของรอบอ้างอิง  $G$  ในเทอมแรกของสมการ (21) ทำให้ค่า Eigenvalue ไม่เป็นบวก แล้วรอบอ้างอิงฟลักซ์แบบปรับค่าความเร็วจะมีความเสถียร ความเร็วสามารถปรับได้อย่างรวดเร็ว เมื่อใช้แผนผังชนิดปรับค่าแบบ PI เพื่อปรับปรุงผลการตอบสนองของการประมาณ

$$\hat{\omega}_{mr} = K_p (e_{is\alpha}\lambda_{r\beta} - e_{is\beta}\lambda_{r\alpha}) + K_I \int (e_{is\alpha}\lambda_{r\beta} - e_{is\beta}\lambda_{r\alpha}) dt \quad (23)$$

เมื่อ  $K_p$  และ  $K_I$  คือค่าบวกใดๆ

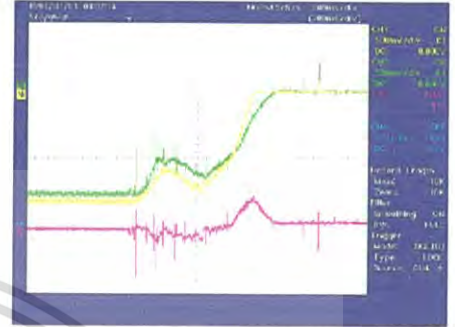
แม้ว่าการประมาณค่าความเร็วจะมีความแม่นยำมากขึ้นโดยการใช้รอบอ้างอิง แต่ก็อาจมีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่ได้กำหนดไว้ในกระบวนการคำนวณโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ค่าความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์

3. ผลการทดสอบ

3.1 การทดสอบสตาร์ทมอเตอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเริ่มสตาร์ทของความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสไปยังความเร็ว 1400 รอบต่อนาที พบว่าช่วงจุดเริ่มต้นขณะสตาร์ทของเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบโร้ตอร์ตรวจจับความเร็ว ความเร็วจะเข้าสู่ภาวะสมดุลของระบบได้เร็วกว่า เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีตัวตรวจจับความเร็ว ดังรูปที่ 2



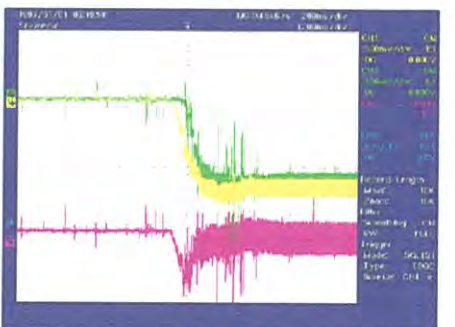
รูปที่ 2 กราฟเปรียบเทียบความเร็วของการสตาร์ทมอเตอร์ถึงความเร็ว 1400 รอบต่อนาที และกราฟผลต่างของความเร็ว

3.2 การทดสอบเปรียบเทียบผลการทดสอบช่วงเปลี่ยนความเร็ว

เพิ่มความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจาก 300 รอบต่อนาที ไปยังความเร็ว 1400 รอบต่อนาที หรือลดความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจาก 1400 รอบต่อนาที ไปยังความเร็ว 300 รอบต่อนาที พบว่าช่วงจุดเริ่มต้นขณะสตาร์ทของเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบโร้ตอร์ตรวจจับความเร็ว ความเร็วจะเข้าสู่ภาวะสมดุลของระบบได้เร็วกว่า เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีตัวตรวจจับความเร็ว ดังรูปที่ 3 และ 4

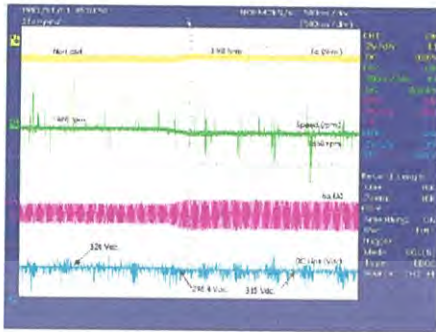


รูปที่ 3 กราฟเปรียบเทียบความเร็วของการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 300 รอบต่อนาที ถึง 1400 รอบต่อนาที และกราฟผลต่างของความเร็ว



รูปที่ 4 กราฟเปรียบเทียบความเร็วของการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1400 รอบต่อนาที ถึง 300 รอบต่อนาที และกราฟผลต่างของความเร็ว

3.3 การทดสอบเพิ่มภาระทางกลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



รูปที่ 5 ผลตอบสนองแรงบิด ความเร็ว กระแสและแรงดันตรงเชื่อมโยง เมื่อทำการเพิ่มภาระทางกล 1.98 นิวตัน-เมตร โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้ตัวตรวจจับความเร็ว

4. สรุป

ในการควบคุมแบบสนามแม่เหล็กตามแนวแกนโดยไร้ตัวตรวจจับความเร็วจะสามารถทำงานได้ดีที่ความเร็วรอบสูงและทำงานได้ไม่ดีที่ความเร็วรอบต่ำ จากการทดลองพบว่า 1.) ความเร็วรอบต่ำมีความเร็วรอบแกว่งอยู่ในช่วง 10 รอบต่อนาที 2.) ความแตกต่างของความเร็วยุทธที่เกิดจากการประมาณและความเร็วรอบที่วัดได้จริงจากตัวตรวจจับความเร็วที่ความเร็วรอบสูงจะมีค่าความแตกต่างของความเร็วยุทธอยู่ในช่วง 5 ถึง 10 รอบต่อนาทีและที่ความเร็วรอบต่ำจะมีความแตกต่างของความเร็วยุทธในช่วง 10 ถึง 15 รอบต่อนาที 3.) ความเร็วรอบต่ำจะใช้เวลาในการเข้าสู่ความเร็วที่ต้องการน้อยกว่าที่ความเร็วรอบสูง 4.) เมื่อมีการเพิ่มภาระทางกลที่ไม่เกินที่กีดแกนมอเตอร์ มอเตอร์จะยังสามารถขับโหลดทางกลและยังสามารถรักษาความเร็วรอบที่ต้องการไว้ได้ 5.) ขณะที่ยุทธห้อมมอเตอร์ไปสู่ความเร็วต่างๆ แรงดันของมอเตอร์จะตกลงเนื่องจากมอเตอร์จะดึงกระแสในช่วงสตาร์ท ยิ่งสตาร์ทไปสู่ความเร็วมอเตอร์จะดึงกระแสสูง การเพิ่มความเร็วมีความคล้ายกับช่วงของสตาร์ทที่มีช่วงของความเร็วยุทธที่เพิ่มมากขึ้น มอเตอร์จะดึงกระแสมากขึ้นจึงทำให้แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงลดลงได้มาก การลดความเร็วลงจะเป็นช่วงที่มอเตอร์ดึงพลังงานเข้าสู่ระบบทำให้แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงพุ่งขึ้นไปสูงและค่อยกลับสู่สภาวะแรงดันปกติ ในช่วงที่เพิ่มภาระทางกลมอเตอร์จะดึงกระแสมากขึ้นทำให้แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงตกลงตามขนาดของภาระโหลดทางกลที่มอเตอร์ขับ

5. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร. วิจิตร กิเมธ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ และข้อคิดเห็นต่างๆ อันเป็นประโยชน์ต่อโครงการชิ้นนี้มาโดยตลอด ขอขอบคุณพี่ๆ ปรียญาโทและปรียญาเอกทุกท่าน ที่ได้คำปรึกษาในด้านต่างๆ ตั้งแต่เริ่มโครงการจนประสบความสำเร็จคล่องเป็นอย่างดี ตลอดจนขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยให้ความช่วยเหลือในด้านอุปกรณ์การทดลอง และท้ายที่สุดนี้ ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และครอบครัว ที่อยู่เบื้องหลังและให้การสนับสนุนในด้านการเงิน กำลังใจและให้อาการที่ทำให้เกิดโครงการนี้ รวมทั้งเพื่อนๆ นักศึกษาภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ความช่วยเหลือและกำลังใจซึ่งกันและกันมาโดยตลอด

6. อ้างอิง

[1] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drive. Prentice + Hall, 2002  
[2] Kanjoudsi, Zineb, Zakaria Boulghasoul, Abdethadi Elbacha, and Abdelouahed Tajer. Luenberger

Observer Based Sensorless Indirect FOC with Stator Resistance Adaptation." 2014 Second World Conference on Complex Systems (WCCS)(2014): n. pag. Web

[3] Katsuhiko Ogata. Modern Control Engineering Fifth Edition. Prentice Hall, 2010  
[4] Peter Vas. Vector Control of AC Machine. Clarendon Press, Oxford, 1993.  
[5] ณัฐพงศ์ เมืองจันทร์. ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้การประมาณค่าความเร็วรอบจากระบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว. 2009



นายวรพันธ์ พรธิติโยธิน  
เกิดวันที่ 4 สิงหาคม 2537  
ภูมิลำเนาจังหวัดชลบุรี  
ประวัติการศึกษา  
สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนชลราษฎรอำรุง จังหวัดชลบุรี  
ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายศักดิ์โสภณ ชุมอักษร  
เกิดวันที่ 1 กรกฎาคม 2537  
ภูมิลำเนาจังหวัดตรัง  
ประวัติการศึกษา  
สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสราภราชนิ จังหวัดตรัง  
ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายคุณณัฐ อาตะยะพันธุ์  
เกิดวันที่ 9 กุมภาพันธ์ 2538  
ภูมิลำเนาจังหวัดระยอง  
ประวัติการศึกษา  
สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนชลราษฎรอำรุง จังหวัดชลบุรี  
ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายสุริยา เอื้ออน  
เกิดวันที่ 14 ธันวาคม 2537  
ภูมิลำเนาจังหวัดลำพูน  
ประวัติการศึกษา  
สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนมหิตลวิทยานุสรณ์ จังหวัดนครปฐม  
ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

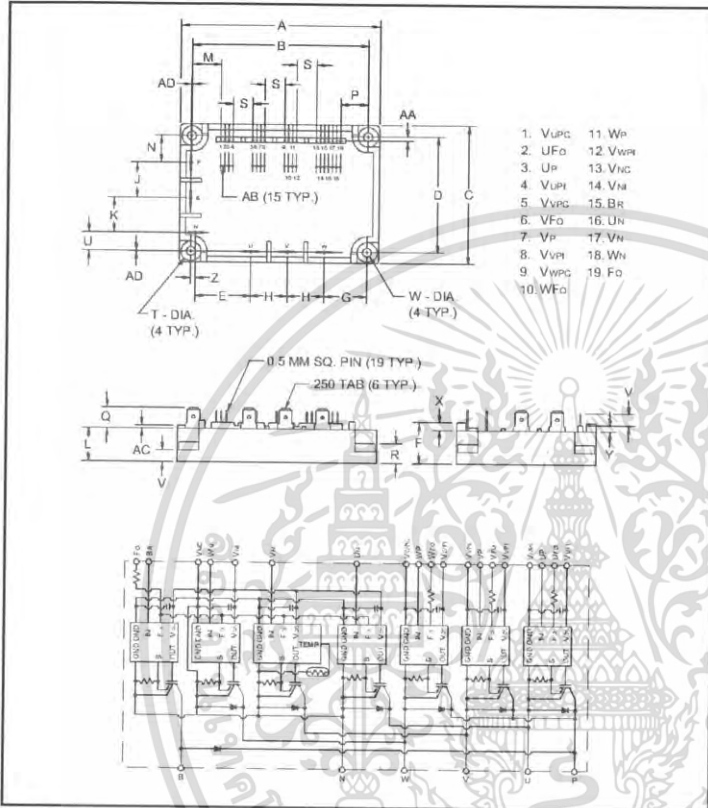


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

# PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.96 ± 0.04	100.5 ± 1.0
B	3.48 ± 0.02	88.5 ± 0.5
C	2.76 ± 0.04	70.0 ± 1.0
D	2.30 ± 0.02	58.5 ± 0.5
E	1.191 ± 0.02	30.25 ± 0.5
F	0.83	21.0
G	0.75	19.0
H	0.73	18.5
J	0.71	18.0
K	0.69	17.5
L	0.67	17.0
M	0.581	14.76
N	0.541	13.75
P	0.541	13.74

Dimensions	Inches	Millimeters
Q	0.41	10.5
R	0.39	10.0
S	0.394 ± 0.010	10.00 ± 0.25
T	0.39 Dia.	Dia. 10.0
U	0.364	9.25
V	0.24	6.0
W	0.18 Dia.	Dia. 4.5
X	0.16	4.0
Y	0.12	3.0
Z	0.88 ± 0.02	2.25 ± 0.5
AA	0.086 ± 0.02	2.18 ± 0.5
AB	0.079 ± 0.010	2.00 ± 0.25
AC	0.06	1.5
AD	0.01 ± 0.02	0.25 ± 0.5



**Description:**

Mitsubishi Intelligent Power Modules are isolated base modules designed for power switching applications operating at frequencies to 20 kHz. Built-in control circuits provide optimum gate drive and protection for the IGBT and free-wheel diode power devices.

**Features:**

- Complete Output Power Circuit
- Gate Drive Circuit
- Protection Logic
  - Short Circuit
  - Over Current
  - Over Temperature
  - Under Voltage

**Applications:**

- Inverters
- UPS
- Motion/Servo Control
- Power Supplies

**Ordering Information:**

Example: Select the complete part number from the table below -i.e. PM25RSB120 is a 1200V, 25 Ampere Intelligent Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V <sub>CE(S)</sub> Volts (x 10)
PM	25	120

Sep.2000



This datasheet has been downloaded from <http://www.digchip.com> at this page

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PM25RSB120**

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE

**Absolute Maximum Ratings,  $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

	Symbol	Ratings	Units
Power Device Junction Temperature	$T_j$	-20 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{\text{stg}}$	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Case Operating Temperature	$T_C$	-20 to 100	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	0.98 ~ 1.47	N · m
Module Weight (Typical)	—	330	Grams
Supply Voltage Protected by OC and SC ( $V_D = 13.5 - 16.5\text{V}$ , Inverter Part, $T_j = 125^\circ\text{C}$ )	$V_{\text{CC(prot.)}}$	800	Volts
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	$V_{\text{iso}}$	2500	Vrms

**Control Sector**

Supply Voltage (Applied between $V_{\text{UP1}}-V_{\text{UPC}}$ , $V_{\text{VP1}}-V_{\text{VPC}}$ , $V_{\text{WP1}}-V_{\text{WPC}}$ , $V_{\text{N1}}-V_{\text{NC}}$ )	$V_D$	20	Volts
Input Voltage (Applied between $U_P-V_{\text{UPC}}$ , $V_P-V_{\text{VPC}}$ , $W_P-V_{\text{WPC}}$ , $U_N-V_N-W_N-B_r-V_{\text{NC}}$ )	$V_{\text{CIN}}$	20	Volts
Fault Output Supply Voltage Applied between ( $U_{\text{FO}}-V_{\text{UPC}}$ , $V_{\text{FO}}-V_{\text{VPC}}$ , $W_{\text{FO}}-V_{\text{WPC}}$ , $F_{\text{O}}-V_{\text{NC}}$ )	$V_{\text{FO}}$	20	Volts
Fault Output Current (Sink Current at $U_{\text{FO}}$ , $V_{\text{FO}}$ , $W_{\text{FO}}$ and $F_{\text{O}}$ Terminal)	$I_{\text{FO}}$	20	mA

**IGBT Inverter Sector**

Collector-Emitter Voltage ( $V_D = 15\text{V}$ , $V_{\text{CIN}} = 15\text{V}$ )	$V_{\text{CES}}$	1200	Volts
Collector Current, ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$I_C$	25	Amperes
Peak Collector Current, ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{\text{CP}}$	50	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	$V_{\text{CC}}$	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	$P_C$	132	Watts

**Brake Sector**

Collector-Emitter Voltage	$V_{\text{CES}}$	1200	Volts
Collector Current, ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$I_C$	10	Amperes
Peak Collector Current, ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{\text{CP}}$	20	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	$V_{\text{CC}}$	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	$P_C$	62	Watts
Diode Forward Current	$I_F$	10	Amperes
Diode DC Reverse Voltage	$V_{\text{R(DC)}}$	1200	Volts

**PM25RSB120**

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE

**Electrical and Mechanical Characteristics,  $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>Control Sector</b>						
Over Current Trip Level Inverter Part	OC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}, V_D = 15\text{V}$	32	62	—	Amperes
Over Current Trip Level Brake Part			15	30	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Inverter Part	SC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}, V_D = 15\text{V}$	—	101	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Brake Part			—	41	—	Amperes
Over Current Delay Time	$t_{\text{off(OC)}}$	$V_D = 15\text{V}$	—	10	—	$\mu\text{s}$
Over Temperature Protection	OT	Trip Level	111	118	125	$^\circ\text{C}$
	$OT_r$	Reset Level	—	100	—	$^\circ\text{C}$
Supply Circuit Under Voltage Protection	UV	Trip Level	11.5	12.0	12.5	Volts
	$UV_r$	Reset Level	—	12.5	—	Volts
Supply Voltage	$V_D$	Applied between $V_{UP1}-V_{UPC}, V_{VP1}-V_{VPC}, V_{WP1}-V_{WPC}, V_{N1}-V_{NC}$	13.5	15	16.5	Volts
Circuit Current	$I_D$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 15\text{V}, V_{N1}-V_{NC}$	—	44	60	mA
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 15\text{V}, V_{XP1}-V_{XPC}$	—	13	18	mA
		Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input ON Threshold Voltage	$V_{\text{In(on)}}$	Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input OFF Threshold Voltage	$V_{\text{In(off)}}$	$U_p-V_{UPC}, V_p-V_{VPC}, W_p-V_{WPC}, U_N: V_N \cdot W_N: B_r-V_{NC}$	1.7	2.0	2.3	Volts
PWM Input Frequency	$f_{\text{PWM}}$	3- $\phi$ Sinusoidal	—	15	20	kHz
Fault Output Current	$I_{\text{FO(H)}}$	$V_D = 15\text{V}, V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	—	0.01	mA
	$I_{\text{FO(L)}}$	$V_D = 15\text{V}, V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	10	15	mA
Minimum Fault Output Pulse Width	$t_{\text{FO}}$	$V_D = 15\text{V}$	1.0	1.8	—	ms

**PM25RSB120**

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE

**Electrical and Mechanical Characteristics,  $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>IGBT Inverter Sector</b>						
Collector Cutoff Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.0	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA
Emitter-Collector Voltage	$V_{EC}$	$-I_C = 25\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A}$	—	2.5	3.5	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.2	3.2	Volts
Inductive Load Switching Times	$t_{on}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0 \leftrightarrow 15\text{V}$ $V_{CC} = 600\text{V}, I_C = 25\text{A}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$	0.5	1.0	2.5	$\mu\text{s}$
	$t_{rr}$		—	0.15	0.3	$\mu\text{s}$
	$t_{C(on)}$		—	0.4	1.0	$\mu\text{s}$
	$t_{off}$		—	2.0	3.0	$\mu\text{s}$
	$t_{C(off)}$		—	0.7	1.2	$\mu\text{s}$
<b>Brake Sector</b>						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.8	3.8	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.5	3.5	Volts
Diode Forward Voltage	$V_{FM}$	$-I_C = 10\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector Cutoff Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA

**PM25RSB120**

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE

**Thermal Characteristics**

Characteristic	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Junction to Case Thermal Resistance	$R_{th(j-c)Q}$	Each Inverter IGBT	—	—	0.95	°C/Watt
	$R_{th(j-c)F}$	Each Inverter FWDi	—	—	2.5	°C/Watt
	$R_{th(c-f)Q}$	Each Brake IGBT	—	—	2.0	°C/Watt
	$R_{th(c-f)F}$	Each Brake FWDi	—	—	2.5	°C/Watt
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Case to Fin Per Module, Thermal Grease Applied	—	—	0.036	°C/Watt

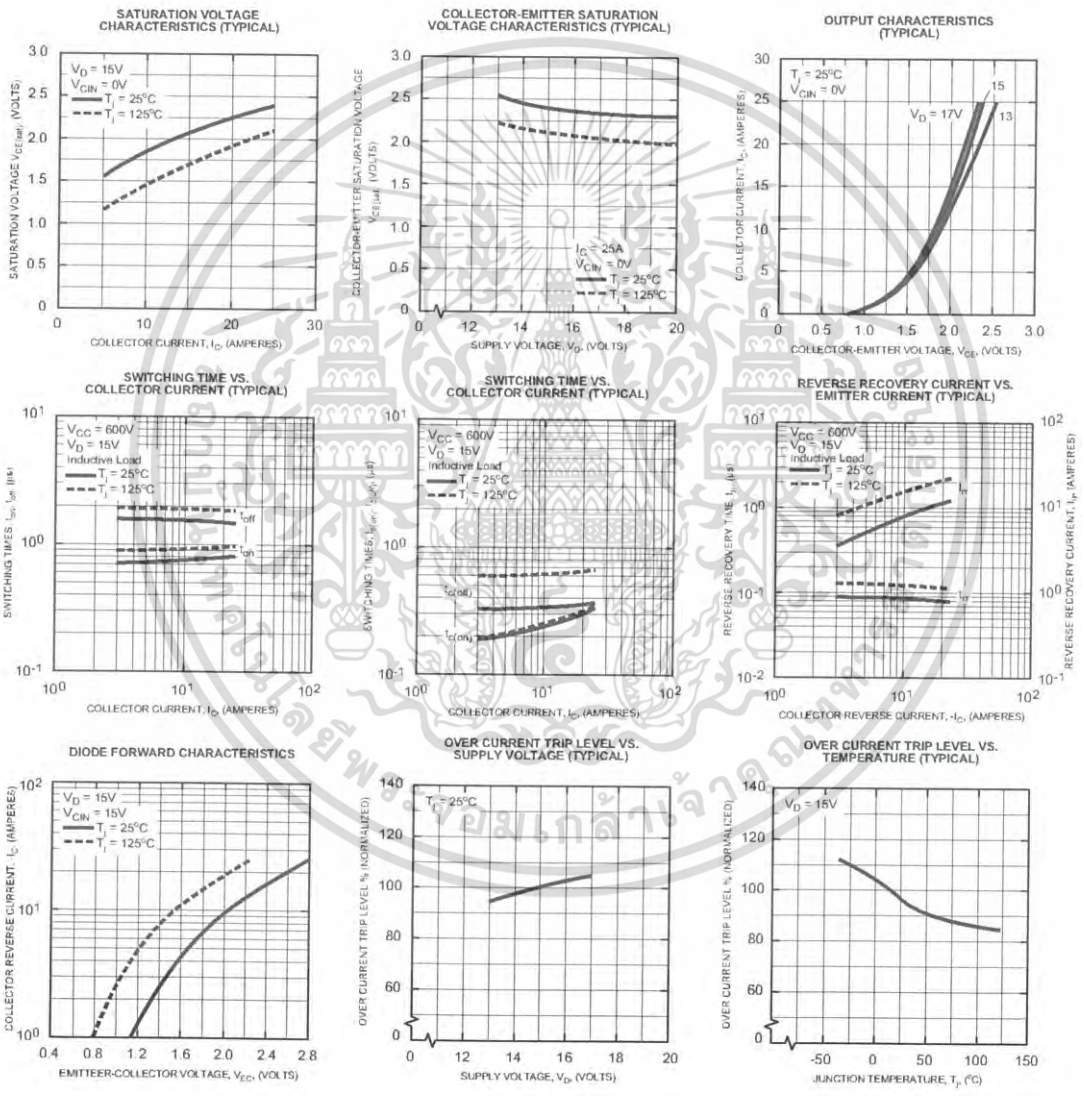
**Recommended Conditions for Use**

Characteristic	Symbol	Condition	Value	Units
Supply Voltage	$V_{CC}$	Applied across P-N Terminals	0 ~ 800	Volts
	$V_D$	Applied between $V_{UP1}$ - $V_{UPC}$ , $V_{N1}$ - $V_{NC}$ , $V_{VP1}$ - $V_{VPC}$ , $V_{WP1}$ - $V_{WPC}$	$15 \pm 1.5$	Volts
Input ON Voltage	$V_{CIN(en)}$	Applied between	0 ~ 0.8	Volts
Input OFF Voltage	$V_{CIN(off)}$	$U_p, V_p, W_p, U_N, V_N, W_N, Br$	$4.0 \sim V_D$	Volts
PWM Input Frequency	$f_{PWM}$	Using Application Circuit	5 ~ 20	kHz
Minimum Dead Time	$t_{dead}$	Input Signal	$\geq 2.5$	$\mu s$

**PM25RSB120**

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE

**Inverter Part**

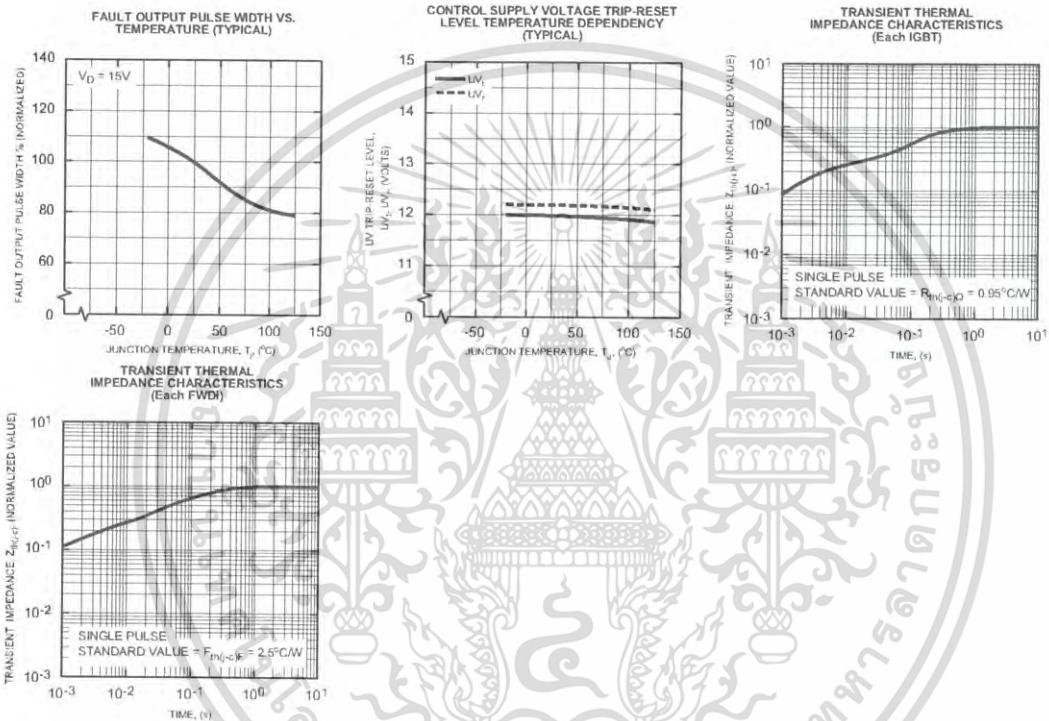


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PM25RSB120**

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE

**Inverter Part**

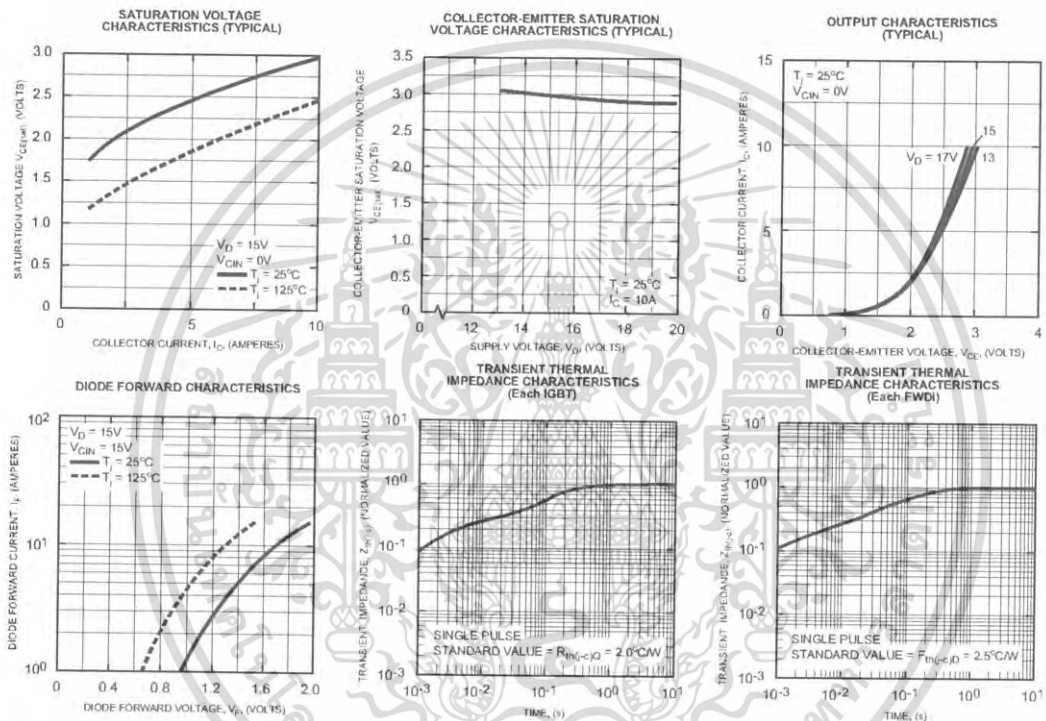


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PM25RSB120**

FLAT-BASE TYPE  
INSULATED PACKAGE

Brake Part



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ At}$

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.



16080



### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal current rms	25	At
$I_{PM}$	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 36$	At
$R_M$	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	
		$R_{Mmin}$	$R_{Mmax}$
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 25 \text{ At}$	@ $\pm 36 \text{ At}$
		100	320
		100	190
		100	185
			$\Omega$
$I_{SH}$	Secondary nominal current rms	25	mA
$K_N$	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 15$	V
$I_c$	Current consumption	$10 + I_c$	mA

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

### Accuracy - Dynamic performance data

$X$	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.5$	%	
$\epsilon_L$	Linearity error	$< 0.2$	%	
			%	
$I_O$	Offset current <sup>1)</sup> @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
$I_{OM}$	Magnetic offset current <sup>2)</sup> @ $I_p = 0$ and specified $R_M$ after an overload of $3 \times I_{PN}$	$\pm 0.05$	$\pm 0.15$	
$I_{OT}$	Temperature variation of $I_O$	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.06$	$\pm 0.25$
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	$\pm 0.10$	$\pm 0.35$
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\pm 0.5$	mA
		$-40^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	$\pm 1.2$	mA
$t_r$	Response time <sup>3)</sup> to 90 % of $I_{PN}$ step	$< 1$	$\mu\text{s}$	
$di/dt$	$di/dt$ accurately followed	$> 50$	A/ $\mu\text{s}$	
$BW$	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz	

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	$-40 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Ambient storage temperature	$-45 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
$R_p$	Primary coil resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$< 1.25$	m $\Omega$
$R_s$	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	$\Omega$
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	115
			$\Omega$
$R_{IS}$	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$> 1500$	M $\Omega$
$m$	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997	

### Application domain

- Industrial.

**Notes:** <sup>1)</sup> Measurement carried out after 15 mn functioning  
<sup>2)</sup> The result of the coercive field of the magnetic circuit  
<sup>3)</sup> With a  $di/dt$  of 100 A/ $\mu\text{s}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Current Transducer LA 25-NP

### Isolation characteristics

$V_o$	Rms voltage for AC insulation test, 50 Hz, 1 min	2.5	kV
$V_w$	Impulse withstand voltage 1.2/50 $\mu$ s	9	kV
		Min	
dCp	Creepage distance	10.63	mm
dCI	Clearance	10.63	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group IIIa)	175	

### Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
$dCp, dCI, V_w$	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Basic insulation	1700 V	1700 V
Reinforced insulation	600 V	600 V

### Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

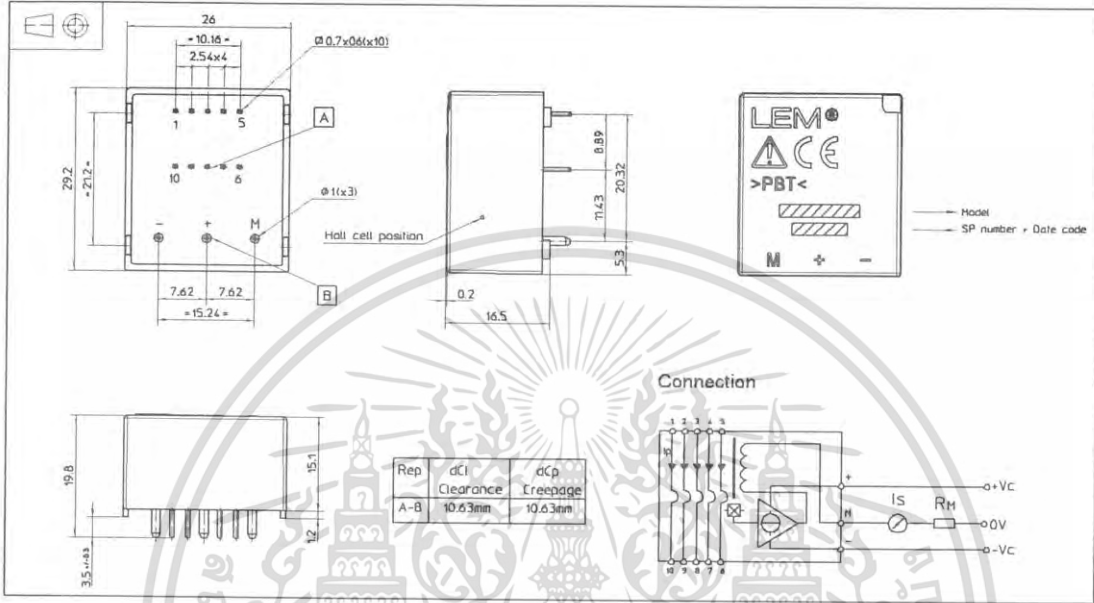
Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

### Dimensions LA 25-NP (in mm)



Number of primary turns	Primary current		Nominal output current $I_{S1}$ [mA]	Turns ratio $K_n$	Primary resistance $R_p$ [mΩ]	Primary insertion inductance $L_p$ [μH]	Recommended connections
	nominal $I_{PN}$ [A]	maximum $I_P$ [A]					
1	25	36	25	1 / 1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2 / 1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3 / 1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4 / 1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5 / 1000	6.3	0.58	

### Mechanical characteristics

- General tolerance  $\pm 0.2$  mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins  $\varnothing 1$  mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

### Remarks

- $I_S$  is positive when  $I_P$  flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ISO124 Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier

### 1 Features

- 100% Tested for High-Voltage Breakdown
- Rated 1500 Vrms
- High IMR: 140 dB at 60 Hz
- 0.010% Maximum Nonlinearity
- Bipolar Operation:  $V_O = \pm 10$  V
- DIP-16 and SO-28
- Ease of Use: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5$ -V to  $\pm 18$ -V Supply Range

### 2 Applications

- Industrial Process Control:
  - Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4-mA to 20-mA Loop Isolation
- Ground Loop Elimination
- Motor and SCR Control
- Power Monitoring
- PC-Based Data Acquisition
- Test Equipment

### 3 Description

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2-pF differential capacitive barrier. With digital modulation, the barrier characteristics do not affect signal integrity, thus resulting in excellent reliability and good high-frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% maximum nonlinearity, 50-kHz signal bandwidth, and 200- $\mu$ V/ $^{\circ}$ C  $V_{OS}$  drift. A power supply range of  $\pm 4.5$  V to  $\pm 18$  V and quiescent currents of  $\pm 5$  mA on  $V_{S1}$  and  $\pm 5.5$  mA on  $V_{S2}$  make the ISO124 device ideal for a wide range of applications.

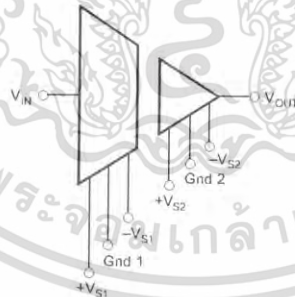
The ISO124 is available in SOIC-16 and SOIC-28 plastic surface-mount packages.

#### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
ISO124	SOIC (16)	17.90 mm $\times$ 7.50 mm
	SOIC (28)	20.01 mm $\times$ 6.61 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

### 4 Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Table of Contents

<b>1 Features</b> .....	1	8.3 Feature Description .....	9
<b>2 Applications</b> .....	1	8.4 Device Functional Modes .....	9
<b>3 Description</b> .....	1	<b>9 Application and Implementation</b> .....	10
<b>4 Simplified Schematic</b> .....	1	9.1 Application Information .....	10
<b>5 Revision History</b> .....	2	9.2 Typical Applications .....	11
<b>6 Pin Configuration and Functions</b> .....	3	<b>10 Power Supply Recommendations</b> .....	19
<b>7 Specifications</b> .....	4	10.1 Signal and Supply Connections .....	19
7.1 Absolute Maximum Ratings .....	4	<b>11 Layout</b> .....	20
7.2 ESD Ratings .....	4	11.1 Layout Guidelines .....	20
7.3 Recommended Operating Conditions .....	4	11.2 Layout Example .....	20
7.4 Thermal Information .....	4	<b>12 Device and Documentation Support</b> .....	21
7.5 Electrical Characteristics .....	5	12.1 Documentation Support .....	21
7.6 Typical Characteristics .....	6	12.2 Trademarks .....	21
<b>8 Detailed Description</b> .....	8	12.3 Electrostatic Discharge Caution .....	21
8.1 Overview .....	8	12.4 Glossary .....	21
8.2 Functional Block Diagram .....	8	<b>13 Mechanical, Packaging, and Orderable Information</b> .....	21

## 5 Revision History

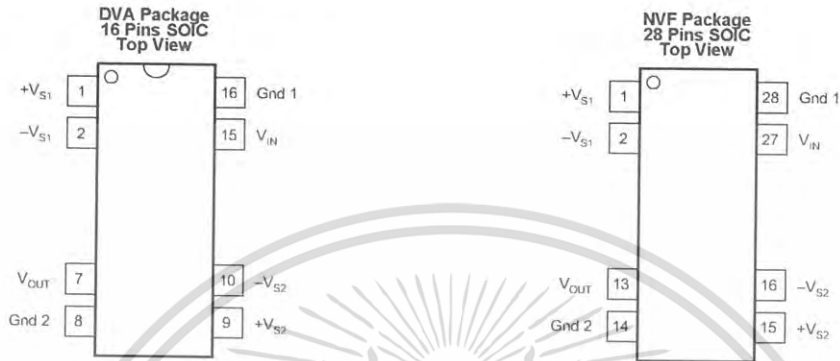
### Changes from Revision C (September 2005) to Revision D

Page

• Added ESD Ratings table, Feature Description section, Device Functional Modes, Application and Implementation section, Power Supply Recommendations section, Layout section, Device and Documentation Support section, and Mechanical, Packaging, and Orderable Information section. ....	1
---	---

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

NAME	PIN		I/O	DESCRIPTION
	SOIC	SOIC		
GND	8	14	—	Low-side ground reference
	16	28	—	High-side ground reference
V <sub>IN</sub>	15	27	I	High-side analog input
V <sub>OUT</sub>	7	13	O	Low-side analog output
+V <sub>S1</sub>	1	1	—	High-side positive analog supply
-V <sub>S1</sub>	2	2	—	High-side negative analog supply
+V <sub>S2</sub>	9	15	—	Low-side positive analog supply
-V <sub>S2</sub>	10	16	—	Low-side negative analog supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7 Specifications

### 7.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) <sup>(1)</sup>

	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage		±18	V
V <sub>IN</sub>		100	V
Continuous isolation voltage		1500	V <sub>rms</sub>
Junction temperature		125	°C
Output short to common		Continuous	
Storage temperature, T <sub>stg</sub>	–40	125	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

### 7.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
V <sub>(ESD)</sub> Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	±1000	V
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 <sup>(2)</sup>	±500	

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

### 7.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	NOM	MAX	UNIT
T <sub>A</sub>	–25		85	°C
V <sub>S1</sub>		±15		V
V <sub>S2</sub>		±15		V
V <sub>IN</sub>		±10		V

### 7.4 Thermal Information

THERMAL METRIC <sup>(1)</sup>	ISO124		UNIT
	DVA (SOIC)	NVF (SOIC)	
	16 PINS	28 PINS	
R <sub>θJA</sub> Junction-to-ambient thermal resistance	79.8	51.0	°C/W
R <sub>θJC(top)</sub> Junction-to-case (top) thermal resistance	32.9	32.4	°C/W
R <sub>θJB</sub> Junction-to-board thermal resistance	42.2	29.5	°C/W
ψ <sub>JT</sub> Junction-to-top characterization parameter	6.6	10.4	°C/W
ψ <sub>JB</sub> Junction-to-board characterization parameter	40.9	29.0	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics*.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7.5 Electrical Characteristics

 At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{ V}$ , and  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ISO124P, U			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
<b>ISOLATION</b>					
Rated Voltage, continuous ac 60 Hz		1500			V <sub>ac</sub>
100% Test <sup>(1)</sup>	1s, 5pc PD	2400			V <sub>ac</sub>
Isolation Mode Rejection	60 Hz		140		dB
Barrier Impedance			$10^{14} \parallel 2$		$\Omega \parallel \text{pF}$
Leakage Current at 60 Hz	$V_{ISO} = 240\text{ V}_{\text{rms}}$		0.18	0.5	$\mu\text{Arms}$
<b>GAIN</b>					
Nominal Gain			1		V/V
Gain Error	$V_O = \pm 10\text{ V}$		$\pm 0.05$	$\pm 0.50$	%FSR
Gain vs Temperature			$\pm 10$		ppm/°C
Nonlinearity <sup>(2)</sup>			$\pm 0.005$	$\pm 0.010$	%FSR
<b>INPUT OFFSET VOLTAGE</b>					
Initial Offset			$\pm 20$	$\pm 50$	mV
vs Temperature			$\pm 200$		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Supply			$\pm 2$		mV/V
Noise			4		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
<b>INPUT</b>					
Voltage Range		$\pm 10$	$\pm 12.5$		V
Resistance			200		k $\Omega$
<b>OUTPUT</b>					
Voltage Range		$\pm 10$	$\pm 12.5$		V
Current Drive		$\pm 5$	$\pm 15$		mA
Capacitive Load Drive			0.1		$\mu\text{F}$
Ripple Voltage <sup>(3)</sup>			20		mVp-p
<b>FREQUENCY RESPONSE</b>					
Small-Signal Bandwidth			50		kHz
Slew Rate			2		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time 0.10%			50		$\mu\text{s}$
Settling Time 0.01%			350		$\mu\text{s}$
Overload Recovery Time			150		$\mu\text{s}$
<b>POWER SUPPLIES</b>					
Rated Voltage			$\pm 15$		V
Voltage Range		$\pm 4.5$		$\pm 18$	V
$V_{S1}$	Quiescent Current		$\pm 5.0$	$\pm 7.0$	mA
$V_{S2}$			$\pm 5.5$	$\pm 7.0$	
<b>TEMPERATURE RANGE</b>					
Specification		-25		85	°C
Operating		-25		85	°C
Storage		-40		125	°C
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance		100		°C/W
$R_{\theta JC}$			65		°C/W

(1) Tested at 16 X rated, fail on 5 pC partial discharge.

(2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR.

(3) Ripple frequency is at carrier frequency (500 kHz).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.6 Typical Characteristics

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , and  $V_S = \pm 15\text{ V}$ , unless otherwise noted.

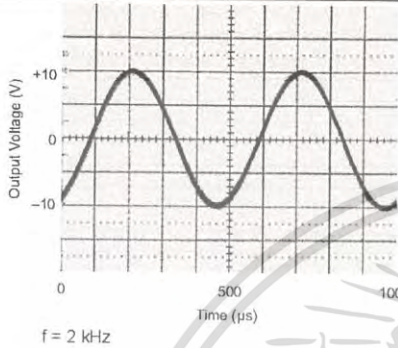


Figure 1. Sine Response

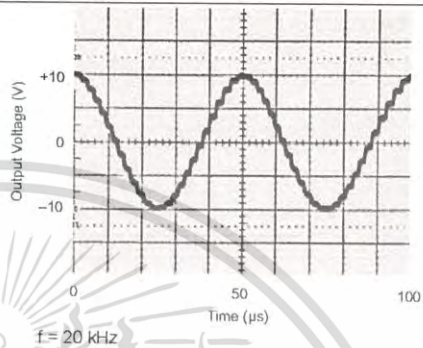


Figure 2. Sine Response

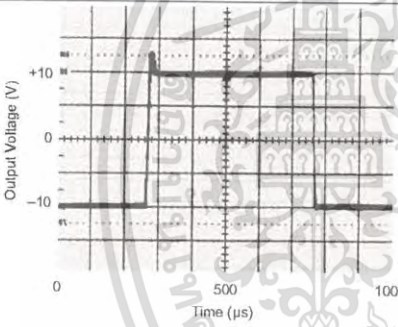


Figure 3. Step Response

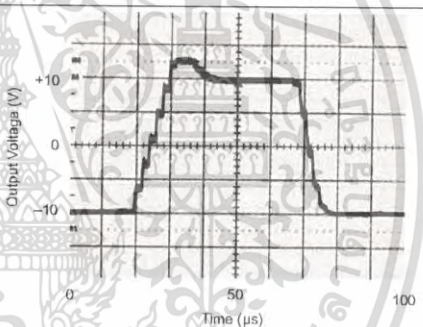


Figure 4. Step Response

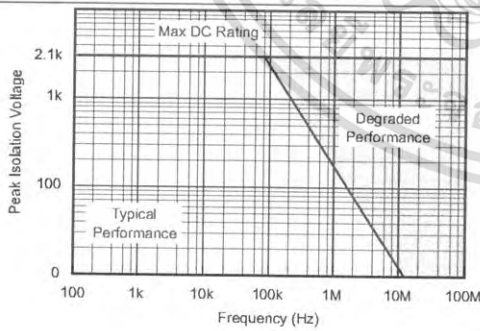


Figure 5. Isolation Voltage vs Frequency

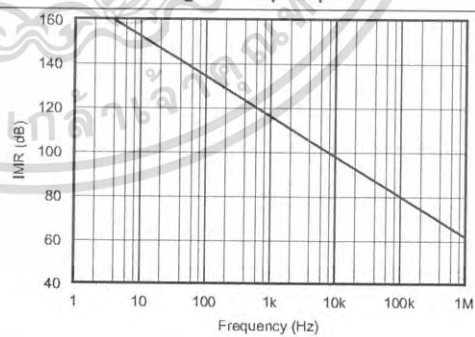


Figure 6. IMR vs Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics (continued)

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , and  $V_S = \pm 15\text{ V}$ , unless otherwise noted.

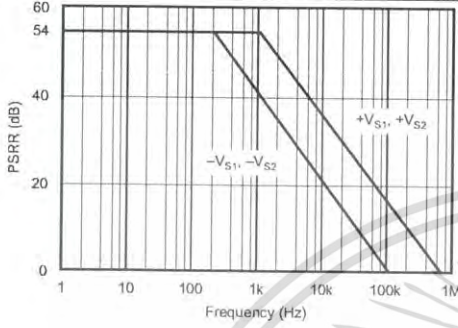


Figure 7. PSRR vs Frequency

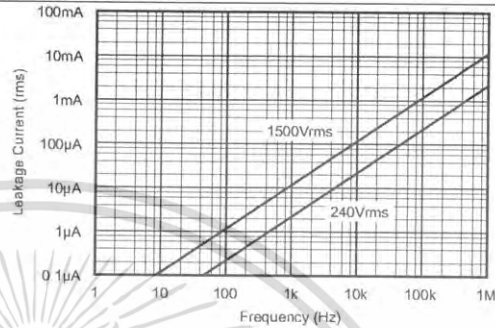
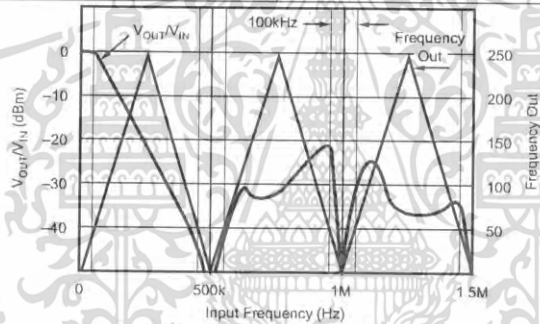


Figure 8. Isolation Leakage Current vs Frequency



NOTE: Shaded area shows aliasing frequencies that cannot be removed by a low-pass filter at the output.

Figure 9. Signal Response to Inputs Greater than 250 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 8 Detailed Description

### 8.1 Overview

The ISO124 isolation amplifier uses an input and an output section galvanically isolated by matched 1-pF isolating capacitors built into the plastic package. The input is duty-cycle modulated and transmitted digitally across the barrier. The output section receives the modulated signal, converts it back to an analog voltage and removes the ripple component inherent in the demodulation. Input and output sections are fabricated, then laser trimmed for exceptional circuitry matching common to input and output sections. The sections are then mounted on opposite ends of the package with the isolating capacitors mounted between the two sections. The ISO124 contains 250 transistors.

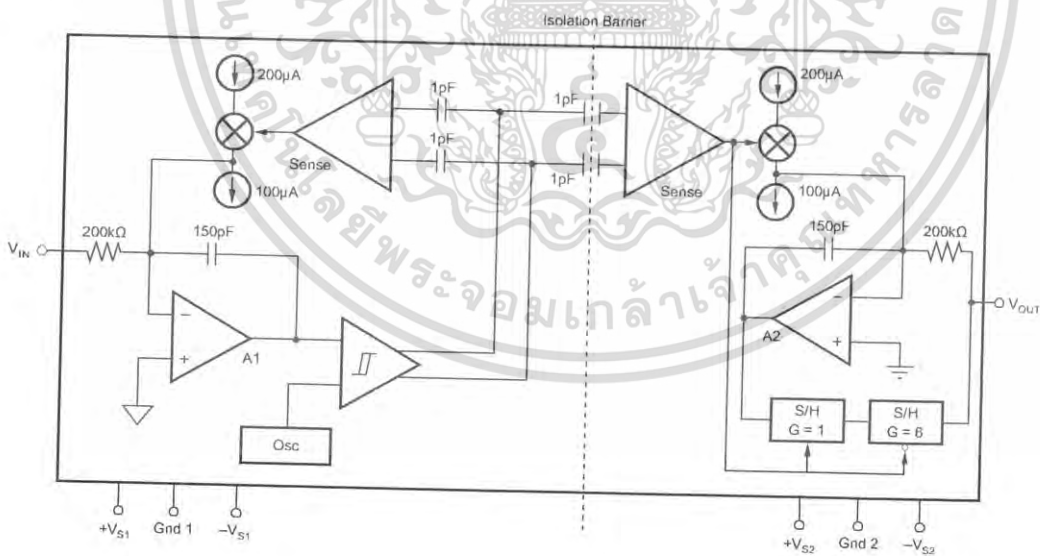
#### 8.1.1 Module

An input amplifier (A1, as shown in *Functional Block Diagram*) integrates the difference between the input current ( $V_{IN}/200\text{ k}\Omega$ ) and a switched  $\pm 100\text{-}\mu\text{A}$  current source. This current source is implemented by a switchable  $200\text{-}\mu\text{A}$  source and a fixed  $100\text{-}\mu\text{A}$  current sink. To understand the basic operation of the modulator, assume that  $V_{IN} = 0\text{ V}$ . The integrator will ramp in one direction until the comparator threshold is exceeded. The comparator and sense amp will force the current source to switch; the resultant signal is a triangular waveform with a 50% duty cycle. The internal oscillator forces the current source to switch at  $500\text{ kHz}$ . The resultant capacitor drive is a complementary duty-cycle modulation square wave

#### 8.1.2 Demodulator

The sense amplifier detects the signal transitions across the capacitive barrier and drives a switched current source into integrator A2. The output stage balances the duty-cycle modulated current against the feedback through the  $200\text{-k}\Omega$  feedback resistor, resulting in an average value at the  $V_{OUT}$  pin equal to  $V_{IN}$ . The sample-and-hold amplifiers in the output feedback loop serve to remove undesired ripple voltages inherent in the demodulation process.

### 8.2 Functional Block Diagram



### 8.3 Feature Description

#### 8.3.1 Isolation Amplifier

The ISO124 is a precision analog isolation amplifier. The input signal is transmitted digitally across a high-voltage differential capacitive barrier. With digital modulation, the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and high-frequency transient immunity.

#### 8.4 Device Functional Modes

The ISO124 device does not have any additional functional modes.



## 9 Application and Implementation

### NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

### 9.1 Application Information

#### 9.1.1 Carrier Frequency Considerations

The ISO124 amplifier transmits the signal across the isolation barrier by a 500-kHz duty-cycle modulation technique. For input signals having frequencies below 250 kHz, this system works like any linear amplifier. But for frequencies above 250 kHz, the behavior is similar to that of a sampling amplifier. Figure 9 shows this behavior graphically; at input frequencies above 250 kHz, the device generates an output signal component of reduced magnitude at a frequency below 250 kHz. This is the aliasing effect of sampling at frequencies less than two times the signal frequency (the Nyquist frequency). At the carrier frequency and its harmonics, both the frequency and amplitude of the aliasing go to zero.

#### 9.1.2 Isolation Mode Voltage Induced Errors

IMV can induce errors at the output as indicated by the plots of IMV vs Frequency. It should be noted that if the IMV frequency exceeds 250 kHz, the output also will display spurious outputs (aliasing) in a manner similar to that for  $V_{IN} > 250$  kHz and the amplifier response will be identical to that shown in Figure 9. This occurs because IMV-induced errors behave like input-referred error signals. To predict the total error, divide the isolation voltage by the IMR shown in Figure 11 and compute the amplifier response to this input-referred error signal from the data shown in Figure 9. For example, if a 800-kHz 1000-V<sub>rms</sub> IMR is present, then a total of  $[(-60 \text{ dB}) + (-30 \text{ dB})] \times (1000 \text{ V}) = 32\text{-mV}$  error signal at 200 kHz plus a 1-V, 800-kHz error signal will be present at the output.

#### 9.1.3 High IMV dV/dt Errors

As the IMV frequency increases and the dV/dt exceeds 1000 V/μs, the sense amp may start to false trigger, and the output will display spurious errors. The common-mode current being sent across the barrier by the high slew rate is the cause of the false triggering of the sense amplifier. Lowering the power-supply voltages below ±15 V may decrease the dV/dt to 500 V/Ms for typical performance.

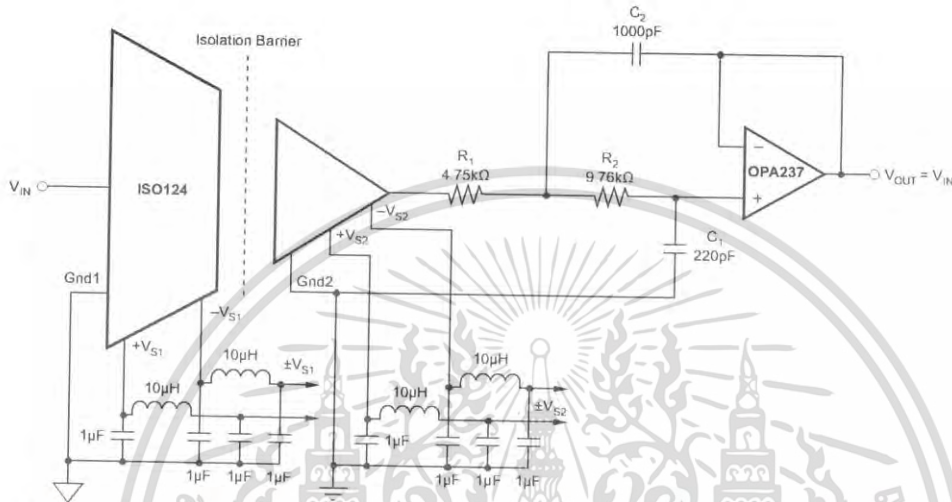
#### 9.1.4 High Voltage Testing

TI has adopted a partial discharge test criterion that conforms to the German VDE0884 Optocoupler Standards. This method requires the measurement of minute current pulses ( $< 5$  pC) while applying 2400-V<sub>rms</sub>, 60-Hz high-voltage stress across every ISO124 isolation barrier. No partial discharge may be initiated to pass this test. This criterion confirms transient overvoltage ( $1.6 \times 1500$  V<sub>rms</sub>) protection without damage to the ISO124. Lifetest results verify the absence of failure under continuous rated voltage and maximum temperature.

This new test method represents the "state-of-the-art" for nondestructive high-voltage reliability testing. It is based on the effects of nonuniform fields that exist in heterogeneous dielectric material during barrier degradation. In the case of void nonuniformities, electric field stress begins to ionize the void region before bridging the entire high-voltage barrier. The transient conduction of charge during and after the ionization can be detected externally as a burst of 0.01–0.1-μs current pulses that repeat on each ac voltage cycle. The minimum ac barrier voltage that initiates partial discharge is defined as the "inception voltage." Decreasing the barrier voltage to a lower level is required before partial discharge ceases and is defined as the "extinction voltage." The package insulation processes have been characterized and developed to yield an inception voltage in excess of 2400 V<sub>rms</sub> so that transient overvoltages below this level will not damage the ISO124. The extinction voltage is above 1500 V<sub>rms</sub> so that even overvoltage induced partial discharge will cease once the barrier voltage is reduced to the 1500-V<sub>rms</sub> (rated) level. Older high-voltage test methods relied on applying a large enough overvoltage (above rating) to break down marginal parts, but not so high as to damage good ones. Our new partial discharge testing gives us more confidence in barrier reliability than breakdown/no breakdown criteria.

## 9.2 Typical Applications

### 9.2.1 Output Filters



For more information concerning output filters, see *Simple Output Filter Eliminates ISO Amp Output Ripple and Keeps Full Bandwidth* and *FilterPro™ MFB and Sallen-Key Low-Pass Filter Design Program User Guide*.

Figure 10. ISO124 With Output Filter for Improved Ripple

#### 9.2.1.1 Design Requirements

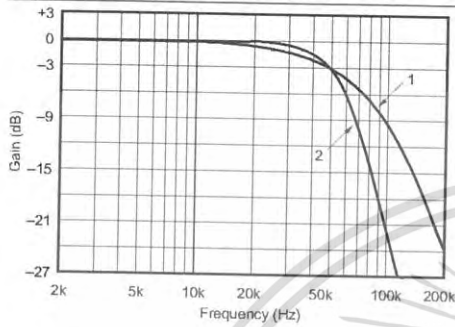
The ISO124 isolation amplifiers (ISO amps) have a small (10 to 20 mVp-p typical) residual demodulator ripple at the output. A simple filter can be added to eliminate the output ripple without decreasing the 50-kHz signal bandwidth of the ISO amp.

#### 9.2.1.2 Detailed Design Procedure

The ISO124 device is designed to have a 50-kHz single-pole (Butterworth) signal response. By cascading the ISO amp with a simple 50-kHz,  $Q = 1$ , two-pole, low-pass filter, the overall signal response becomes three-pole Butterworth. The result is a maximally flat 50-kHz magnitude response and the output ripple reduced below the noise level. Figure 10 shows the complete circuit. The two-pole filter is a unity-gain Sallen-Key type consisting of A1, R1, R2, C1, and C2. The values shown give  $Q = 1$  and  $f_{-3dB}$  bandwidth = 50 kHz. Because the op amp is connected as a unity-gain follower, gain and gain accuracy of the ISO amp are unaffected. Using a precision op amp such as the OPA602 also preserves the DC accuracy of the ISO amp.

Typical Applications (continued)

9.2.1.3 Application Curves



- 1) Standard ISO124 has 50kHz single-pole (Butterworth) response
- 2) ISO124 with cascaded 50kHz, Q = 1, two-pole, low-pass filter has three-pole Butterworth response

Figure 11. Gain vs. Frequency

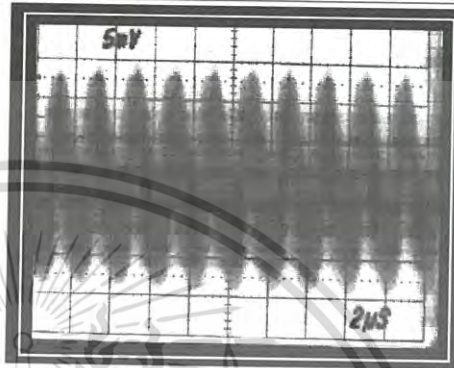


Figure 12. Standard ISO124 (Approximately 20-mVp-p Output Ripple)

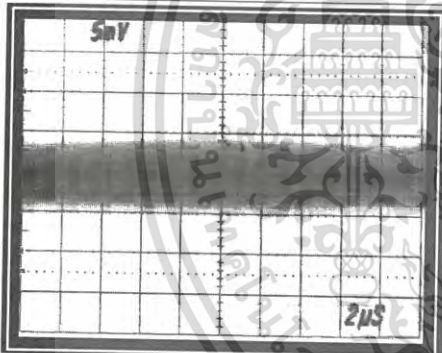


Figure 13. Filtered ISO124 (No Visible Output Ripple)



Figure 14. Step Response of Standard ISO124

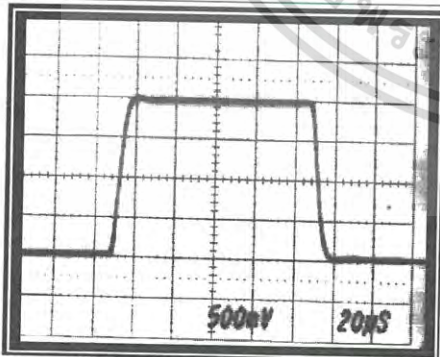


Figure 15. Step Response of ISO124 With Added Twopole Output Filter

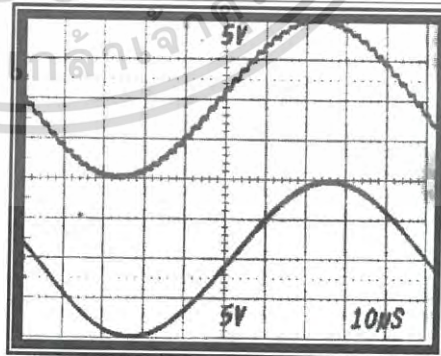


Figure 16. Large-signal, 10-kHz Sine-wave Response of ISO124 With and Without Output Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (continued)

9.2.2 Battery Monitor

Figure 17 provides a means to monitor the cell voltage on a 600-V battery stack by using the battery as a power source for the isolated voltage.

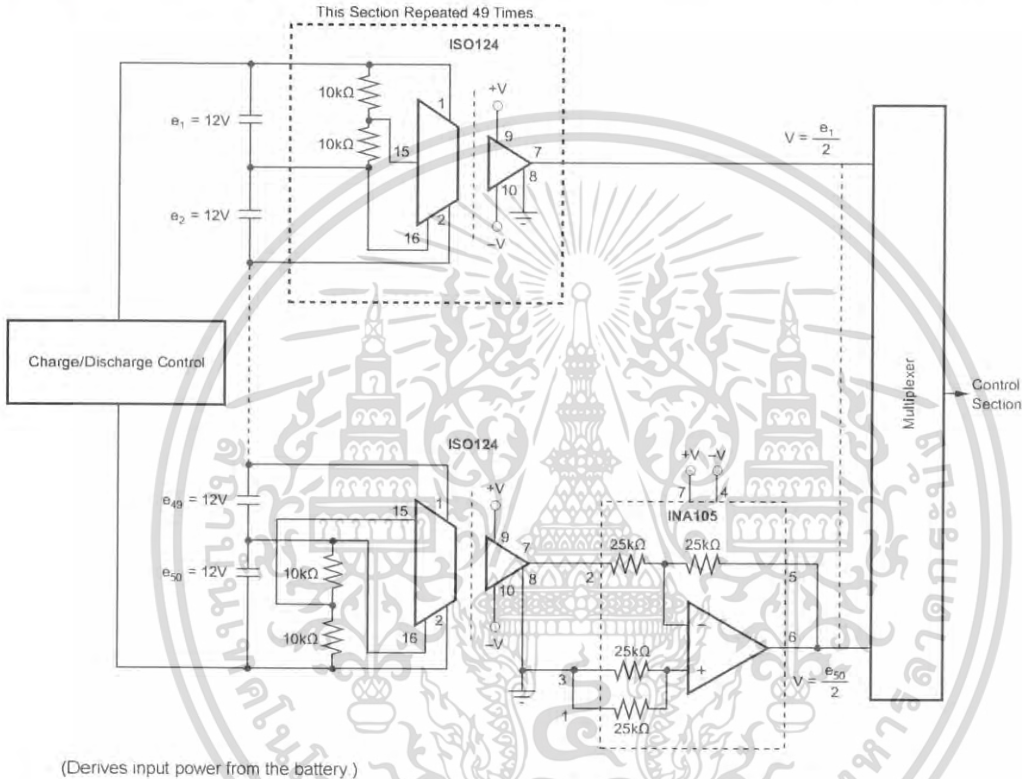


Figure 17. Battery Monitor for a 600-V Battery Power System

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (continued)

9.2.3 Programmable Gain Amplifier

In applications where variable gain configurations are required, a programmable gain amplifier like the PGA102 can be used with the ISO124 device. Figure 18 uses an ISO150 device to provide gain pin selection options to the PGA102 device.

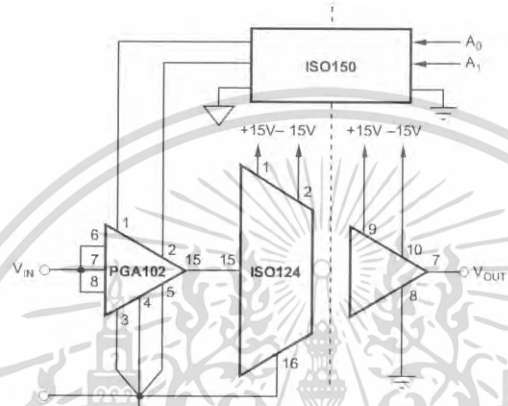


Figure 18. Programmable-Gain Isolation Channel With Gains of 1, 10, and 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (continued)

9.2.4 Thermocouple Amplifier

For isolated temperature measurements, Figure 19 provides an application solution using the INA114 or INA128 devices, feeding the input stage of the ISO124 device. The table provides suggested resistor values based on the type of thermistor used in the application.

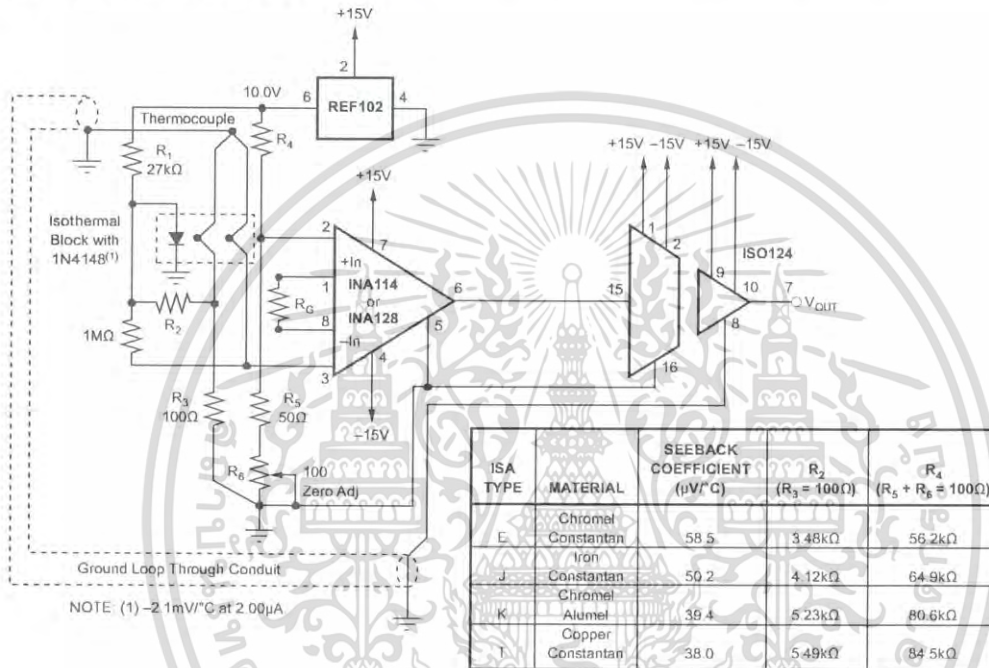


Figure 19. Thermocouple Amplifier With Ground Loop Elimination, Cold Junction Compensation, and Up-scale Burn-out

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (continued)

9.2.5 Isolated 4- to 20-mA Instrument Loop

For isolated temperature measurements in a 4- to 20-mA loop, Figure 20 provides a solution using the XTR101 and RCV420 devices. A high-performance PT100 resistance temperature detector (RTD) provides the user with an isolated 0- to 5-V representation of the isolated temperature measurement.

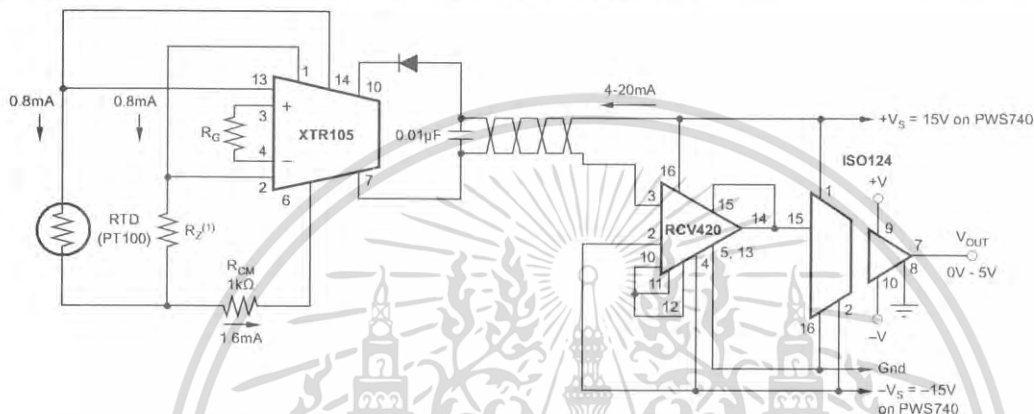
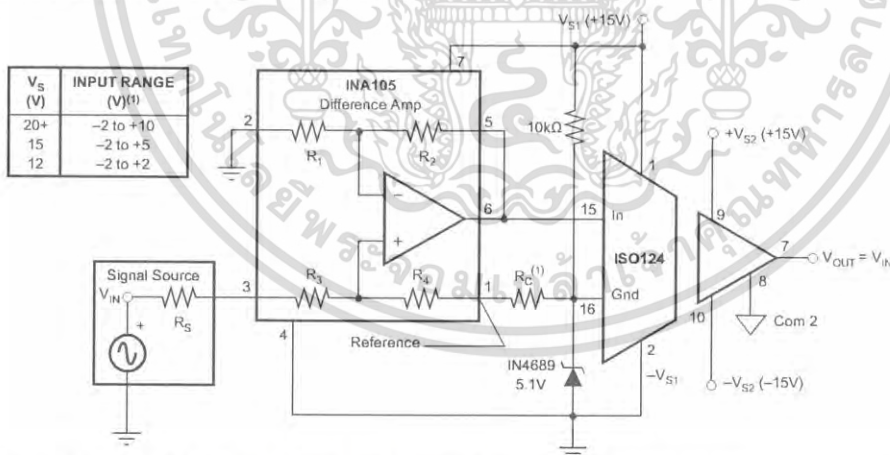


Figure 20. Isolated 4- to 20-mA Instrument Loop (RTD Shown)

9.2.6 Single-Supply Operation of the ISO124 Isolation Amplifier

The circuit shown in Figure 21 uses a 5.1-V Zener diode to generate the negative supply for an ISO12x from a single supply on the high-voltage side of the isolation amplifier. The input measuring range will be dependent on the applied voltage as noted in the accompanying table.



NOTE: Because the amplifier is unity gain, the input range is also the output range. The output can go to -2 V because the output section of the ISO amp operates from dual supplies.

For additional information see *Single-Supply Operation of Isolation Amplifiers*.

Figure 21. Single-Supply Operation of the ISO124 Isolation Amplifier Schematic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (continued)

9.2.7 Input-Side Powered ISO Amplifier

The user side of the ISO124 device can be powered from the high voltage side using an isolated DC-DC converter as shown in Figure 22.

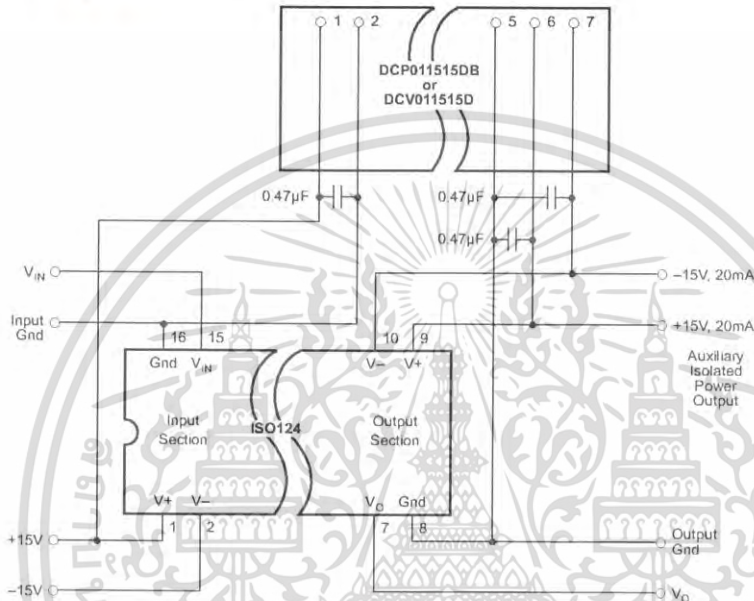


Figure 22. Input-Side Powered ISO Amplifier Schematic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (continued)

9.2.8 Powered ISO Amplifier With Three-Port Isolation

Figure 23 illustrates an application solution that provides isolated power to both the user and high-voltage sides of the ISO124 amplifier.

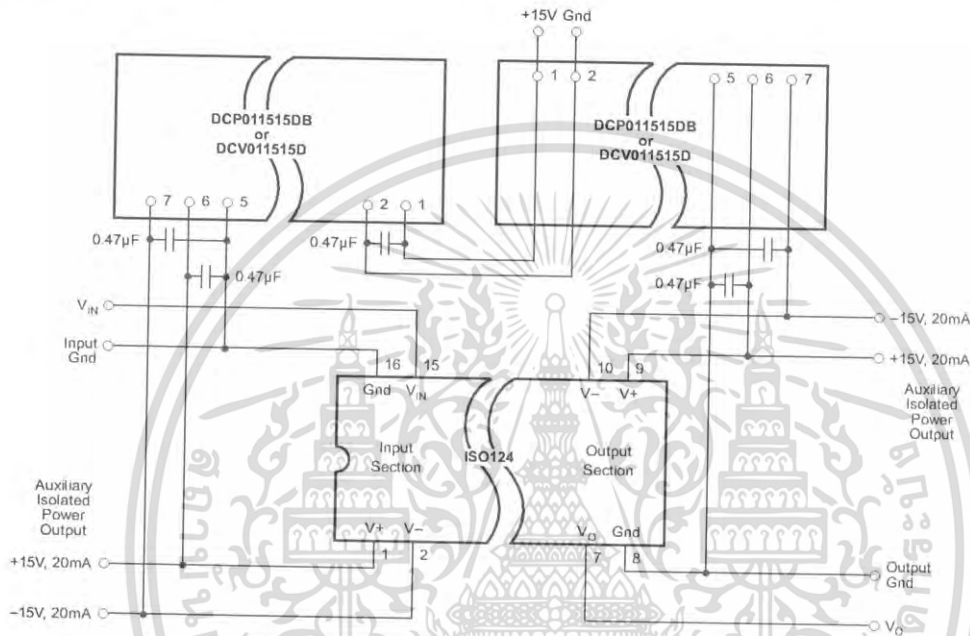


Figure 23. Powered ISO Amplifier With Three-Port Isolation Schematic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 10 Power Supply Recommendations

### 10.1 Signal and Supply Connections

Each power-supply pin should be bypassed with 1- $\mu$ F tantalum capacitors located as close to the amplifier as possible. The internal frequency of the modulator/demodulator is set at 500 kHz by an internal oscillator. Therefore, if it is desired to minimize any feedthrough noise (beat frequencies) from a DC-DC converter, use a  $\pi$  filter on the supplies (see Figure 10). The ISO124 output has a 500-kHz ripple of 20 mV, which can be removed with a simple 2-pole low-pass filter with a 100-kHz cutoff using a low-cost op amp (see Figure 10).

The input to the modulator is a current (set by the 200-k $\Omega$  integrator input resistor) that makes it possible to have an input voltage greater than the input supplies, as long as the output supply is at least  $\pm 15$  V. It is therefore possible, when using an unregulated DC-DC converter, to minimize PSR related output errors with  $\pm 5$ -V voltage regulators on the isolated side and still get the full  $\pm 10$ -V input and output swing.

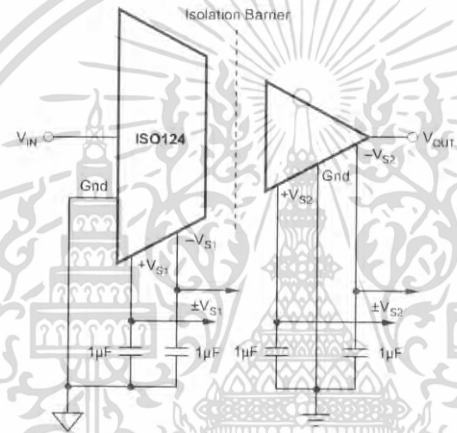


Figure 24. Basic Signal and Power Connections

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 11 Layout

### 11.1 Layout Guidelines

To maintain the isolation barrier of the device, the distance between the high-side ground (pin 16 or 28) and the low-side ground (pin 8 or 14) should be kept at maximum; that is, the entire area underneath the device should be kept free of any conducting materials.

### 11.2 Layout Example

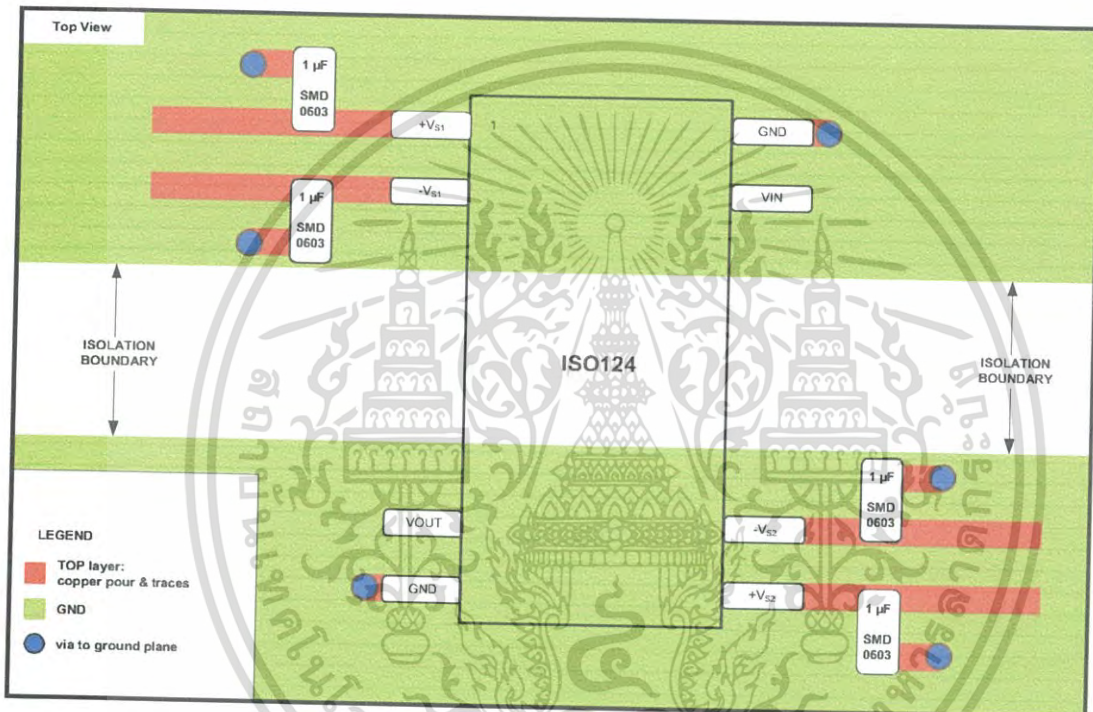


Figure 25. ISO124 Layout Example

## 12 Device and Documentation Support

### 12.1 Documentation Support

#### 12.1.1 Related Documentation

- *Single-Supply Operation of Isolation Amplifiers.*
- *Simple Output Filter Eliminates ISO Amp Output Ripple and Keeps Full Bandwidth.*
- *FilterPro™ User's Guide.*

#### 12.2 Trademarks

FilterPro is a trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

#### 12.3 Electrostatic Discharge Caution



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

#### 12.4 Glossary

SLYZ022 — TI Glossary.






This glossary lists and explains terms, acronyms, and definitions.

## 13 Mechanical, Packaging, and Orderable Information

The following pages include mechanical, packaging, and orderable information. This information is the most current data available for the designated devices. This data is subject to change without notice and revision of this document. For browser-based versions of this data sheet, refer to the left-hand navigation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PACKAGING INFORMATION**

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
ISO124P	ACTIVE	PDIP	NVF	8	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type	-25 to 85	ISO124P	
ISO124U	ACTIVE	SOIC	DVA	8	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR	-25 to 85	ISO 124U	
ISO124U/1K	ACTIVE	SOIC	DVA	8	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR	-25 to 85	ISO 124U	
ISO124U/1KE4	ACTIVE	SOIC	DVA	8	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR	-25 to 85	ISO 124U	
ISO124UE4	ACTIVE	SOIC	DVA	8	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-3-260C-168 HR	-25 to 85	ISO 124U	

(1) The marketing status values are defined as follows:

**ACTIVE:** Product device recommended for new designs.

**LIFEBUY:** TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

**NRND:** Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

**PREVIEW:** Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

**OBSELETE:** TI has discontinued the production of the device.

(2) Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

**TBD:** The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

**Pb-Free (RoHS):** TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

**Pb-Free (RoHS Exempt):** This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

**Green (RoHS & no Sb/Br):** TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(3) MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(5) Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "-" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

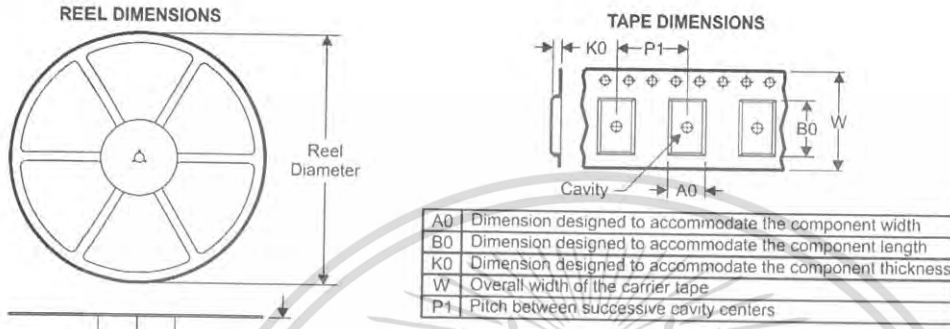
(6) Lead/Ball Finish - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead/Ball Finish values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

**Important Information and Disclaimer:** The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

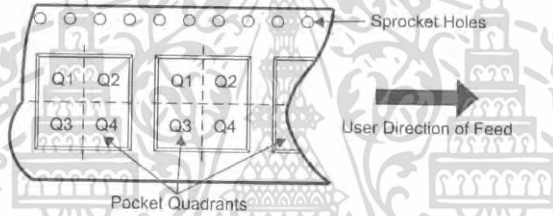
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.



TAPE AND REEL INFORMATION



QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE

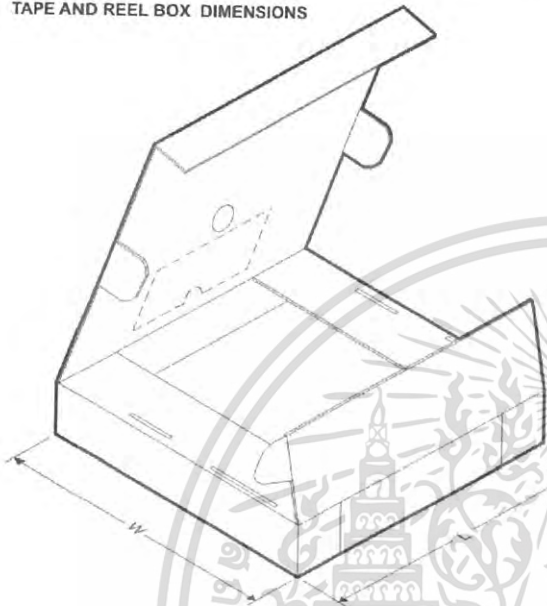


\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
ISO124U/1K	SOIC	DVA	8	1000	330.0	24.4	1.11	2.1	0.56	2.0	8.0	Q1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
ISO124U/1K	SOIC	DVA	8	1000	367.0	367.0	45.0

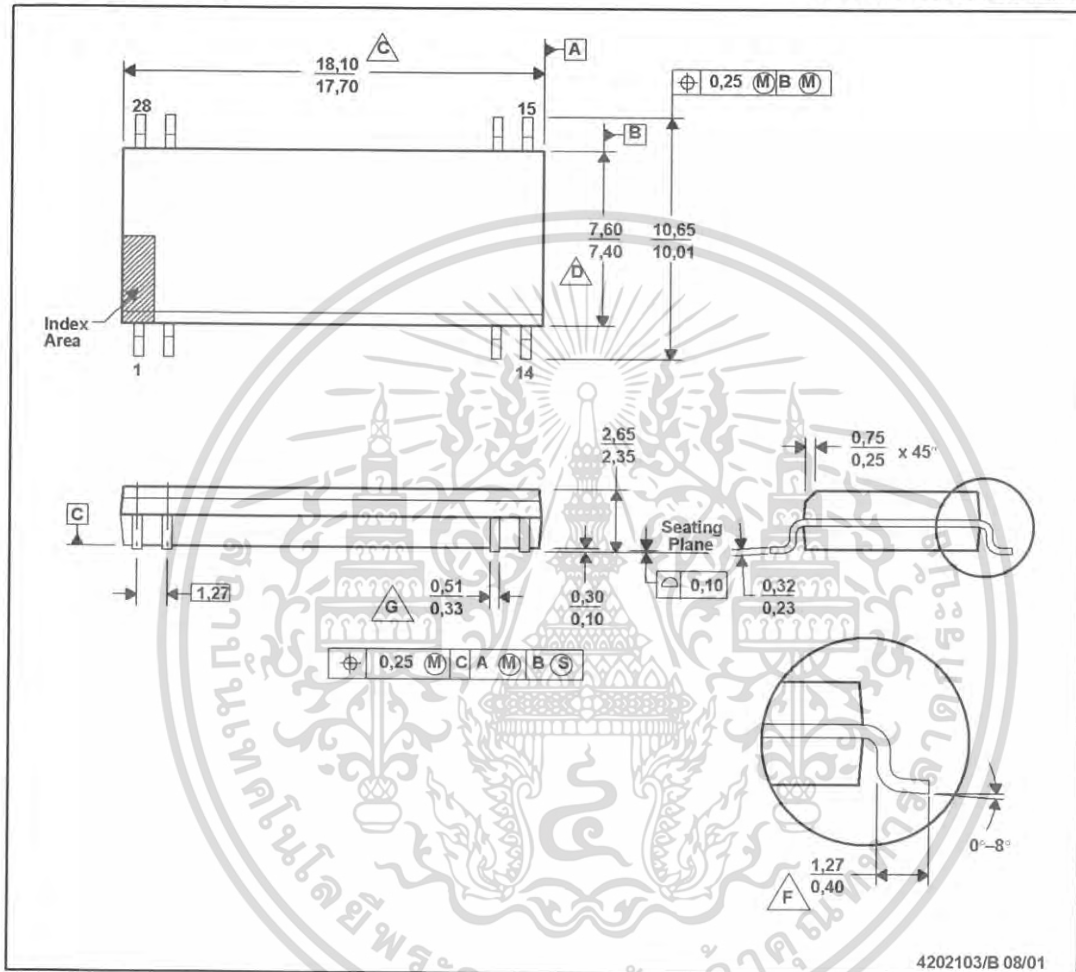
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MECHANICAL DATA

MPDS105 – AUGUST 2001

DVA (R-PDSO-G8/28)

PLASTIC SMALL-OUTLINE



4202103/B 08/01

- NOTES:
- A All linear dimensions are in millimeters
  - B This drawing is subject to change without notice
  - $\triangle C$  Body length dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, and gate burrs shall not exceed 0,15 mm per side
  - $\triangle D$  Body width dimension does not include inter-lead flash or protrusions. Inter-lead flash and protrusions shall not exceed 0,25 mm per side
  - E The chamfer on the body is optional. If it is not present, a visual index feature must be located within the cross-hatched area.
  - $\triangle F$  Lead dimension is the length of terminal for soldering to a substrate
  - $\triangle G$  Lead width, as measured 0,36 mm or greater above the seating plane, shall not exceed a maximum value of 0,61 mm
  - H Lead-to-lead coplanarity shall be less than 0,10 mm from seating plane.
  - I Falls within JEDEC MS-013-AE with the exception of the number of leads.

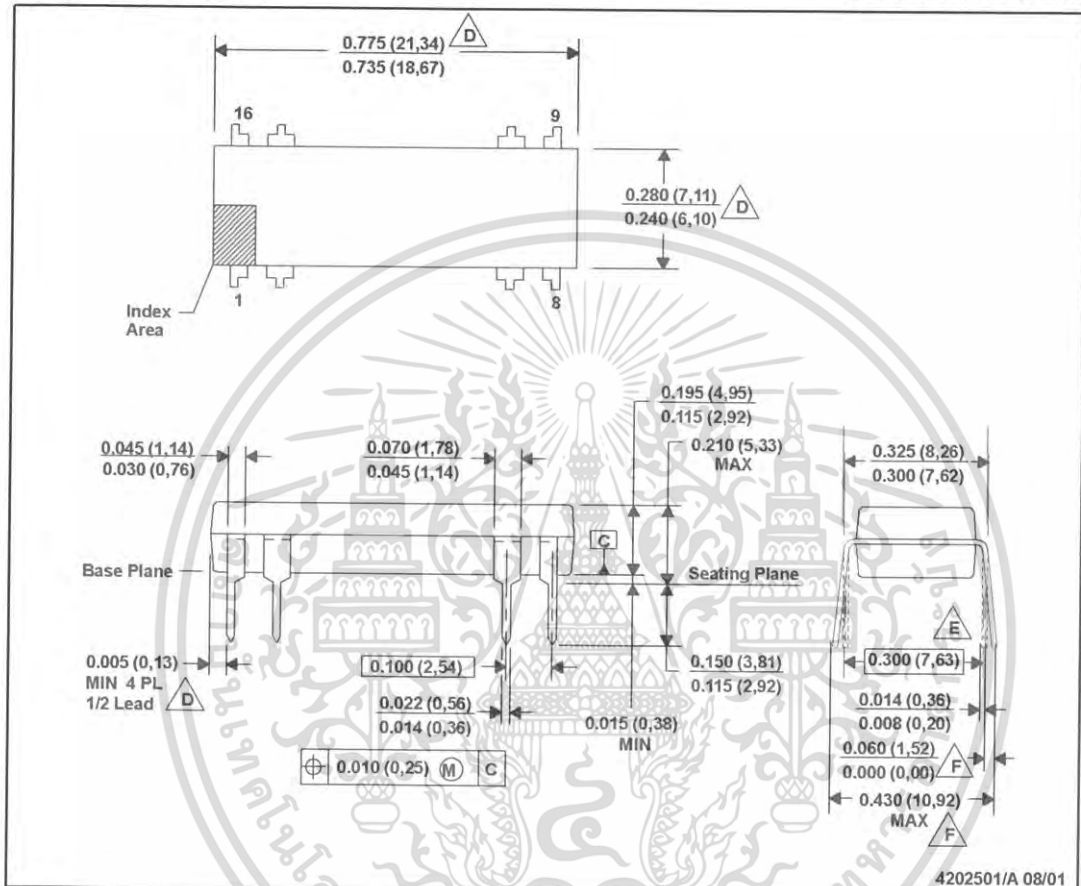
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MECHANICAL DATA

MPDI072 – AUGUST 2001

NVF (R-PDIP-T8/16)

PLASTIC DUAL-IN-LINE



4202501/A 08/01

- A All linear dimensions are in inches (millimeters)
- B This drawing is subject to change without notice.
- C Falls within JEDEC MS-001-BB with the exception of lead count
- $\triangle D$  Dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 (0,25)
- $\triangle E$  Dimensions measured with the leads constrained to be perpendicular to Datum C
- $\triangle F$  Dimensions are measured at the lead tips with the leads unconstrained
- G A visual index feature must be located within the cross-hatched area.

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46, latest issue, and to discontinue any product or service per JESD48, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All semiconductor products (also referred to herein as "components") are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its components to the specifications applicable at the time of sale, in accordance with the warranty in TI's terms and conditions of sale of semiconductor products. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by applicable law, testing of all parameters of each component is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or the design of Buyers' products. Buyers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with Buyers' products and applications, Buyers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI components or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI components or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that component or service voids all express and any implied warranties for the associated TI component or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products, and any use of TI components in its applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Buyer represents and agrees that it has all the necessary expertise to create and implement safeguards which anticipate dangerous consequences of failures, monitor failures and their consequences, lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate remedial actions. Buyer will fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of any TI components in safety-critical applications.

In some cases, TI components may be promoted specifically to facilitate safety-related applications. With such components, TI's goal is to help enable customers to design and create their own end-product solutions that meet applicable functional safety standards and requirements. Nonetheless, such components are subject to these terms.

No TI components are authorized for use in FDA Class III (or similar life-critical medical equipment) unless authorized officers of the parties have executed a special agreement specifically governing such use.

Only those TI components which TI has specifically designated as military grade or "enhanced plastic" are designed and intended for use in military/aerospace applications or environments. Buyer acknowledges and agrees that any military or aerospace use of TI components which have **not** been so designated is solely at the Buyer's risk, and that Buyer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI has specifically designated certain components as meeting ISO/TS16949 requirements, mainly for automotive use. In any case of use of non-designated products, TI will not be responsible for any failure to meet ISO/TS16949.

### Products

Audio	<a href="http://www.ti.com/audio">www.ti.com/audio</a>
Amplifiers	<a href="http://amplifier.ti.com">amplifier.ti.com</a>
Data Converters	<a href="http://dataconverter.ti.com">dataconverter.ti.com</a>
DLP® Products	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>
DSP	<a href="http://dsp.ti.com">dsp.ti.com</a>
Clocks and Timers	<a href="http://www.ti.com/clocks">www.ti.com/clocks</a>
Interface	<a href="http://interface.ti.com">interface.ti.com</a>
Logic	<a href="http://logic.ti.com">logic.ti.com</a>
Power Mgmt	<a href="http://power.ti.com">power.ti.com</a>
Microcontrollers	<a href="http://microcontroller.ti.com">microcontroller.ti.com</a>
RFID	<a href="http://www.ti-rfid.com">www.ti-rfid.com</a>
OMAP Applications Processors	<a href="http://www.ti.com/omap">www.ti.com/omap</a>
Wireless Connectivity	<a href="http://www.ti.com/wirelessconnectivity">www.ti.com/wirelessconnectivity</a>

### Applications

Automotive and Transportation	<a href="http://www.ti.com/automotive">www.ti.com/automotive</a>
Communications and Telecom	<a href="http://www.ti.com/communications">www.ti.com/communications</a>
Computers and Peripherals	<a href="http://www.ti.com/computers">www.ti.com/computers</a>
Consumer Electronics	<a href="http://www.ti.com/consumer-apps">www.ti.com/consumer-apps</a>
Energy and Lighting	<a href="http://www.ti.com/energy">www.ti.com/energy</a>
Industrial	<a href="http://www.ti.com/industrial">www.ti.com/industrial</a>
Medical	<a href="http://www.ti.com/medical">www.ti.com/medical</a>
Security	<a href="http://www.ti.com/security">www.ti.com/security</a>
Space, Avionics and Defense	<a href="http://www.ti.com/space-avionics-defense">www.ti.com/space-avionics-defense</a>
Video and Imaging	<a href="http://www.ti.com/video">www.ti.com/video</a>

### TI E2E Community

[e2e.ti.com](http://e2e.ti.com)

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 1 Watt IA Series



- Dual Output
- SIP or DIP Package
- Industry Standard Pinout
- 1000 VDC Isolation
- -40 °C to +85 °C Operation
- MTBF >1.1 Mhrs
- 3 Year Warranty

## Specification

### Input

- Input Voltage Range • Nominal  $\pm 10\%$ <sup>1</sup>
- Input Reflected • 20 mA pk-pk (through 12  $\mu$ H inductor, 5 Hz)
- Ripple Current • to 20 MHz)
- Input Reverse Voltage Protection • None

### Output

- Output Voltage • See table
- Minimum Load • None<sup>2</sup>
- Line Regulation •  $\pm 1.2\%/1\% \Delta V_{in}$
- Load Regulation • 10% 20-100% load change (3.3 V models  $\pm 20\%$ )
- Setpoint Accuracy •  $\pm 3\%$
- Ripple & Noise • 75 mV pk-pk max, 20 MHz bandwidth
- Temperature Coefficient • 0.02%/°C
- Maximum Capacitive Load •  $\pm 100 \mu$ F

### General

- Efficiency • See table
- Isolation Voltage • 1000 VDC minimum
- Isolation Resistance •  $10^9 \Omega$
- Isolation Capacitance • 60 pF typical
- Switching Frequency • Variable, 80 KHz typical
- MTBF • >1.12 Mhrs to MIL-HDBK-217F at 25 °C, GB

### Environmental

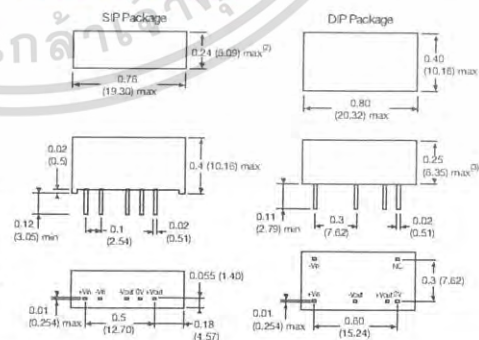
- Operating Temperature • -40 °C to +85 °C
- Storage Temperature • -40 °C to +125 °C
- Case Temperature • 100 °C max
- Cooling • Convection-cooled

### Notes

1. Replace 'S' in model number with 'D' for DIP package.
2. SIP 48 Vin models, dimension is 0.29 (7.20) max.
3. DIP 48 Vin models, dimension is 0.27 (6.88) max.
4. Outputs power-trade.
5. For 48 V models a 10  $\mu$ F capacitor is required between +Vin and -Vin pins.
6. Operation at no load will not damage unit but it may not meet all specifications.
7. All dimensions in inches (mm).
8. Pin pitch tolerance:  $\pm 0.014$  ( $\pm 0.35$ )
9. Case tolerance  $\pm 0.02$  ( $\pm 0.5$ )
10. Weight: SIP 0.006 lbs (2.6 g), DIP 0.005 lbs (2.3 g)

Input Voltage	Output Voltage	Output Current <sup>3</sup>	Efficiency	Model Number <sup>1</sup>
3.3 VDC	$\pm 3.3$ V	$\pm 100$ mA	66%	IA0305S
	$\pm 5.0$ V	$\pm 151$ mA	65%	IA0503S
5 VDC	$\pm 3.3$ V	$\pm 100$ mA	74%	IA0505S
	$\pm 5.0$ V	$\pm 55$ mA	78%	IA0509S
	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	78%	IA0512S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	80%	IA0515S
	$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	80%	IA0524S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 161$ mA	69%	IA1203S
12 VDC	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	75%	IA1205S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 55$ mA	76%	IA1209S
	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	78%	IA1212S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	80%	IA1215S
24 VDC	$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	76%	IA1224S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 161$ mA	69%	IA2403S
	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	74%	IA2405S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 55$ mA	76%	IA2409S
24 VDC	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	78%	IA2412S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	79%	IA2415S
	$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	79%	IA2424S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 161$ mA	69%	IA4803S
48 VDC <sup>4</sup>	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	70%	IA4805S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 55$ mA	72%	IA4809S
	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	74%	IA4812S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	74%	IA4815S
$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	70%	IA4824S	

## Mechanical Details



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน



นายวรพันธ์ พรชิตโยธิน

เกิดวันที่ 4 สิงหาคม 2537

ภูมิลำเนาจังหวัดชลบุรี

ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนชลราษฎรอำรุง จังหวัดชลบุรี

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนชลราษฎรอำรุง จังหวัดชลบุรี

ปี 2560: สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เบอร์โทรศัพท์: 085-2134502

E-mail: voraphan.ph@gmail.com



นายศักดิ์โสภณ ชุมอักษร

เกิดวันที่ 1 กรกฎาคม 2537

ภูมิลำเนาจังหวัดตรัง

ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนสภาราชนี จังหวัดตรัง

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนสภาราชนี จังหวัดตรัง

ปี 2560: สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เบอร์โทรศัพท์: 089-7318413

E-mail: saksopon.ch@gmail.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน (ต่อ)



นายศุภณัฐ อาดยะพันธ์

เกิดวันที่ 9 กุมภาพันธ์ 2538

ภูมิลำเนาจังหวัดระยอง

ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนแก่ง "วิทย์สถาวร" จังหวัดระยอง

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนชลราษฎรอำรุง จังหวัดชลบุรี

ปี 2560: สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เบอร์โทรศัพท์: 087-7837059

E-mail: bigpueng@hotmail.com



นายสุริยา เชื้อนควบ

เกิดวันที่ 14 ธันวาคม 2537

ภูมิลำเนาจังหวัดลำพูน

ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนแม่ต๋นวิทยา จังหวัดลำพูน

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนมหิตลวิทยานุสรณ์ จังหวัดนครปฐม

ปี 2560: สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เบอร์โทรศัพท์: 096-3953845

E-mail: geminids14@hotmail.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้