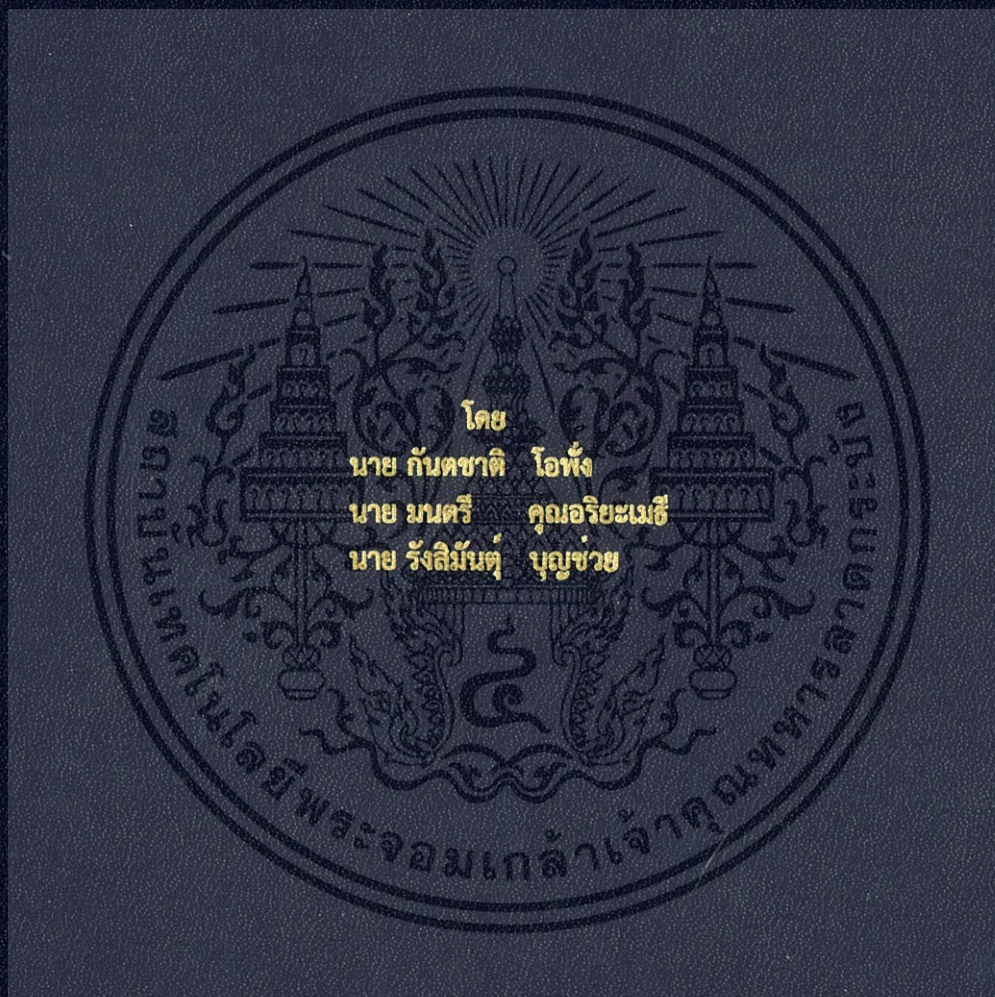


การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์
THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE
USING H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2559

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์
THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE
USING H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE
USING H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2016

ปีการศึกษา 2559

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์
THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE
USING H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER



โดย
นาย กันตชาติ โอพั้ง
นาย มนตรี คุณอริยะเมธี
นาย รังสิมันต์ บุญช่วย

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2559

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์

ผู้จัดทำ

นาย กันตชาติ โอฟัง
นาย มนต์รี คุณอริยะเมธี
นาย รังสิมันต์ บุญช่วย



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์

นาย กันตชาติ โอปั้ง
นาย มนตรี คุณอริยะเมธี
นาย รังสิมันต์ บุญช่วย
รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2559

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ทำเพื่อศึกษาและวิเคราะห์เกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์ มีความสามารถในการใช้งานกับงานกำลังไฟฟ้าสูง และยังมีสัญญาณแรงดันด้านออกมีลักษณะเข้าใกล้ไซน์มากยิ่งขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ อินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ใช้ในงานนี้จะเป็นอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบไซน์แบบอาศัยคลื่นพาหะ สร้างมาจากการทำงานผสมกันระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรถิจริตอล นอกจากนี้วงจรมอเตอร์ที่นำเสนอได้ถูกทดสอบกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรมอเตอร์ที่นำเสนอนี้ สามารถที่จะนำมาใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้เป็นที่น่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE USING H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER

Kantachat	Ophang
Montri	Khun-ariyamaythi
Rangsiman	Boonchuay
Assoc.Prof.Dr.Vijit	Kinnares Advisor

ABSTRACT

This project presents the implementation of H-Bridge multi-level inverter for 3-phases induction motor using because it is able to handle high power and offer nearly sinusoidal output voltage when compared to a two level inverter. The H-Bridge multi-level used in this work is a 7 level inverter controlled by carrier based sinusoidal PWM signals which are generated by a combination between a microcontroller and digital circuit. Moreover, this H-Bridge inverter has been tested for driving of induction motor load. The obtained results verify that the purposed inverter can be used to drive an induction motor satisfactorily.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยการช่วยเหลือจากหลายท่านโดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือให้คำแนะนำปรึกษาและช่วยแก้ปัญหาในด้านต่างๆ เกี่ยวกับการทำปริญญาานิพนธ์ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์, สำนักหอสมุดกลาง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราเอกสารอ้างอิง และข้อมูลทางอินเทอร์เน็ตรวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ในห้องปฏิบัติการ Power Electronics and Machine Control ที่คอยให้ความช่วยเหลือมาโดยตลอด

นอกจากนั้นคณะผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ แสงศรี เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่ให้เบิกใช้เครื่องมือ ตลอดจนคุณกมลวรรณ เจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเบิกใบเสร็จของโครงการ

ท้ายนี้คณะผู้จัดทำ ขอกราบขอขอบคุณ บิดามารดาและครอบครัว ที่ให้การสนับสนุนและให้การดูแลด้วยดีเสมอมา ทำให้โครงการครั้งนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VI
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 วิธีการและแผนการดำเนินงาน	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	3
2.1.1 ส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	3
2.1.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	8
2.1.3 แรงบิดและกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	12
2.1.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	19
2.1.5 หลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	24
2.2 อินเวอร์เตอร์หลายระดับ	27
2.2.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ	27
2.2.2 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอดแคลมป์	28
2.2.3 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาปาซิเตอร์แคลมป์	28
2.2.4 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิด Generalized	28
2.2.5 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์ (H-Bridge)	29
2.2.6 การใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์	30
2.2.7 การมอดดูเลชันพีดับบลิวเอ็มแบบอาศัยคลื่นพาหะ	31

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์	32
3.1 การออกแบบวงจรกำลัง	32
3.1.1 การออกแบบสวิตช์กำลัง	32
3.1.2 การออกแบบวงจรขับนำ	33
3.2 การออกแบบวงจรควบคุม	34
3.2.1 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ	34
3.2.2 การออกแบบวงจรผสมสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม	40
3.3 การออกแบบโปรแกรมจาก MATLAB/Simulink ร่วมกับ C2000	41
3.3.1 ส่วนการออกแบบ Simulation ใน MATLAB/Simulink	41
3.3.2 ส่วนการออกแบบใช้งานจริง	43
3.3.3 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	45
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดสอบ	59
4.1 วิธีการทดสอบ	59
4.2 ผลการทดสอบ	60
4.2.1 รูปคลื่นและค่าของแรงดันเฟสและแรงดันไลน์ที่ได้จาก Oscilloscope	61
4.2.2 รูปคลื่นและค่าของกระแสที่ได้จาก Oscilloscope	69
4.3 การเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองกับการ Simulation	73
4.4 การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการทดลองและการ Simulation	74
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	80
5.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง	80
5.2 สรุปผลการทดลอง	81
5.3 ข้อเสนอแนะ	81
5.4 แนวทางการพัฒนา	81
เอกสารอ้างอิง	82
ภาคผนวก ก บทความทางวิชาการ	83
ภาคผนวก ข เครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ	88
ภาคผนวก ค แผ่นข้อมูล	90
ภาคผนวก ง รูปภาพประกอบ	99
ประวัติผู้เขียน	105

สารบัญญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 โครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	4
รูปที่ 2.2 แกนเหล็กสเตเตอร์และขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	4
รูปที่ 2.3 การพันขดลวดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบแลป (Lap Winding)	5
รูปที่ 2.4 ฝาปิดหัวท้าย	6
รูปที่ 2.5 โรเตอร์แบบกรงกระรอก	6
รูปที่ 2.6 โรเตอร์แบบพันขดลวด	7
รูปที่ 2.7 สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส	8
รูปที่ 2.8 การเกิดสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	8
รูปที่ 2.9 การเกิดแรงบิดที่ตัวนำของโรเตอร์	10
รูปที่ 2.10 การเริ่มเดินมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบโรเตอร์พันขดลวด	10
รูปที่ 2.11 รูปคลื่นแรงบิดเมื่อโรเตอร์ไม่เป็นอินดักทีฟ	13
รูปที่ 2.12 รูปคลื่นแรงบิดเมื่อโรเตอร์เป็นอินดักทีฟ	13
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและสลิป	17
รูปที่ 2.14 การส่งผ่านกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	18
รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	19
รูปที่ 2.16 เวกเตอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	20
รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของโรเตอร์	22
รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลของโรเตอร์ที่ประกอบด้วยความต้านทานของโหลด R_L	22
รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	23
รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	23
รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลโดยประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	23
รูปที่ 2.22 เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตระหว่าง อินเวอร์เตอร์ 2 ระดับกับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ	27
รูปที่ 2.23 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์	29
รูปที่ 2.24 เทคนิคการมอดูเลชันแบบ Phase Disposition : PD	31
รูปที่ 2.25 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ 3 เฟส	31
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	32
รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์	32
รูปที่ 3.3 วงจรขับนำของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ใช้ในปริยญาณีพนธ์ฉบับนี้	33
รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความสูงของสัญญาณอ้างอิงกับความกว้างพัลส์เอาต์พุต สำหรับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ	34
รูปที่ 3.5 แสดงวิธีการสร้างสัญญาณ A_1 , A_2 และ A_3	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 3.6 การมอดดูเลชั่นเทคนิค SPWM ของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ	37
รูปที่ 3.7 ตำแหน่งสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับของเฟส A	39
รูปที่ 3.8 ไดอะแกรมทางลอจิกวงจรผสมสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม 1 เฟส	40
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมระบบโดยรวม 1 เฟสของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์	41
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมการสร้าง Modulation signal	42
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมการผสมสัญญาณ PWM กับสัญญาณ A_1 , A_2 และ A_3	42
รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมการสร้าง PWM_A , A_1 , A_2 และ A_3 จากไมโครคอนโทรลเลอร์	43
รูปที่ 3.13 วงจรรวมสัญญาณ PWM_A , A_1 , A_2 และ A_3	44
รูปที่ 3.14 สัญญาณเอาต์พุต วงจรเดดไทม์ (dead time)	44
รูปที่ 3.15 วงจรเดดไทม์ (dead time)	45
รูปที่ 3.16 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ที่ความถี่ 50 Hz	45
รูปที่ 3.17 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ที่ความถี่ 50 Hz	46
รูปที่ 3.18 แรงดันไลน์ 3 เฟส ที่ความถี่ 50 Hz	46
รูปที่ 3.19 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 50 Hz	47
รูปที่ 3.20 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 50 Hz	47
รูปที่ 3.21 การทำ FFT แรงดันไลน์ ที่ความถี่ 50 Hz	48
รูปที่ 3.22 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ที่ความถี่ 40 Hz	49
รูปที่ 3.23 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ที่ความถี่ 40 Hz	49
รูปที่ 3.24 แรงดันไลน์ 3 เฟส ที่ความถี่ 40 Hz	50
รูปที่ 3.25 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 40 Hz	50
รูปที่ 3.26 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 40 Hz	51
รูปที่ 3.27 การทำ FFT แรงดันไลน์ ที่ความถี่ 40 Hz	51
รูปที่ 3.28 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ที่ความถี่ 30 Hz	52
รูปที่ 3.29 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ที่ความถี่ 30 Hz	52
รูปที่ 3.30 แรงดันไลน์ 3 เฟส ที่ความถี่ 30 Hz	53
รูปที่ 3.31 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 30 Hz	53
รูปที่ 3.32 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 30 Hz	54
รูปที่ 3.33 การทำ FFT แรงดันไลน์ ที่ความถี่ 30 Hz	54
รูปที่ 3.34 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ความถี่ 20 Hz	55
รูปที่ 3.35 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ความถี่ 20 Hz	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 3.36 แรงดันไลน์ 3 เฟส ความถี่ 20 Hz	56
รูปที่ 3.37 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 20 Hz	56
รูปที่ 3.38 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 20 Hz	57
รูปที่ 3.39 การทำ FFT แรงดันไลน์ ที่ความถี่ 20 Hz	57
รูปที่ 4.1 คลื่นแรงดันเฟส ที่ความถี่ 50 Hz	61
รูปที่ 4.2 คลื่นแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 50 Hz	61
รูปที่ 4.3 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟส ที่ความถี่ 50 Hz	62
รูปที่ 4.4 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 50 Hz	62
รูปที่ 4.5 คลื่นแรงดันเฟส ที่ความถี่ 40 Hz	63
รูปที่ 4.6 คลื่นแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 40 Hz	63
รูปที่ 4.7 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟส ที่ความถี่ 40 Hz	64
รูปที่ 4.8 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 40 Hz	64
รูปที่ 4.9 คลื่นแรงดันเฟส ที่ความถี่ 30 Hz	65
รูปที่ 4.10 คลื่นแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 30 Hz	65
รูปที่ 4.11 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟส ที่ความถี่ 30 Hz	66
รูปที่ 4.12 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 30 Hz	66
รูปที่ 4.13 คลื่นแรงดันเฟส ที่ความถี่ 20 Hz	67
รูปที่ 4.14 คลื่นแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 20 Hz	67
รูปที่ 4.15 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟส ที่ความถี่ 20 Hz	68
รูปที่ 4.16 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์ ที่ความถี่ 20 Hz	68
รูปที่ 4.17 คลื่นกระแส ที่ความถี่ 50 Hz	69
รูปที่ 4.18 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแส ที่ความถี่ 50 Hz	69
รูปที่ 4.19 คลื่นกระแส ที่ความถี่ 40 Hz	70
รูปที่ 4.20 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแส ที่ความถี่ 40 Hz	70
รูปที่ 4.21 คลื่นกระแส ที่ความถี่ 30 Hz	71
รูปที่ 4.22 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแส ที่ความถี่ 30 Hz	71
รูปที่ 4.23 คลื่นกระแส ที่ความถี่ 20 Hz	72
รูปที่ 4.24 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแส ที่ความถี่ 20 Hz	72

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฟสกับความถี่	74
รูปที่ 4.26 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไลน์กับความถี่	74
รูปที่ 4.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับความถี่	75
รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับความถี่	75
รูปที่ 4.29 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฟสกับความถี่	76
รูปที่ 4.30 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับความถี่	76
รูปที่ 4.31 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเฟสจากการทดลองกับการ Simulation	77
รูปที่ 4.32 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันไลน์จากการทดลองกับการ Simulation	77
รูปที่ 4.33 กราฟเปรียบเทียบระหว่าง %THDi จากการทดลองกับการ Simulation	78
รูปที่ 4.34 กราฟเปรียบเทียบระหว่าง %THDv (phase) จากการทดลองกับการ Simulation	78
รูปที่ 4.35 กราฟเปรียบเทียบระหว่าง %THDv (line) จากการทดลองกับการ Simulation	79

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 3.1 กระบวนการผสมสัญญาณพีดับลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ เฟส A	38
ตารางที่ 3.2 ค่าแรงดันและกระแสจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	58
ตารางที่ 3.3 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	58
ตารางที่ 3.4 ตารางเปรียบเทียบค่าแรงดันเฟสสูงสุดระหว่างทางทฤษฎีและ จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	58
ตารางที่ 4.1 รายละเอียดพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้งาน	59
ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดัน กระแสและความเร็ว เมื่อปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ต่างๆ	59
ตารางที่ 4.3 ค่าแรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าขาออก เมื่อปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่ต่างๆ	59
ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่าแรงดันเฟสและแรงดันไลน์	73
ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่า %THDv และ %THDi	73

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันงานทางด้านอุตสาหกรรมได้มีการใช้อินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำกันอย่างกว้างขวาง โดยทั่วไปจะใช้อินเวอร์เตอร์ชนิด 2 ระดับ ซึ่งเมื่อมีความต้องการการควบคุมมอเตอร์ในขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าที่สูงขึ้น ค่าประสิทธิภาพในการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นจึงยังมีความสำคัญมากยิ่งขึ้น ซึ่งค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าการสูญเสียในตัวมอเตอร์เอง นอกเหนือจากค่าสูญเสียปกติที่เกิดจากสัญญาณแรงดันมูลฐานแล้ว ค่าสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจากแรงดันฮาร์มอนิกก็เป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเช่นกัน เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับซึ่งจะมีสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตเป็นลักษณะของสัญญาณแบบพีคดับลิวเอ็มมีค่าความสูญเสียที่เกิดจากสัญญาณแรงดันที่ไม่เป็นไซน์หรือแรงดันฮาร์มอนิกสูง

หนึ่งในวิธีการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ถูกควบคุมโดยอินเวอร์เตอร์ คือการสร้างสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้มีลักษณะเข้าใกล้สัญญาณไซน์มากยิ่งขึ้น โดยวิธีการหนึ่งคือการใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับมาควบคุม ซึ่งจะทำให้มีสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตเข้าใกล้ไซน์มากกว่าเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ อีกทั้งอินเวอร์เตอร์หลายระดับยังสามารถใช้กับงานกำลังไฟฟ้าและระดับแรงดันไฟฟ้าที่สูงได้ดีกว่า นอกจากนั้นยังสามารถใช้งานกับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น เซลล์แสงอาทิตย์ แบตเตอรี่ ได้อย่างสะดวกอีกด้วย

ดังนั้นปริญญาโทฉบับนี้จึงได้ศึกษาและวิเคราะห์เกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ในบทความนี้ได้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดแคสเคด ที่นำวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับแบบเอชบริดจ์ นำมาต่ออนุกรมกันในแต่ละเฟส โดยจะทำการวิเคราะห์และออกแบบวงจรควบคุมให้เหมาะสมสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งผลการทดลองจะนำไปเป็นประโยชน์สำหรับการพัฒนาการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์หลายระดับต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาหลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
2. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ขอบเขตของโครงการงาน

สามารถออกแบบวงจรควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์ ที่ควบคุมการทำงานโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000

1.4 วิธีการและแผนการดำเนินงาน

1. ศึกษาโครงสร้างพื้นฐานและหลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส
2. ศึกษาหลักการควบคุมและพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
3. ศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบของวงจรควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
4. ศึกษาและจำลองการทำงานของวงจรควบคุมโดยใช้โปรแกรม MATLAB
5. ออกแบบการทดสอบ
6. ทำการทดสอบและบันทึกผลการทดสอบ
7. วิเคราะห์ผลการทดสอบ
8. จัดทำปริญญานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญานิพนธ์

1. เข้าใจถึงหลักการการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์
2. สามารถออกแบบวงจรควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยควบคุมการทำงานโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000
3. ช่วยให้เกิดทักษะในการวิจัยและพัฒนา อันเป็นพื้นฐานสำคัญในการพัฒนาอุตสาหกรรมของประเทศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์

2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบ่งออกได้เป็น 2 แบบ ได้แก่ แบบโรเตอร์กรงกระรอก และแบบโรเตอร์พันขดลวด ซึ่งทั้งสองแบบนี้มีส่วนประกอบที่เหมือนกัน คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (Stationary Part) จะแตกต่างกันเฉพาะส่วนที่เคลื่อนที่ (Rotatory Part) เท่านั้น

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อาศัยหลักการสนามแม่เหล็กหมุนโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์โดยการหมุนตัดผ่านกับขดลวดตัวนำในโรเตอร์ที่วางอยู่ใกล้กัน จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดตัวนำในโรเตอร์ แต่ถ้าขดลวดตัวนำของโรเตอร์ถูกต่อให้ครบวงจรจะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในตัวนำและเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่โรเตอร์ สนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์จะเกิดการผลักและดูดกับขั้วแม่เหล็กที่โรเตอร์ทำให้เกิดแรงบิดขึ้น และโรเตอร์หมุนไปตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน

2.1.1 ส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เป็นมอเตอร์ที่นิยมใช้งานกันทั่วไปในโรงงานอุตสาหกรรม โดยเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ชนิดที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอก มีข้อดี คือ ไม่มีแปรงถ่าน ทำให้การสูญเสียเนื่องจากความฝืดมีค่าน้อย มีตัวประกอบกำลังสูง การบำรุงรักษาต่ำ การเริ่มเดินทำได้ไม่ยาก ความเร็วรอบค่อนข้างคงที่ สร้างง่าย ทนทาน ราคาถูก และมีประสิทธิภาพสูง แต่มีข้อเสีย ได้แก่ การเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ทำได้ยาก ปัจจุบันได้มีการพัฒนาชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ใช้สำหรับปรับความเร็วรอบของมอเตอร์และเป็นที่ยอมรับใช้กันอย่างแพร่หลาย

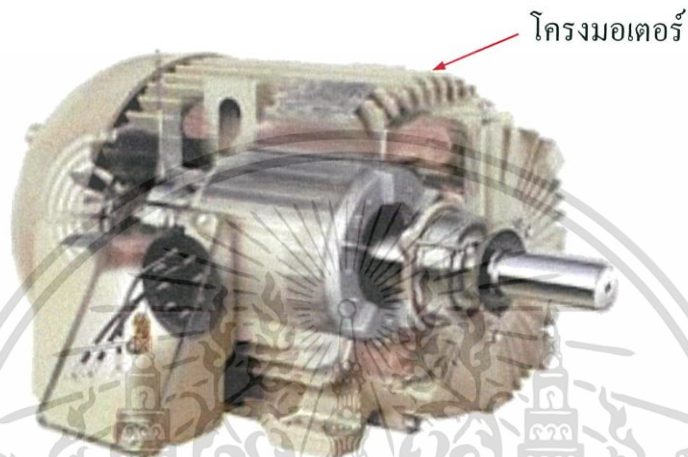
มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นเครื่องกลไฟฟ้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกล ในการเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกลนี้ พลังงานไฟฟ้าไม่ได้นำเข้าสู่ที่โรเตอร์โดยตรง แต่ได้จากการเหนี่ยวนำ (Induction) จึงนิยมเรียกมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction Motor)

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบ่งออกได้ 2 แบบ ได้แก่ แบบโรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel-cage Rotor) และโรเตอร์แบบพันขดลวด (Wound Rotor) มอเตอร์ทั้งสองแบบนี้จะมีส่วนประกอบที่เหมือนกัน คือ ส่วนที่อยู่กับที่ แต่จะแตกต่างกันเฉพาะส่วนที่เคลื่อนที่เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

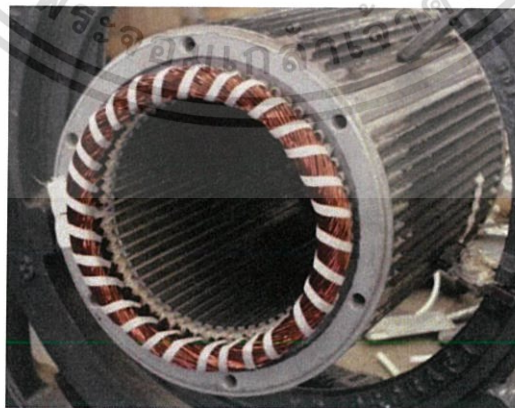
ส่วนที่อยู่กับที่ ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

1. โครงมอเตอร์ (Frame) ทำจากเหล็กหล่อเหนียว หรือเหล็กเหนียวเป็นรูปทรงกระบอก กลวงมีฐานเป็นขาตั้ง ด้านข้างตัวมอเตอร์จะมีกล่องสำหรับต่อสายไฟ (Terminal Box) โครงทำหน้าที่ จับยึดแกนเหล็กที่พันขดลวดให้แน่นอยู่กับที่ และรองรับน้ำหนักทั้งหมดของมอเตอร์ที่ผิวด้านนอกของ โครงจะออกแบบให้มีครีบกั้น เพื่อช่วยในการระบายความร้อนของมอเตอร์



รูปที่ 2.1 โครงสร้างมอเตอร์เหนียวนำ 3 เฟส

2. แกนเหล็กสเตเตอร์ (Stator core) ทำมาจากแผ่นเหล็กบางๆ อัดซ้อนกันและยึดติดเข้ากับ โครงของมอเตอร์ มีลักษณะเป็นรูปทรงกระบอก และด้านในทำเป็นสลอต ไว้สำหรับพันขดลวด นอกจากนี้แกนเหล็กยังทำหน้าที่เป็นทางเดินของวงจรแม่เหล็ก



รูปที่ 2.2 แกนเหล็กสเตเตอร์และขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนียวนำ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ขดลวดสเตเตอร์ (Stator Winding) ซึ่งเป็นขดลวดทองแดงที่พันอยู่ในสลอตของแกนเหล็ก สเตเตอร์ และเป็นลวดทองแดงที่เคลื่อนด้วยฉนวนไฟฟ้าอย่างดี เมื่อพันเสร็จแล้วจะอาบด้วยน้ำมัน วานิชและอบให้แห้งอีกครั้งหนึ่ง

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่สเตเตอร์มีขดลวดพันอยู่ 3 ชุด หรือ 3 เฟส ซึ่งแต่ละเฟสจะทำ มุมห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า และขดลวดแต่ละเฟสจะต่ออนุกรมกันเหมือนกับขดลวดอาร์เมเจอร์ของ เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับ แต่ละเฟสมีกลุ่มของขดลวดอีก เช่น มอเตอร์ที่มี 36 สลอต (Slot) 4 ขั้วแม่เหล็ก (Pole) 3 เฟส (Phase)

จำนวนสลอตต่อขั้ว (Slot/Pole) จะมีค่าเท่ากับ 9 สลอต ดังนั้นจำนวนกลุ่มของขดลวดใน หนึ่งขั้วแม่เหล็กต้องเท่ากับ 9 ชุด และแบ่งจำนวนกลุ่มของขดลวดต่อหนึ่งเฟสจะมีค่าเป็น 3 ชุด ใน การพันขดลวดทั้งสามชุดของแต่ละเฟสนี้จะพันลงสลอตเรียงกันไป 3 สลอต และการพันขดลวดทั้ง 9 ชุดในหนึ่งขั้วจะพันเรียงกันไป 9 สลอต



ก. กลุ่มของขดลวดต่อเฟส

ข. กลุ่มของขดลวด 3 เฟสต่อหนึ่งขั้ว

รูปที่ 2.3 การพันขดลวดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบแลป (Lap Winding)

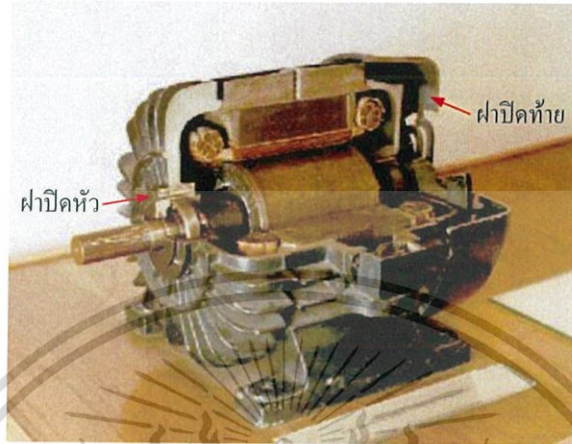
เมื่อพันขดลวดจนครบทั้ง 36 ชุดแล้ว จะสังเกตเห็นว่าในหนึ่งสลอตจะมีขดลวด 2 ชุด ซึ่งเป็นด้านของ ขดลวดที่ต่างกัน เรียกว่า การพันขดลวดแบบสองชั้น (Two Layer) เป็นที่นิยมพันกันโดยทั่วไป

เนื่องจากลักษณะการพันขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์จะเหมือนกับขดลวดอาร์เมเจอร์ใน เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งระยะพิทช์ (Pitch) ของขดลวดสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ ได้แก่ ขดลวดที่มีระยะพิทช์เต็ม (Full Pitch) และระยะพิทช์เศษส่วน (Fractional Pitch or Short Pitch)

การพันขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ส่วนมากพันขดลวดเป็นแบบพิทช์เศษส่วน ซึ่งมีข้อดีดังนี้

- 1) เพื่อลดค่าลี้คเกจรีแอกแตนซ์ ทำให้อัตราการไหลของกระแสไฟฟ้าสูงขึ้น
- 2) การพันขดลวดมีความแข็งแรงขึ้น เนื่องจากความกว้างของขดลวดแคบลง
- 3) ประหยัดขดลวดทองแดงที่ใช้พันมอเตอร์
- 4) ลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดง (Copper Losses)

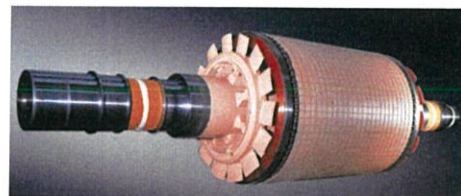
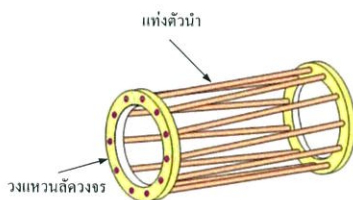
4. ฝาปิดหัวท้าย (End Plate) ทำจากเหล็กหล่อเหนียวหรือเหล็กเหนียว ฝาปิดนี้จะถูกยึดติดอยู่กับโครงมอเตอร์ด้วยสลักเกลียว มีแบริ่งอยู่ตรงกลางสำหรับรองรับเพลลา เพื่อให้โรเตอร์ หมุนอยู่ในแนวศูนย์กลางพอดี



รูปที่ 2.4 ฝาปิดหัวท้าย

ส่วนที่เคลื่อนที่มีอยู่ 2 แบบ ได้แก่ โรเตอร์แบบกรงกระรอกและโรเตอร์แบบพันขดลวด ซึ่งโรเตอร์ทั้งสองแบบนี้ ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ คือ แกนเหล็กโรเตอร์ ขดลวดทองแดง ใบพัด และเพลลา

1. โรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel cage Rotor) ประกอบด้วยแกนเหล็กที่ทำมาจากแผ่นเหล็กบางๆ มีลักษณะกลมอัดซ้อนกันโดยมีเพลลาร้อยทะลุเพื่อยึดให้แน่น ที่ผิวของโรเตอร์นี้จะมีสลอตไปตามทางยาวและในสลอตจะมีแท่งตัวนำทองแดงหรืออะลูมิเนียมฝังอยู่โดยรอบ ที่ส่วนปลายของแท่งตัวนำจะเชื่อมติดกับวงแหวนโลหะ ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกรงกระรอก ดังนั้นจึงมีชื่อเรียกว่าโรเตอร์แบบกรงกระรอก ในปัจจุบันตัวนำที่ฝังอยู่ในสลอตของโรเตอร์จะใช้วิธีหล่อตัวนำที่เป็นโลหะผสมหรืออะลูมิเนียมเข้าไปเลย รวมทั้งหล่อวงแหวนตัวนำที่มีครีบช่วยระบายความร้อนเชื่อมเข้ากับปลายตัวนำแต่ละด้านของโรเตอร์ด้วย



รูปที่ 2.5 โรเตอร์แบบกรงกระรอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. โรเตอร์พันขดลวด (Wound Rotor) เป็นโรเตอร์ที่มีส่วนประกอบคล้ายกับโรเตอร์แบบกรงกระรอก แตกต่างกันตรงที่ตัวนำที่ใช้จะพันด้วยขดลวดทองแดงเคลือบด้วยฉนวนไฟฟ้าอย่างดี จำนวน 3 ชุด หรือ 3 เฟส พันอยู่ในสลอต แต่ละเฟสจะวางทำมุมห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า และต้องพันขดลวดให้มีจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากับจำนวนขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์ด้วย ขดลวดทั้ง 3 ชุดจะต่อกันแบบสตาร์ (Star) และปลายอีกด้านหนึ่งต่อเข้ากับสลิปริง (Slip ring) 3 วงที่ติดอยู่บนเพลาด้านหนึ่ง ซึ่งจะมีแปรงถ่านสัมผัสอยู่เพื่อต่อไปยังอุปกรณ์ควบคุมภายนอก (ตัวต้านทานปรับค่าได้)

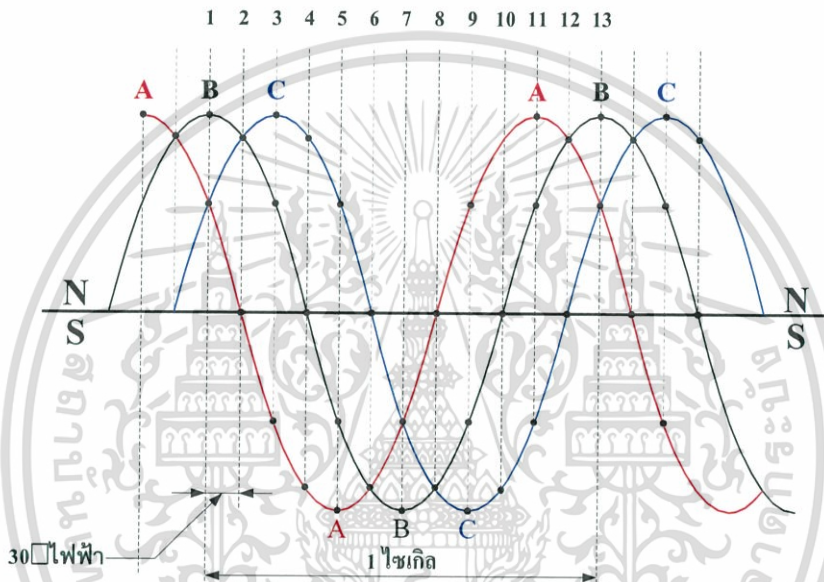
ดังนั้นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่มีโรเตอร์แบบนี้จึงนิยมเรียกว่า สลิปริงมอเตอร์ (Slip ring Motor) และการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการเพิ่มหรือลดค่าความต้านทานภายนอกที่ต่อผ่านทางสลิปริง มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่มีโรเตอร์แบบพันขดลวดจะให้แรงบิดเริ่มต้นสูง เมื่อมอเตอร์หมุนเข้าสู่ความเร็วปกติ สลิปริงจะถูกลัดวงจร ทำให้โรเตอร์ทำงานแบบกรงกระรอก



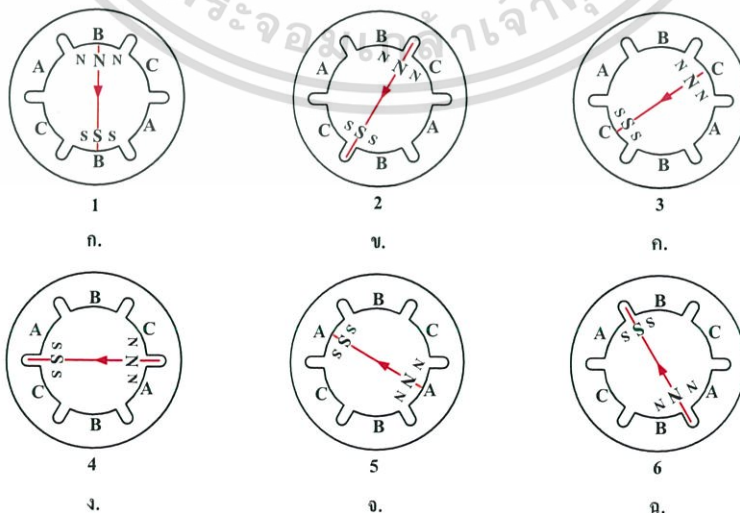
รูปที่ 2.6 โรเตอร์แบบพันขดลวด

2.1.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นที่ขดลวดสเตเตอร์ โดยจะหมุนตัดกับตัวนำโรเตอร์ที่วางอยู่ในสล็อตที่โรเตอร์ ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำในตัวนำของโรเตอร์ ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่โรเตอร์ สนามแม่เหล็กหมุนของสเตเตอร์จะผลักและดูดกับขั้วแม่เหล็กที่โรเตอร์ทำให้เกิดแรงบิดขึ้น ทำให้โรเตอร์หมุนไปตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 และรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.7 สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส



รูปที่ 2.8 การเกิดสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณารูปที่ 2.7 และ รูปที่ 2.8 เป็นรูปแสดงการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ดังนี้

ที่จุดที่ 1 ของรูปที่ 2.7 บนรูปคลื่นไซน์จะเห็นว่าเฟส B เป็นขั้วเหนืออยู่ที่ตำแหน่งที่มีความเข้มของสนามแม่เหล็กสูงสุด เฟส A และเฟส C เป็นขั้วเหนือมีความเข้มของสนามแม่เหล็กเท่ากัน แต่เฟส A ความเข้มของสนามแม่เหล็กกำลังลดลง ส่วนเฟส C ความเข้มของสนามแม่เหล็กกำลังเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 2.8 ก. เฟส B อยู่กึ่งกลางของขั้วเหนือ เฟส A เป็นขั้วเหนือแต่เอียงไปทางด้านซ้ายของเฟส B ส่วนเฟส C เป็นขั้วเหนือแต่เอียงไปทางด้านขวาของเฟส B

ที่จุดที่ 2 ของรูปที่ 2.7 บนรูปคลื่นไซน์จะเห็นว่า เฟส A เป็น 0 เฟส B และเฟส C เป็นขั้วเหนือมีความเข้มของสนามแม่เหล็กเท่ากัน แต่เฟส B ความเข้มของสนามแม่เหล็กกำลังลดลง ส่วนเฟส C ความเข้มของสนามแม่เหล็กกำลังเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 2.8 ข. เฟส A เป็น 0 ขั้วเหนืออยู่ระหว่างเฟส B และเฟส C จึงทำให้มีความเข้มของสนามแม่เหล็กเท่ากัน ดังนั้นจากจุดที่ 1 ไปยังจุดที่ 2 ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไปเป็นมุม 30 องศาไฟฟ้าในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

ที่จุดที่ 3 ของรูปที่ 2.7 บนรูปคลื่นไซน์จะเห็นว่า เฟส C เป็นขั้วเหนือมีความเข้มของสนามแม่เหล็กสูงสุด เฟส B เป็นขั้วเหนือความเข้มของสนามแม่เหล็กกำลังลดลง ส่วนเฟส A เป็นขั้วใต้ ความเข้มของสนามแม่เหล็กกำลังเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 2.8 ค. เฟส C และเฟส B เป็นขั้วเหนือ ส่วนเฟส A เป็นขั้วใต้ ดังนั้นจากจุดที่ 2 ไปยังจุดที่ 3 ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไป 30 องศาไฟฟ้า ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

ดังนั้นบนรูปคลื่นไซน์ที่จุดต่างๆ ในไซเคิลก็จะเกิดการเคลื่อนที่หมุนเวียนไปดังรูปที่ 2.8 และหมุนไปด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส (N_s) ซึ่งคำนวณได้ตามสมการต่อไปนี้

$$N_s = \frac{120f}{P} \quad (2.1)$$

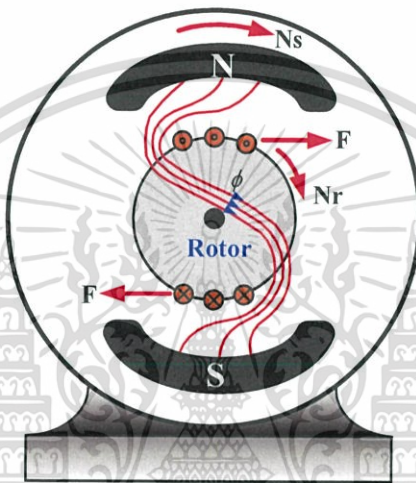
เมื่อ N_s = ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุน (Synchronous Speed) มีหน่วยเป็นรอบต่อนาที หรือ rpm (revolutions per minute)

f = ความถี่ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hertz)

P = ขั้วแม่เหล็ก

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โรเตอร์แบบกรงกระรอก

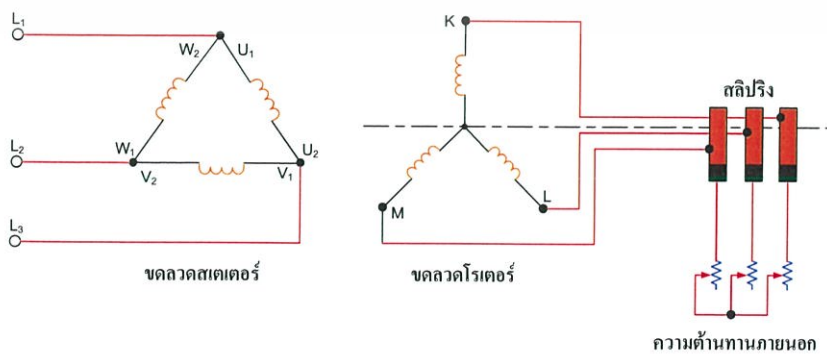
เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสให้กับขดลวดสเตเตอร์จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นที่สเตเตอร์ด้วยความเร็วซิงโครนัส (N_s) สนามแม่เหล็กหมุนนี้จะเคลื่อนที่ตัดขดลวดที่โรเตอร์ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ตัวนำบนโรเตอร์ แต่ตัวนำบนโรเตอร์นี้ได้ถูกลัดวงจรไว้ ทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลที่ตัวนำนี้ ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่โรเตอร์เกิดชั่วเหินือและชั่วได้ขึ้นในโรเตอร์เช่นเดียวกับที่เกิดขึ้นที่สเตเตอร์ สนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์จะเกิดการผลัดและดูดชั่วแม่เหล็กที่โรเตอร์ทำให้เกิดแรงบิดขึ้นที่โรเตอร์ และทำให้โรเตอร์หมุนไปได้และมีทิศทางตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์



รูปที่ 2.9 การเกิดแรงบิดที่ตัวนำของโรเตอร์

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โรเตอร์แบบพันขดลวด

จะอาศัยหลักการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ และทำให้โรเตอร์หมุนไปได้นั้นจะเหมือนกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบโรเตอร์กรงกระรอก จะแตกต่างกันเฉพาะตอนเริ่มเดินมอเตอร์เท่านั้น



รูปที่ 2.10 การเริ่มเดินมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบโรเตอร์พันขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.10 ขณะเริ่มเดินมอเตอร์ต้องปรับความต้านทานภายนอกไว้ที่ตำแหน่งมีค่าความต้านทานสูงสุด จะทำให้ได้ค่าแรงบิดเริ่มเดินมีค่าสูงสุด กระแสเริ่มเดินจะลดลง และเมื่อความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นแล้วค่อยๆ ลดความต้านทานภายนอกลง ขณะเดียวกันมอเตอร์จะมีอัตราการหมุนเร็วขึ้น และเมื่อลดความต้านทานภายนอกจนหมดสลลปริงจะถูกลัดวงจร ขณะนี้มอเตอร์จะมีความเร็วสูงสุด

ค่าสลลปของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

สลลป (Slip, S) มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอกและโรเตอร์แบบพันขดลวด ในทางปฏิบัติความเร็วรอบของโรเตอร์จะช้ากว่าความเร็วรอบของสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์เสมอ ซึ่งความแตกต่างระหว่างความเร็วรอบของโรเตอร์กับความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนหรือความเร็วซิงโครนัส (N_s) เรียกว่า ความเร็วสลลป (Slip Speed) มีหน่วยเป็นรอบต่ออนาที สามารถหาค่าสลลปได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\text{ค่าสลลป } (S) = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (2.2)$$

เมื่อความเร็วสลลป = $N_s - N_r$

จากสมการที่ 2.2 แทนค่า $N_s = \frac{120f}{P}$ จะได้ความเร็วของโรเตอร์ที่ค่าสลลปใดๆ หาค่าได้จากสมการ

$$N_r = (1 - S) \frac{120f}{P} \quad (2.3)$$

จากสมการที่ 2.3 จะได้ความเร็วรอบของโรเตอร์ตามค่าสลลปดังนี้

เมื่อ $S=1$ จะได้ $N_r = (1-1)N_s = 0$ (มอเตอร์อยู่กับที่)

เมื่อ $S=0$ จะได้ $N_r = (1-0)N_s = N_s$ (โรเตอร์หมุนเท่ากับความเร็วซิงโครนัส)

ถ้าโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสจะไม่ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำกับขดลวดตัวนำในโรเตอร์ ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะไม่เกิดขึ้นที่โรเตอร์ และจะไม่เกิดความถี่ขึ้นที่โรเตอร์ด้วย

ค่าความถี่ในตัวโรเตอร์

ความถี่ในตัวโรเตอร์ (Frequency of Rotor Current) ในกรณีที่โรเตอร์ยังไม่หมุนหรือหยุดอยู่กับที่ มอเตอร์มีค่าสลิปเป็น 1 เมื่อป้อนแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับมอเตอร์ ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์จะมีค่าเท่ากับค่าของแหล่งจ่ายไฟฟ้า แต่เมื่อโรเตอร์เริ่มเดินความถี่ของโรเตอร์จะขึ้นอยู่กับความเร็วสัมพัทธ์ (Relative Speed) หรือความเร็วสลิป ถ้ากำหนดให้ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์ที่ค่าสลิปใดๆ เป็น f_r จะได้สมการดังนี้

$$f_r = S f \quad (2.4)$$

2.1.3 แรงบิดและกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ในกรณีของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แรงบิดที่โรเตอร์ (T_a) เป็นผลที่เกิดขึ้นจากกระแสที่ไหลในอาร์เมเจอร์ และเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว ($T_a \propto \Phi I$) ในทำนองเดียวกันกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ แรงบิดเกิดขึ้นจากผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ต่อขั้วกับกระแสไฟฟ้าและเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่โรเตอร์

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } T &\propto \Phi I_2 \cos \theta_2 \\ T &= k \Phi I_2 \cos \theta_2 \end{aligned}$$

แทนค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์ที่ตำแหน่งพร้อมที่จะเดินด้วย E_2

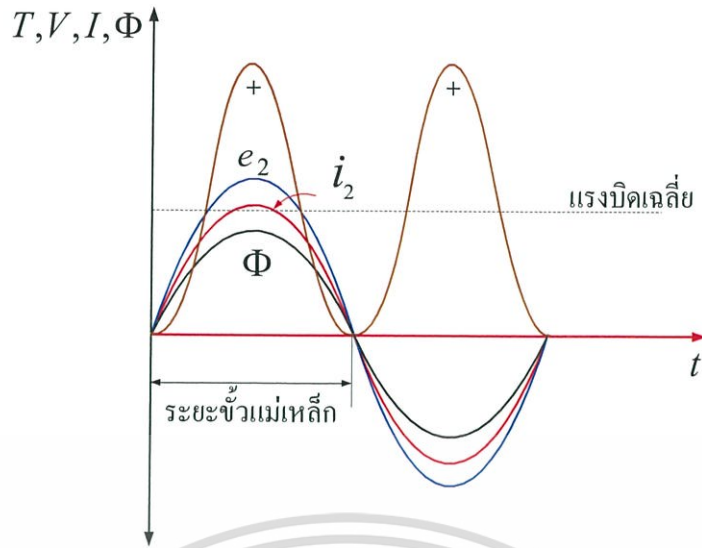
$$\text{จะได้ว่า } E_2 \propto \Phi$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } T &\propto E_2 I_2 \cos \theta_2 \\ T &= k_1 E_2 I_2 \cos \theta_2 \end{aligned}$$

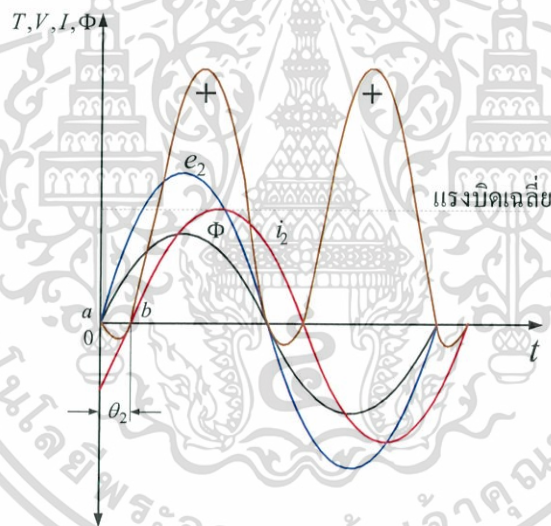
$$\text{เมื่อ } k_1 = \text{ค่าคงที่อื่นๆ}$$

ผลของเพาเวอร์แฟกเตอร์และแรงบิดที่โรเตอร์ เมื่อโรเตอร์ไม่เป็นอินดักทีฟ (Non-inductive) และเป็นอินดักทีฟ (Inductive) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 และ 2.12

$$\text{เมื่อ } \theta_2 = \tan^{-1} \left(\frac{X_2}{R_2} \right)$$



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นแรงบิดเมื่อโรเตอร์ไม่เป็นอินดักทีฟ



รูปที่ 2.12 รูปคลื่นแรงบิดเมื่อโรเตอร์เป็นอินดักทีฟ

แรงบิดขณะเริ่มเดิน (Starting Torque)

ขณะที่มอเตอร์เริ่มเดินจะเกิดแรงบิดขึ้น เรียกว่า แรงบิดเริ่มเดิน บางครั้งอาจจะมีค่ามากกว่าหรือต่ำกว่าแรงบิดของมอเตอร์เมื่อเดินปกติ จะเป็นไปตามสมการ

$$T_s = \frac{k_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าจ่ายแรงเคลื่อนไฟฟ้า V ให้ค่าคงที่ ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็ก (Φ) และ E_2 ก็จะมีค่าคงที่ด้วย

$$T_s = \frac{k_2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} = \frac{k_2 R_2}{Z_2^2} \quad (2.6)$$

เมื่อ $k_2 =$ ค่าคงที่

1) แรงบิดเริ่มต้นของมอเตอร์ชนิดโรเตอร์กรงกระรอก

ความต้านทานของโรเตอร์กรงกระรอกนั้นจะมีค่าคงที่ และน้อยเมื่อเทียบกับค่า รีแอกแตนซ์ที่มีค่ามากโดยเฉพาะเมื่อขณะเริ่มเดิน เพราะว่าในตำแหน่งพร้อมที่จะเดินนั้นความถี่ในโรเตอร์จะมีค่าเท่ากับค่าของความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสเตเตอร์ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าขณะเริ่มเดิน (I_2) ของโรเตอร์จึงมีค่ามากและค่าหลังเป็นมุมกว้างกับ E_2 เป็นผลให้แรงบิดขณะเริ่มเดินต่อแอมแปร์ และกระแสไฟฟ้าขณะเริ่มเดินมีค่าประมาณ 5-7 เท่าของกระแสไฟฟ้าขณะโหลดเต็มพิกัด ดังนั้นมอเตอร์ที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอกจึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้กับงานที่มีโหลดมากๆ เมื่อขณะเริ่มเดิน

2) แรงบิดเริ่มต้นของมอเตอร์ชนิดโรเตอร์พันขดลวด (สลีปริ่งมอเตอร์)

แรงบิดขณะเริ่มเดินของสลีปริ่งมอเตอร์จะเพิ่มสูงขึ้น โดยการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ ด้วยวิธีการต่อความต้านทานจากภายนอกเข้าไปในวงจรของโรเตอร์ เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้ที่มีการต่อแบบสตาร์และความต้านทานภายนอกจะถูกตัดออกเมื่อมอเตอร์มีความเร็วสูงสุดด้วยการลัดวงจรของสลีปริ่ง การต่อความต้านทานจากภายนอกเข้าไปในโรเตอร์จะเป็นการเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์ และทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลในโรเตอร์ลดลง แรงบิดเริ่มต้นจึงสูงขึ้น และแรงบิดเริ่มต้นจะมีค่าต่ำถ้าไม่ต่อความต้านทานเพิ่มเข้าไปเพื่อปรับค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ขณะเริ่มเดิน

3) สภาวะของแรงบิดเริ่มต้นสูงสุด (Condition for Maximum Starting Torque)

แรงบิดเริ่มต้นจะมีค่าสูงสุดเมื่อความต้านทานของโรเตอร์ (R_2) เท่ากับรีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ (X_2) ได้มาจาก

$$\text{เมื่อ} \quad T_s = \frac{k_2 R_2}{R_2^2 + X_2^2}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \frac{dT_s}{dR_2} = \frac{d}{dR_2} \left(\frac{k_2 \cdot R_2}{R_2^2 + X_2^2} \right) = k_2 \frac{d}{dR_2} \left(\frac{R_2}{R_2^2 + X_2^2} \right) = 0$$

$$X_2 = R_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงเคลื่อนที่จ่ายให้มอเตอร์

การเปลี่ยนแปลงแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์ จะทำให้แรงบิดเปลี่ยนแปลง พิจารณาจากสมการของแรงบิด คือ

$$T = \frac{k_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2}$$

เมื่อ $E_2 \propto$ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์ (V)

ดังนั้น
$$T_S = \frac{k_3 V^2 R_2}{Z_2^2}$$

จะได้
$$T_S \propto V^2$$

การเปลี่ยนแปลงแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะมีผลต่อแรงบิดเริ่มเดินและแรงบิดในขณะที่มอเตอร์กำลังเดิน ถ้าแรงเคลื่อนไฟฟ้าลดลงแล้วแรงบิดก็จะลดลงด้วย เมื่อต้องการให้แรงบิดมีค่าคงที่ สลิปจะมีค่าเพิ่มขึ้น ความเร็วจะลดลง

แรงบิดภายใต้สภาวะมอเตอร์กำลังเดิน (Torque Under Running Condition)

เมื่อมอเตอร์เดินออกตัวแล้ว ความเร็วสัมพัทธ์ระหว่างโรเตอร์กับสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์จะลดลง ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำก็จะแปรผันตรงกับความเร็วสัมพัทธ์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในโรเตอร์จึงลดลง (ถ้าความเร็วของโรเตอร์เท่ากับความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์จะมีค่าเป็นศูนย์) ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขณะที่มอเตอร์กำลังเดินจึงมีค่าเป็นสลิปเท่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ในขณะที่มอเตอร์อยู่ในตำแหน่งพร้อมที่จะเดิน

เมื่อ
$$f_r = S f = S f_2$$

เมื่อความถี่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ลดลง จะทำให้รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ลดลงด้วย

จากสมการ
$$T \propto E_2 I_2 \cos \theta_2$$

ดังนั้นแรงบิดขณะเริ่มเดินของมอเตอร์หาได้จากสมการ

$$T = \frac{k_1 S \Phi E_2 R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ $E_2 \propto \Phi$

$$T = \frac{k_1 S E_2^2 R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $k_1 =$ ค่าคงที่ สามารถพิสูจน์ได้ว่ามีค่าเท่ากับ $k_1 = \frac{3 \times 60}{2\pi N_s}$

$$\text{ดังนั้น } T = \left(\frac{3 \times 60}{2\pi N_s} \right) \times \frac{S E_2^2 R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2}$$

1) แรงบิดสูงสุดภายใต้สภาวะที่มอเตอร์กำลังเดิน

แรงบิดในสภาวะที่โรเตอร์กำลังเดินอยู่จะมีค่าสูงสุดเมื่อค่าของสลิปกับค่ารีแอกแตนซ์ต่อเฟสเท่ากับความต้านทานโรเตอร์ต่อเฟส ทำให้ได้สลิปที่ทำให้เกิดแรงบิดสูงสุด คือ $S = \frac{R_2}{X_2}$ จะได้

$$T_{\max} = \left(\frac{3 \times 60}{2\pi N_s} \right) \times \frac{E_2^2}{2X_2} \quad (2.9)$$

2) แรงบิดที่โรเตอร์และแรงบิดสุดกำลัง (Rotor Torque and Breakdown Torque)

แรงบิดที่โรเตอร์ที่สลิปค่าต่างๆ ทำให้อยู่ในเทอมของแรงบิดสูงสุดหรือแรงบิดสุดกำลัง (T_b) โดยสมการต่อไปนี้

$$T = T_b \frac{2}{\left(\frac{S_b}{S} + \frac{S}{S_b} \right)} \quad (2.10)$$

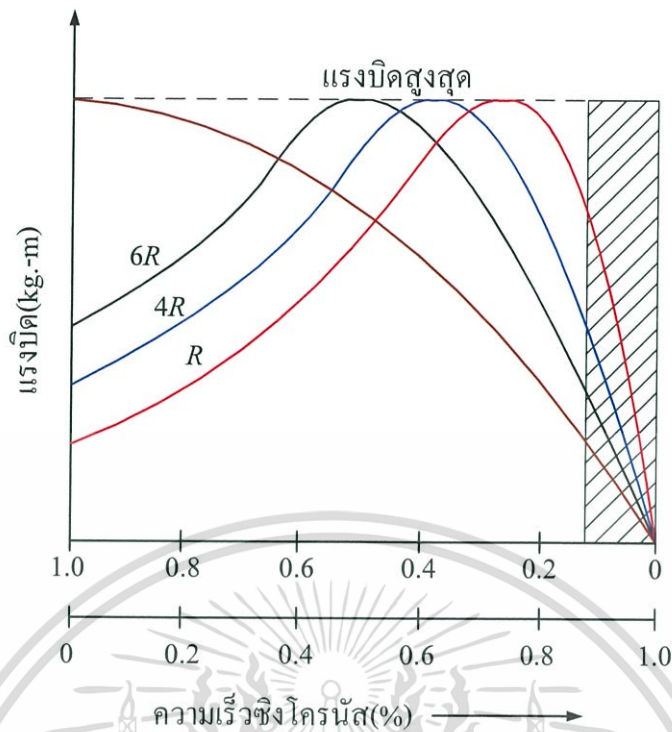
เมื่อ $S_b =$ สลิปที่เกิดแรงบิดสุดกำลัง หรือสลิปที่แรงบิดดึงออก (Pull out slip)

3) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและสลิป

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและสลิป แสดงดังรูปที่ 5.14 โดยเริ่มจาก $S=0$ จนถึง $S=1$ เมื่อ $R_2 =$ ค่าคงที่ของความต้านทาน

$$\text{จากสมการ } T = \frac{k S \Phi E_2 R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2}$$

เมื่อ $S=0$ และ $T=0$ เส้นโค้งเริ่มต้นที่จุด 0 ที่ความเร็วปกติค่าของ $S X_2$ จะมีค่าน้อยจึงไม่นำมาพิจารณา



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและสลลิป

จาก $T \propto \frac{S}{R_2}$

ดังนั้น $T \propto S$

สำหรับค่าสลลิปต่ำๆ เส้นโค้งความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลิป จะประมาณได้ว่าเป็นเส้นตรง ถ้าสลลิปเพิ่มขึ้น (โดยการเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์) แรงบิดจะเพิ่มขึ้นและจะมีค่าสูงสุด เมื่อ $S = R_2/X_2$ แรงบิดนี้เรียกว่า แรงบิดที่ดึงออกหรือแรงบิดสุดกำลัง ถ้าสลลิปเพิ่มมากๆ (ความเร็วของมอเตอร์จะลดลง) ด้วยการเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์อย่างมาก ดังนั้น R_2 จึงไม่นำมาพิจารณา เมื่อเปรียบเทียบกับ SX_2 จะมีค่ามาก

ดังนั้น $T \propto \frac{S}{(SX_2)^2}$

$T \propto \frac{1}{S}$

จากเส้นโค้งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลิปจึงเป็นเส้นโค้งไฮเพอร์โบลาพิกัดฉาก (Rectangular Hyperbola) พบว่าการเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์มากจนเลยจุดแรงบิดสูงสุด จะทำให้แรงบิดลดลง มอเตอร์เดินช้าลง ในที่สุดสวิตซ์ตัดตอนก็จะตัดวงจรทันที เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับมอเตอร์

4) แรงบิดเมื่อมอเตอร์มีโหลดเต็มพิกัดและแรงบิดสูงสุด กำหนดให้ S_f เป็นสลิปเมื่อแรงบิดขณะมีโหลดเต็มพิกัด

$$\text{จาก} \quad T_f \propto \frac{S_f R_2}{R_2^2 + (S_f X_2)^2}$$

$$T_{\max} \propto \frac{1}{2X_2}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \frac{T_f}{T_{\max}} = \frac{2S_f R_2 X_2}{R_2^2 + (S_f X_2)^2}$$

ทำการแทนค่าจะได้สมการดังนี้

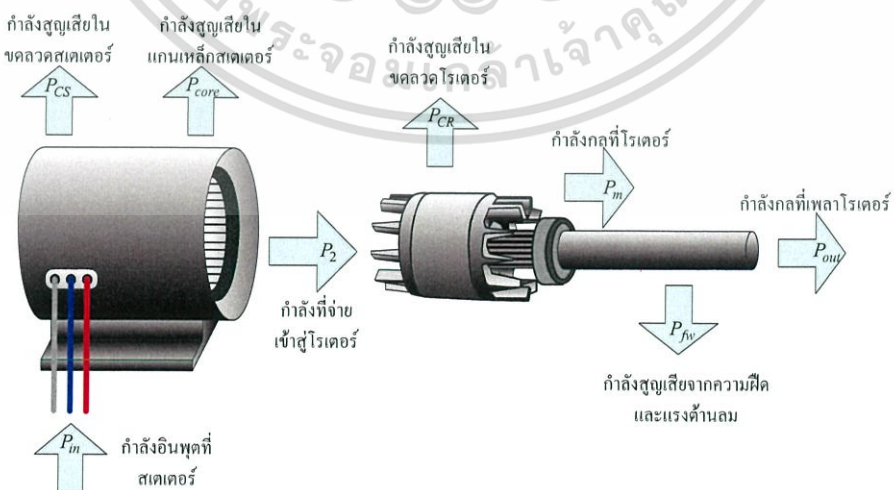
$$\frac{T_f}{T_{\max}} = \frac{2a S_f}{a^2 + S_f^2} \quad (2.11)$$

5) แรงบิดเมื่อเริ่มเดินและแรงบิดสูงสุด

$$\frac{T_s}{T_{\max}} = \frac{2a}{a^2 + 1} \quad (2.12)$$

กำลังในส่วนต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าอินพุตจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่สเตเตอร์ไปยังเพลลาของมอเตอร์นั้นเป็นไปตามลำดับการไหลของพลังงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 การส่งผ่านกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าอินพุต (P_{in}) ที่ขดลวดสเตเตอร์ได้รับจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า 3 เฟส จะเกิดการสูญเสีย 2 ส่วน คือ กำลังสูญเสียของขดลวดสเตเตอร์ ($P_{CS} = I^2 R_1$) และการสูญเสียในแกนเหล็กของสเตเตอร์ (P_{core}) กำลังที่เหลือออกมาจะส่งผ่านช่องว่างอากาศมายังโรเตอร์ (P_2) และพลังงานที่ส่งผ่านไปยังโรเตอร์จะเกิดการสูญเสียจากขดลวดโรเตอร์ ($P_{CR} = I^2 R_2$) ดังนั้นกำลังกลที่ออกจากโรเตอร์ (P_m) เป็นผลต่างของ $P_2 - P_{CR}$ และกำลังกลนี้จะเอาชนะการสูญเสียจากความฝืดและแรงต้านลม (P_{fw}) สุดท้ายจะได้กำลังกลออกมาที่เพลลาของโรเตอร์ (P_{out}) ที่สามารถส่งให้กับโหลดของมอเตอร์ได้ จากผังการส่งผ่านกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส สามารถคำนวณหาค่าประสิทธิภาพและแรงบิดของมอเตอร์ได้

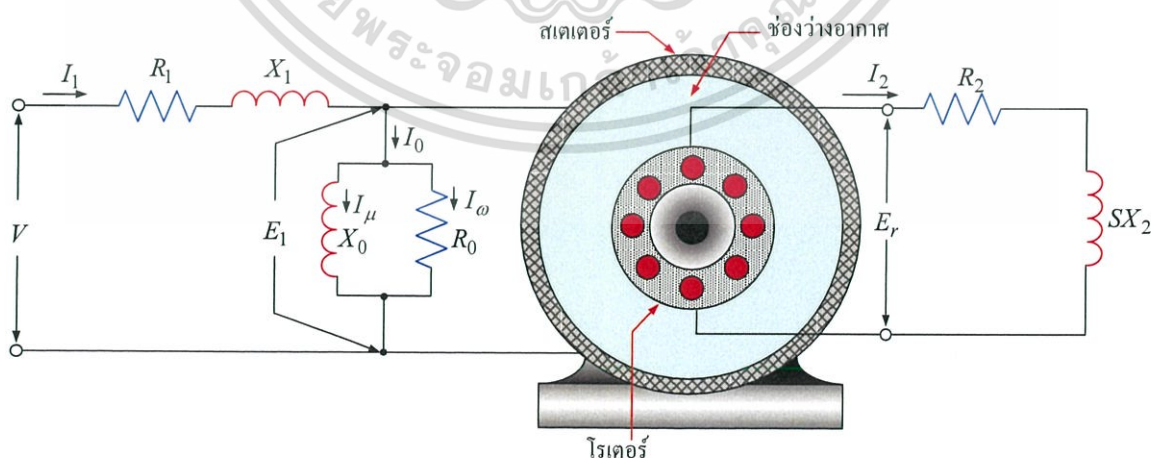
ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสสามารถหาได้จากสมการ

$$\% \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (2.13)$$

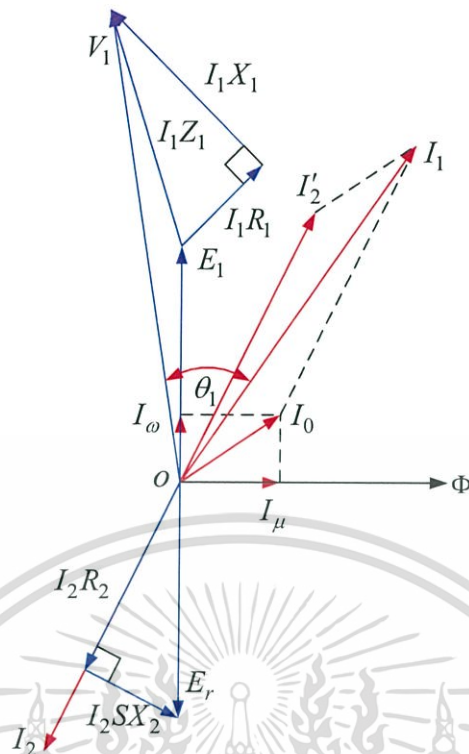
2.1.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การส่งถ่ายพลังงานจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ทำได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงไฟฟ้า โดยสเตเตอร์เปรียบเหมือนขดลวดปฐมภูมิ และโรเตอร์เปรียบเหมือนขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งทางด้านขดลวดทุติยภูมิอยู่ในสภาพลัดวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.15 และเวกเตอร์ไดอะแกรมดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 เวกเตอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากเวกเตอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ดังรูปที่ 2.16

$$V_1 = E_1 + I_1 R_1 + j I_1 X_1$$

ปริมาณของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ (E_r) จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของแรงเคลื่อนไฟฟ้า (คือ ค่า k) ระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์ และขึ้นกับค่าสลิป

$$E_r = I_r (R_2 + j S X_2)$$

และจากเวกเตอร์ไดอะแกรมกระแสไฟฟ้าที่ไหลขณะไม่มีโหลด (I_o) ที่ขดลวดปฐมภูมิ (สเตเตอร์) ประกอบด้วย กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (I_ω) และกระแสไฟฟ้าที่สร้างเส้นแรงแม่เหล็ก (I_μ)

$$I_o = \sqrt{I_\omega^2 + I_\mu^2}$$

$$R_o = \frac{E_1}{I_\omega}$$

$$X_o = \frac{E_1}{I_\mu}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหม้อแปลงไฟฟ้านั้น I_O มีค่าน้อยมาก เพราะว่าวงจรแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นวงจรแม่เหล็กแบบปิด และความต้านทานวงจรแม่เหล็กมีค่าต่ำ ดังนั้น I_μ จึงมีค่าน้อย ทำให้ I_O มีค่าน้อย

แต่ในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ช่องว่างอากาศระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์ ความต้านทานวงจรแม่เหล็กมีค่าสูง I_μ จึงมีค่ามากทำให้ I_O จึงมีค่ามาก คือ ประมาณ 40-50 % ของกระแสไฟฟ้าขณะที่โหลดเต็มพิกัด

กระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรของโรเตอร์ที่ลัดวงจรมีผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบๆ โรเตอร์ และมีทิศทางหมุนไปในทิศทางเดียวกันกับสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์ ความเร็วรอบของสนามแม่เหล็กหมุนของโรเตอร์หาได้จากสมการที่ 2.3

วงจรสมมูลของโรเตอร์ (Equivalent Circuit of Rotor)

เมื่อมอเตอร์มีโหลด กระแสไฟฟ้าที่ไหลในโรเตอร์ (I_2) มีดังนี้

$$I_2 = \frac{SE_2}{\sqrt{R_2^2 + (SX_2)^2}}$$

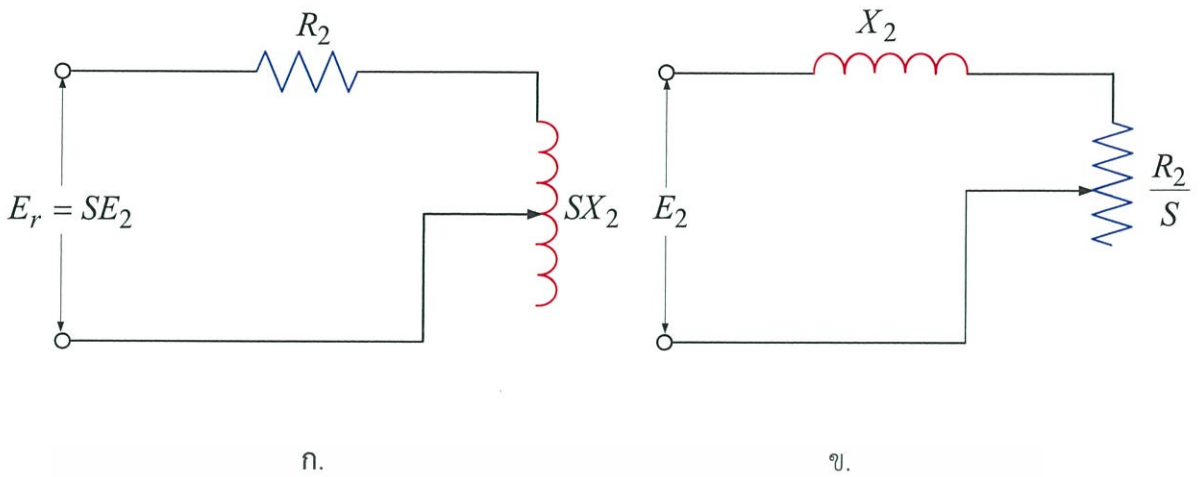
หรือ

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + X_2^2}}$$

จากสมการจะเห็นว่าวงจรของโรเตอร์นั้นประกอบด้วยความต้านทานค่าคงที่ (R_2) และรีแอกแตนซ์ที่เปลี่ยนแปลงค่าได้ (SX_2) ต่อเชื่อมกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ ($E_r = SE_2$) เขียนเป็นวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.17 ก.

วงจรสมมูลของโรเตอร์นั้นมีค่ารีแอกแตนซ์ที่คงที่ (X_2) ต่ออนุกรมกับความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงได้ (R_2/S) และจ่ายแรงเคลื่อนไฟฟ้าคงที่ (E_2) ดังแสดงในรูปที่ 2.17 ข.

$$\text{เมื่อความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงค่าได้ } \frac{R_2}{S} = R_2 + R_2\left(\frac{1}{S} - 1\right)$$

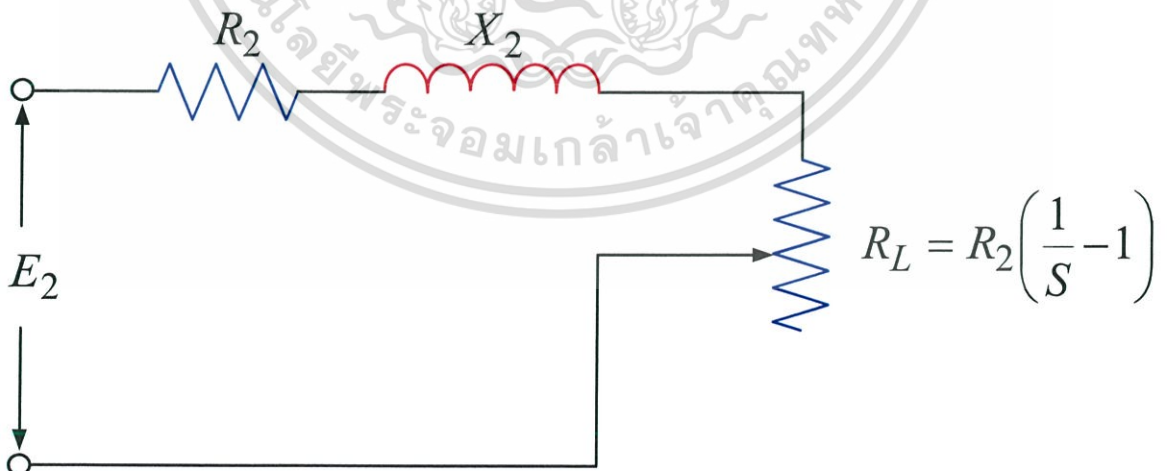


รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของโรเตอร์

จากสมการความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงค่าได้ประกอบด้วยความต้านทาน 2 ส่วน ดังนี้

ส่วนที่ 1 ความต้านทาน R_2 เป็นความต้านทานภายในของโรเตอร์และเป็นส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงที่โรเตอร์

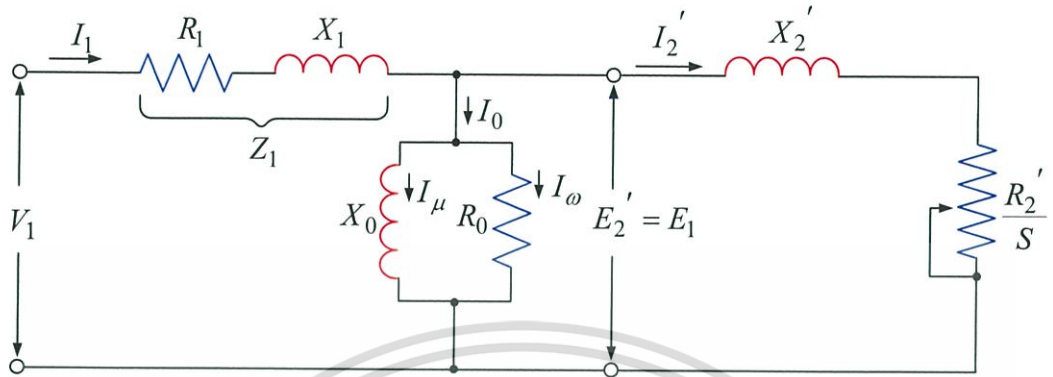
ส่วนที่ 2 ความต้านทาน $R_2 \left(\frac{1}{S} - 1 \right)$ เป็นความต้านทานของโหลด R_L และเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของโหลดทางกลของมอเตอร์ และสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลของโรเตอร์ที่ประกอบด้วยความต้านทานของโหลด R_L ใหม่ดังนี้

รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลของโรเตอร์ที่ประกอบด้วยความต้านทานของโหลด R_L

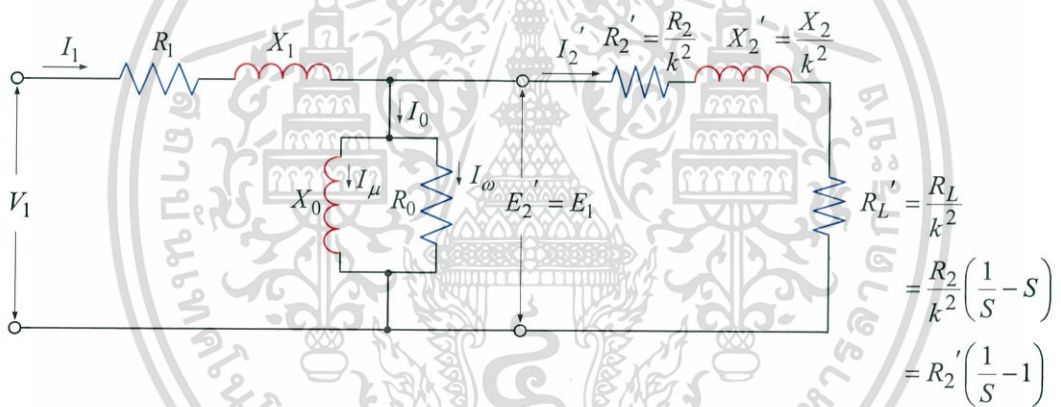
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Equivalent Circuit of Induction Motor)

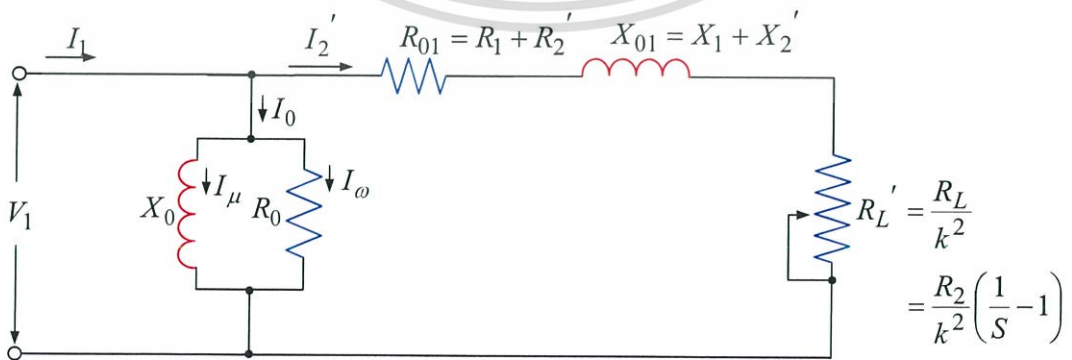
จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ย้ายไปทางด้านปฐมภูมิ (สเตเตอร์) ดังแสดงในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลโดยประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 หลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ในรูปที่ 2.19 ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ ที่เกิดจากการกระจายความหนาแน่นของฟลักซ์ (B) จะหมุนที่ความเร็วเชิงโรตอร์รอบๆขดลวดสเตเตอร์ที่อยู่กับที่ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำระหว่างช่องว่างอากาศ (Air-gap Voltage : E) ซึ่งแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจะมีความถี่เท่ากับความถี่แหล่งจ่ายและเนื่องจากการกระจายความหนาแน่นของฟลักซ์เป็นไปตามลักษณะฟังก์ชันไซน์จากกฎของฟาราเดย์ทำให้สามารถหาแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้จาก

$$e = N_s \frac{d\phi}{dt} \quad (2.14)$$

เมื่อ e คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในช่องว่างอากาศ

N_s คือ จำนวนรอบของขดลวด

ϕ คือ ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ

เมื่อกำหนดให้

$$\phi = \phi_m \sin \omega t \quad (2.15)$$

แทนค่าสมการที่ 2.15 ลงในสมการที่ 2.14 จะได้สมการแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำดังสมการที่ 2.16

$$e = N_s \phi_m \omega \cos \omega t \quad (2.16)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$ เมื่อแทนค่า $\cos \omega t$ เท่ากับหนึ่งและทำสมการที่ 2.16 ให้เป็นค่าอาร์เอ็มเอสจะได้

$$E = 4.44 N_s \phi f k_w \quad (2.17)$$

เมื่อ k_w คือ Winding factor

จากสมการที่ 2.1 จะเห็นว่าตัวแปรที่เกี่ยวข้องในการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ก็คือจำนวนขั้วของมอเตอร์ และความถี่ของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ในการเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์โดยใช้การปรับเปลี่ยนจำนวนขั้วของมอเตอร์นั้นความเร็วจะมีค่าแตกต่างกันมากจึงไม่ค่อยเป็นที่นิยมใช้ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป แต่ในการปรับความถี่ของมอเตอร์จะทำให้การปรับความเร็วที่ละเอียดมากกว่า จึงเป็นที่นิยมใช้ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ทั้งนี้ในการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายนั้นจะต้องคำนึงถึงแรงบิดและฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศของมอเตอร์ด้วย จากสมการที่ 2.17 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_s , E , T และ ϕ ดังนี้

$$V_s \approx E$$

$$T \propto \left(\frac{V_s}{f}\right)^2, \left(\frac{E}{f}\right)^2$$

$$\phi \propto \left(\frac{E}{f}\right)$$

ดังนั้นในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องควบคุมให้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ $\left(\frac{V_s}{f}\right), \left(\frac{E}{f}\right)$ ให้มีค่าคงที่จึงจะทำให้แรงบิดของมอเตอร์มีค่าคงที่ ตั้งแต่ที่ระดับความถี่ต่ำถึงความถี่ที่พิกัดเราเรียกการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบนี้ว่า “การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage Variable Frequency : VVVF)” ซึ่งเป็นวิธีการที่ดีและเหมาะสมสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันและความถี่ทางด้านเอาต์พุตให้เป็นไปตามหลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยสามารถแบ่งช่วงของการควบคุมความเร็วได้เป็น 3 ช่วง ดังต่อไปนี้

1. ช่วงการทำงานที่ความเร็วต่ำกว่าพิกัด (ค่าแรงบิดมีค่าคงที่)

ในช่วงที่ความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าที่พิกัดจะต้องทำให้ฟลักซ์ของมอเตอร์มีค่าคงที่โดยการควบคุมอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ ช่วงดังกล่าวขนาดของแรงดันสเตเตอร์ จะลดลงในลักษณะเชิงเส้นตามความถี่ โดยเริ่มจากค่าที่พิกัดของมอเตอร์และลดลงมาจนถึงค่าต่ำสุดที่ตั้งไว้ยู่ค่าหนึ่ง ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำๆค่าของกระแสที่สร้างสนามแม่เหล็กไม่ได้ขึ้นอยู่กับขดลวดสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียว ทั้งนี้เนื่องจากค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์จะมีค่าใกล้เคียงกับขดลวดสนามแม่เหล็กดังนั้นจึงต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ และในช่วงการทำงานนี้ค่ากระแสมอเตอร์ที่ใช้งานจะเป็นค่าที่พิกัดการทำงานในช่วงนี้จะเรียกว่าช่วงแรงบิดคงที่ (Constant Torque Region)

2. ช่วงการทำงานที่ความเร็วสูงกว่าพิกัด (ค่ากำลังไฟฟ้ามีค่าคงที่)

การเพิ่มความถี่ของสเตเตอร์ให้สูงกว่าที่พิกัดจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์มีค่าสูงกว่าความเร็วที่พิกัดได้แต่จะต้องรักษาค่าแรงดันให้มีค่าคงที่เท่ากับที่พิกัดของมอเตอร์ โดยเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่มีค่าลดลง จะเป็นผลทำให้ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศลดลงด้วยและขีดจำกัดกระแสโรเตอร์จะเท่ากับที่พิกัดเหมือนกับในช่วงแรงบิดคงที่ แต่ช่วงนี้ค่าแรงบิดสูงสุดจะแปรผันกับความถี่ดังสมการที่ 2.18

$$T_{em,max} = \frac{f_{rated}}{f} T_{rated} \quad (2.18)$$

$$P_{em,max} = \omega_r T_{em,max} \quad (2.19)$$

สมการที่ 2.19 จะแสดงถึงค่ากำลังไฟฟ้าทางกลซึ่งจะมีค่าลดลงเนื่องจากแรงบิดสูงสุดลดลงนั่นเอง เราเรียกช่วงการทำงานนี้ว่าช่วงกำลังไฟฟ้าคงที่ (Constant Power Region)

3. ช่วงการทำงานที่ความเร็วสูงมาก (ค่าความถี่ที่โรเตอร์คงที่)

ในช่วงนี้จะเป็นช่วงที่ความเร็วรอบของมอเตอร์จะสูงมากถ้าให้แรงดันอินพุตมีค่าที่พิกัดจะทำให้ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศลดลงมากทำให้แรงบิดของมอเตอร์ไม่ถึงค่าที่พิกัดในขณะที่ความถี่ที่โรเตอร์ของมอเตอร์จะมีค่าคงที่ ส่งผลให้สมรรถนะของแรงบิดลดลงเป็นอัตราส่วน $1/f^2$ ซึ่งทั้งแรงบิดและกระแสมอเตอร์จะลดลงในขณะที่ความเร็วเพิ่มขึ้น การรักษาค่าของแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้คงที่นั้นค่าแรงบิดของมอเตอร์ในช่วงนี้จะไม่ถูกจำกัดโดยกระแสที่มอเตอร์ได้รับ ดังนั้นกระแสที่ขีดจำกัดจะมีค่าน้อยกว่าค่ากระแสที่พิกัดและจะลดลงตามความเร็วที่เพิ่มขึ้น

2.2 อินเวอร์เตอร์หลายระดับ

2.2.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

อินเวอร์เตอร์หลายระดับจะอาศัยการต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตช์เพื่อใช้ในการแบ่งแรงดันและเพิ่มจำนวนระดับทำให้สัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตมีลักษณะเข้าใกล้ไซน์มากยิ่งขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ ดังตัวอย่างแสดงในรูปที่ 2.2 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ กับอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ขนาดของแรงดันมูลฐานเท่ากัน การอนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตช์ดังกล่าวทำให้อินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ความสามารถในการทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าที่สูงกว่าอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ นอกจากนี้การแบ่งย่อยแรงจ่ายไฟตรงยังทำให้เหมาะต่อการต่อใช้งานกับแหล่งจ่ายประเภทพลังงานทดแทนเช่นเซลล์แสงอาทิตย์, เซลล์พลังงาน หรือแบตเตอรี่ เป็นต้น



รูปที่ 2.22 เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตระหว่างอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับกับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

โดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบ่งออกได้ 4 ชนิด ดังนี้

- 1) อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอดแคสแคด
- 2) อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาปาซิเตอร์แคสแคด
- 3) อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิด Generalized
- 4) อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์

ซึ่งอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์สามารถใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟตรงได้สูงกว่าอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นๆ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ศึกษาและนำอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์ไปใช้

2.2.2 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอดแคลมป์

อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอดแคลมป์หรือชนิดนิวตรอนพอยต์แคลมป์ (Neutral-Point Clamped : NPC) ถูกคิดค้นโดย A. Nabae ในปี ค.ศ.1981 จะมีลักษณะโครงสร้างใกล้เคียงกับอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ แต่จะมีการต่ออุปกรณ์สวิตช์เพิ่มเข้าไปในแต่ละกิ่งเพิ่มจำนวนระดับของสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุท โดยอาศัยตัวเก็บประจุในการแบ่งแรงดันและใช้ไดโอดต่อเพิ่มเข้ามาเพื่อเป็นเส้นทางให้กระแสไหลในแต่ละระดับ โดยจำนวนของอุปกรณ์สวิตช์จะมีความสัมพันธ์กับจำนวนระดับของอินเวอร์เตอร์ตามสมการที่ 2.20

ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์หลายระดับกับจำนวนระดับ

$$N_{sv} = 6(n - 1) \quad (2.20)$$

เมื่อ n คือ จำนวนระดับ

2.2.3 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาปาซิเตอร์แคลมป์

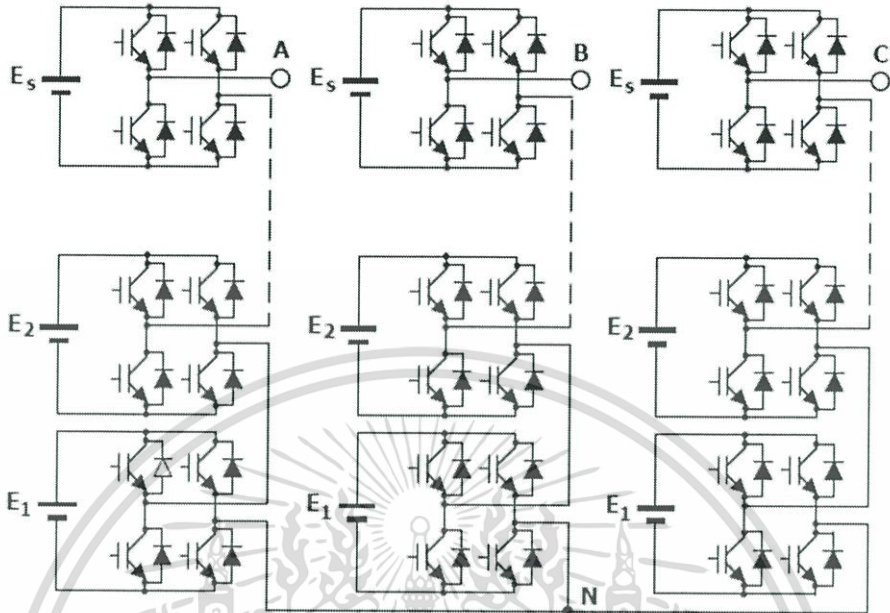
อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาปาซิเตอร์แคลมป์หรือชนิดฟรายลิ่งคาปาซิเตอร์อินเวอร์เตอร์ ถูกคิดค้นโดย T.A.Meynard ในปี ค.ศ.1992 โครงสร้างก็จะใกล้เคียงกับอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอดแคลมป์ นอกเหนือจากอุปกรณ์สวิตช์ที่นำมาต่ออนุกรมเพิ่มในแต่ละกิ่งเพื่อจำนวนระดับของสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุทแล้ว จะอาศัยตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างสวิตช์ในแต่ละระดับในการแบ่งแรงดัน ดังนั้นในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์จึงจะต้องมีการควบคุมในการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุ และค่าของตัวเก็บประจุจะต้องมีค่าที่เหมาะสมด้วยและความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของอุปกรณ์สวิตช์กับจำนวนระดับจะมีค่าเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอดแคลมป์ ตามสมการที่ 2.20 เช่นกัน

2.2.4 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิด Generalized

อินเวอร์เตอร์ชนิด Generalized ถูกคิดค้นโดย F.Z.Peng ในปี ค.ศ.2001 เป็นอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่นำอุปกรณ์สวิตช์มาต่อกันลักษณะการแบ่งแรงดันครั้งละหนึ่งแล้วนำเอาต์พุทมาต่อกันในลักษณะปิรามิด โดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดนี้จะมีคุณสมบัติโดดเด่นตรงที่สามารถรักษาระดับแรงดันในตัวเก็บประจุให้เท่ากันได้ด้วยตัวเอง (Self-Balancing Voltage) แต่จะมีข้อด้อยในเรื่องของจำนวนของอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งจะใช้จำนวนของอุปกรณ์สวิตช์มากกว่าอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดอื่นๆ เมื่อเปรียบเทียบกับที่จำนวนระดับเดียวกัน โดยจำนวนของอุปกรณ์สวิตช์จะมีความสัมพันธ์กับจำนวนระดับของอินเวอร์เตอร์ชนิด Generalized ตามสมการที่ 2.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $N_{sv} = 3n(n-1)$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.21) การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์



รูปที่ 2.23 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์

อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์ถูกคิดค้นโดย P.Hammond ในปี ค.ศ. 1997 ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ที่เลือกใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์มีโครงสร้างเป็นอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์หนึ่งเฟสหรือเอชบริดจ์ที่นำเอาแรงดันด้านเอาต์พุตมาต่ออนุกรมกันดังรูปที่ 2.23 ซึ่งอินเวอร์เตอร์แต่ละชุดสามารถให้แรงดันเอาต์พุตเป็น E, -E หรือศูนย์ ซึ่งจำนวนระดับของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์จะเป็นได้แต่จำนวนระดับที่เป็นเลขคี่เท่านั้น เพราะจำนวนระดับนั้นจะมีความสัมพันธ์กับจำนวนของแหล่งจ่ายหรือจำนวนของอินเวอร์เตอร์ย่อยหนึ่งเฟสตามสมการที่ 2.22

$$n = 2s + 1 \quad (2.22)$$

เมื่อ s คือ จำนวนแหล่งจ่ายไฟตรงต่อเฟส

อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์จะมีข้อด้อยที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะต้องแยกกราวด์กัน ซึ่งหากแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงเป็นชนิดเซลล์พลังงานหรือแบตเตอรี่ จะต้องมีการบริหารการใช้พลังงานอย่างเหมาะสมเพื่อประสิทธิภาพรวมของระบบ แต่ข้อได้เปรียบจะอยู่ที่การใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟตรงซึ่งสูงกว่าอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6 การใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์มีจุดนิวตรอนที่แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบอื่น ทำให้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์มีคุณสมบัติในการใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟตรงสูงกว่าอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นถึงสองเท่า ซึ่งแรงดันเฟสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์จะมีค่าความสัมพันธ์กับอัตราส่วนความกว้างพัลส์และแรงดันไฟตรงตามสมการที่ 2.23

$$V_{AN} = DV_{dc} \quad (2.23)$$

เมื่อ V_{AN} คือ แรงดันเฟสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

D คือ อัตราส่วนความกว้างพัลส์

V_{dc} คือ ระดับแรงดันไฟตรง

ระดับแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์จะขึ้นระดับแรงดันและจำนวนของอินเวอร์เตอร์ย่อยหนึ่งเฟสในแต่ละเฟสดังสมการที่ 2.24

$$V_{dc} = sE \quad (2.24)$$

เมื่อ E คือ ระดับแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ย่อยหนึ่งเฟส

ในขณะที่แรงดันเฟสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์สองระดับและอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดอื่นจะมีค่าความสัมพันธ์กับอัตราส่วนความกว้างของพัลส์และแรงดันไฟตรงดังสมการที่ 2.25

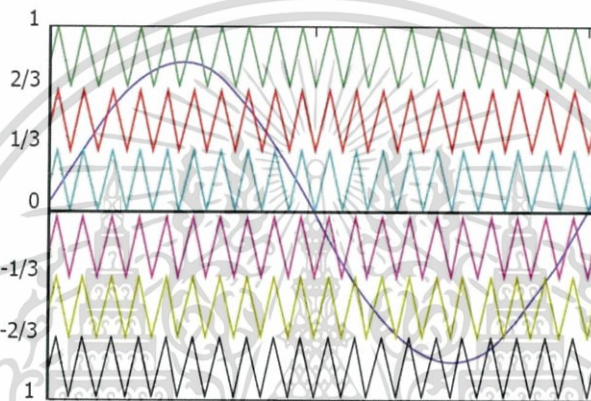
$$V_{AN} = \frac{1}{2} DV_{dc} \quad (2.25)$$

ด้วยข้อได้เปรียบด้านการใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์ ดังนั้นหากนำอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์มาใช้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำใน ระดับแรงดันเดียวกับอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับจึงสามารถลดระดับแรงดันไฟตรงลงมาได้ครึ่งหนึ่ง ซึ่งทำให้สามารถลดพิกัดของอุปกรณ์สวิตซ์ลงมาได้ แต่ถ้าหากใช้งานที่ระดับแรงดันไฟตรงที่เท่ากันก็จะทำให้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์จะมีความสามารถในการทำงานที่เป็นเชิงเว้นเพราะสามารถสร้างแรงดันเอาต์พุทได้สูงกว่า

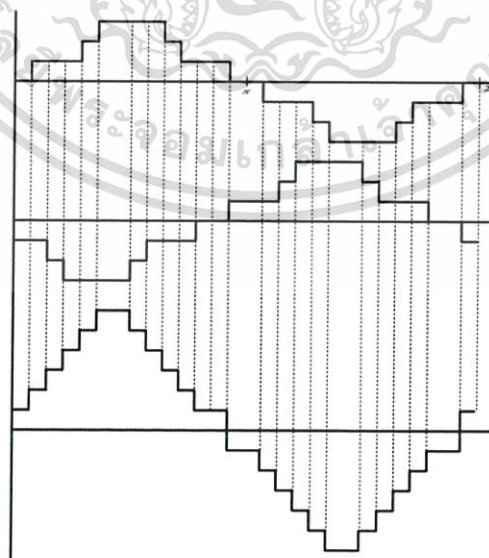
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.7 การมอดดูเลชั่นพีดับบลิวเอ็มแบบอาศัยคลื่นพาหะของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

ในปริยานุพนธ์ฉบับนี้ใช้เทคนิคการมอดดูเลชั่นแบบอาศัยคลื่นพาหะ ซึ่งการมอดดูเลชั่นของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม 7 ระดับ จะประกอบด้วยสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณของคลื่นพาหะสามเหลี่ยมอีก 6 สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.24 ประกอบด้วยคลื่นพาหะในซิกบวก 3 สัญญาณและซิกลบ 3 สัญญาณโดยกำหนดโหคายอดสูงสุดและต่ำสุดของคลื่นพาหะรวม มีค่า 1 และ -1 ตามลำดับ เพื่อให้สะดวกในการกำหนดค่าดัชนีการมอดดู โดยคลื่นพาหะแต่ละคลื่นจะมีความสูงจากยอดถึงยอดเท่ากับ $1/3$ ซึ่งเทคนิคของคลื่นพาหะมีนั้นได้มีหลายนักวิจัยคิดค้นวิธีการมากมายเพื่อประโยชน์ในด้านต่างๆ โดยเทคนิคที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ เทคนิค Phase Disposition : PD จะมีลักษณะของคลื่นพาหะในซิกบวกกับซิกลบมีมุมเฟสเริ่มต้นที่เหมือนกัน ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 เทคนิคการมอดดูเลชั่นแบบ Phase Disposition : PD



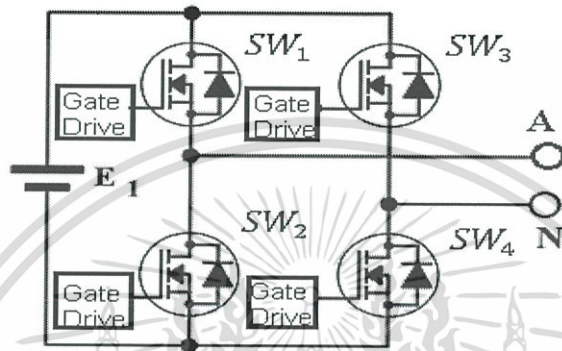
รูปที่ 2.25 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

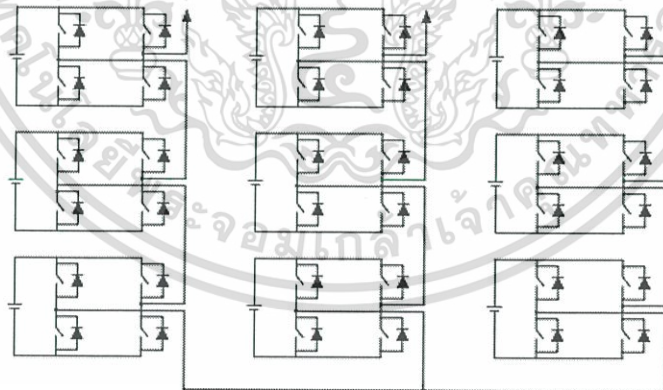
การออกแบบอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์

3.1 การออกแบบวงจรกำลัง



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

3.1.1 การออกแบบสวิตช์กำลัง

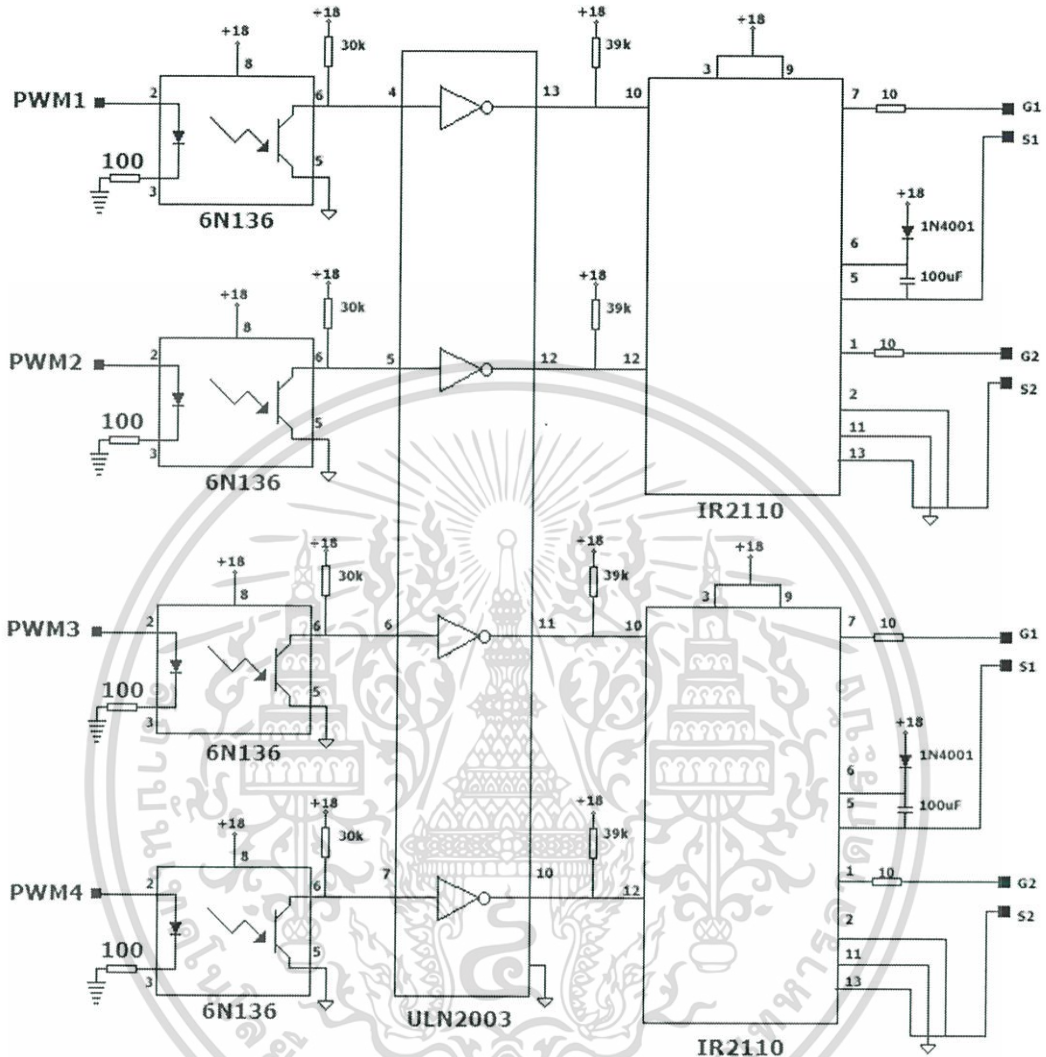


รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาด 3 แรงม้า 220 โวลต์ ด้วยอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์ สำหรับอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์จะประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสฟูลบริดจ์จำนวน 9 ชุดดังรูปที่ 3.2 โดยได้เลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์เป็นมอสเฟสชนิดเอ็นเบอร์ IRFS630B ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 200 โวลต์และพิกัดกระแส 9 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบวงจรขับนำ



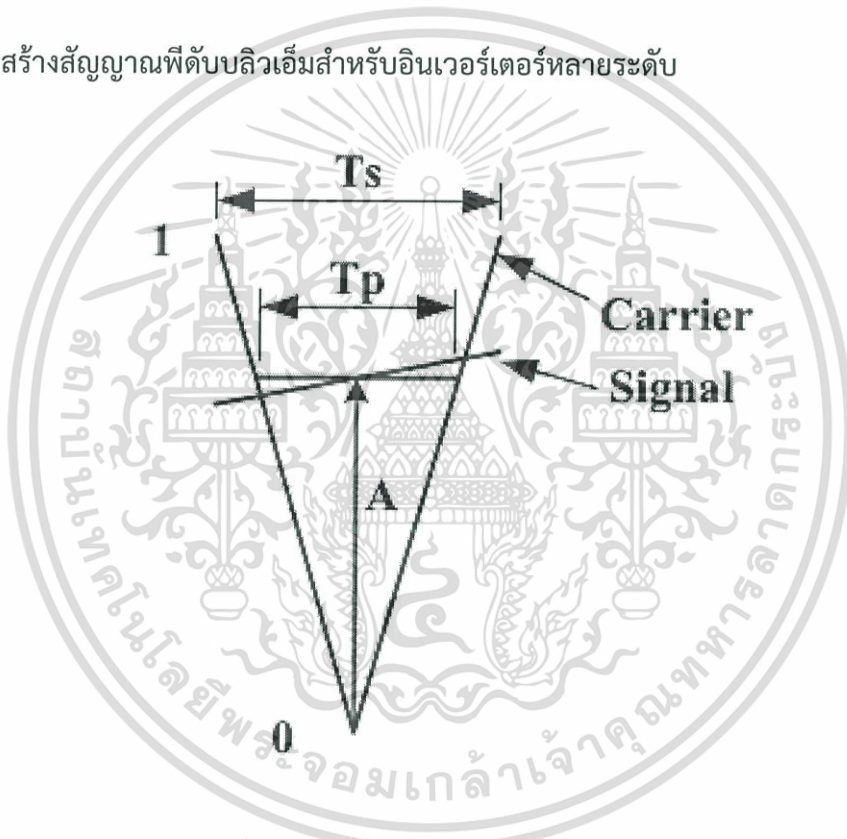
รูปที่ 3.3 วงจรขับนำของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ใช้ในปฏิญานินพนธ์ฉบับนี้

วงจรขับนำเลือกใช้ไอซีเบอร์ IR2110 เป็นตัวขับนำวงจรเพราะสามารถใช้ไฟเลี้ยงชุดเดียวทำให้วงจรมีขนาดเล็กและลดราคาต้นทุน โดยใช้ออปโตไดโอดเบอร์ 6N136 ต่อแบบกลับสัญญาณ (invert) เพื่อแยกกราวด์ระหว่างวงจรกำลังกับวงจรควบคุม และใช้ไอซีเบอร์ ULN2003 เพื่อกลับสัญญาณให้เป็นเหมือนด้านอินพุทก่อนเข้าไอซีขับนำ (IR2110)

3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

การออกแบบวงจรควบคุม นั้นความซับซ้อนยุ่งยากจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนระดับของอินเวอร์เตอร์ หมายถึงจำนวนอุปกรณ์สวิตช์ที่มากขึ้น ถ้าหากใช้ระบบควบคุมแบบอนาล็อกจะต้องใช้ตัวคอมพิวเตอร์หลายชุด แม้จะง่ายต่อการออกแบบแต่จะพบความซับซ้อนในเรื่องวงจรถ่ายค่าออฟเซตที่จะเกิดขึ้น มีวิธีการหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวโดยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณและควบคุมการทำงาน เพราะจะทำให้วงจรควบคุมมีขนาดเล็กและสามารถปรับเปลี่ยนการควบคุมได้ง่าย ซึ่งในปริยญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็น C2000 TMS320F28377S

3.2.1 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ



รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความสูงของสัญญาณอ้างอิงกับความกว้างพัลส์เอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

จากความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างพัลส์กับความสูงของสัญญาณอ้างอิงสำหรับอินเวอร์เตอร์หลายระดับนั้น ความสูงของคลื่นพาหะจะขึ้นอยู่กับจำนวนระดับ ดังนั้นในการหาค่าความกว้างพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุตจะอาศัยหลักการเดียวกับการหาความกว้างพัลส์ของอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ โดยจะพิจารณาให้ค่าค่าความสูงจากยอดถึงยอดของคลื่นพาหะเป็นหนึ่งหน่วย และความสูงของสัญญาณที่ใช้ในการมีอดดูเลชั่นมีจุดอ้างอิงที่ศูนย์(ขอบล่างของคลื่นพาหะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าความกว้างของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นไปตามสมการที่ 3.1

$$\frac{T_P}{T_S} = A \quad ; 0 \leq A \leq 1 \quad (3.1)$$

ดังนั้นถ้าใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบ SPWM, THPWM และ SVPWM ก็จะเป็นไปตามสมการที่ 3.2 , 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ

$$T_P = m[\sin(\omega t)]T_S \quad (3.2)$$

$$T_P = m\left[\sin(\omega t) + \frac{1}{4}\sin(3\omega t)\right]T_S \quad (3.3)$$

$$T_P = m\left[\sin(\omega t) + \frac{1}{4}\text{Tri}(3\omega t)\right]T_S \quad (3.4)$$

สำหรับอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับความสูงของคลื่นพาหะจะเท่ากับ 1/3 ดังนั้นในการทำให้ความสูงของคลื่นพาหะมีค่าเป็นหนึ่งหน่วยจึงต้องคูณด้วย 3 ยกตัวอย่างในปริยญาณีพนธ์จะคำนวณเทคนิคการมอดูเลชันแบบ SPWM จะเป็นดังสมการที่ 3.5

$$T_p = \begin{cases} 3\left(m(\sin(\omega t)) - \frac{2}{3}\right)T_s & ; \frac{2}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq 1 \\ 3\left(m(\sin(\omega t)) - \frac{1}{3}\right)T_s & ; \frac{1}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq \frac{2}{3} \\ 3(m(\sin(\omega t)))T_s & ; 0 \leq m(\sin(\omega t)) \leq \frac{1}{3} \\ 3\left(m(\sin(\omega t)) + \frac{1}{3}\right)T_s & ; -\frac{1}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq 0 \\ 3\left(m(\sin(\omega t)) + \frac{2}{3}\right)T_s & ; -\frac{2}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq -\frac{1}{3} \\ 3(m(\sin(\omega t)) + 1)T_s & ; -\frac{2}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq -1 \end{cases} \quad (3.5)$$

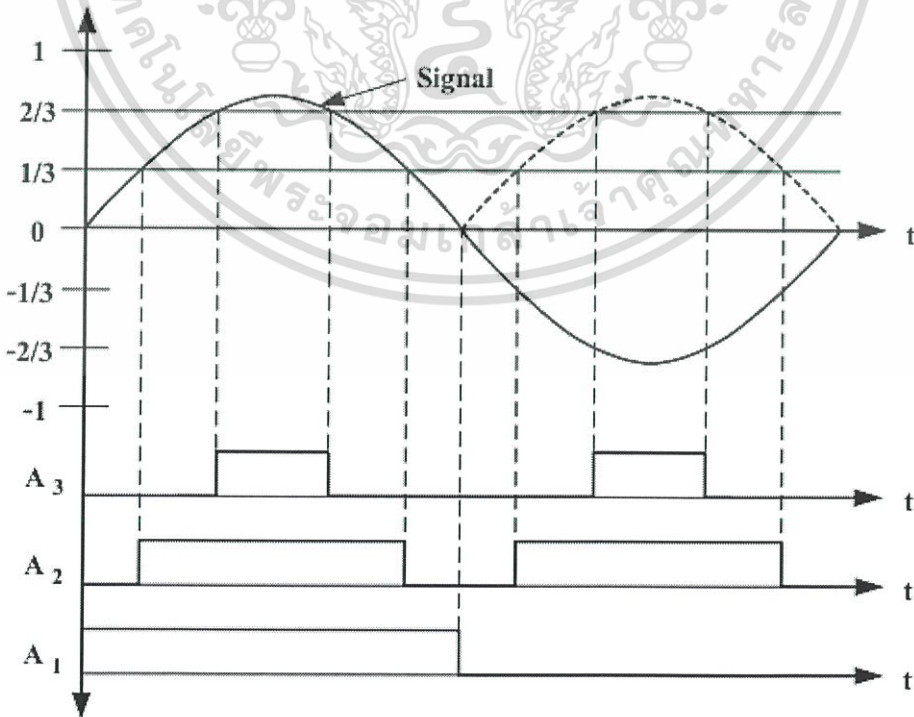
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจากไมโครคอนโทรลเลอร์ ทัวไปมีตัวกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มไม่เพียงพอ ดังนั้นในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม 36 สัญญาณ สำหรับอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ จะต้องอาศัยวงจรภายนอกเพื่อผสมหรือรวมสัญญาณให้ได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มทั้ง 36 สัญญาณตามที่ต้องการ โดยสัญญาณที่จะนำมาใช้ในการผสมสัญญาณนั้นมาจากการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับค่าคงที่ อินเวอร์เตอร์ 7 ระดับต้องใช้สัญญาณนี้ 3 สัญญาณต่อเฟส สัญญาณดังกล่าวสามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ 3.6, 3.7 และ 3.8

$$A_1 = \begin{cases} = 1 & ; \text{Signal} \geq 0 \\ = 0 & ; \text{Signal} < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

$$A_2 = \begin{cases} = 1 & ; |\text{Signal}| \geq \frac{1}{3} \\ = 0 & ; |\text{Signal}| < \frac{1}{3} \end{cases} \quad (3.7)$$

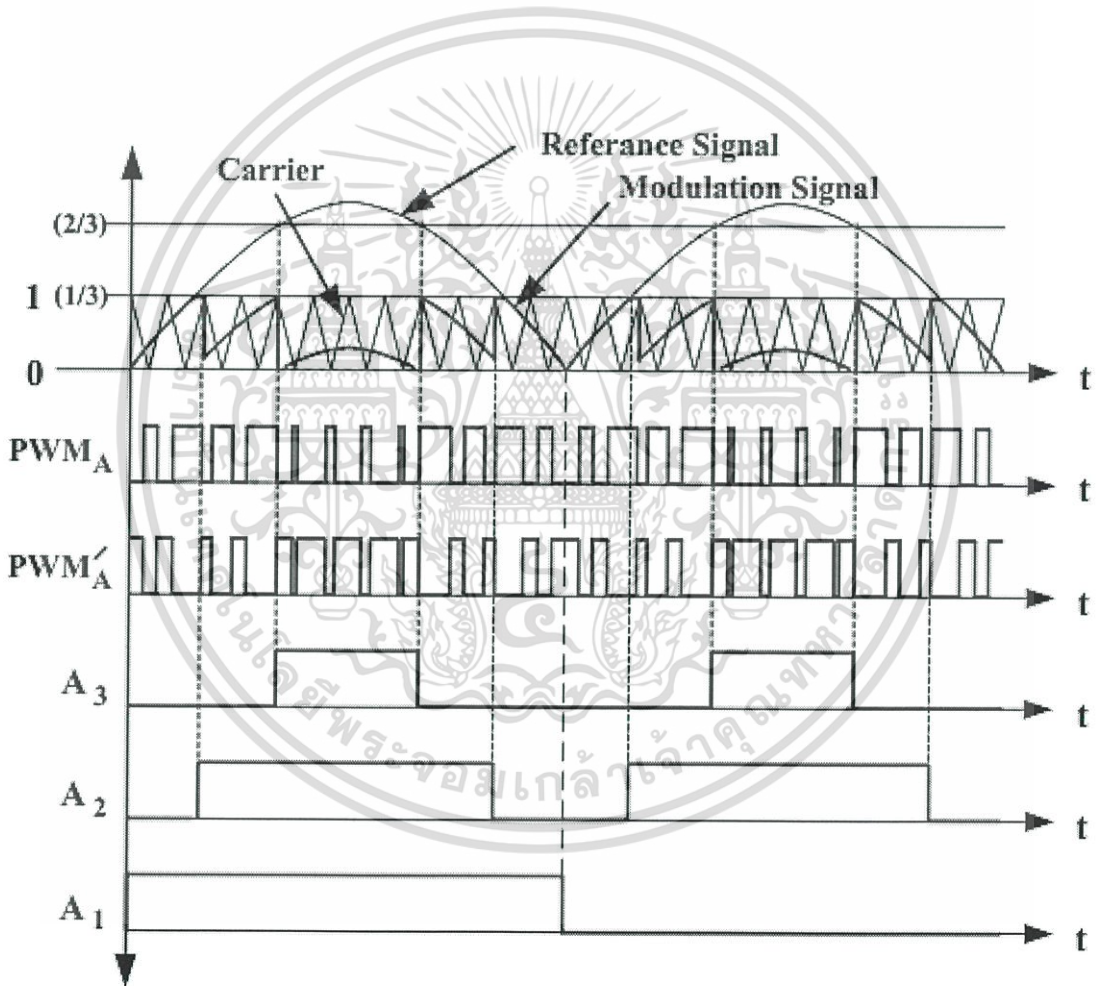
$$A_3 = \begin{cases} = 1 & ; |\text{Signal}| \geq \frac{2}{3} \\ = 0 & ; |\text{Signal}| < \frac{2}{3} \end{cases} \quad (3.8)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 3.5 แสดงวิธีการสร้างสัญญาณ A_1 , A_2 และ A_3 นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกระบวนการเก็บข้อมูลของสัญญาณอ้างอิงนั้นสามารถลดจำนวนข้อมูลที่ต้องการเก็บ เพราะสัญญาณทางด้านซีกบวกและลบสมมาตรกัน ดังนั้นจึงสามารถเก็บข้อมูลของสัญญาณอ้างอิง เฉพาะซีกบวก สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความกว้างพัลส์ของสัญญาณพีดับลิวเอ็มจะเป็นดังนี้

$$T_p = \begin{cases} 3 \left(m(\sin(\omega t)) - \frac{2}{3} \right) T_s & ; \frac{2}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq 1 \\ 3 \left(m(\sin(\omega t)) - \frac{1}{3} \right) T_s & ; \frac{1}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq \frac{2}{3} \\ 3(m(\sin(\omega t))) T_s & ; 0 \leq m(\sin(\omega t)) \leq \frac{1}{3} \end{cases} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.6 การมอดดูเลชั่นเทคนิค SPWM ของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ

เมื่อ PWM'_A คือ สัญญาณตรงข้ามของ PWM_A

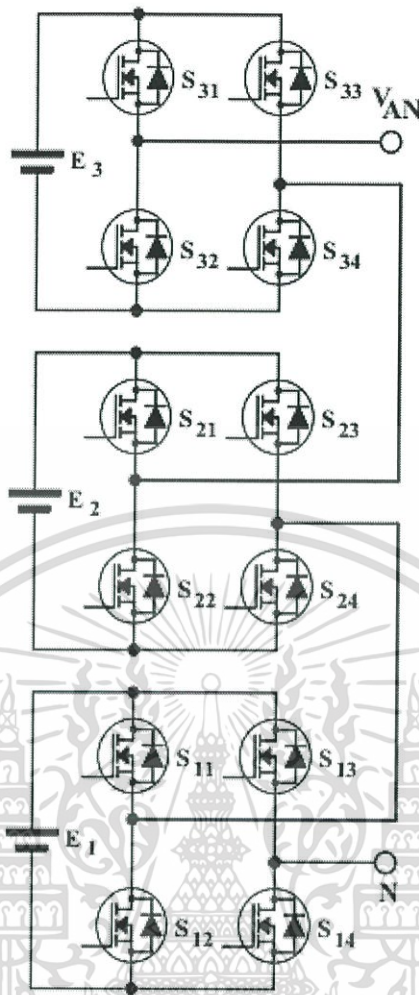
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจากรูปที่ 3.6 มาเข้ากระบวนการตามตารางที่ 3.1 จะได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทครบตามที่ต้องการ

ตารางที่ 3.1 กระบวนการผสมสัญญาณพีดับบลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ เฟส A

สวิตช์	กระบวนการ	ลักษณะสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม
S ₃₁	$(PWM_A \cdot A_3) \cdot A_1$	
S ₃₂	$[(PWM_A \cdot A_3) \cdot A_1]'$	
S ₃₃	$(PWM_A \cdot A_3) \cdot \bar{A}_1$	
S ₃₄	$[(PWM_A \cdot A_3) \cdot \bar{A}_1]'$	
S ₂₁	$((PWM_A \cdot A_3) \cdot A_2) \cdot A_1$	
S ₂₂	$[((PWM_A \cdot A_3) \cdot A_2) \cdot A_1]'$	
S ₂₃	$((PWM_A \cdot A_3) \cdot A_2) \cdot \bar{A}_1$	
S ₂₄	$[((PWM_A \cdot A_3) \cdot A_2) \cdot \bar{A}_1]'$	
S ₁₁	$(PWM_A \cdot A_2) \cdot A_1$	
S ₁₂	$[(PWM_A \cdot A_2) \cdot A_1]'$	
S ₁₃	$(PWM_A \cdot A_2) \cdot \bar{A}_1$	
S ₁₄	$[(PWM_A \cdot A_2) \cdot \bar{A}_1]'$	
สัญญาณแรงดันเฟสเอาท์พุท		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

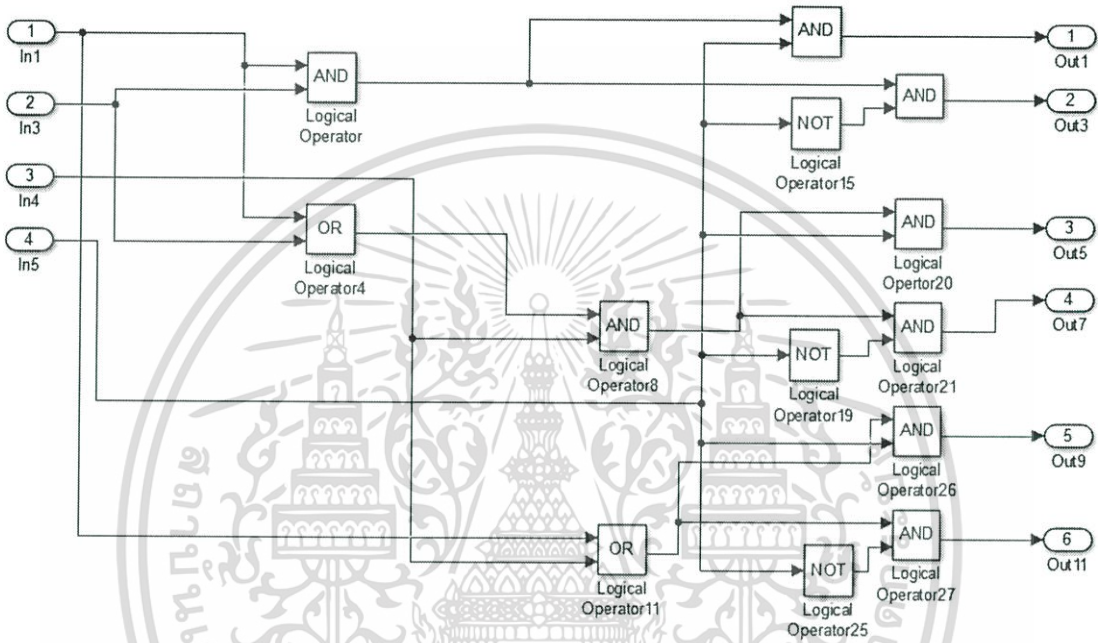


รูปที่ 3.7 ตำแหน่งสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับของเฟส A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การออกแบบวงจรผสมสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

จากหลักการสร้างสัญญาณที่ใช้ในปริยญาณีพนธ์ฉบับนี้ จะต้องอาศัยวงจรลอจิกเกตภายนอกในการผสมสัญญาณ ซึ่งกระบวนการผสมสัญญาณนั้นจะเป็นไปตามตารางที่ 3.1 สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมทางลอจิกได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ไดอะแกรมทางลอจิกวงจรผสมสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม 1 เฟส

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าจำเป็นต้องสร้างวงจรรวมลอจิกเกตมารวมสัญญาณโดยปริยญาณีพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ไอซีเบอร์ 74LS04 ,74LS08 และ74LS32 มาสร้างวงจรรวมลอจิกตามที่ได้ออกแบบไว้ดังรูป นอกจากนี้แล้วยังจำเป็นต้องสร้างวงจรเดดไทม์ (dead time) เพื่อให้สัญญาณที่จะนำไปควบคุมการสวิตซ์ของวงจรกำลังมีการหน่วงเวลาไม่ให้เกิดการสวิตซ์ เปิด/ปิด พร้อมกัน

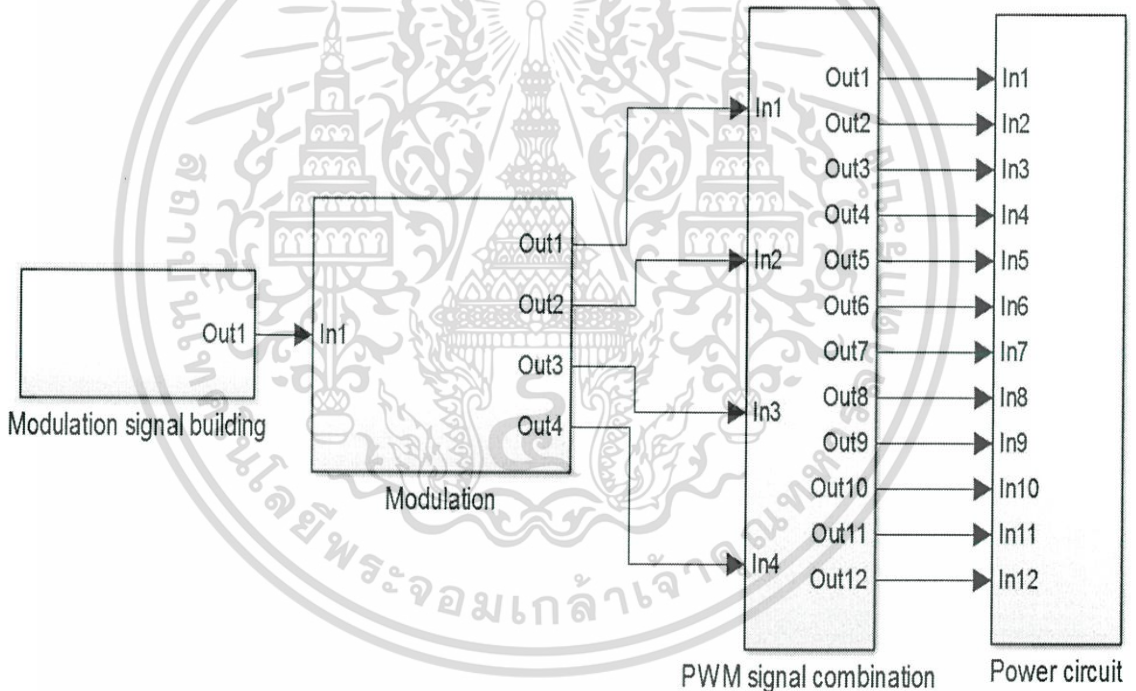
เพื่อความปลอดภัยของทั้งวงจรควบคุมและวงจรกำลังจะได้ไม่เกิดการลัดวงจรภายใน ซึ่งจะมีการใช้งานวงจรเดดไทม์ (dead time) ร่วมด้วย

3.3 การออกแบบโปรแกรมจาก MATLAB/Simulink ร่วมกับ C2000 TMS320F28377S

3.3.1 ส่วนการออกแบบ Simulation ใน MATLAB/Simulink

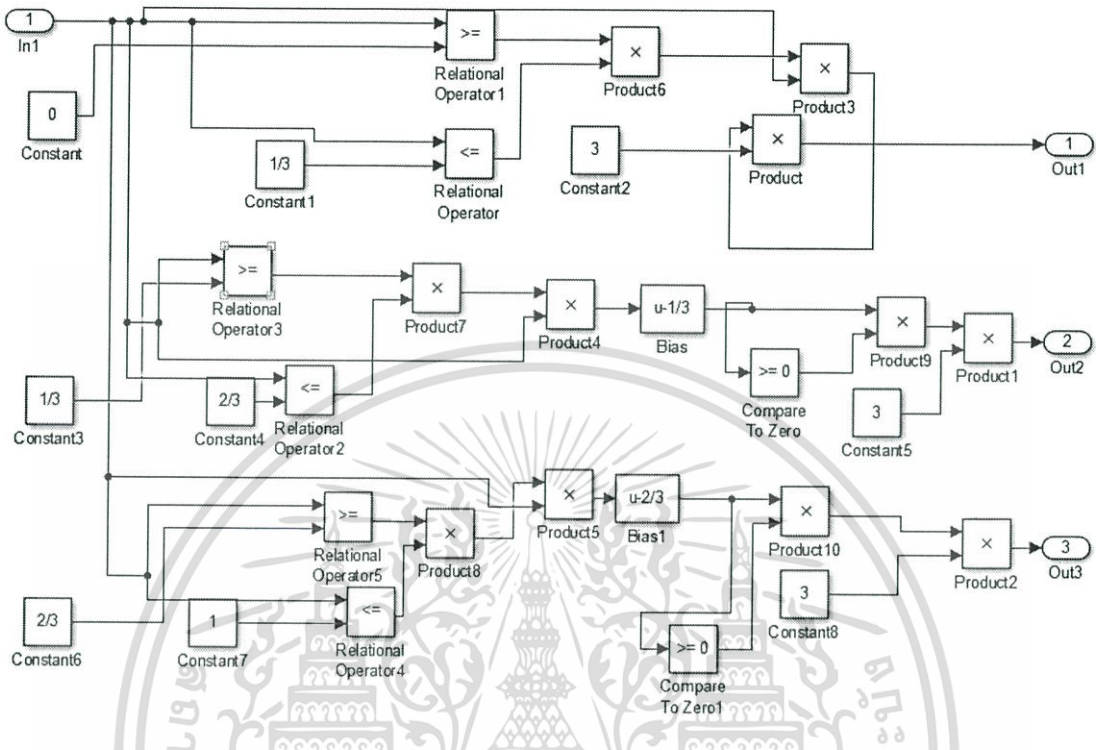
1. ระบบโดยรวม 1 เฟสของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์

จะประกอบด้วยบล็อกการทำงานหลักๆอยู่ 4 บล็อก แบ่งเป็นขั้นตอนดังนี้ ขั้นแรกคือการสร้างสัญญาณ Carrier Reference signal และ Modulation signal โดยเทคนิคการมอดดูเลชั่นตามสมการที่ 3.5 ขั้นต่อมาให้นำสัญญาณทั้ง 3 จากบล็อก Modulation signal building มามอดดูเลชั่นสร้าง PWM หลังจากนั้นนำสัญญาณ PWM ที่ได้มาผสมกับสัญญาณ A_1 , A_2 และ A_3 จากสมการที่ 3.6, 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ ก็จะได้สัญญาณ PWM สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ 12 สัญญาณ สุดท้ายนำสัญญาณ PWM อินเวอร์เตอร์ 7 ระดับที่ได้ไปควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟตในวงจรกำลัง



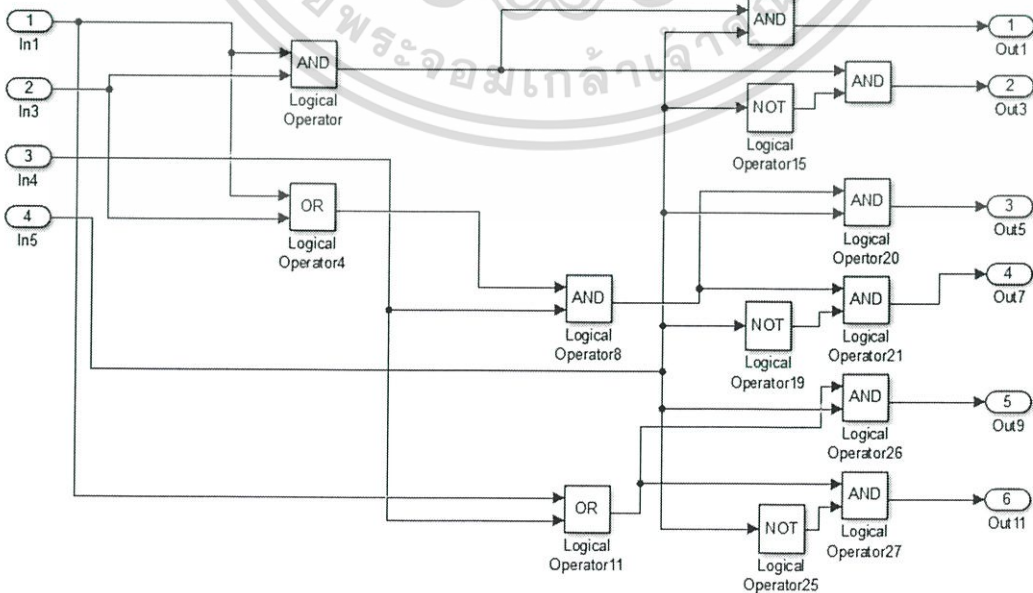
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมระบบโดยรวม 1 เฟสของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์

2. การสร้าง Modulation signal



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมการสร้าง Modulation signal

3. การผสมสัญญาณ PWM



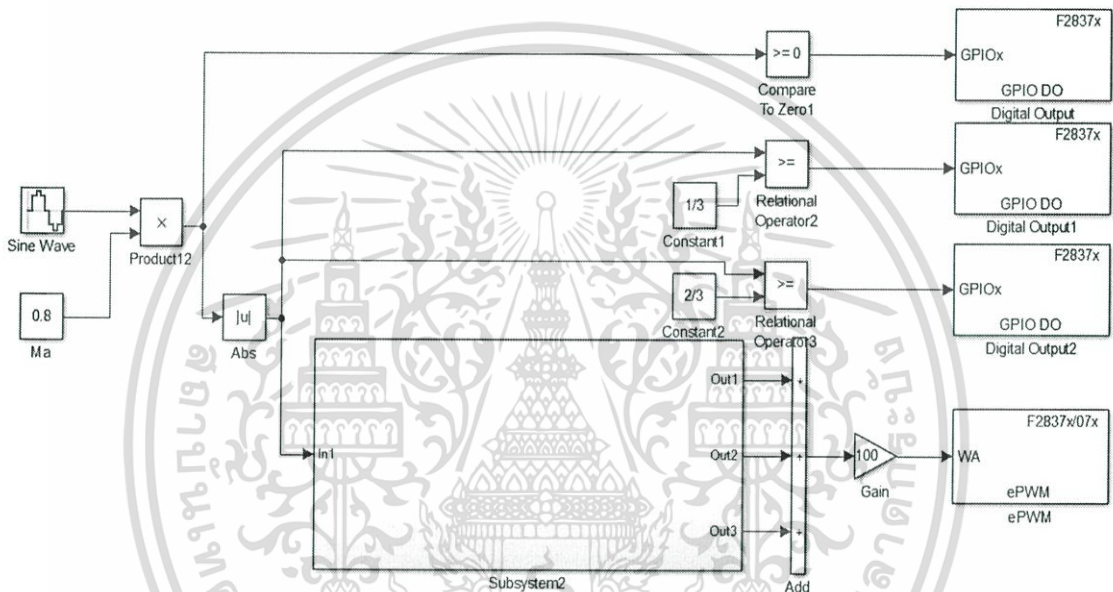
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมการผสมสัญญาณ PWM กับสัญญาณ A_1 , A_2 และ A_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเรียนการสอนใช้เฉพาะในวงการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.11 จะเห็นสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะมีแค่ 6 สัญญาณ แต่เราต้องการสัญญาณทั้งหมด 12 สัญญาณในการไปควบคุมมอสเฟตในวงจรกำลัง 1 เฟส ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณอีก 6 สัญญาณโดยการนำสัญญาณเอาต์พุตทั้ง 6 มาเข้าวงจรเดดไทม์ (dead time)

3.3.2 ส่วนการออกแบบใช้งานจริง

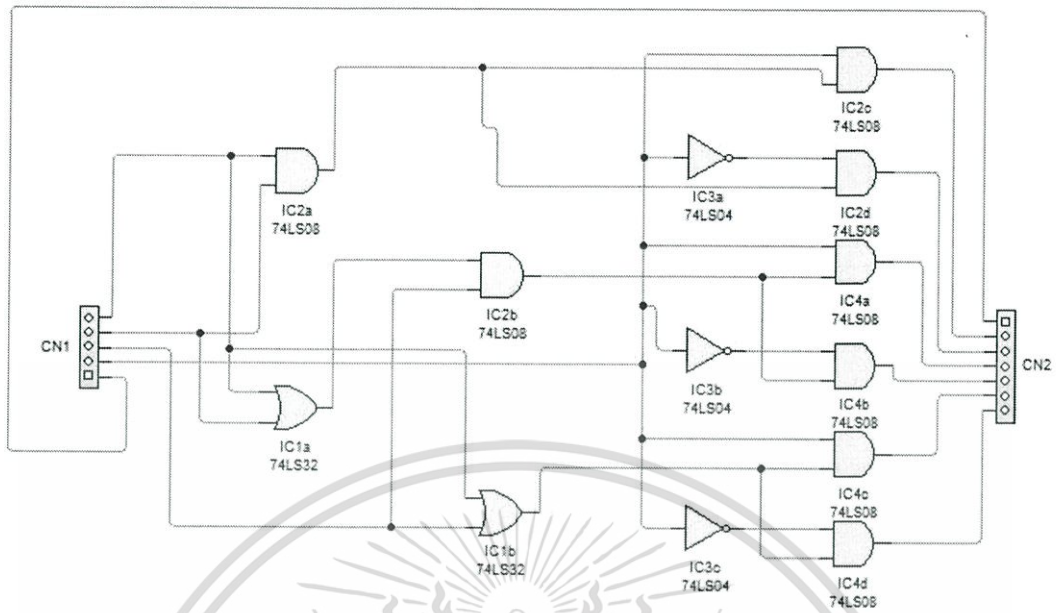
1. การสร้างสัญญาณ PWM ที่ใช้ในงานจริงโดยสร้างจาก C2000 TMS320F28377S



รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมการสร้าง PWM_A , A_1 , A_2 และ A_3 จากไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28377S

2. การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ PWM

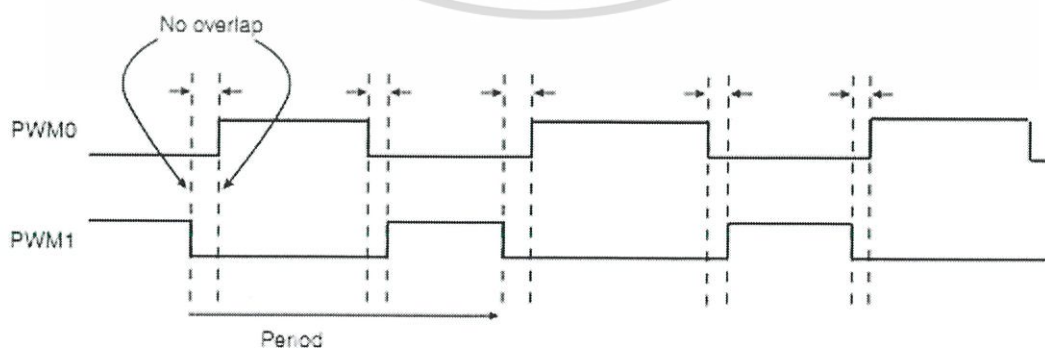
จากรูปที่ 3.13 เป็นวงจรที่ใช้ในการนำสัญญาณ PWM_A , A_1 , A_2 และ A_3 จากไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28377S มาเข้าวงจรดิจิทัลเพื่อสร้างสัญญาณ PWM ส่งต่อเข้าสู่มอสเฟต โดยเลือกใช้ IC เบอร์ 74LS04, 74LS08 และ 74LS32 โดยจะได้เอาต์พุตทั้งหมด 6 สัญญาณต่อวงจรกำลังหนึ่งเฟส



รูปที่ 3.13 วงจรรวมสัญญาณ PWM_A , A_1 , A_2 และ A_3

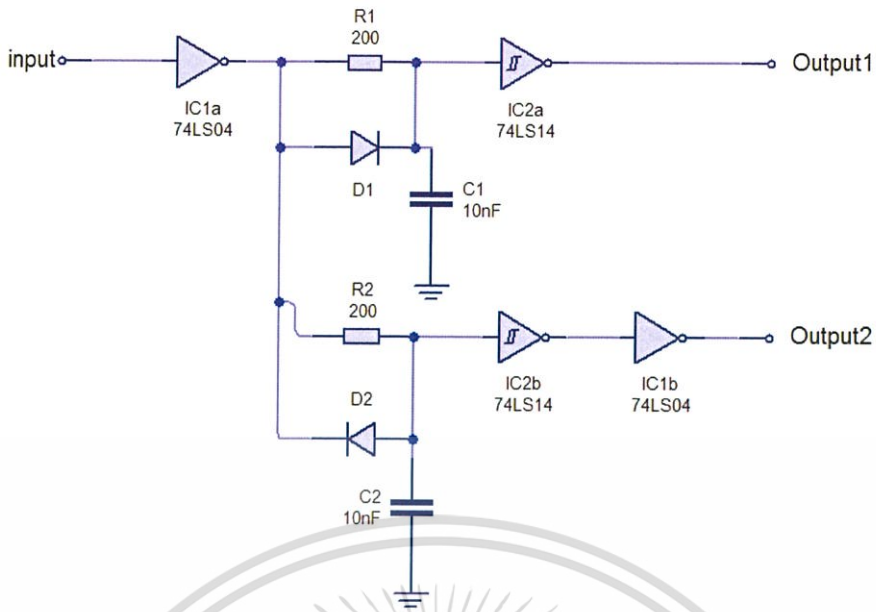
3. การออกแบบวงจรเดดไทม์ (dead time)

เมื่อได้สัญญาณจากวงจรรวมสัญญาณ PWM_A , A_1 , A_2 และ A_3 จำนวน 6 สัญญาณ โดยกระบวนการต่อไปจะเป็นการนำสัญญาณที่ได้จากการรวมสัญญาณแต่ละสัญญาณมาเข้าวงจรเดดไทม์ (dead time) ตามรูปที่ 3.15 โดยแต่ละสัญญาณที่เข้าวงจรเดดไทม์ จะได้อาท์พุทเป็น 2 สัญญาณที่มีค่าสลับขั้วและมีการหน่วงเวลาดังตัวอย่างในรูปที่ 3.14 ซึ่งวงจรถ่ายแบบเดดไทม์นี้จะใช้ IC เบอร์ 74LS04 และ 74LS14 โดยมีการออกแบบ 6 ชุดต่อเฟสซึ่งจะได้เอาท์พุท 12 สัญญาณเพื่อจ่ายให้มอเตอร์ 12 ตัวต่อวงจรกำลังหนึ่งเฟส และให้มีการหน่วงเวลาเป็น 2 μ s



รูปที่ 3.14 สัญญาณเอาท์พุท วงจรเดดไทม์ (dead time)

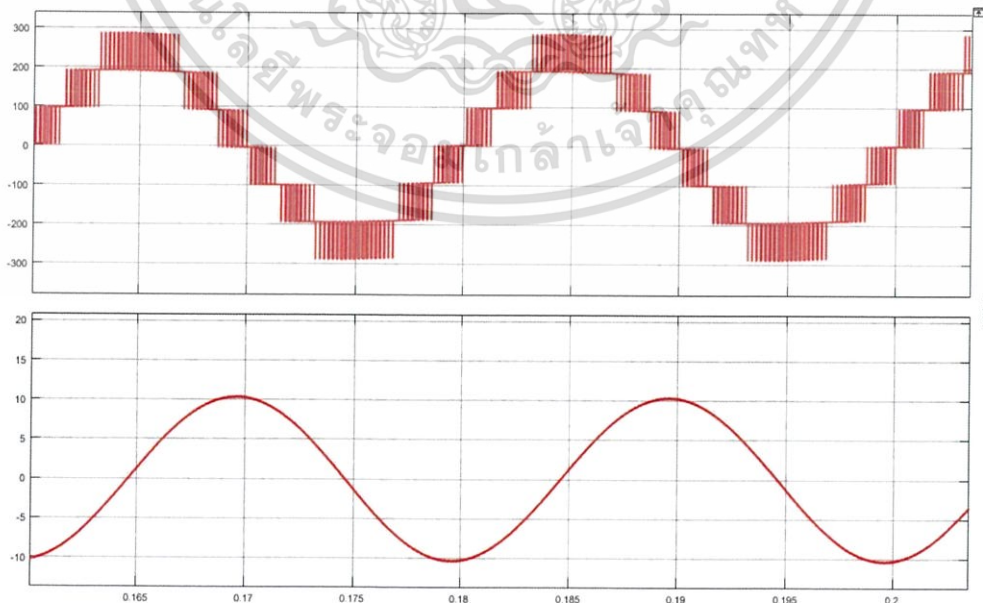
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 วงจรเดดไทม์ (dead time)

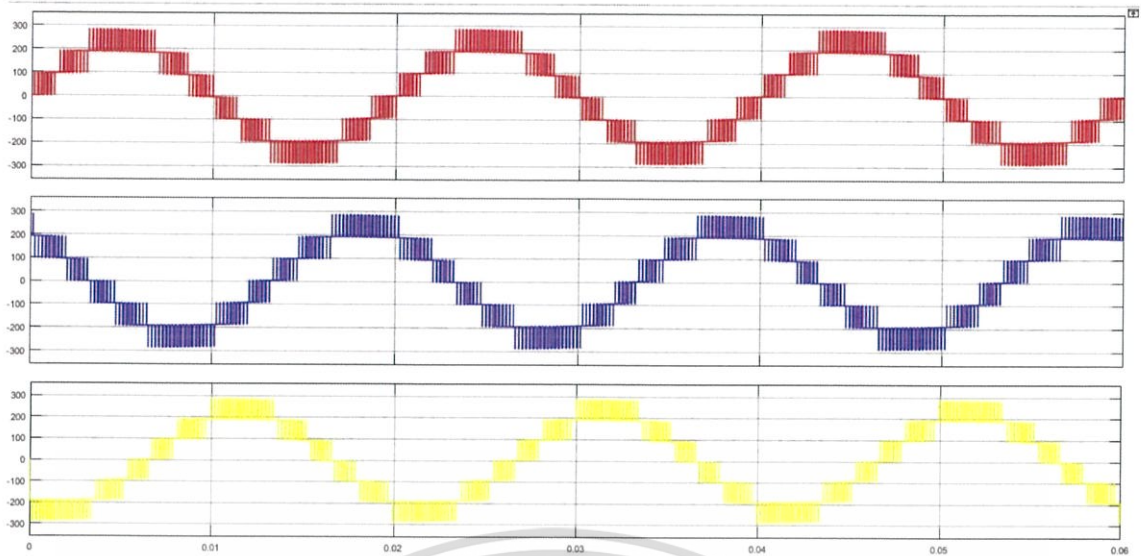
3.3.3 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

ทำการสร้างแบบจำลองของวงจรเพื่อศึกษาผลที่เกิดขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยใช้ค่าแรงดันไฟตรง 96 โวลต์ต่อหนึ่งเซลล์ ดัชนีการมอดดูเลชันมีค่าเป็น 1 ที่ความถี่ 50 Hz ได้ผลการจำลองได้ดังนี้

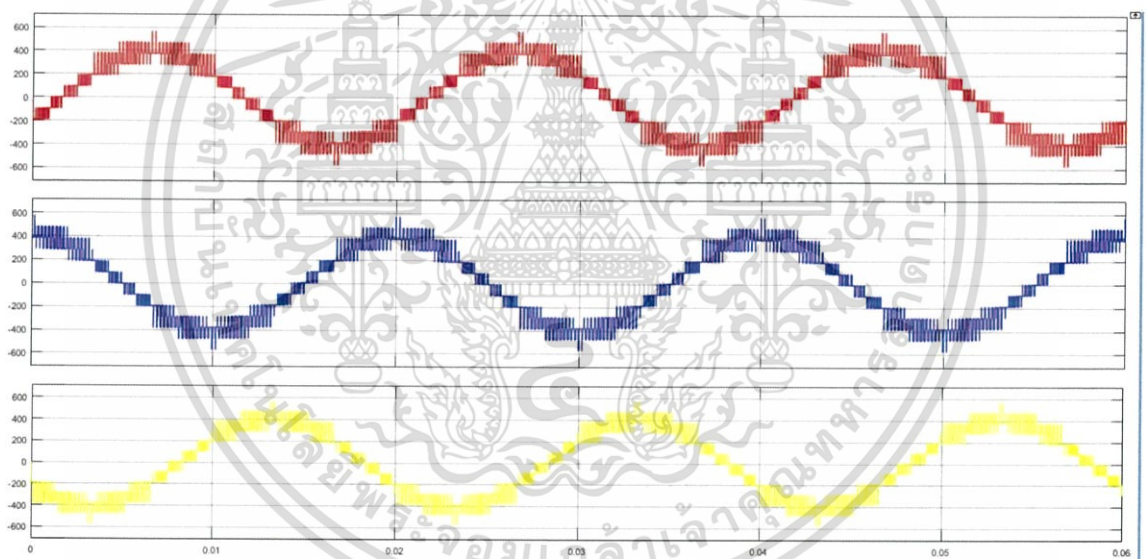


รูปที่ 3.16 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



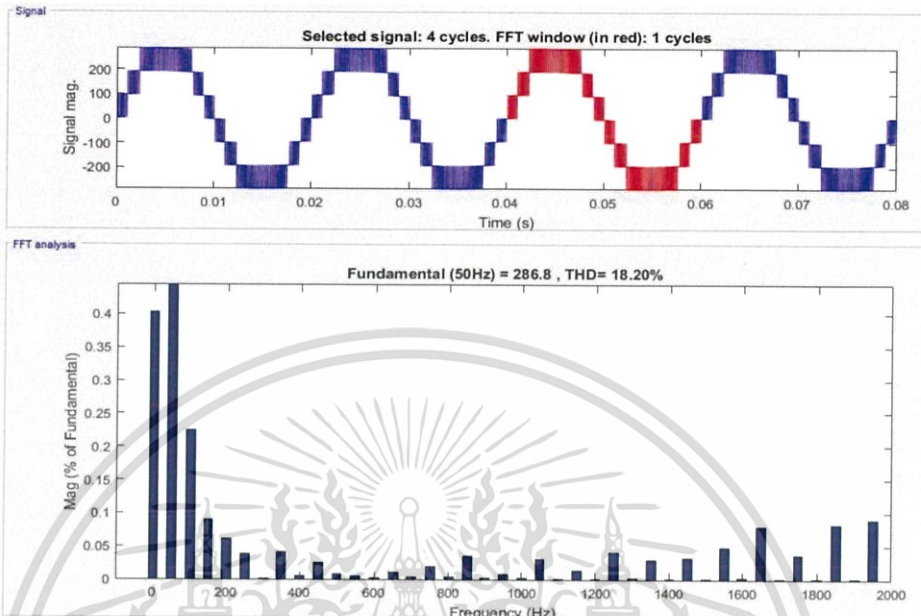
รูปที่ 3.17 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ที่ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 3.18 แรงดันไลน์ 3 เฟส ที่ความถี่ 50 Hz

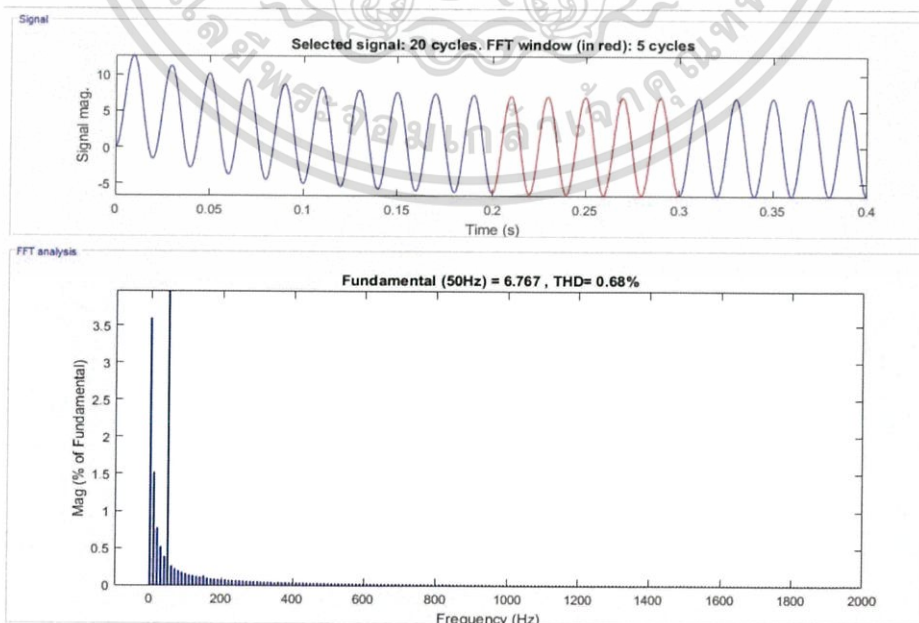
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการนำข้อมูลจากกราฟแรงดันและกระแสที่ได้จากการจำลองมาวิเคราะห์ข้อมูล โดยการ FFT หาค่า THD ของทั้งแรงดันและกระแสได้ดังนี้



รูปที่ 3.19 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 50 Hz

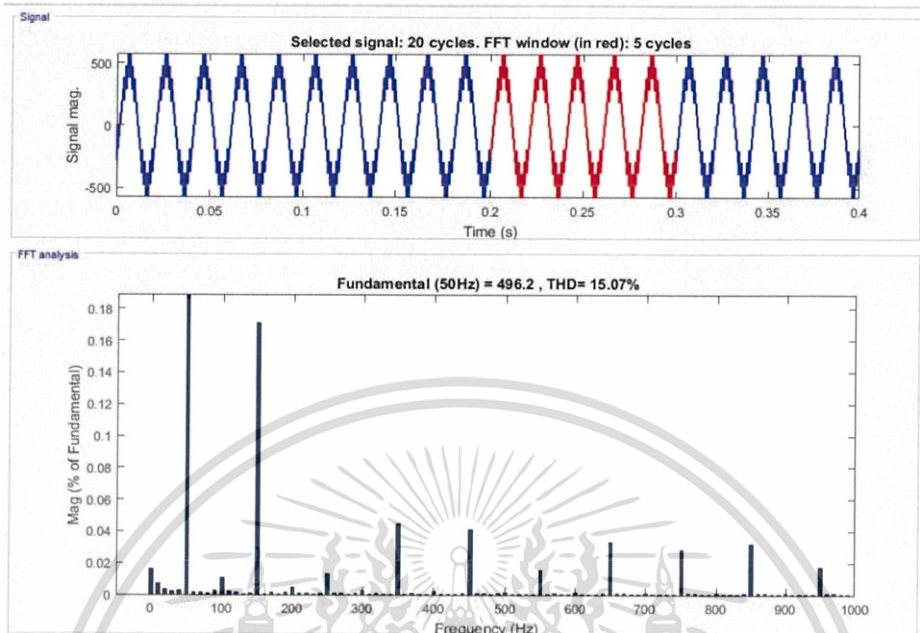
วิเคราะห์แรงดันเฟสผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 286.6 \text{ V}$, $V_{rms} = 206 \text{ V}$, $THD_v = 18.20 \%$ ซึ่งตามทฤษฎี $V_p = DV_{dc} = 1(96 \times 3) = 288 \text{ V}$



รูปที่ 3.20 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์กระแสผลที่ได้คือ มีค่า $I_p = 12.65 \text{ V}$, $I_{rms} = 6.767 \text{ A}$, $THD_i = 0.68 \%$

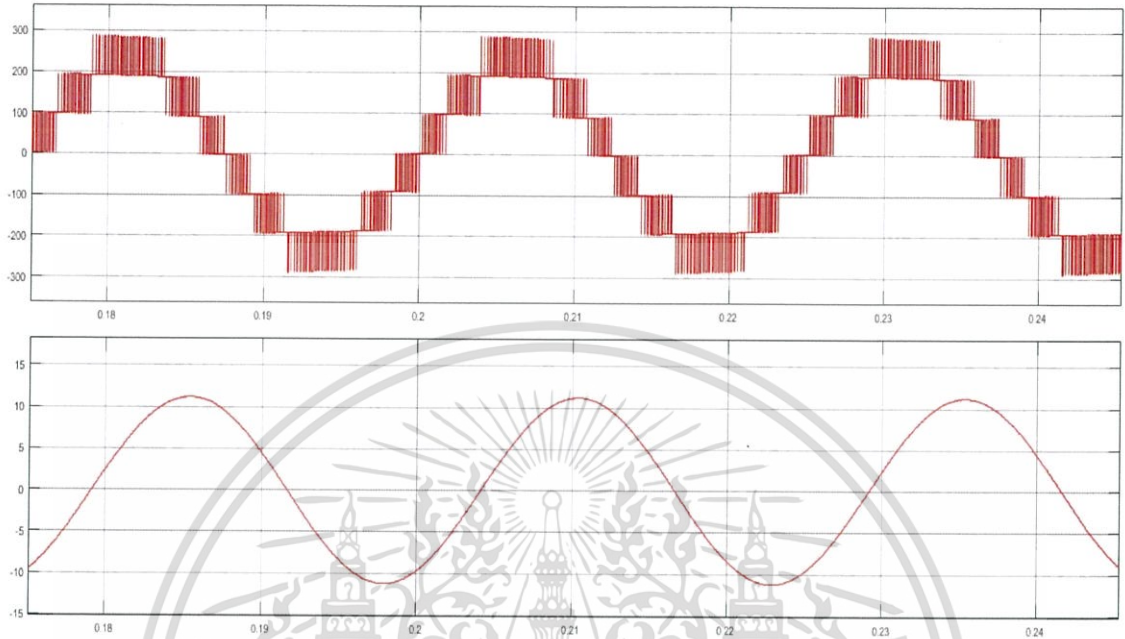


รูปที่ 3.21 การทำ FFT แรงดันโวลต์ ที่ความถี่ 50 Hz

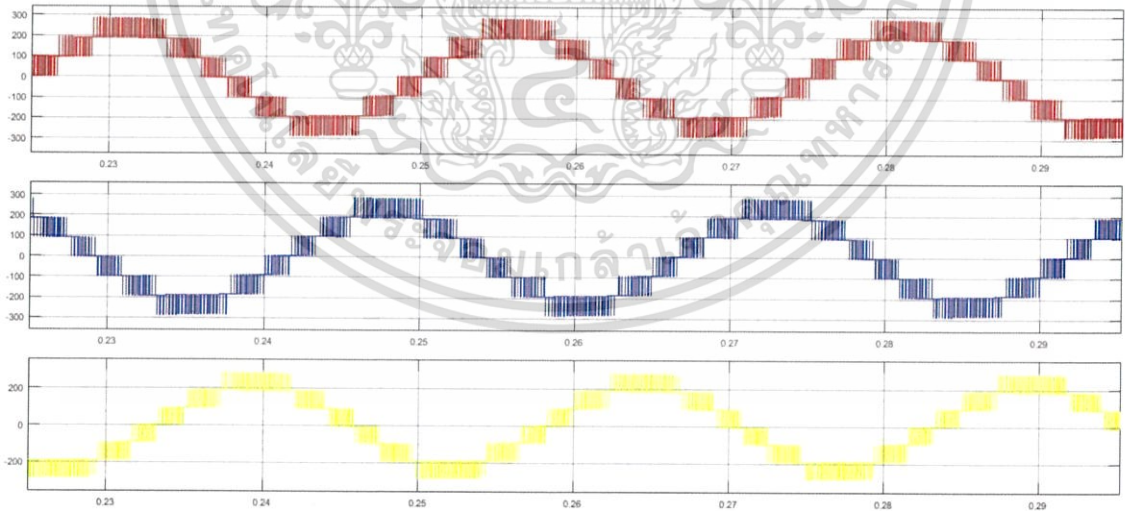
วิเคราะห์แรงดันโวลต์ผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 496.2 \text{ V}$, $V_{rms} = 351 \text{ V}$
 $THD_v = 15.07 \%$ ซึ่งตามทฤษฎี V_{rms} ต่อเฟส = $\frac{351}{\sqrt{3}} = 202.66 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันไฟตรง 96 โวลต์ต่อหนึ่งเซลล์ ดัชนีการมอดดูเลชันมีค่าเป็น 0.8 ที่ความถี่ 40 Hz ได้ผลการจำลองได้ดังนี้

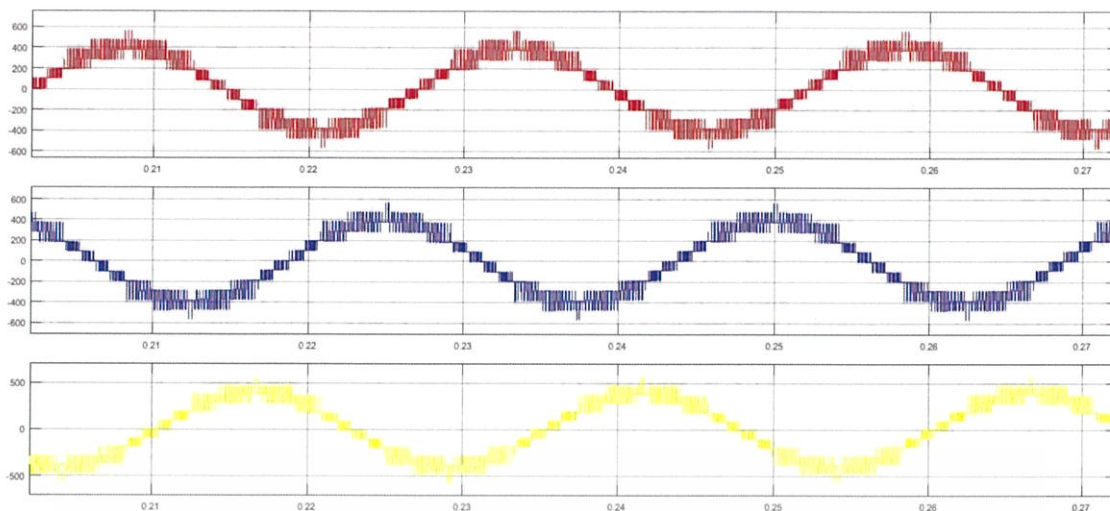


รูปที่ 3.22 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ที่ความถี่ 40 Hz



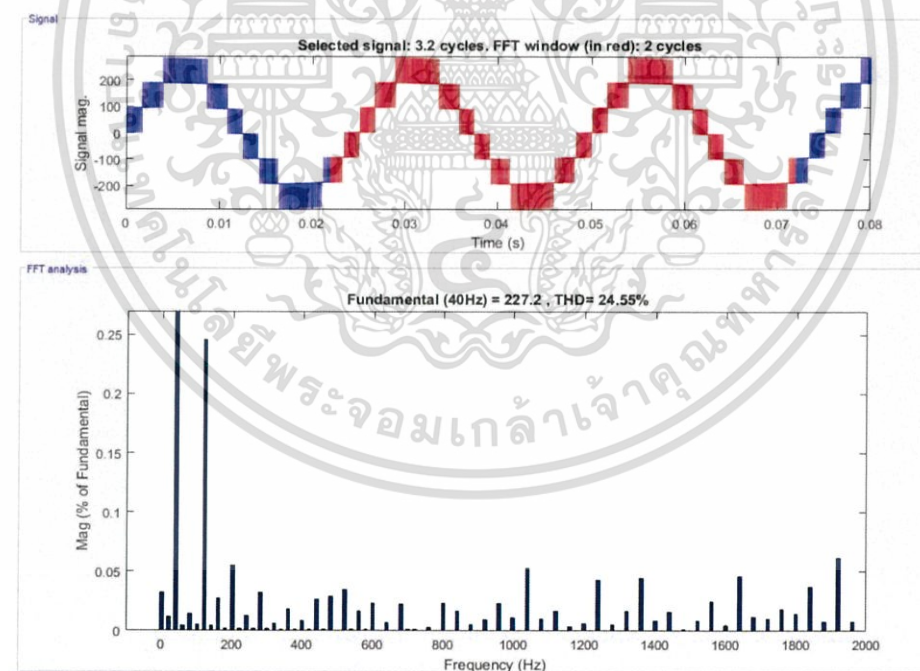
รูปที่ 3.23 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ที่ความถี่ 40 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24 แรงดันไลน์ 3 เฟส ที่ความถี่ 40 Hz

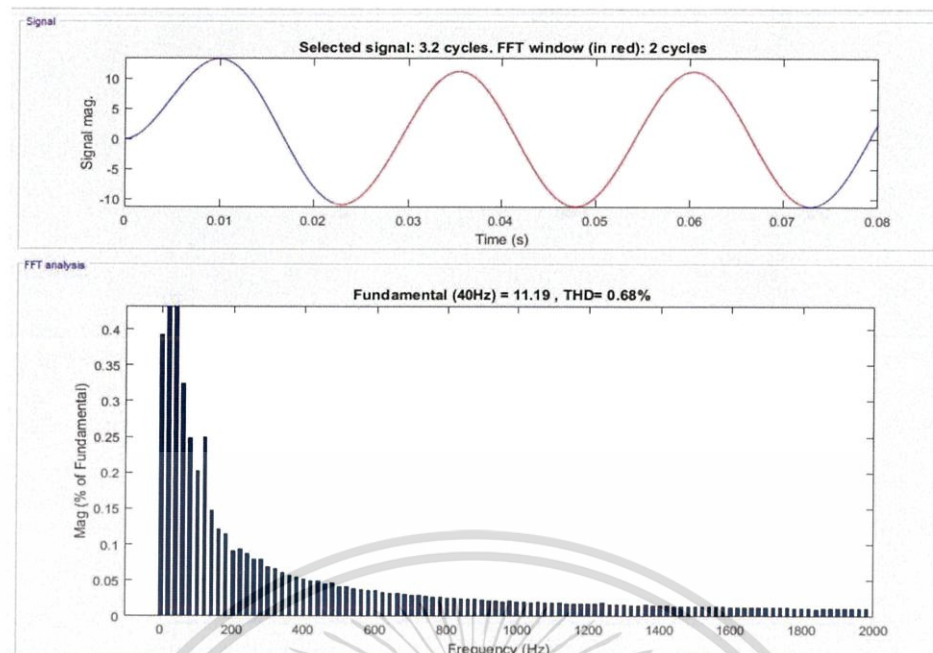
ทำการนำข้อมูลจากกราฟแรงดันและกระแสที่ได้จากการจำลองมาวิเคราะห์ข้อมูล โดยการ FFT หาค่า THD ของทั้งแรงดันและกระแสได้ดังนี้



รูปที่ 3.25 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 40 Hz

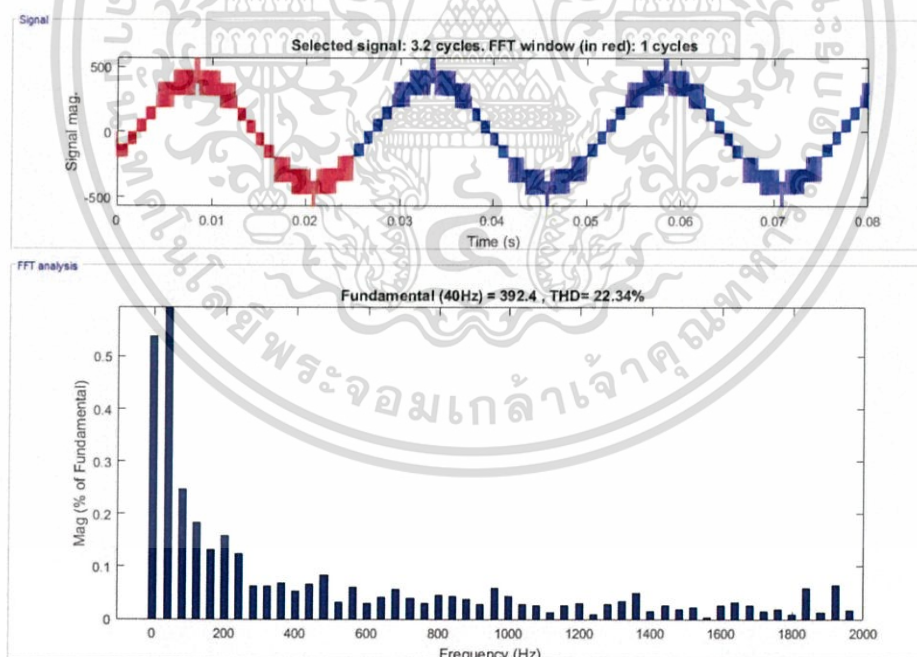
วิเคราะห์แรงดันเฟสผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 227.6 \text{ V}$, $V_{rms} = 161 \text{ V}$, $THD_v = 24.55 \%$
ซึ่งตามทฤษฎี $V_p = DV_{ac} = 0.8(96 \times 3) = 230.4 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.26 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 40 Hz

วิเคราะห์กระแสเฟสผลที่ได้คือ มีค่า $I_p = 11.19$ V , $I_{rms} = 7.912$ A , $THD_i = 0.68$ %

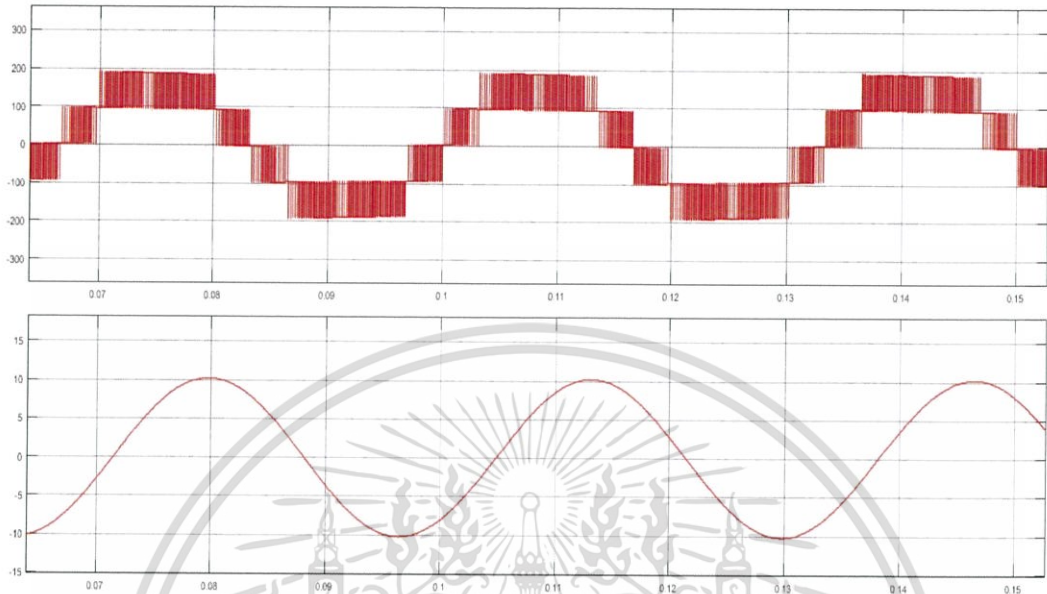


รูปที่ 3.27 การทำ FFT แรงดันไลน์ ที่ความถี่ 40 Hz

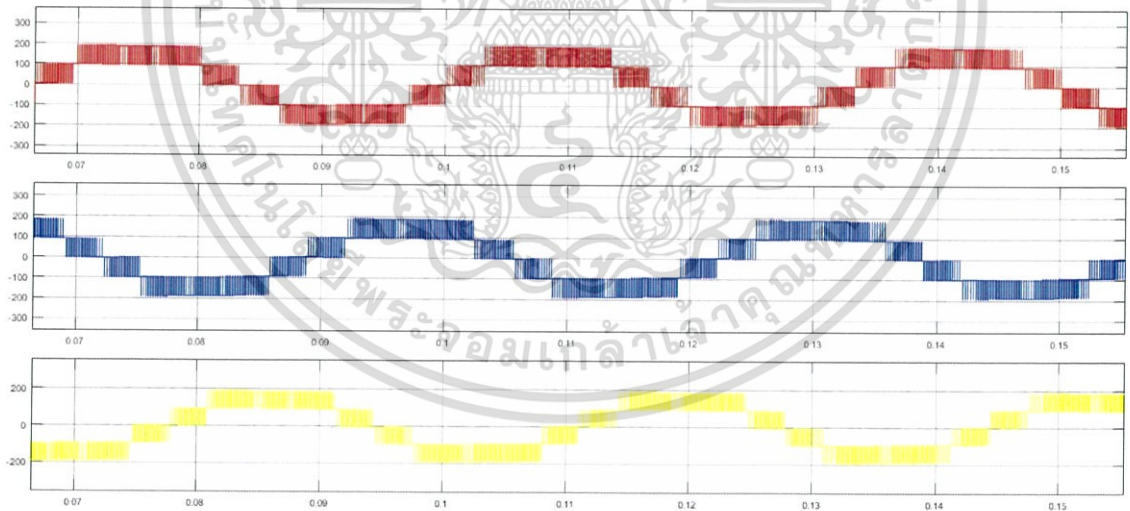
วิเคราะห์แรงดันไลน์ผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 392.4$ V , $V_{rms} = 277.51$ V

$THD_v = 22.34$ % ซึ่งตามทฤษฎี V_{rms} ต่อเฟส $= \frac{277.51}{\sqrt{3}} = 160.22$ V
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันไฟตรง 96 โวลต์ต่อหนึ่งเซลล์ ดัชนีการมีอดดูเลชั่นมีค่าเป็น 0.6 ที่ความถี่ 30 Hz ได้ผลการจำลองได้ดังนี้

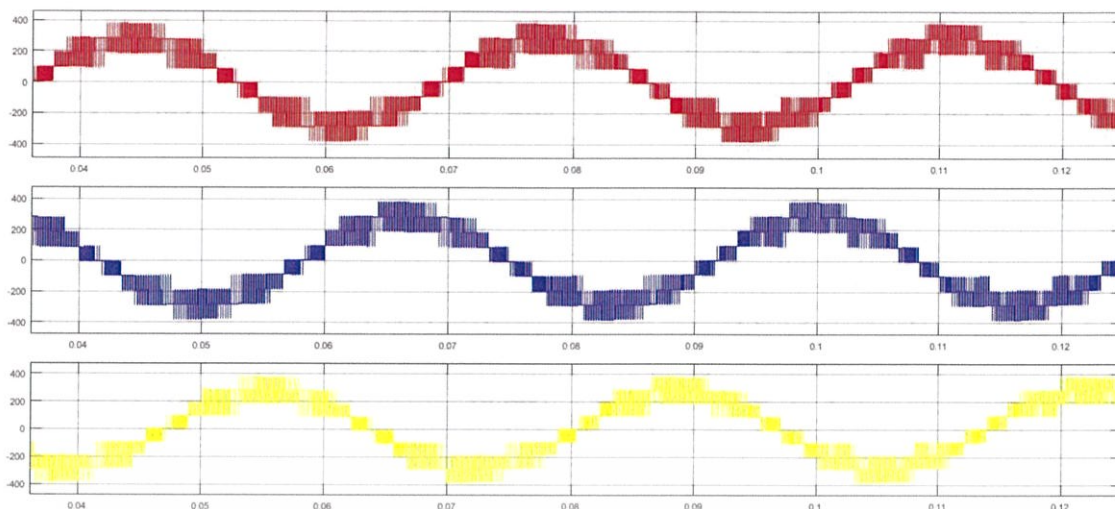


รูปที่ 3.28 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ที่ความถี่ 30 Hz



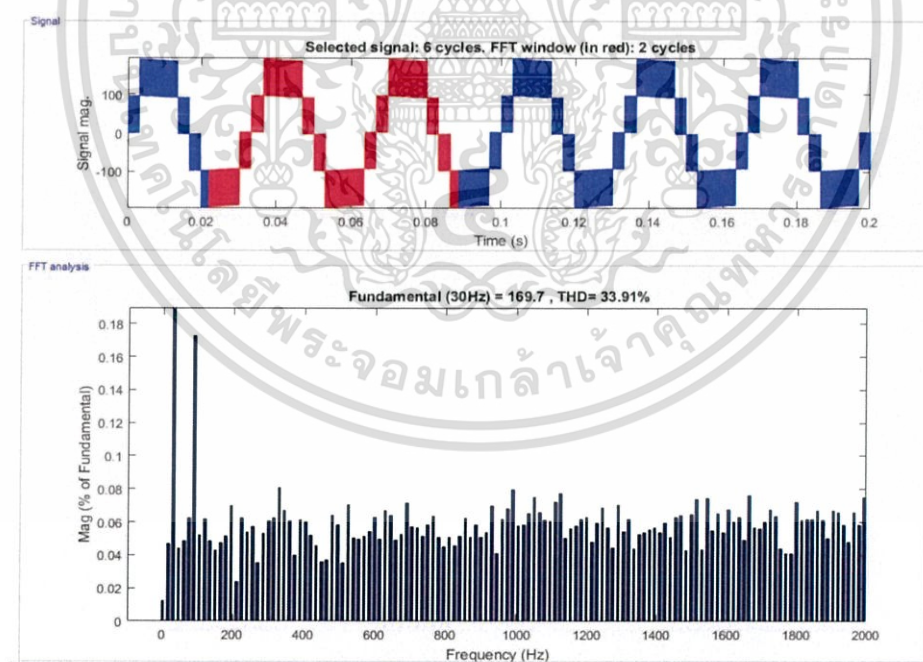
รูปที่ 3.29 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ที่ความถี่ 30 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.30 แรงดันไลน์ 3 เฟส ที่ความถี่ 30 Hz

ทำการนำข้อมูลจากกราฟแรงดันและกระแสที่ได้จากการจำลองมาวิเคราะห์ข้อมูล โดยการ FFT หาค่า THD ของทั้งแรงดันและกระแสได้ดังนี้

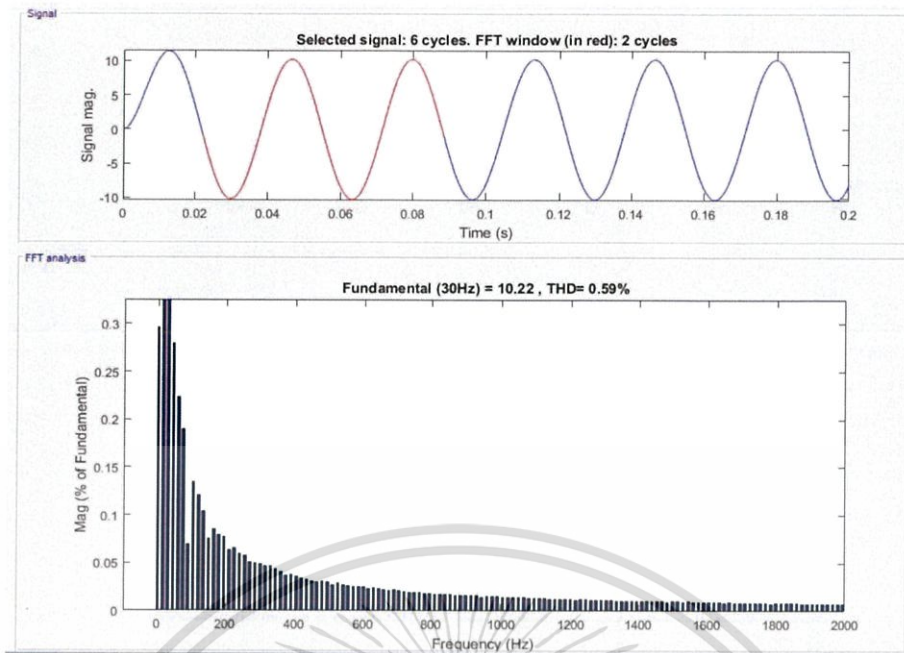


รูปที่ 3.31 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 30 Hz

วิเคราะห์แรงดันเฟสผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 169.7 \text{ V}$, $V_{rms} = 119.9 \text{ V}$, $THD_v = 33.91 \%$

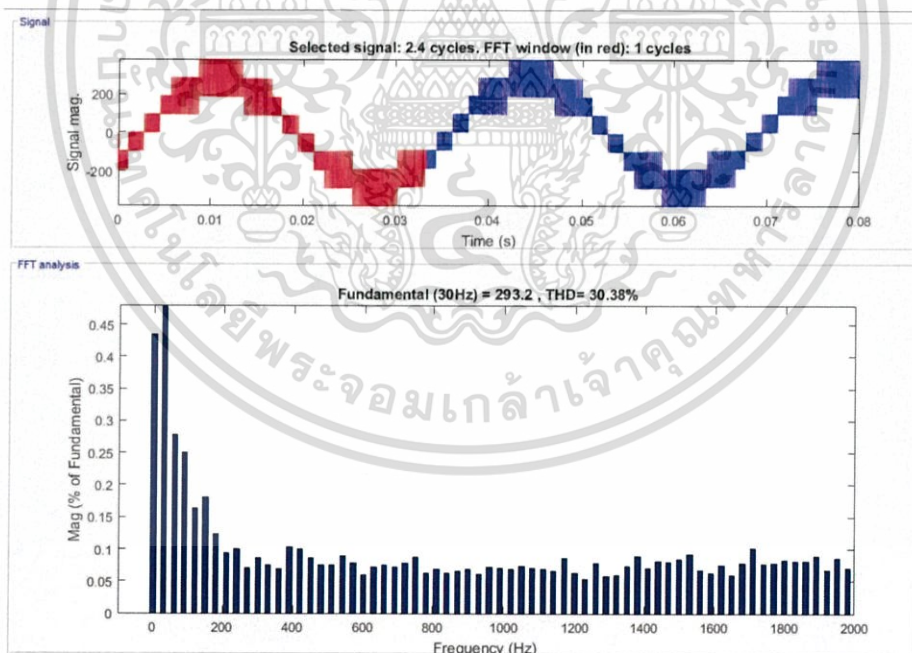
ซึ่งตามทฤษฎี $V_p = DV_{dc} = 0.6(96 \times 3) = 172.8 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.32 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 30 Hz

วิเคราะห์กระแสเฟสผลที่ได้คือ มีค่า $I_p = 10.22 \text{ V}$, $I_{rms} = 7.226 \text{ A}$, $THD_i = 0.59 \%$



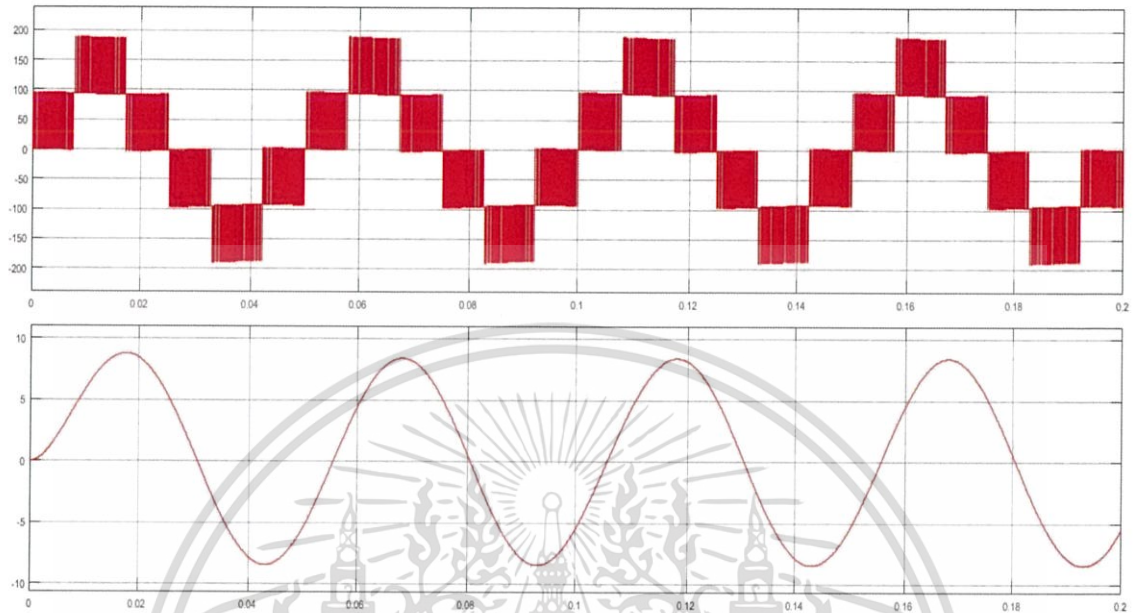
รูปที่ 3.33 การทำ FFT แรงดันไลน์ ที่ความถี่ 30 Hz

วิเคราะห์แรงดันไลน์ผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 293.2 \text{ V}$, $V_{rms} = 207.4 \text{ V}$

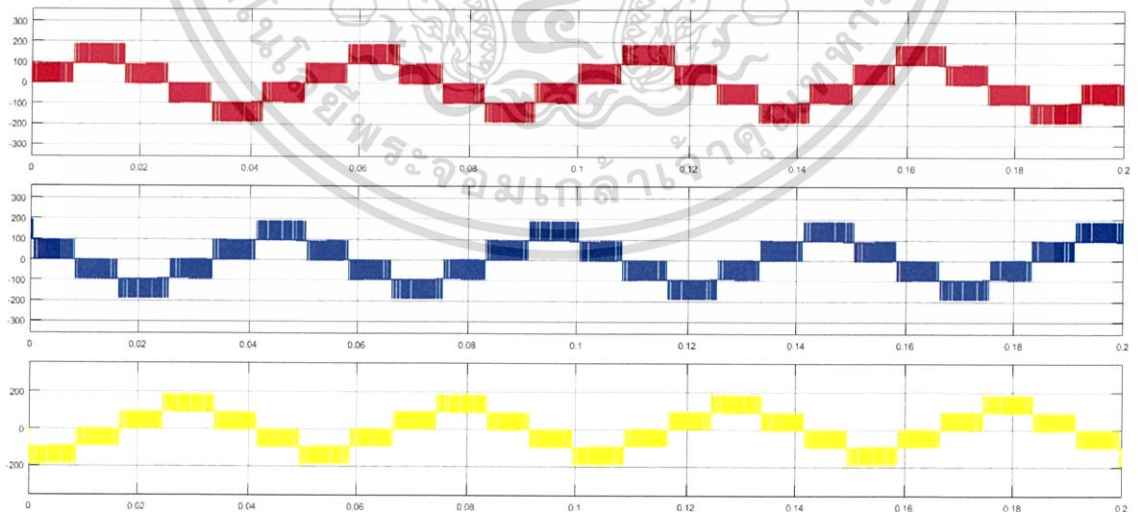
$$THD_v = 30.38 \% \text{ ซึ่งตามทฤษฎี } V_{rms} \text{ ต่อเฟส} = \frac{207.4}{\sqrt{3}} = 119.7 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันไฟตรง 96 โวลต์ต่อหนึ่งเซลล์ ดัชนีการมอดดูเลชั่นมีค่าเป็น 0.4 ที่ความถี่ 20 Hz ได้ผลการจำลองได้ดังนี้

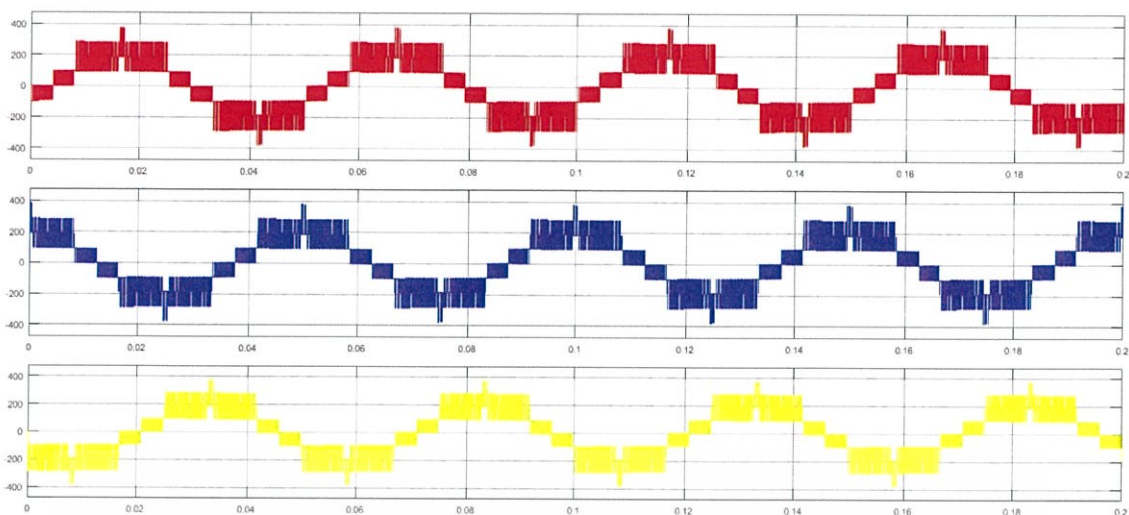


รูปที่ 3.34 แรงดันเฟสและกระแสเฟส ความถี่ 20 Hz



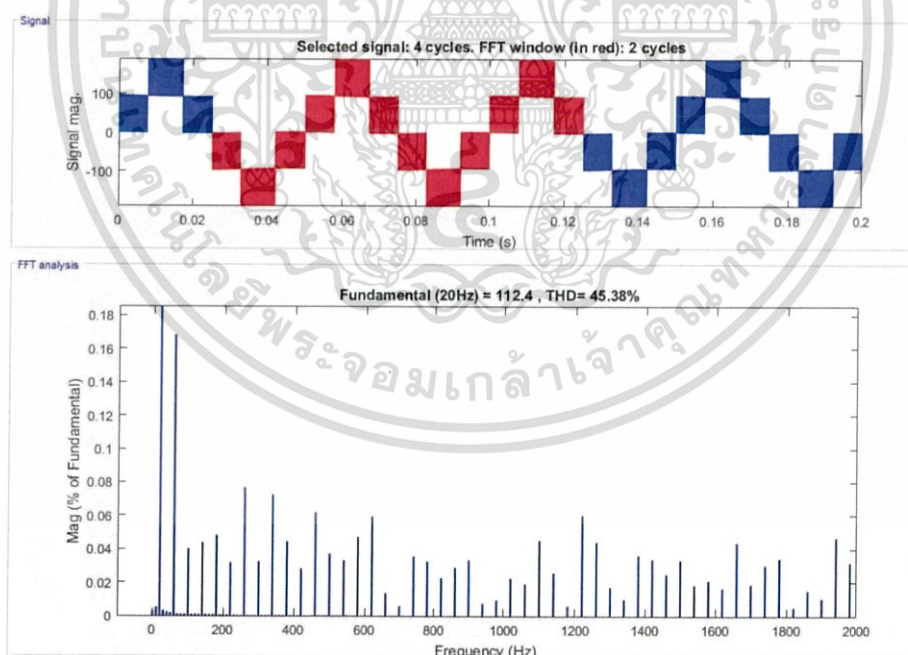
รูปที่ 3.35 แรงดันเฟสของแต่ละเฟส ความถี่ 20 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.36 แรงดันไลน์ 3 เฟส ความถี่ 20 Hz

ทำการนำข้อมูลจากกราฟแรงดันและกระแสที่ได้จากการจำลองมาวิเคราะห์ข้อมูล โดยการ FFT หาค่า THD ของทั้งแรงดันและกระแสได้ดังนี้

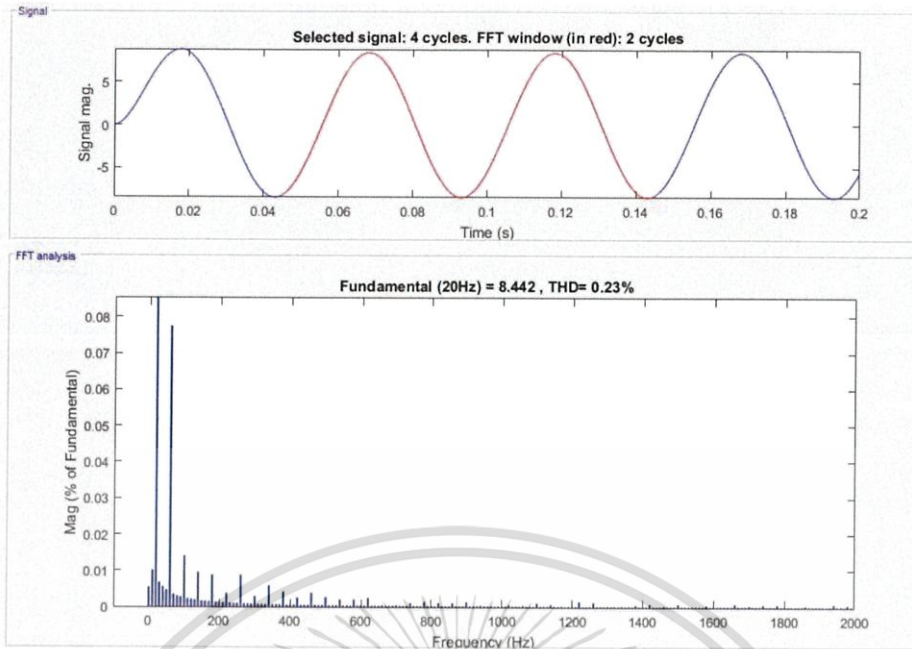


รูปที่ 3.37 การทำ FFT แรงดันเฟส ที่ความถี่ 20 Hz

วิเคราะห์แรงดันเฟสผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 112.4 \text{ V}$, $V_{rms} = 79.4 \text{ V}$, $THD_v = 45.38 \%$

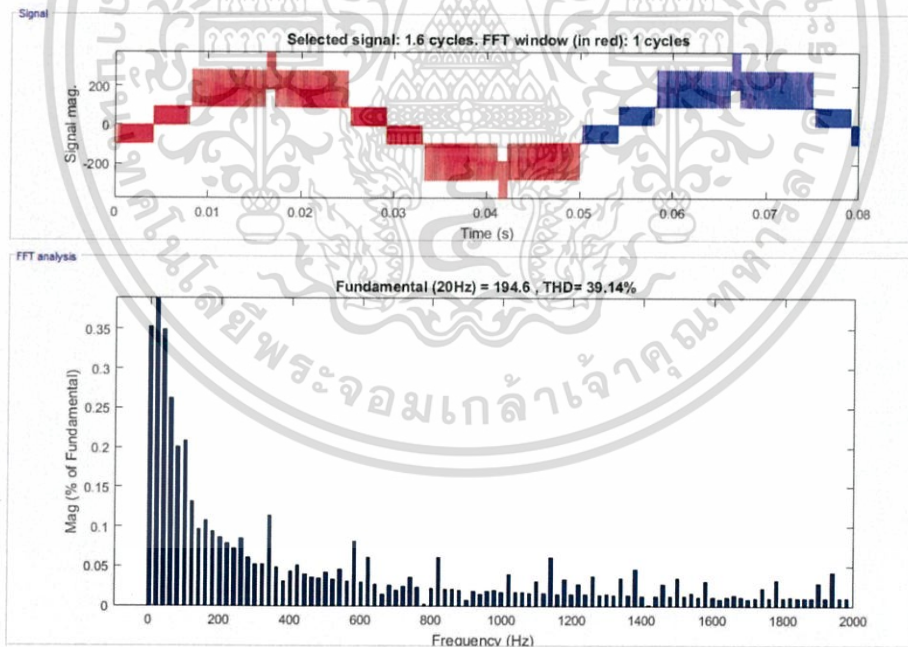
ซึ่งตามทฤษฎี $V_p = DV_{dc} = 0.4(96 \times 3) = 115.2 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.38 การทำ FFT กระแสเฟส ที่ความถี่ 20 Hz

วิเคราะห์กระแสเฟสผลที่ได้คือ มีค่า $I_p = 8.442 \text{ V}$, $I_{rms} = 5.969 \text{ A}$, $THD_i = 0.23 \%$



รูปที่ 3.39 การทำ FFT แรงดันไลน์ ที่ความถี่ 20 Hz

วิเคราะห์แรงดันไลน์ผลที่ได้คือ มีค่า $V_p = 194.6 \text{ V}$, $V_{rms} = 137.6 \text{ V}$

$$THD_v = 39.14 \% \text{ ซึ่งตามทฤษฎี } V_{rms} \text{ ต่อเฟส} = \frac{137.6}{\sqrt{3}} = 79.4 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยใช้ค่าแรงดันไฟตรง 96 โวลต์ต่อหนึ่งเซลล์ เมื่อปรับค่าความถี่ต่างๆ สามารถนำมาเขียนตารางสรุปผลการจำลองได้ดังนี้

ตารางที่ 3.2 ค่าแรงดันและกระแสจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

f (Hz)	V_{phase} (V)	V_{line} (V)	I (A)
50	206.0	351.0	6.8
40	161.0	277.5	7.9
30	119.9	207.4	7.2
20	79.4	137.6	6.0

ตารางที่ 3.3 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

f (Hz)	%THD $_{v,\text{phase}}$	%THD $_{v,\text{line}}$	%THD $_i$
50	18.20	15.07	0.68
40	24.55	22.34	0.68
30	33.91	30.38	0.59
20	45.38	39.14	0.23

ตารางที่ 3.4 ตารางเปรียบเทียบค่าแรงดันเฟสสูงสุดระหว่างทางทฤษฎีและจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

f (Hz)	ค่าแรงดันทางทฤษฎี (V)	ค่าแรงดันจากการจำลองด้วยโปรแกรม (V)
50	288.0	286.6
40	230.4	227.6
30	172.8	169.7
20	115.2	112.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดสอบ

4.1 วิธีการทดสอบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบและผลการทดสอบของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์ พิกัดของเตอร์ที่ใช้จะแสดงในตารางที่ 4.1 วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ Oscilloscope แบบ Digital เพื่อบันทึกรูปคลื่นของสัญญาณ และจะใช้ Power Quality Analyzer (FLUKE43B) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สามารถใช้วัดค่าแรงดัน กำลังไฟฟ้า ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณรวมได้

ตารางที่ 4.1 รายละเอียดพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้งาน

รายละเอียด	ขนาด
พิกัดแรงดัน	200 V
พิกัดกำลัง	0.2 kW
พิกัดกระแสไฟฟ้า	1.26 A
พิกัดความถี่	50 Hz
พิกัดความเร็ว	1430 rpm
จำนวนขั้วแม่เหล็ก	4 Poles

อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบและบันทึกผลการทดสอบจะประกอบด้วย ดังนี้

1. Digital Multi Meter
2. Digital Oscilloscope
3. Power Quality Analyzer (FLUKE43B)
4. Tachometer

วิธีการทดสอบจะทำการทดสอบโดยจ่ายแรงดันกระแสสลับผ่านชุดหม้อแปลงและชุดวงจรเรียงกระแส เพื่อจ่ายแรงดันไฟตรงให้แก่อินเวอร์เตอร์แต่ละชุดไปขับมอเตอร์ขณะไร้อุปกรณ์ทางกลและทำการบันทึกผลการทดลองที่ค่าความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดสอบ

การทดสอบชุดอินเวอร์เตอร์เมื่อขับมอเตอร์ขณะไร้ภาระทางกล โดยจ่ายค่าแรงดันไฟตรงเดียวกัน เมื่อทำการปรับค่าความถี่ที่ความถี่ต่างๆ ทำการวัดค่าแรงดันเฟส แรงดันไลน์ กระแสและความเร็ว ได้ดังตารางที่ 4.2 บันทึกค่ากำลังไฟฟ้าและตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ได้ดังตารางที่ 4.3 และบันทึกรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้จาก Digital Oscilloscope

ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดัน กระแสและความเร็ว เมื่อปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่ต่างๆ

f (Hz)	V _{DC} (V)	V _{phase} (V)	V _{line} (V)	Speed (rpm)	I (A)
50	55.41	119.94	200.67	1497.02	0.97
40	54.65	98.76	163.76	1198.09	0.92
30	53.88	71.18	120.51	900.27	0.84
20	54.36	48.33	80.53	598.21	0.77

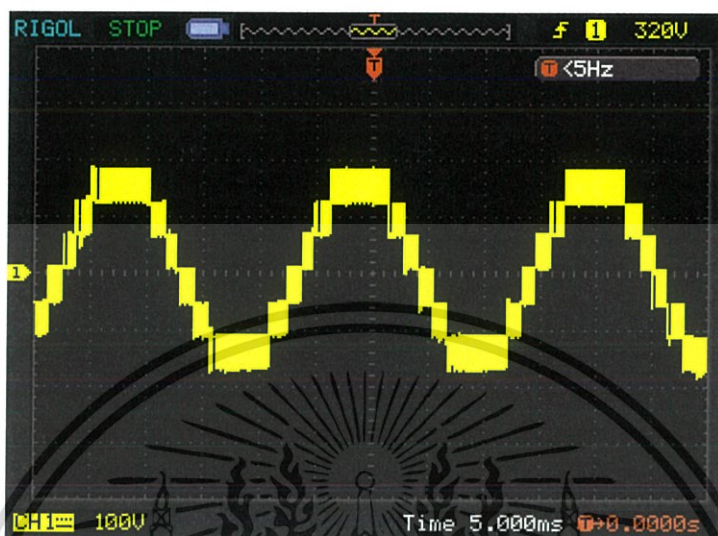
ตารางที่ 4.3 ค่าแรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าขาออก เมื่อปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่ต่างๆ

f (Hz)	V _{phase} (V)	I _{phase} (A)	P _{output} (W)	Power Factor
50	118.40	0.94	86.81	0.26
45	108.80	0.89	75.83	0.26
40	95.70	0.84	65.11	0.27
35	85.70	0.83	61.88	0.29
30	74.60	0.81	52.57	0.29
25	64.40	0.77	49.09	0.33
20	53.20	0.73	41.94	0.36
15	40.10	0.67	34.68	0.43
10	32.20	0.60	26.08	0.45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

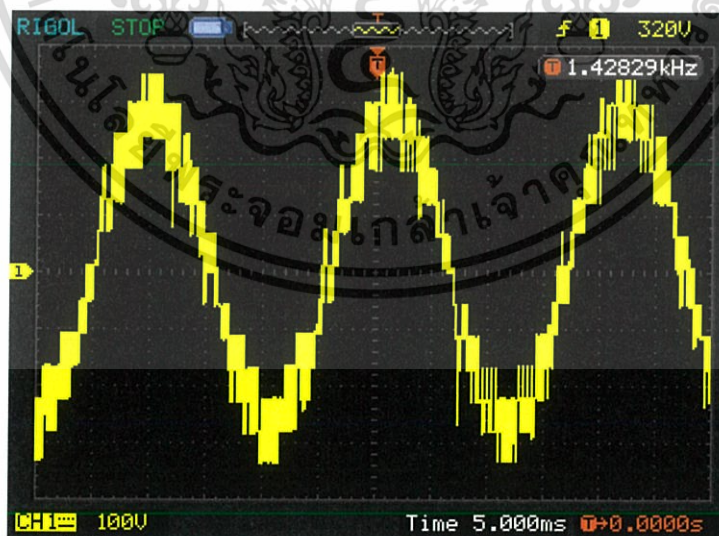
4.2.1 รูปคลื่นและค่าของแรงดันเฟสและแรงดันไลน์ที่วัดจาก Digital Oscilloscope

- ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 4.1 คลื่นแรงดันเฟสเอาต์พุต ที่ความถี่ 50 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 5ms/div

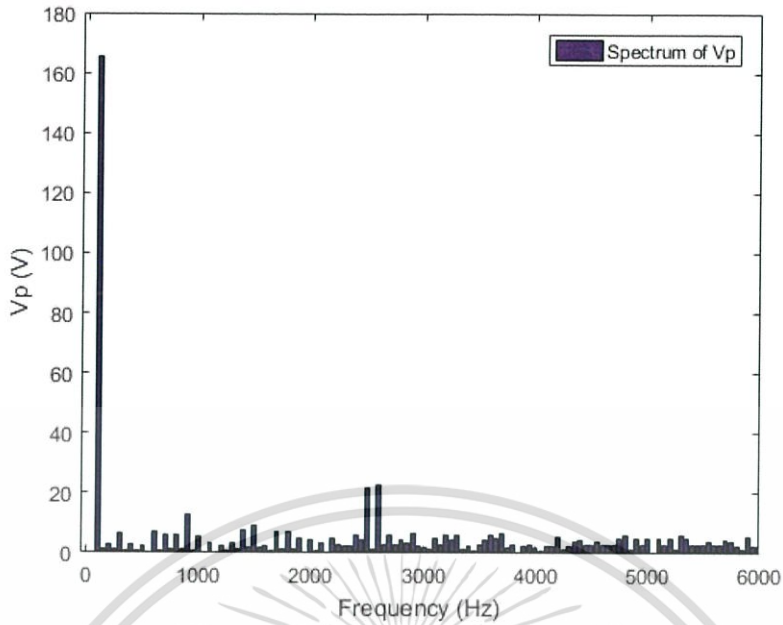
$$V_{\text{peak}} = 165.46 \text{ V}$$



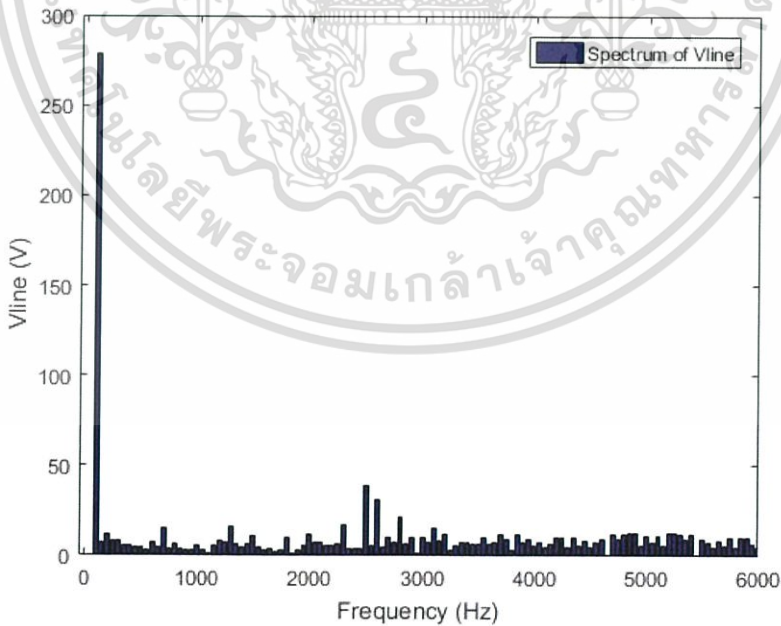
รูปที่ 4.2 คลื่นแรงดันไลน์เอาต์พุต ที่ความถี่ 50 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 5ms/div

$$V_{\text{peak}} = 278.30 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



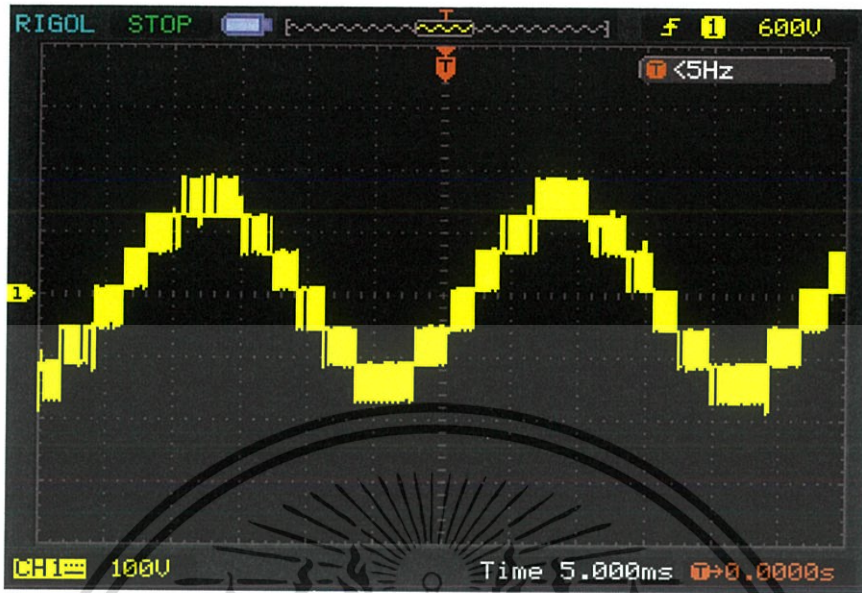
รูปที่ 4.3 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟสเอาต์พุต ที่ความถี่ 50 Hz
มีค่า %THDV = 29.9406



รูปที่ 4.4 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์เอาต์พุต ที่ความถี่ 50 Hz

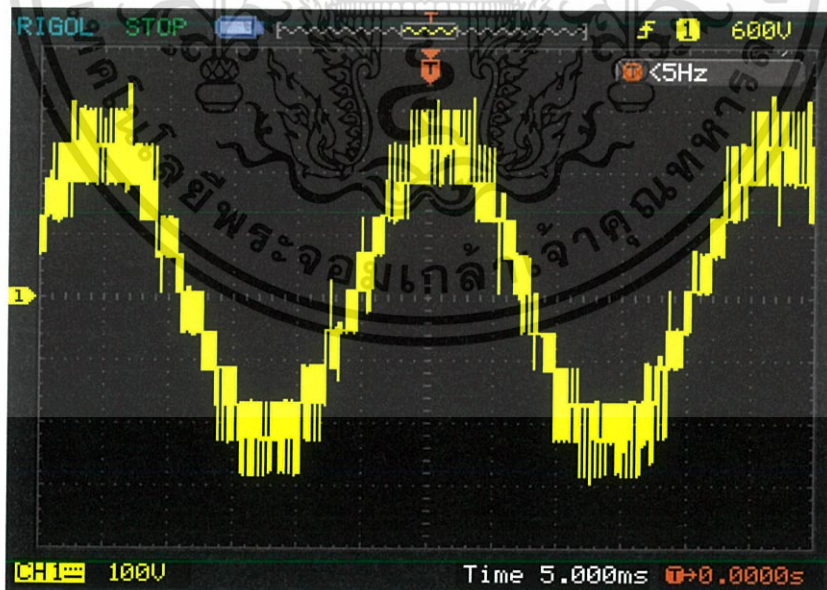
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความถี่ 40 Hz



รูปที่ 4.5 คลื่นแรงดันเฟสเอ๊าต์พุต ที่ความถี่ 40 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 5ms/div

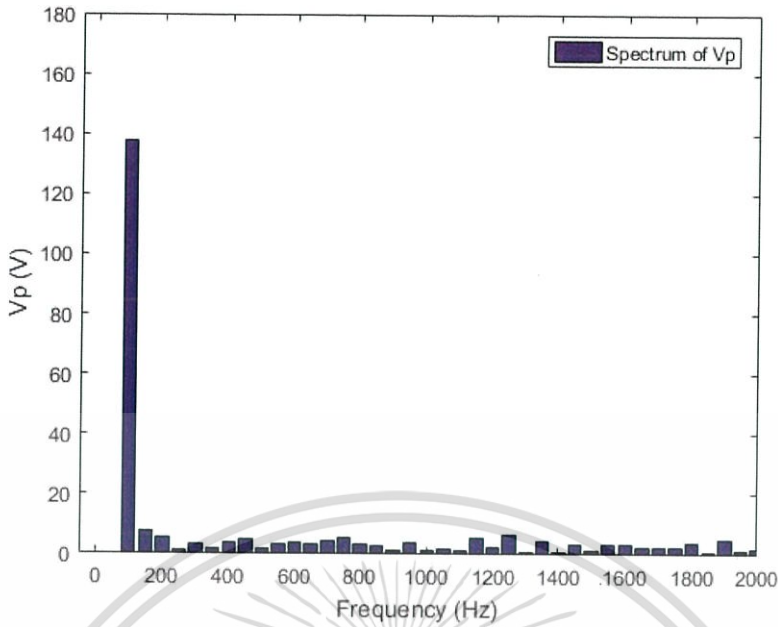
$$V_{\text{peak}} = 137.83 \text{ V}$$



รูปที่ 4.6 คลื่นแรงดันไลน์เอ๊าต์พุต ที่ความถี่ 40 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 5ms/div

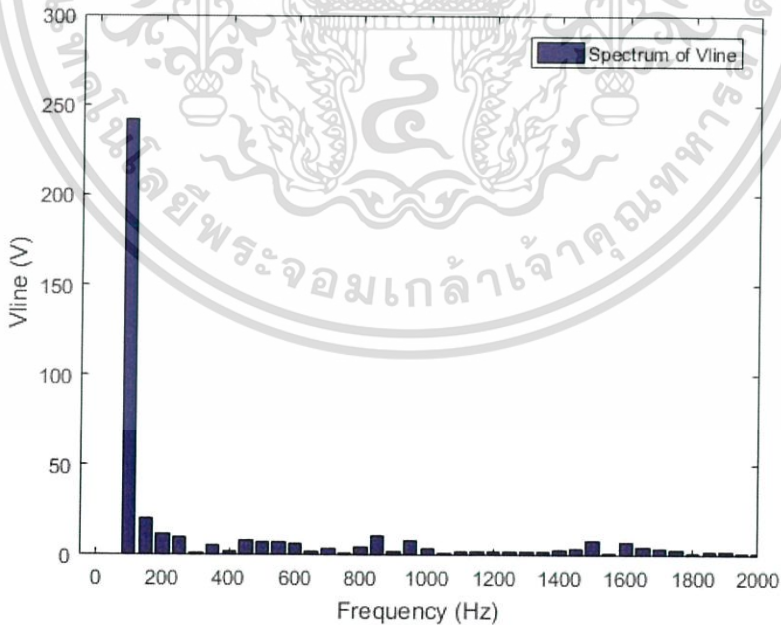
$$V_{\text{peak}} = 241.03 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟสเอาต์พุต ที่ความถี่ 40 Hz

มีค่า %THDv = 31.7087

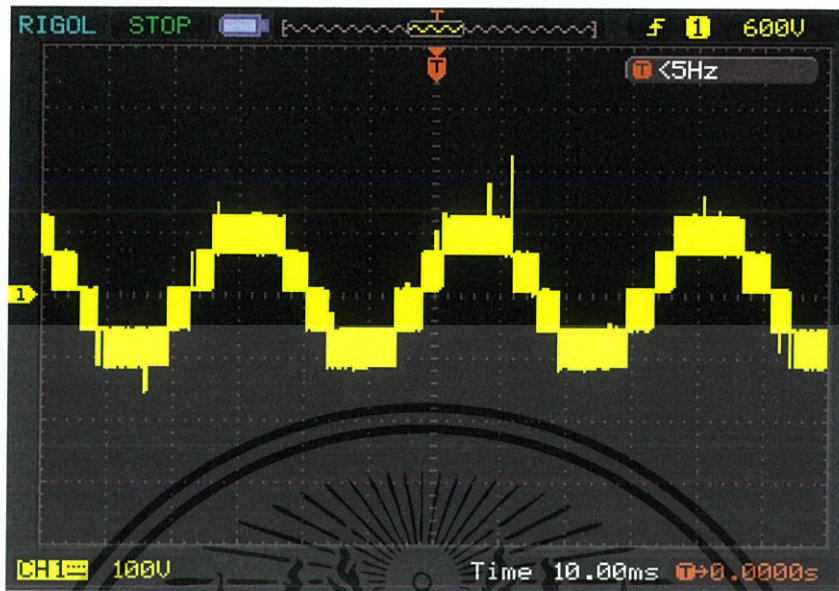


รูปที่ 4.8 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์เอาต์พุต ที่ความถี่ 40 Hz

มีค่า %THDv = 31.1524

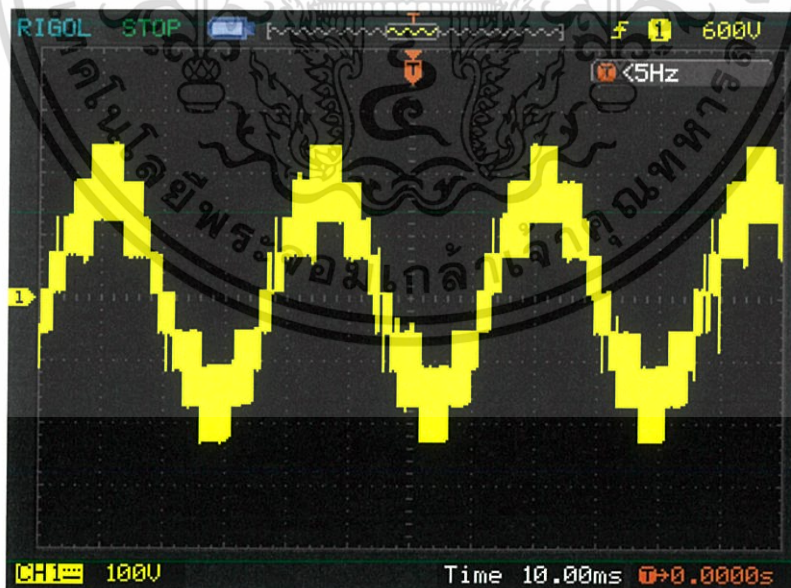
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความถี่ 30 Hz



รูปที่ 4.9 คลื่นแรงดันเฟสเอาต์พุต ที่ความถี่ 30 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 10ms/div

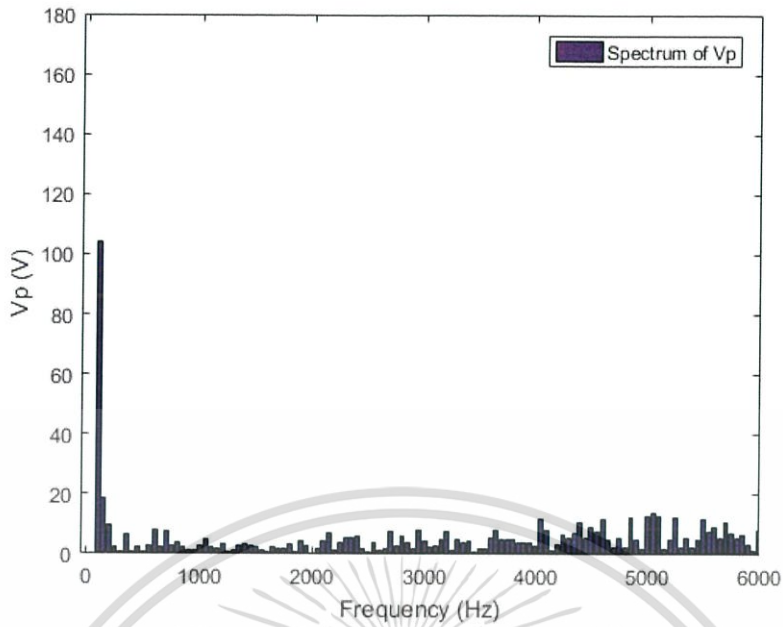
$$V_{\text{peak}} = 101.01 \text{ V}$$



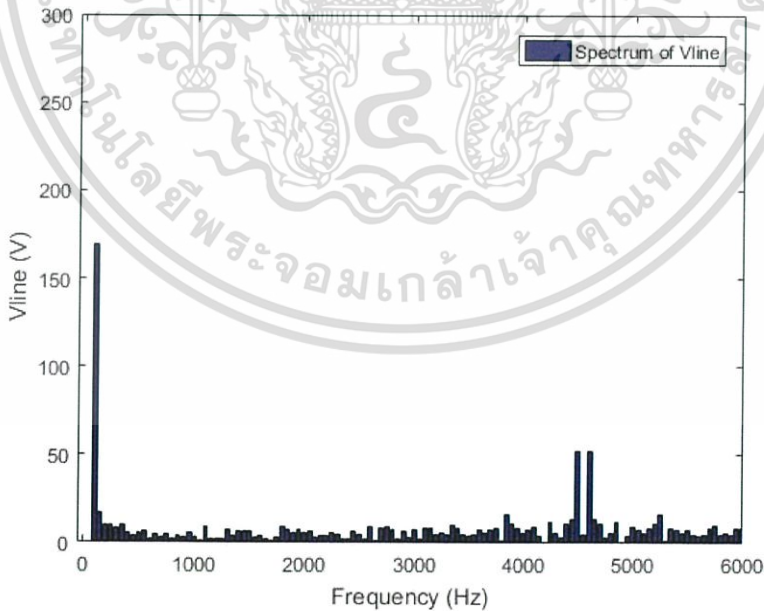
รูปที่ 4.10 คลื่นแรงดันไลน์เอาต์พุต ที่ความถี่ 30 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 10ms/div

$$V_{\text{peak}} = 169.33 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟสเอาต์พุต ที่ความถี่ 30 Hz
มีค่า %THDv = 61.2941



รูปที่ 4.12 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์เอาต์พุต ที่ความถี่ 30 Hz

มีค่า %THDv = 62.5291

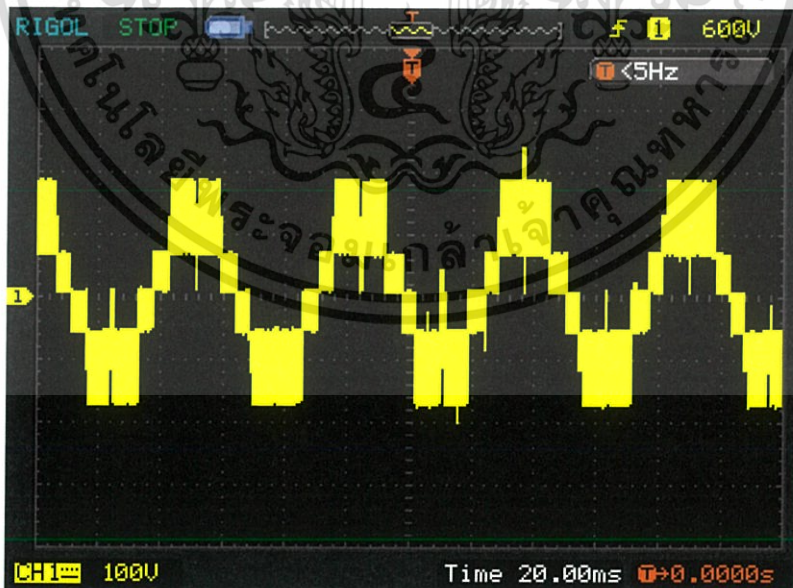
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความถี่ 20 Hz



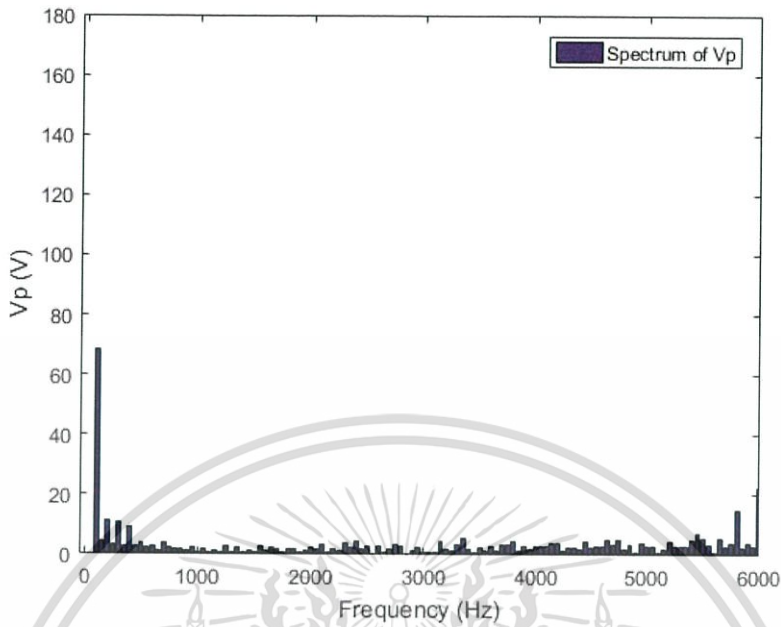
รูปที่ 4.13 คลื่นแรงดันเฟสเอาต์พุต ที่ความถี่ 20 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 20ms/div

$$V_{\text{peak}} = 68.55 \text{ V}$$

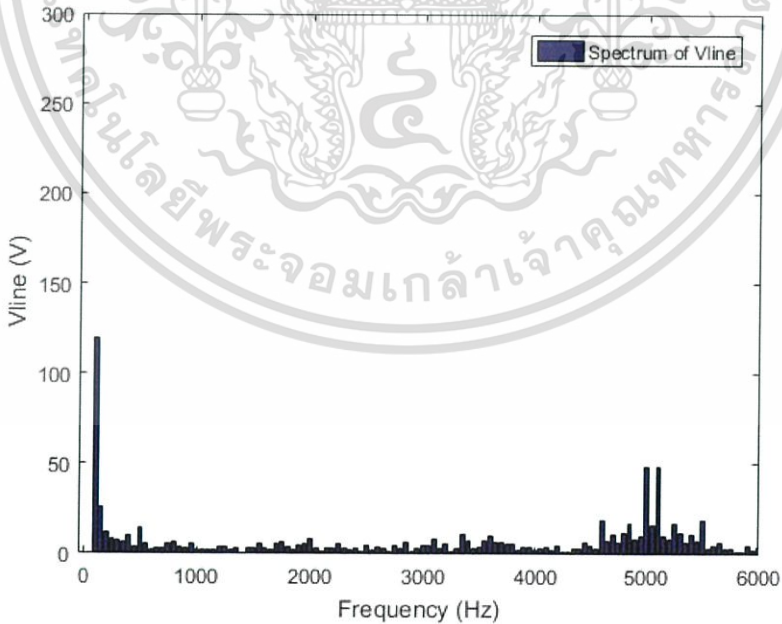


รูปที่ 4.14 คลื่นแรงดันไลน์เอาต์พุต ที่ความถี่ 20 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 20ms/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันเฟสเอาต์พุต ที่ความถี่ 20 Hz
มีค่า %THDv = 64.6026



รูปที่ 4.16 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของแรงดันไลน์เอาต์พุต ที่ความถี่ 20 Hz

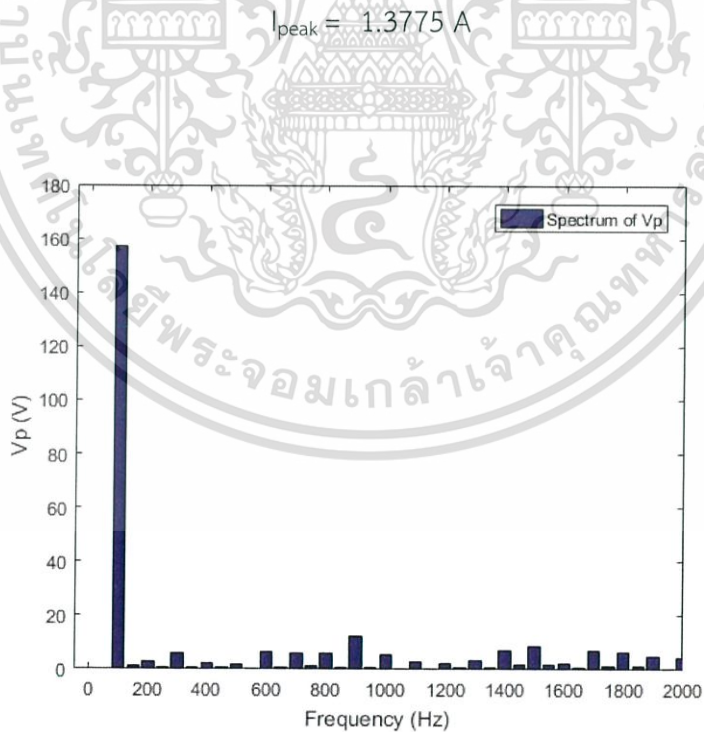
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 รูปคลื่นและค่าของกระแสที่วัดจาก Digital Oscilloscope

- ความถี่ 50 Hz



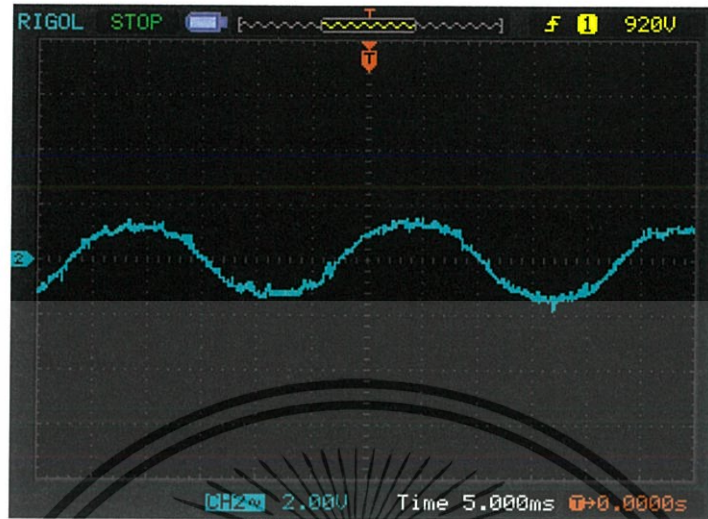
รูปที่ 4.17 คลื่นกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 50 Hz สเกลแรงดัน 2 V/div, Time: 5ms/div



รูปที่ 4.18 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 50 Hz

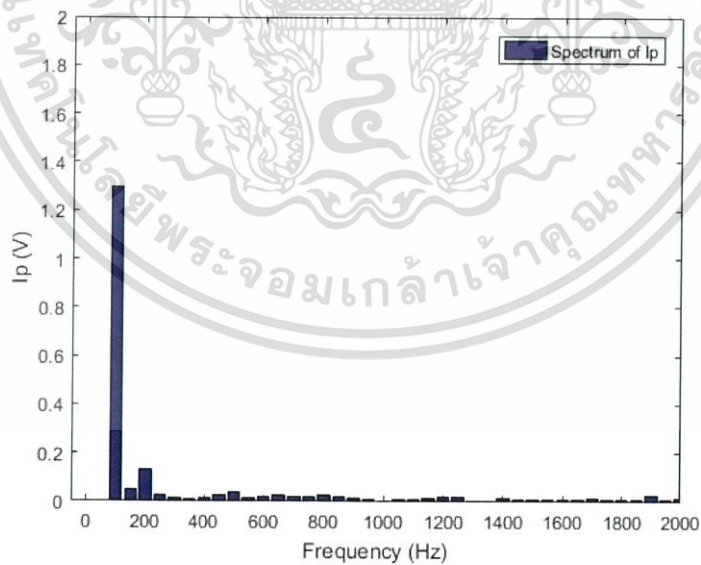
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความถี่ 40 Hz



รูปที่ 4.19 คลื่นกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 40 Hz สเกลแรงดัน 2 V/div, Time: 5ms/div

$$I_{\text{peak}} = 1.2979 \text{ A}$$



รูปที่ 4.20 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 40 Hz

$$\% \text{THDi} = 13.1020$$

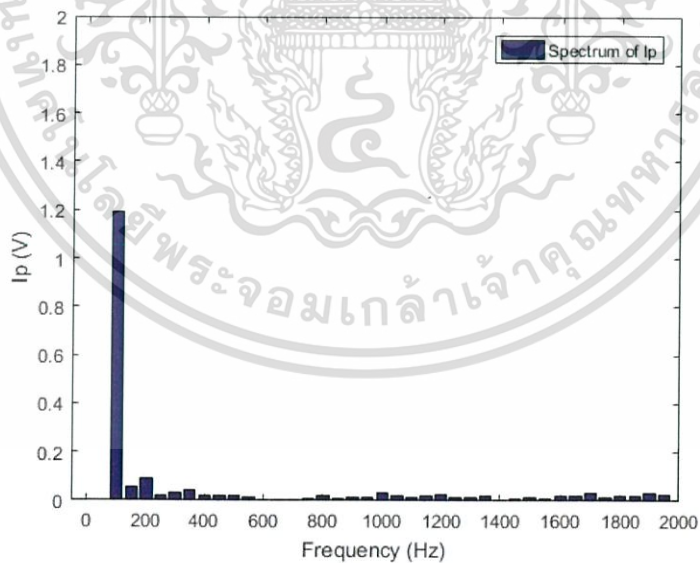
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความถี่ 30 Hz



รูปที่ 4.21 คลื่นกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 30 Hz สเกลแรงดัน 2 V/div, Time: 5ms/div

$$I_{\text{peak}} = 1.1926 \text{ A}$$

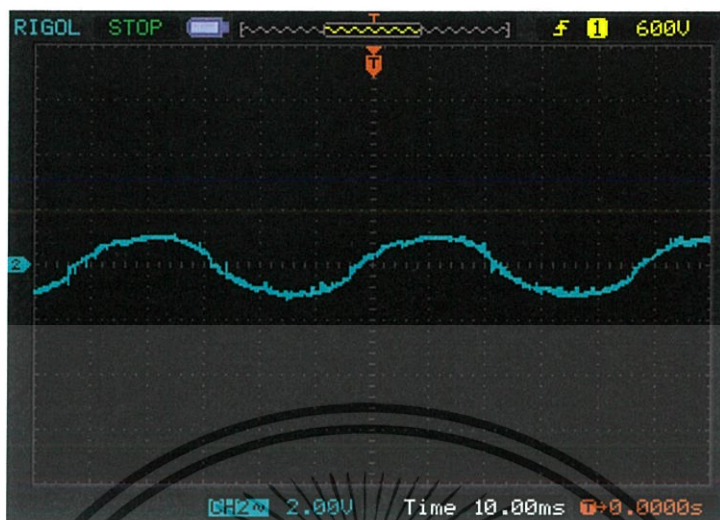


รูปที่ 4.22 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 30 Hz

$$\% \text{THDi} = 13.2612$$

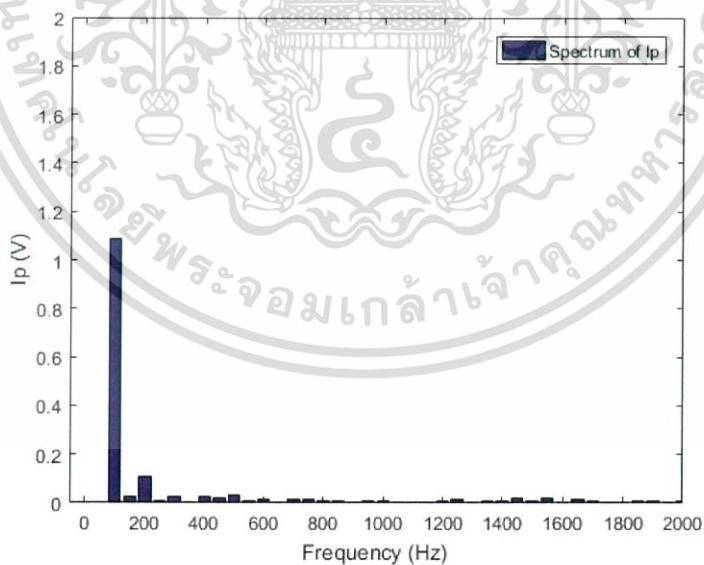
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความถี่ 20 Hz



รูปที่ 4.23 คลื่นกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 20 Hz สเกลแรงดัน 2 V/div, Time: 5ms/div

$$I_{\text{peak}} = 1.0885 \text{ A}$$



รูปที่ 4.24 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสเอาต์พุต ที่ความถี่ 20 Hz

$$\% \text{THDi} = 12.2475$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองกับการ Simulation

หัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากจำลองผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยตารางที่ 4.4 เป็นตารางการเปรียบเทียบค่าแรงดันและกระแส ส่วนตารางที่ 4.5 เป็นตารางการเปรียบเทียบค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนที่ได้

ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่าแรงดันเฟสและแรงดันไลน์

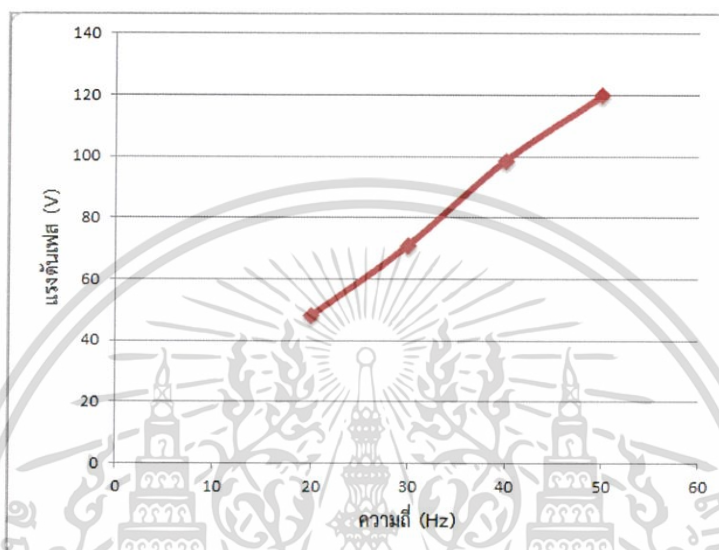
f (Hz)	จากการทดลอง		จากการ Simulation	
	V _{phase} (V)	V _{line} (V)	V _{phase} (V)	V _{line} (V)
50	119.9	200.6	115.4	199.1
40	98.7	163.7	92.1	159.0
30	71.1	120.5	68.7	118.8
20	48.3	80.5	45.6	78.8

ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่า %THDv และ %THDi

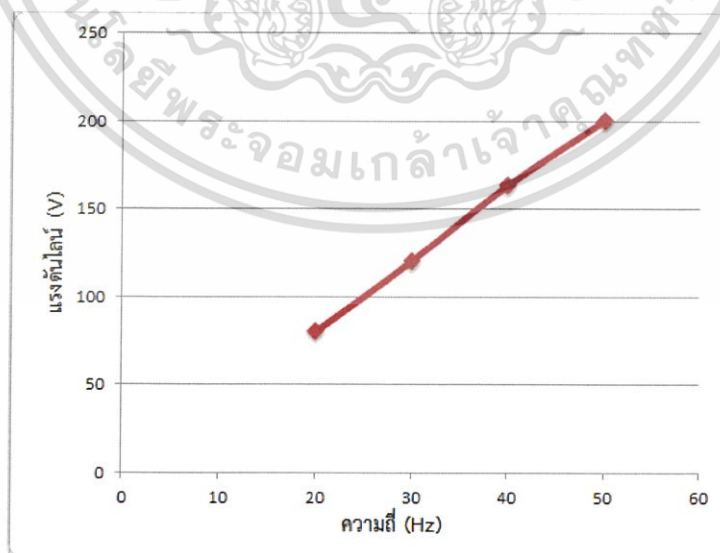
f (Hz)	จากการทดลอง			จากการ Simulation		
	%THDi	%THDv (Phase)	%THDv (Line)	%THDi	%THDv (Phase)	%THDv (Line)
50	10.43	29.94	30.46	0.18	18.28	15.19
40	13.10	31.71	31.15	0.21	24.55	22.34
30	13.26	61.29	62.53	0.23	33.93	30.38
20	12.24	64.60	80.18	0.23	45.38	39.14

4.4 การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการทดลองและการ Simulation

- วิเคราะห์ความสัมพันธ์ของค่าแรงดัน กระแสและความเร็ว เมื่อปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ ที่ค่าความถี่ต่างๆ จากตารางที่ 4.2

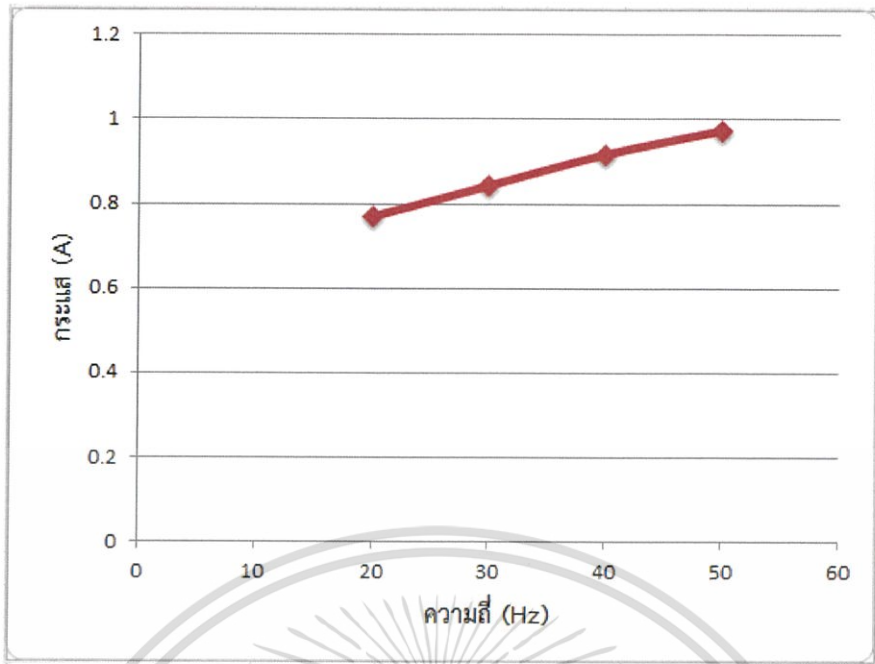


รูปที่ 4.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฟส (V) กับความถี่ (Hz)

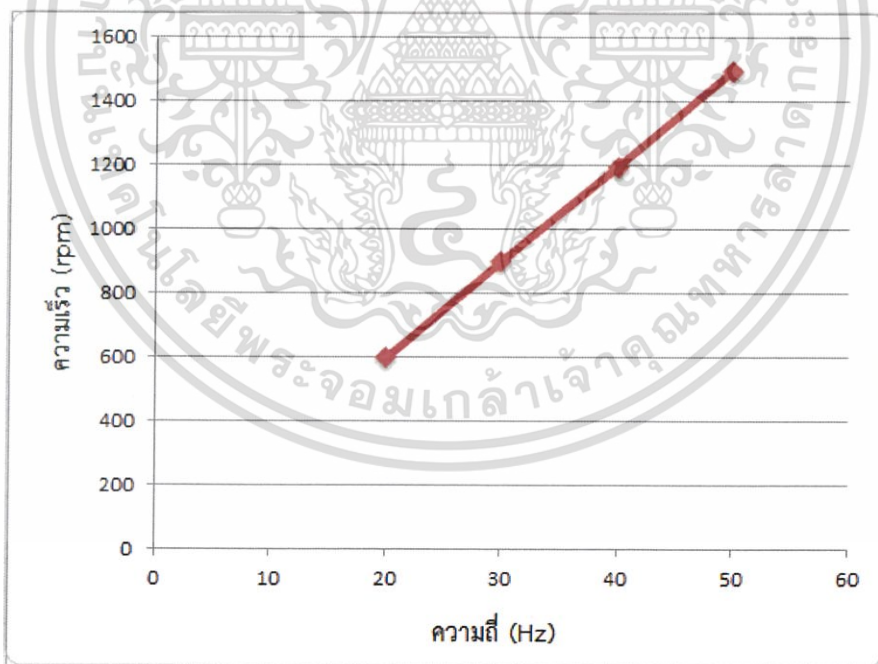


รูปที่ 4.26 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไลน์ (V) กับความถี่ (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



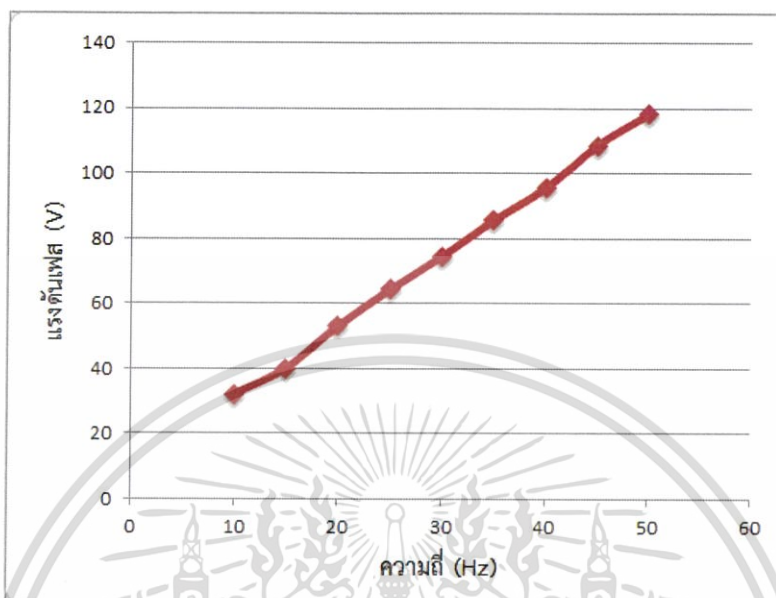
รูปที่ 4.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส (A) กับความถี่ (Hz)



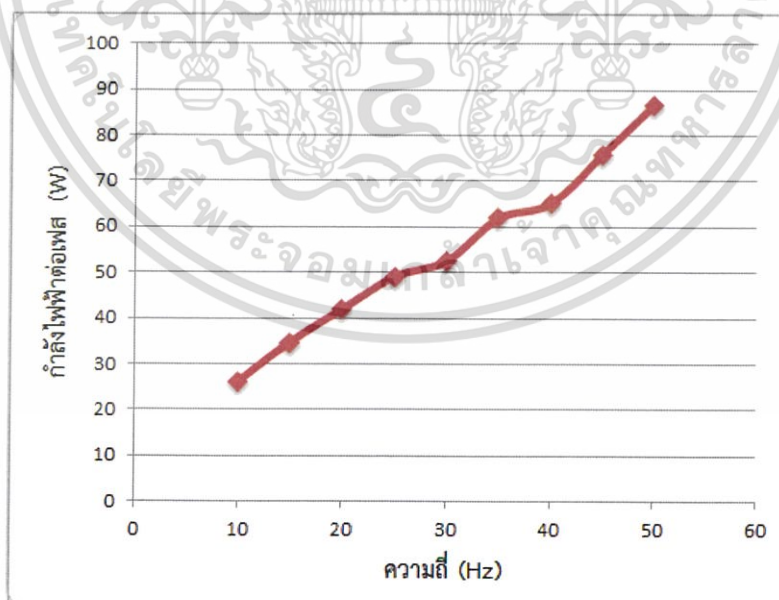
รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบ (rpm) กับความถี่ (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วิเคราะห์ความสัมพันธ์ของค่าแรงดัน กำลังไฟฟ้าขาออก เมื่อปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่ต่างๆ จากตารางที่ 4.3



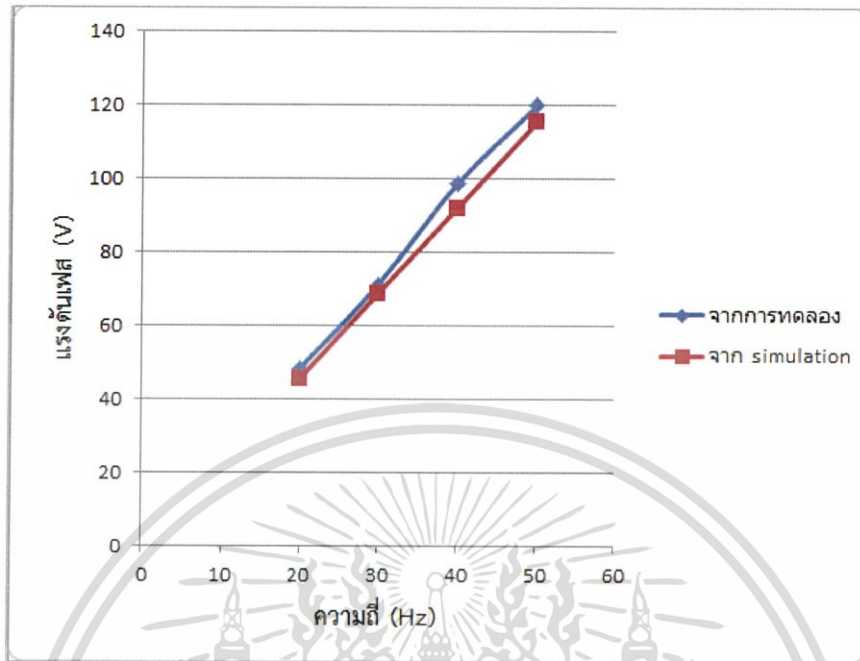
รูปที่ 4.29 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันต่อเฟส (V) กับความถี่ (Hz)



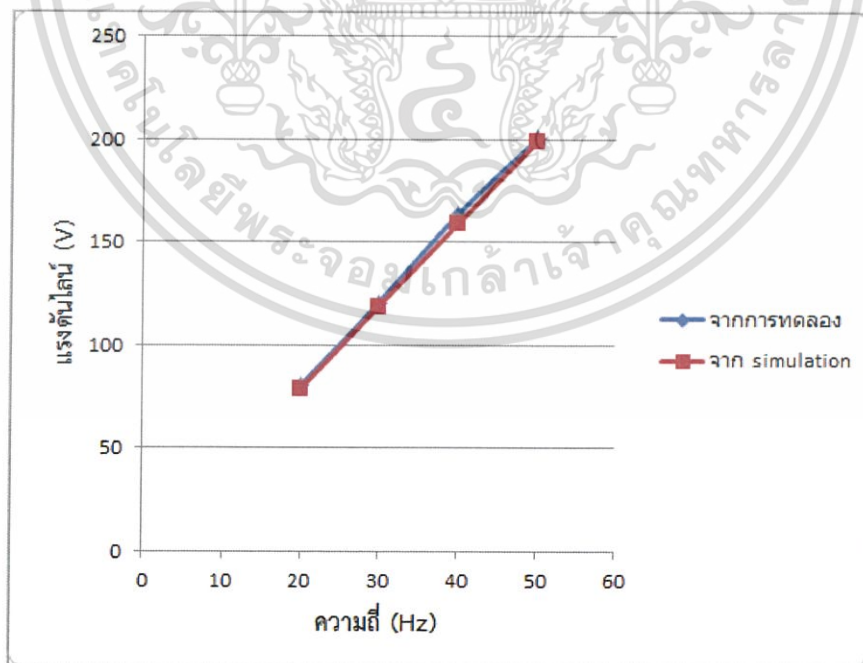
รูปที่ 4.30 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าขาออก (W) กับความถี่ (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การเปรียบเทียบค่าแรงดันจากการทดลองและการ Simulation จากตารางที่ 4.4



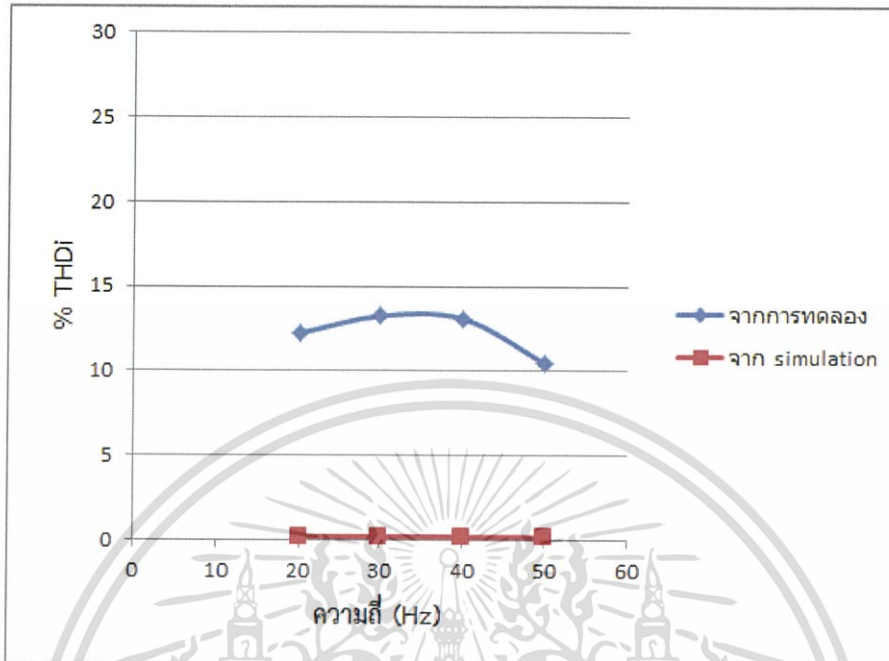
รูปที่ 4.31 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเฟสจากการทดลองกับการ Simulation



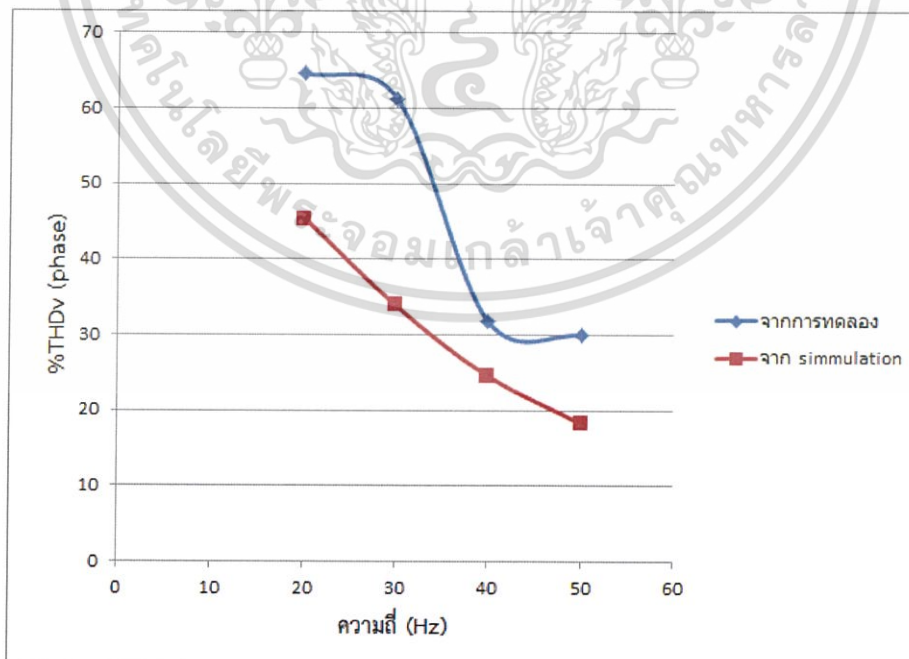
รูปที่ 4.32 กราฟเปรียบเทียบระหว่างแรงดันไลน์จากการทดลองกับการ Simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การเปรียบเทียบค่า %THD จากการทดลองและการ Simulation จากตารางที่ 4.5

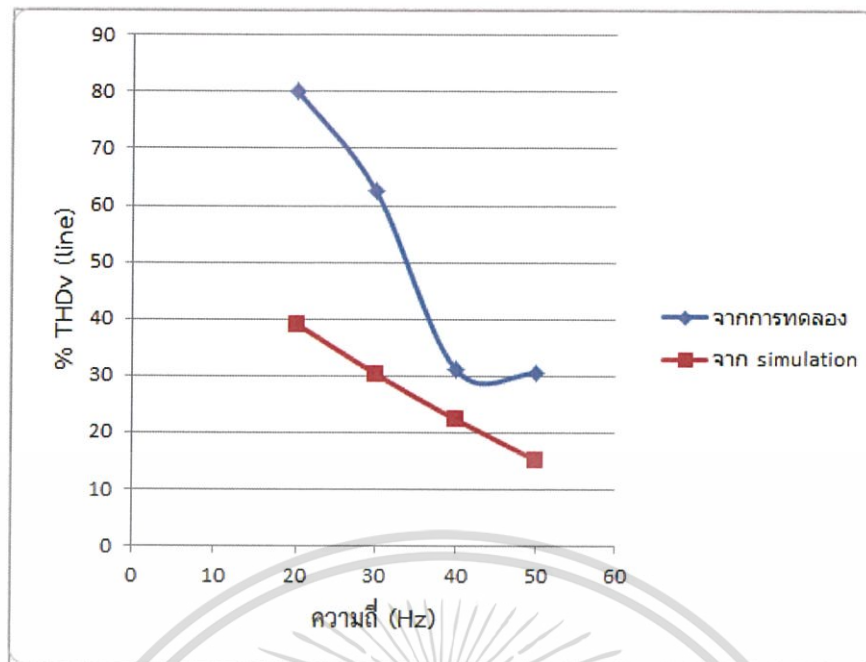


รูปที่ 4.33 กราฟเปรียบเทียบระหว่าง %THDi จากการทดลองกับการ Simulation



รูปที่ 4.34 กราฟเปรียบเทียบระหว่าง %THDv (phase) จากการทดลองกับการ Simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.35 กราฟเปรียบเทียบระหว่าง %THDv (line) จากการทดลองกับการ Simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

อินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์จะอาศัยการต่ออนุกรมกันของอินเวอร์เตอร์ชนิดเอชบริดจ์ โดยนำเอาแรงดันด้านเอาต์พุตของแต่ละอินเวอร์เตอร์มาต่ออนุกรม เพื่อใช้ในการแบ่งแรงดันในแต่ละอินเวอร์เตอร์ย่อยและเพิ่มจำนวนระดับทำให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตมีลักษณะเข้าใกล้ไซน์มากขึ้น ซึ่งจะทำให้สามารถลดพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์ลงมาได้ และลดขนาดฟิลเตอร์ในการกรองสัญญาณด้านออกของอินเวอร์เตอร์ โดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์เหมาะกับการใช้กับแหล่งจ่ายพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ เซลล์พลังงาน หรือแบตเตอรี่ ซึ่งสามารถแบ่งย่อยแรงดันไฟตรงที่จ่ายได้และเหมาะกับการนำไปใช้ในงานที่ต้องการอินเวอร์เตอร์ที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง

ในการทดลองได้ใช้ทดสอบโดยนำมาควบคุมกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แล้วนำค่าที่วัดได้จากผลการทดลองมาวิเคราะห์เปรียบเทียบกับผลในการ Simulation ในโปรแกรม MATLAB Simulink

5.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง

- พิจารณาค่าแรงดันและความถี่โดยเมื่อปรับความถี่เพิ่มขึ้น พบว่าค่าแรงดันเฟสและไลน์ที่จ่ายให้มอเตอร์จะเพิ่มขึ้นโดยสัมพันธ์กันเป็นเส้นตรง

- พิจารณาค่าความถี่และความเร็วรอบมอเตอร์โดยเมื่อปรับความถี่เพิ่มขึ้น พบว่าค่าความเร็วมอเตอร์เพิ่มขึ้นโดยสัมพันธ์กันเป็นเส้นตรง

- พิจารณาค่ากระแสและความถี่โดยเมื่อปรับความถี่เพิ่มขึ้น พบว่ากระแสจะเพิ่มขึ้นโดยสัมพันธ์กันเป็นเส้นตรง

- พิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าและความถี่โดยเมื่อปรับความถี่เพิ่มขึ้น พบว่าค่ากำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นโดยสัมพันธ์กันเป็นเส้นตรง

- โดยเมื่อนำค่าแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากการทดลองมาเปรียบเทียบกับผลจาก Simulation ปรากฏว่าค่ามีค่าใกล้เคียงกัน

- พิจารณาค่า %THDi โดยเมื่อปรับความถี่เพิ่มขึ้น พบว่าค่า %THDi ที่ความถี่ 50 Hz จะมีค่าน้อยสุด และเยอะสุดที่ความถี่ 30 Hz โดยค่า %THDi ค่อนข้างคาดเคลื่อนกับค่าที่ได้จาก Simulation ซึ่งเป็นผลมาจากการสูญเสียในตัวอุปกรณ์ เด็ดใหม่ และแรงดันกระแสตรงที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณกระแสสลับเป็นกระแสตรง

- พิจารณาค่า %THDv ของแรงดันเฟสโดยเมื่อปรับความถี่เพิ่มขึ้นพบว่าค่า %THDv ไม่ได้เอกสเปลี่ยนอย่างเห็นได้ชัด โดย %THDv ที่ความถี่ 50 Hz ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พิจารณาค่า %THDv ของแรงดันไลน์โดยเมื่อปรับความถี่เพิ่มขึ้นพบว่าค่า %THDv ลดลง และมีค่าใกล้เคียงกับค่าได้จาก Simulation

5.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทำการทดลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ชนิดเอชบริดจ์สามารถขับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทำการทดสอบที่ความถี่เอาต์พุต 20-50 Hz โดยเมื่อวัดค่าต่างๆและนำมาวิเคราะห์ พบว่าค่าที่ได้มาใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎีและค่าที่ได้จากการ Simulation โดยค่าแรงดันที่เพิ่มขึ้นไปตามค่าความถี่ตามทฤษฎีการควบคุมแบบสเกลาร์ (V/f) ค่า %THDv %THDi ลดลงเมื่อเพิ่มความถี่ และค่า %THDi ค่อนข้างผิดพลาดจากทฤษฎีและการ Simulation เนื่องจากเดดไทม์ และการสูญเสียในอุปกรณ์ต่างๆซึ่งรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ชนิดเอชบริดจ์มีความใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากกว่ารูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับที่ใช้ในปัจจุบัน จึงสามารถสรุปได้ว่าสามารถนำอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชนิดเอชบริดจ์ที่ใช้ Microcontroller C2000 นี้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

5.3 ข้อเสนอแนะ

- ในการทดลองซึ่งใช้กับมอเตอร์พิกัดขนาดเล็ก ซึ่งได้ทำเพียงเพื่อทำการศึกษารูปแบบการทำงาน และเป็นข้อจำกัดทางอุปกรณ์ที่ไม่สามารถนำไปขับมอเตอร์ขนาดใหญ่ได้
- ค่าที่ได้ทำการบันทึกค่ามาจากการทดลองอาจมีความผิดพลาดจากทฤษฎี เช่นค่า %THDi ซึ่งเกิดจาก เดดไทม์ หรือการสูญเสียในอุปกรณ์
- เนื่องจากในการทดลองขมมอเตอร์ซึ่งไม่ได้ขับมอเตอร์ที่รับภาระทางกล ทำให้รูปคลื่นของกระแสที่วัดได้มีความผิดพลาด

5.4 แนวทางการพัฒนา

- ปรับเสถียรภาพของวงจรควบคุมและวงจรกำลังให้ดียิ่งขึ้น
- พัฒนาตัวอุปกรณ์ให้สามารถขับมอเตอร์ที่พิกัดใหญ่ขึ้น
- พัฒนาวงจรให้มีขนาดเล็กลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Brendan Peter McGrath and Donald Grahame Holmes, “Sinusoidal PWM of Multilevel Inverter in the Overmodulation Region,” *IEEE Conference*, 2002.
- [2] B.P.McGrath and D.G.Holems, “A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverter,” *IEEE Conference*, 2000.
- [3] D.Grahame Holmes and Thomas A Lipo, “Pulse With Modulation for Power Converter Principles and practice,” *Wiley interscience*, 2003
- [4] Kazuki Iwaya and Isao Takahashi, “Novel Multilevel PWM Wave Control Method Using Series Connected Full-Bridge Inverter,” *IEEE Conference*, 2003
- [5] S. Khomfoi and L. M. Tolbert. “Multilevel Power Converters” in *Power Electronics Handbook*, 2nd Ed. Elsevier, 2007 .
- [6] ฉัตรชัย เอ็มสะอาด , “การวิเคราะห์การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ป้อนด้วยพีดีบีลิวเอ็มโดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์,” *วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*, 2549.
- [7] วีระเชษฐ์ ชื่นเงิน, วุฒิพล ชาราธีรเศรษฐ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง”, พิมพ์ครั้งที่ 14, กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2557.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์

THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE USING H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER

กันตชาติ โอฟัง¹ มนตรี คุณอริยะเมธี¹ และ รังสิมันต์ บุญช่วย¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เลขที่ 1 ซอยฉลองกรุง 1 เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 E-mail: rangsiman.boonchuay@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้นำเสนอการสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดเอชบริดจ์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเนื่องจากอินเวอร์เตอร์หลายระดับ มีความสามารถใช้งานกับงานกำลังไฟฟ้าสูง และยังมีสัญญาณแรงดันด้านออกมีลักษณะเข้าใกล้ไซน์มากยิ่งขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ อินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ใช้ในงานนี้จะเป็นอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบพีดับบลิวเอ็มแบบไซน์แบบอาศัยคลื่นพาหะ สร้างมาจากการทำงานผสมกันระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรถิศจิตอล นอกจากนี้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอได้ถูกทดสอบกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้ สามารถที่จะนำมาใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้เป็นที่น่าพอใจ

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์, มอเตอร์เหนี่ยวนำ

Abstract

This paper presents the implementation of a H-Bridge multi-level inverter for 3-phases induction motor using because it is able to handle high power and offer nearly sinusoidal output voltage when compared to a two level inverter. The H-Bridge multi-level used in this work is a 7 level inverter controlled by carrier based sinusoidal PWM signals which are generated by a combination between a microcontroller and digital circuit. Moreover, this H-Bridge inverter has been tested for driving of induction motor load. The obtained results verify that the purposed inverter can be used to drive an induction motor satisfactorily.

Keywords: H-bridge multi-level inverter, induction motor

1. บทนำ

ในปัจจุบันงานทางด้านภาคอุตสาหกรรมได้มีความต้องการใช้งานการขับเคลื่อนมอเตอร์และระบบไฟฟ้ากำลังที่มีกำลังไฟฟ้าสูงในระดับเม็กกะวัตต์มากขึ้น[1-4] สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์การสูญเสียของฮาร์มอนิกได้ถูกนำเสนอใน [5] ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับที่ใช้กันอยู่ปัจจุบันไม่สามารถทำได้ อีกทั้งวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับมีลักษณะแรงดันเอาต์พุตเป็นลูกคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งทำให้มีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นมาก

ดังนั้นในบทความนี้ได้นำเสนอการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับ คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ซึ่งให้ลักษณะลูกคลื่นแรงดันเอาต์พุต มีลักษณะใกล้เคียงลูกคลื่นไซน์มากขึ้น ตามจำนวนระดับของแรงดันที่เพิ่มขึ้น ที่นำวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ แบบเอชบริดจ์ นำมาต่ออนุกรมกันในแต่ละเฟสซึ่งใช้ทั้งหมด 3 วงจรอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์ในแต่ละเฟสและใช้แหล่งจ่ายคิซีจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์ 1 แหล่งจ่ายคือ วงจรเอชบริดจ์

2. อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์

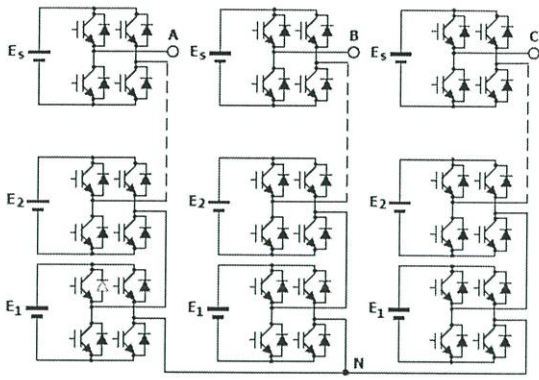
2.1 โครงสร้างเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์สามเฟส

โครงสร้างเป็นอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์หนึ่งเฟสหรือเอชบริดจ์ที่นำเอาแรงดันด้านเอาต์พุตมาต่ออนุกรมกันดังรูปที่ 1 ซึ่งอินเวอร์เตอร์แต่ละชุดสามารถให้แรงดันเอาต์พุตเป็น E-E หรือศูนย์ ซึ่งจำนวนระดับของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์จะเป็นได้แต่จำนวนระดับที่เป็นเลขคี่เท่านั้น เพราะจำนวนระดับนั้นจะมีความสัมพันธ์กับจำนวนของแหล่งจ่ายหรือจำนวนของอินเวอร์เตอร์ย่อยหนึ่งเฟสตามสมการที่ 1

$$n = 2s + 1 \quad (1)$$

เมื่อ s คือ จำนวนแหล่งจ่ายไฟตรงต่อเฟส

สำหรับระบบสามเฟสเกิดจากการนำอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์เฟสเดียว 3 ชุด ต่อกัน ในลักษณะเดลต้าหรือสตาร์เป็นโครงสร้างอินเวอร์เตอร์เจ็ดระดับชนิดเอชบริดจ์สามเฟส ซึ่งเกิดจากอินเวอร์เตอร์เจ็ดระดับชนิดเอชบริดจ์เฟสเดียว มาต่อกันในลักษณะสตาร์



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์

อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์มีคุณสมบัติในการใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟตรงสูงกว่าอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นถึงสองเท่า จะมีค่าความสัมพันธ์กับอัตราส่วนความกว้างพัลส์และแรงดันไฟตรงตามสมการที่ 2

$$V_{AN} = DV_{dc} \quad (2)$$

เมื่อ V_{AN} คือ แรงดันเฟสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
 D คือ อัตราส่วนความกว้างพัลส์
 V_{dc} คือ ระดับแรงดันไฟตรง

ระดับแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบริดจ์จะขึ้นระดับแรงดันและจำนวนของอินเวอร์เตอร์ย่อยหนึ่งเฟสในแต่ละเฟสดังสมการที่ 3

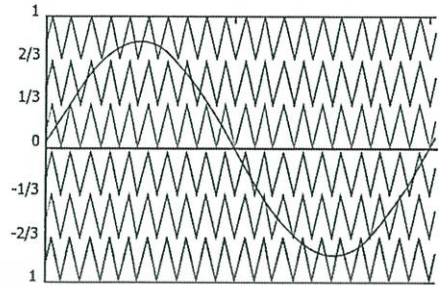
$$V_{dc} = sE \quad (3)$$

เมื่อ E คือ ระดับแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ย่อยหนึ่งเฟส

2.2 การมอดูเลชันพีดับเบิลวีเอ็มแบบอาศัยคลื่นพาหะของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

ในบทความฉบับนี้ใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบอาศัยคลื่นพาหะ ซึ่งการมอดูเลชันของสัญญาณพีดับเบิลวีเอ็ม 7 ระดับ จะประกอบด้วยสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณของคลื่นพาหะสามเหลี่ยมอีก 6 สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2 ประกอบด้วยคลื่นพาหะในซีกบวก 3 สัญญาณและ ซีกลบ 3 สัญญาณโดยกำหนดให้ค่ายอดสูงสุดและต่ำสุดของคลื่นพาหะรวมมีค่า 1 และ -1 ตามลำดับเพื่อให้สะดวกในการกำหนดค่าดัชนีการมอดูเลชัน โดยคลื่นพาหะแต่ละคลื่นจะมีความสูงจากยอดถึงยอดเท่ากับ 1/3 เทคนิค

ที่ใช้ในบทความนี้ คือ เทคนิค Phase Disposition : PD จะมีลักษณะของคลื่นพาหะในซีกบวกกับซีกลบมีมุมเฟสเริ่มต้นที่เหมือนกัน ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 เทคนิคการมอดูเลชันแบบ PD

การคำนวณเทคนิคการ มอดูเลชันแบบ SPWM จะเป็นดังสมการ

$$T_p = \begin{cases} -3 \left(m(\sin(\omega t)) - \frac{2}{3} \right) T_s & ; \frac{2}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq 1 \\ 3 \left(m(\sin(\omega t)) - \frac{1}{3} \right) T_s & ; \frac{1}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq \frac{2}{3} \\ 3(m(\sin(\omega t))) T_s & ; 0 \leq m(\sin(\omega t)) \leq \frac{1}{3} \\ 3 \left(m(\sin(\omega t)) + \frac{1}{3} \right) T_s & ; -\frac{1}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq 0 \\ 3 \left(m(\sin(\omega t)) + \frac{2}{3} \right) T_s & ; -\frac{2}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq -\frac{1}{3} \\ 3(m(\sin(\omega t)) + 1) T_s & ; -\frac{2}{3} \leq m(\sin(\omega t)) \leq -1 \end{cases} \quad (4)$$

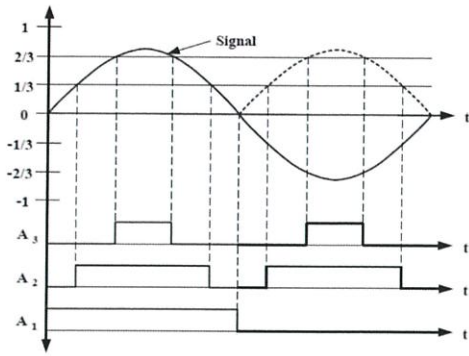
เนื่องจากการสร้างสัญญาณพีดับเบิลวีเอ็มจากไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งทั่วไปมีตัวกำเนิดสัญญาณพีดับเบิลวีเอ็มเพียง 6 สัญญาณ ดังนั้นในการสร้างสัญญาณพีดับเบิลวีเอ็มทั้ง 36 สัญญาณสำหรับอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ จะต้องอาศัยวงจรภายนอกเพื่อผสมสัญญาณ

$$A_1 = \begin{cases} = 1 & ; \text{Signal} \geq 0 \\ = 0 & ; \text{Signal} < 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$A_2 = \begin{cases} = 1 & ; |\text{Signal}| \geq \frac{1}{3} \\ = 0 & ; |\text{Signal}| < \frac{1}{3} \end{cases} \quad (6)$$

$$A_3 = \begin{cases} = 1 & ; |\text{Signal}| \geq \frac{2}{3} \\ = 0 & ; |\text{Signal}| < \frac{2}{3} \end{cases} \quad (7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



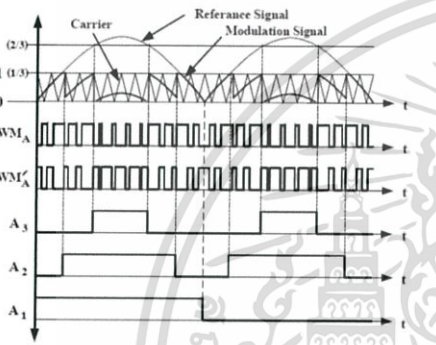
รูปที่ 3 วิธีการสร้างสัญญาณ A1, A2 และ A3

ตารางที่ 1 ลักษณะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เฮบริดจ์

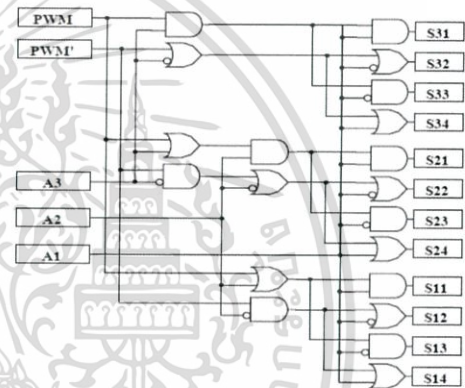
สวิตช์ที่นำกระแส	แรงดันเอาต์พุต V_{AB}
SW_1, SW_2	$+V_{AB}$
SW_3, SW_4	$-V_{AB}$
SW_1, SW_2 หรือ SW_3, SW_4	0

2.4 การออกแบบวงจรผสมสัญญาณที่ดับปลิวเอ็ม

จากหลักการการสร้างสัญญาณที่ใช้ในบทความนี้จะต้องอาศัยวงจรลอจิกเกตภายนอกในการผสมสัญญาณเพื่อให้สัญญาณที่ดับปลิวเอ็มทั้งหมด ซึ่งสามารถเขียนเป็นไออะแกรมทางลอจิกได้ดังรูปที่ 6

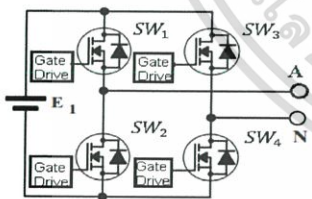


รูปที่ 4 การมีอคตุเลขันเทคนิค SPWM ของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ



รูปที่ 6 วงจรผสมสัญญาณที่ดับปลิวเอ็ม 1 เฟส

2.3 การทำงานของอินเวอร์เตอร์เฮบริดจ์

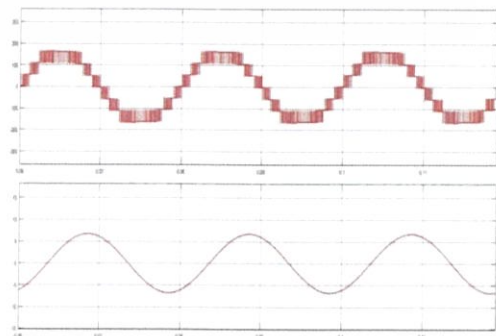


รูปที่ 5 อินเวอร์เตอร์เฮบริดจ์ 1 เซลล์

อินเวอร์เตอร์เฮบริดจ์จะมีลักษณะการสวิตช์ดังแสดงในตารางที่ 1 สามารถวิเคราะห์แรงดันที่ตกคร่อมจุด A และจุด N ได้เป็น 3 ระดับด้วยกันคือ $+V$, $-V$ และระดับศูนย์ อินเวอร์เตอร์เฮบริดจ์มีหลักการทำงานดังนี้คือ ถ้าสวิตช์ SW_1 และ SW_4 ทำงานพร้อมกัน แรงดันตกคร่อมจุด A และจุด N, V_{AN} มีค่าเป็นบวก และถ้าสวิตช์ SW_2 และ SW_3 ทำงานพร้อมกันแรงดันตกคร่อมจุด A และจุด N, V_{AN} มีค่าเป็นลบ

3. การจำลองและผลการทดลอง

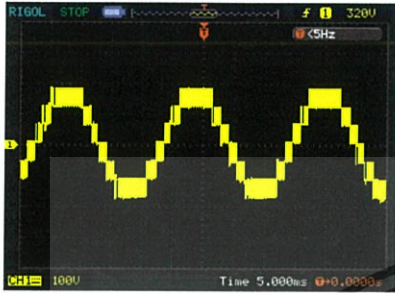
ในการจำลองการสร้างสัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุตใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink สร้างสัญญาณขึ้นมาดังในรูปที่ 7 โดยใช้ค่าแรงดันไฟตรง 55 โวลต์ต่อหนึ่งเซลล์



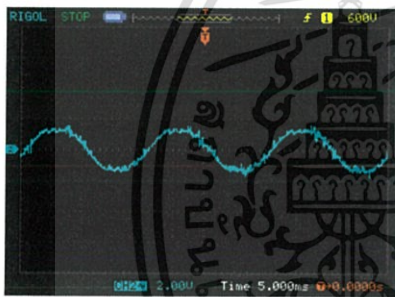
รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันเฟส(บน) กระแส(ล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

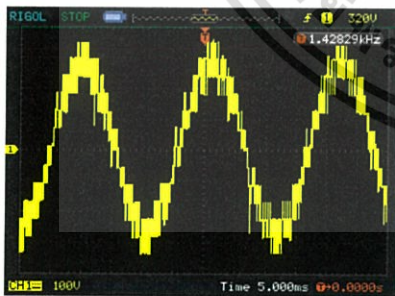
การทดสอบอินเวอร์เตอร์เจ็ดระดับชนิดเอชบรีดจ์ได้ทำการทดลองในย่านความถี่ที่ 20 30 40 และ 50 เฮิรท์ซ ซึ่งสัญญาณพีคดับลิเวียมที่ได้นำมาทดลอง คือ สัญญาณพีคดับลิเวียมแบบฟังก์ชันการมอดูเลตแบบไซน์ (SINUSOIDAL PWM; SPWM) ได้ทดสอบกับมอดูเลอร์แล้วทำการวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแส การทดลองได้ดังนี้



รูปที่ 8 รูปคลื่นแรงดันเฟส ที่ความถี่ 50 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 5ms/div



รูปที่ 9 รูปคลื่นกระแส ที่ความถี่ 50 Hz สเกลแรงดัน 2 V/div, Time: 5ms/div



รูปที่ 10 รูปคลื่นแรงดันไลน์ที่ความถี่ 50 Hz สเกลแรงดัน 100 V/div, Time: 5ms/div

4. สรุป

จากการทำการทดลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ชนิดเอชบรีดจ์สามารถขับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทำการทดสอบที่ความถี่เอาต์พุต 20-50 Hz โดยเมื่อวัดค่าต่างๆและนำมา

วิเคราะห์ พบว่าค่าที่ได้มาใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎีและค่าที่ได้จากการ Simulation โดยค่าแรงดันที่เพิ่มขึ้นไปตามค่าความถี่ ค่า %THDv %THDi ที่ลดลงเมื่อเพิ่มความถี่ ซึ่งรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ชนิดเอชบรีดจ์มีความใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากกว่ารูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับที่ใช้ในปัจจุบัน

เอกสารอ้างอิง

[1] Brendan Peter McGrath and Donald Grahame Holmes, "Sinusoidal PWM of Multilevel Inverter in the Overmodulation Region," IEEE Conference, 2002.

[2] ถัดรัชย์ เอมสะอาด , "การวิเคราะห์การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ป้อนด้วยพีคดับลิเวียมโดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเอชบรีดจ์," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.

[3] วีระเชษฐ ชันเงิน, วุฒิพล ชาราธิร์เศรษฐ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง", พิมพ์ครั้งที่ 14, กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินตติ้ง, 2557.

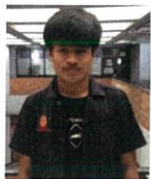
ประวัติผู้เขียนบทความ



รังสิมันต์ บุญช่วย
สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนพัทลุง
ปริญญาตรี วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระ
จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



มนตรี คุณอริชเมธี
สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนก.ป.ราชวิทยาลัย ในพระบรมราชูปถัมภ์
ปริญญาตรี วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระ
จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



กันตชาติ โอฟัง
สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจาก
โรงเรียนสตรีพัทลุง
ปริญญาตรี วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระ
จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์	รูปภาพอุปกรณ์
Digital Multi Meter	
Digital Oscilloscope	
Power Quality Analyzer (FLUKE43B)	
Tachometer	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TMS320F28379S, TMS320F28377S
TMS320F28376S, TMS320F28375S, TMS320F28374S



SPR8881C – AUGUST 2014 – REVISED MAY 2016

www.ti.com

- Package Options:
 - Lead-Free, Green Packaging
 - 337-Ball New Fine Pitch Ball Grid Array (nFBGA) [ZWT Suffix]
 - 176-Pin PowerPAD™ Thermally Enhanced Low-Profile Quad Flatpack (HLQFP) [PTP Suffix]
 - 100-Pin PowerPAD Thermally Enhanced Thin Quad Flatpack (HTQFP) [PZP Suffix]
- Temperature Options:
 - T: –40°C to 105°C Junction
 - S: –40°C to 125°C Junction
 - Q: –40°C to 125°C Free-Air (Q100 Qualification for Automotive Applications)

1.2 Applications

- Industrial Drives
- Solar Micro Inverters and Converters
- Radar
- Digital Power
- Smart Metering
- Automotive Transportation
- Power Line Communications

1.3 Description

The Delfino™ TMS320F2837xS is a powerful 32-bit floating-point microcontroller unit (MCU) designed for advanced closed-loop control applications such as industrial drives and servo motor control; solar inverters and converters; digital power, transportation; and power line communications. Complete development packages for digital power and industrial drives are available as part of the powerSUITE and DesignDRIVE initiatives.

The real-time control subsystem is based on TI's 32-bit C28x floating-point CPU, which provides 200 MHz of signal processing performance. The C28x CPU is further boosted by the new TMU accelerator, which enables fast execution of algorithms with trigonometric operations common in transforms and torque loop calculations; and the VCU accelerator, which reduces the time for complex math operations common in encoded applications.

The F2837xS microcontroller family features a CLA real-time control co-processor. The CLA is an independent 32-bit floating-point processor that runs at the same speed as the main CPU. The CLA responds to peripheral triggers and executes code concurrently with the main C28x CPU. This parallel processing capability can effectively double the computational performance of a real-time control system. By using the CLA to service time-critical functions, the main C28x CPU is free to perform other tasks, such as communications and diagnostics.

The TMS320F2837xS supports up to 1MB (512KW) of onboard flash memory with error correction code (ECC) and up to 164KB (82KW) of SRAM. Two 128-bit secure zones are also available on the CPU for code protection.

Performance analog and control peripherals are also integrated on the F2837xS MCU to further enable system consolidation. Four independent 16-bit ADCs provide precise and efficient management of multiple analog signals, which ultimately boosts system throughput. The new sigma-delta filter module (SDFM) works in conjunction with the sigma-delta modulator to enable isolated current shunt measurements. The Comparator Subsystem (CMPSS) with windowed comparators allows for protection of power stages when current limit conditions are exceeded or not met. Other analog and control peripherals include DACs, PWMs, eCAPs, eQEPs, and other peripherals.

Peripherals such as EMIFs, CAN modules (ISO11898-1/CAN 2.0B-compliant), and a new uPP interface extend the connectivity of the F2837xS. The uPP interface is a new feature of the C2000™ MCUs and supports high-speed parallel connection to FPGAs or other processors with similar uPP interfaces. Lastly, a USB 2.0 port with MAC and PHY lets users easily add universal serial bus (USB) connectivity to their application.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TMS320F28379S, TMS320F28377S
TMS320F28376S, TMS320F28375S, TMS320F28374S



SPR5881C – AUGUST 2014 – REVISED MAY 2016

www.ti.com

- Package Options:
 - Lead-Free, Green Packaging
 - 337-Ball New Fine Pitch Ball Grid Array (nFBGA) [ZWT Suffix]
 - 176-Pin PowerPAD™ Thermally Enhanced Low-Profile Quad Flatpack (HLQFP) [PTP Suffix]
 - 100-Pin PowerPAD Thermally Enhanced Thin Quad Flatpack (HTQFP) [PZP Suffix]
- Temperature Options:
 - T: –40°C to 105°C Junction
 - S: –40°C to 125°C Junction
 - Q: –40°C to 125°C Free-Air (Q100 Qualification for Automotive Applications)

1.2 Applications

- Industrial Drives
- Solar Micro Inverters and Converters
- Radar
- Digital Power
- Smart Metering
- Automotive Transportation
- Power Line Communications

1.3 Description

The Delfino™ TMS320F2837xS is a powerful 32-bit floating-point microcontroller unit (MCU) designed for advanced closed-loop control applications such as industrial drives and servo motor control; solar inverters and converters; digital power; transportation; and power line communications. Complete development packages for digital power and industrial drives are available as part of the powerSUITE and DesignDRIVE initiatives.

The real-time control subsystem is based on TI's 32-bit C28x floating-point CPU, which provides 200 MHz of signal processing performance. The C28x CPU is further boosted by the new TMU accelerator, which enables fast execution of algorithms with trigonometric operations common in transforms and torque loop calculations; and the VCU accelerator, which reduces the time for complex math operations common in encoded applications.

The F2837xS microcontroller family features a CLA real-time control co-processor. The CLA is an independent 32-bit floating-point processor that runs at the same speed as the main CPU. The CLA responds to peripheral triggers and executes code concurrently with the main C28x CPU. This parallel processing capability can effectively double the computational performance of a real-time control system. By using the CLA to service time-critical functions, the main C28x CPU is free to perform other tasks, such as communications and diagnostics.

The TMS320F2837xS supports up to 1MB (512KW) of onboard flash memory with error correction code (ECC) and up to 164KB (82KW) of SRAM. Two 128-bit secure zones are also available on the CPU for code protection.

Performance analog and control peripherals are also integrated on the F2837xS MCU to further enable system consolidation. Four independent 16-bit ADCs provide precise and efficient management of multiple analog signals, which ultimately boosts system throughput. The new sigma-delta filter module (SDFM) works in conjunction with the sigma-delta modulator to enable isolated current shunt measurements. The Comparator Subsystem (CMPSS) with windowed comparators allows for protection of power stages when current limit conditions are exceeded or not met. Other analog and control peripherals include DACs, PWMs, eCAPs, eQEPs, and other peripherals.

Peripherals such as EMIFs, CAN modules (ISO11898-1/CAN 2.0B-compliant), and a new uPP interface extend the connectivity of the F2837xS. The uPP interface is a new feature of the C2000™ MCUs and supports high-speed parallel connection to FPGAs or other processors with similar uPP interfaces. Lastly, a USB 2.0 port with MAC and PHY lets users easily add universal serial bus (USB) connectivity to their application.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages

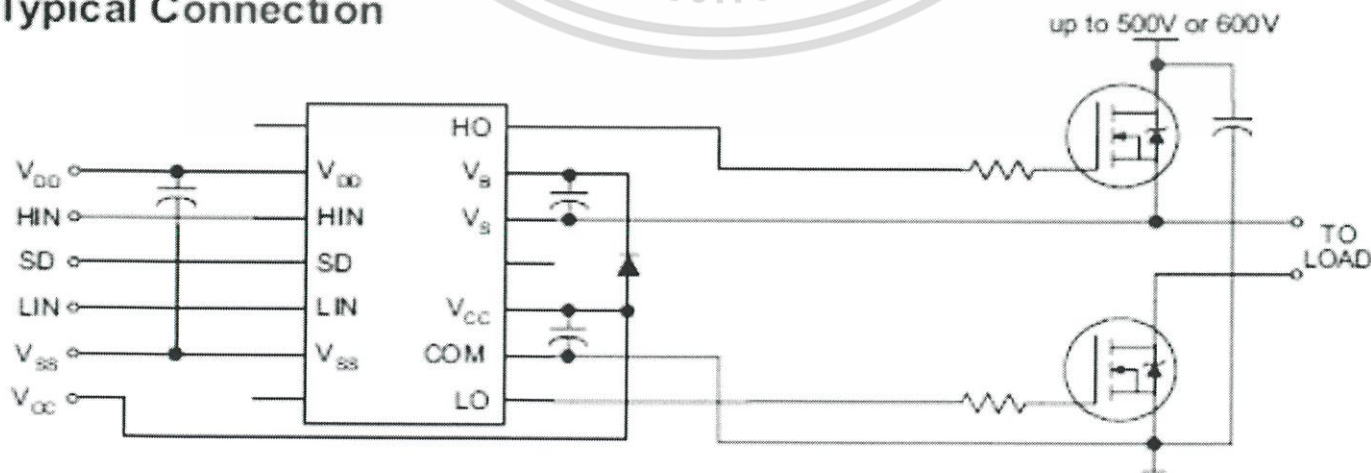


14-Lead PDIP
IR2110/IR2113



16-Lead SOIC
IR2110S/IR2113S

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and Design Tips for proper circuit board layout.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



RBV1000 - RBV1010

SILICON BRIDGE RECTIFIERS

PRV : 50 - 1000 Volts

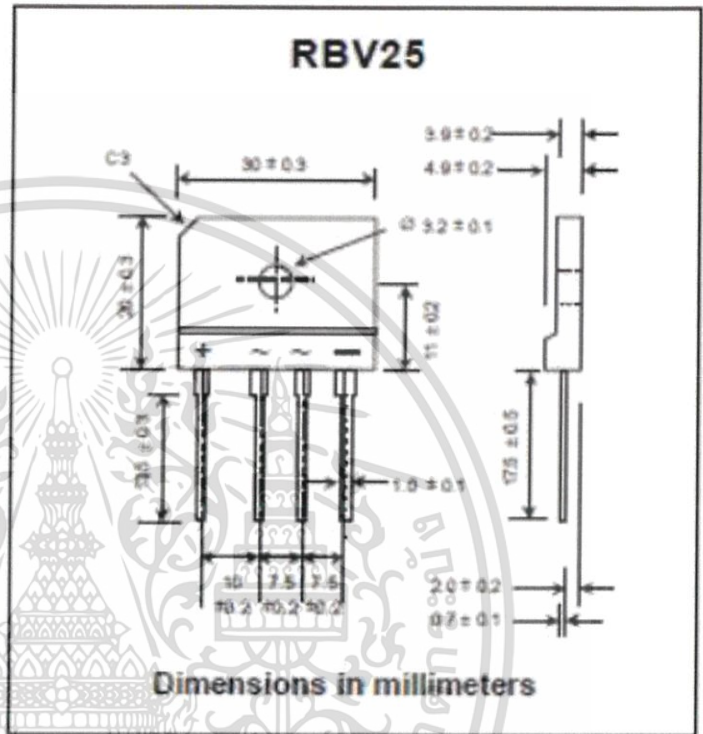
I_o : 10 Amperes

FEATURES :

- * High current capability
- * High surge current capability
- * High reliability
- * Low reverse current
- * Low forward voltage drop
- * High case dielectric strength of 2000 V_{dc}
- * Ideal for printed circuit board
- * Very good heat dissipation

MECHANICAL DATA :

- * Case : Reliable low cost construction utilizing molded plastic technique
- * Epoxy : UL94V-0 rate flame retardant
- * Terminals : Plated lead solderable per MIL-STD-202, Method 208 guaranteed
- * Polarity : Polarity symbols marked on case
- * Mounting position : Any
- * Weight : 7.7 grams



MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.

Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.

For capacitive load, derate current by 20%.

RATING	SYMBOL	RBV 1000	RBV 1001	RBV 1002	RBV 1004	RBV 1006	RBV 1008	RBV 1010	UNIT
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS Voltage	V _{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	V _{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum Average Forward Current T _c = 55 °C	I _{F(AV)}	10							Amps.
Peak Forward Surge Current Single half sine wave Superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}					300			Amps.
Current Squared Time at t < 8.3 ms.	I ² t					160			A ² S
Maximum Forward Voltage per Diode at I _F = 5.0 Amps.	V _F					1.0			Volts
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage	I _R	T _a = 25 °C				10		μA	
		T _a = 100 °C				200		μA	
Typical Thermal Resistance (Note 1)	R _{θJC}					2.5			°C/W
Operating Junction Temperature Range	T _J					-40 to +150		°C	
Storage Temperature Range	T _{STG}					-40 to +150		°C	

Notes :

1. Thermal Resistance from junction to case with units mounted on a 3.2" x 3.2" x 0.12" (8.2cm x 8.2cm x 0.3cm) Al-Finned Plate

UPDATE : NOVEMBER 1, 1998

**SINGLE-PHASE GLASS PASSIVATED
SILICON BRIDGE RECTIFIER**

VOLTAGE RANGE 50 to 1000 Volts CURRENT 1.0 Ampere

FEATURES

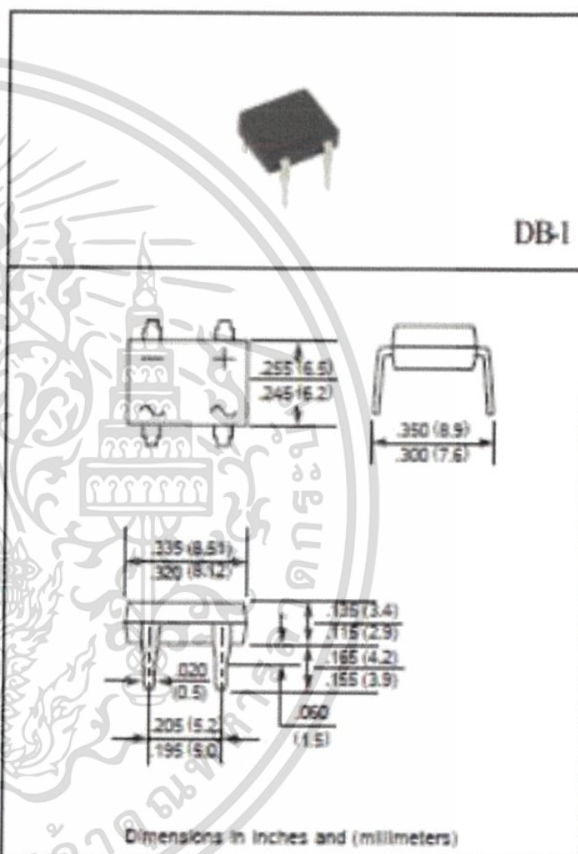
- * Good for automation insertion
- * Surge overload rating - 50 amperes peak
- * Ideal for printed circuit board
- * Reliable low cost construction utilizing molded
- * Glass passivated device
- * Polarity symbols molded on body
- * Mounting position: Any
- * Weight: 1.0 gram

FEATURES

- * Epoxy : UL flammability classification 94V-0
- * UL listed under the recognized component directory, file #E94233

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.



MAXIMUM RATINGS (At TA = 25°C unless otherwise noted)

RATING	SYMBOL	DB101	DB102	DB103	DB104	DB105	DB106	DB107	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS Bridge Input Voltage	V _{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	V _{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum Average Forward Output Current at TA = 40°C	I _O	1.0							Amps
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)	I _{FSM}	50							Amps
Operating and Storage Temperature Range	T _A , T _{STG}	-65 to + 150							°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (At TA = 25°C unless otherwise noted)

CHARACTERISTICS	SYMBOL	DB101	DB102	DB103	DB104	DB105	DB106	DB107	UNITS	
Maximum Forward Voltage Drop per Bridge Element at 1.0A DC	V _F	1.1								Volts
Maximum Forward Voltage Drop per Bridge	I _F	10.0								uAmps
DC Blocking Voltage per element		0.5								mAmps

KA78XX/KA78XXA

3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

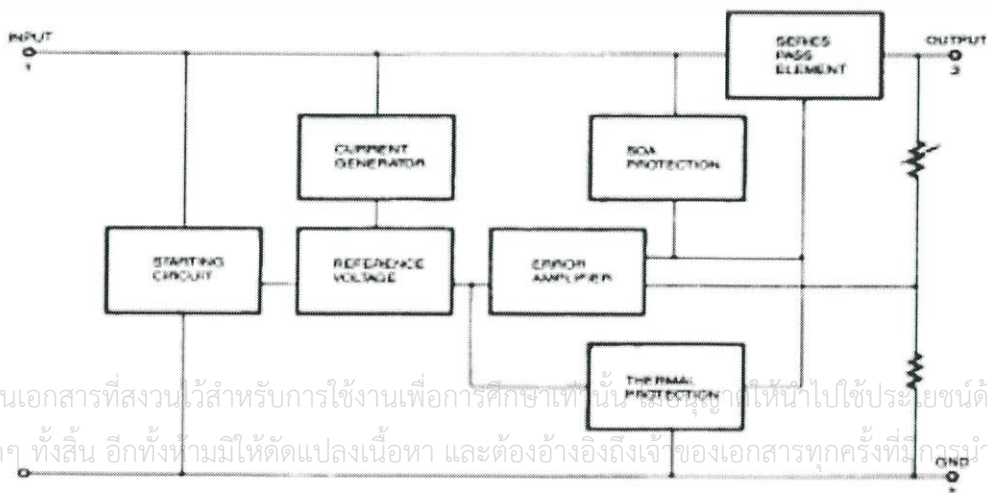
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The KA78XX/KA78XXA series of three-terminal positive regulator are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Internal Block Diagram

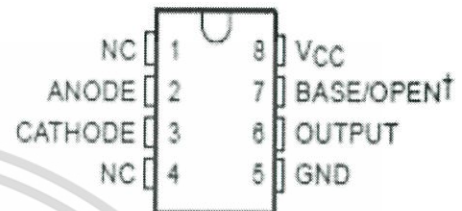


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPERS/OPTOISOLATORS

SOE5022A - JULY 1986 - REVISED APRIL 1998

- Compatible with TTL Inputs
- High-Speed Switching . . . 1 Mbit/s Typ
- Bandwidth . . . 2 MHz Typ
- High Common-Mode Transient Immunity . . . 1000 V/ μ s Typ
- High-Voltage Electrical Insulation . . . 3000 Vdc Min
- Open-Collector Output
- UL Recognized . . . File Number 65085

6N135, 6N136, OR HCPL4502 PACKAGE
(TOP VIEW)

† Terminal 7 is BASE on the 6N135 and 6N136 and OPEN on the HCPL4502

NC - No internal connection

description

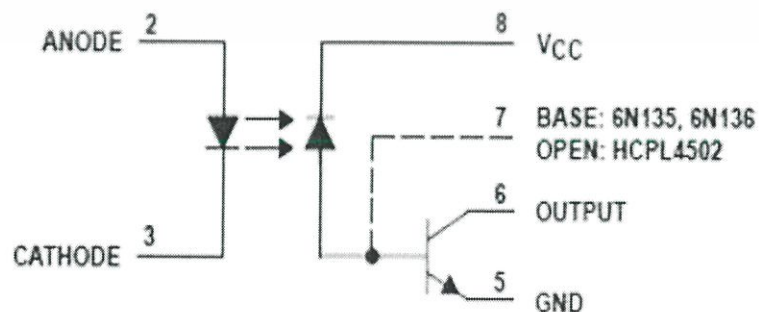
These high-speed optocouplers are designed for use in analog or digital interface applications that require high-voltage isolation between the input and output. Applications include line receivers that require high common-mode transient immunity, and analog or logic circuits that require input-to-output electrical isolation.

The 6N135, 6N136, and HCPL4502 optocouplers each consists of a light-emitting diode and an integrated photon detector composed of a photodiode and an open-collector output transistor. Separate connections are provided for the photodiode bias and the transistor-collector output. This feature, which reduces the transistor base-to-collector capacitance, results in speeds up to one hundred times that of a conventional phototransistor optocoupler.

The 6N135 is designed for TTL/CMOS, TTL/LSTTL, and wide-band analog applications.

The 6N136 and HCPL4502 are designed for high-speed TTL/TTL applications. The HCPL4502 has no base connection.

schematic



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

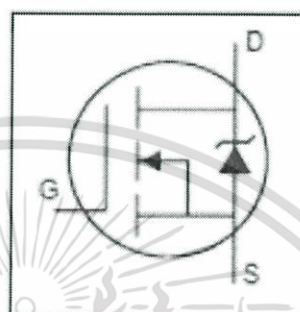
International
IR Rectifier

PD - 94008A

IRFP250N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DS} = 200V$$

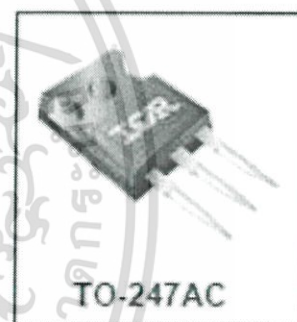
$$R_{DS(on)} = 0.075\Omega$$

$$I_D = 30A$$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



Absolute Maximum Ratings

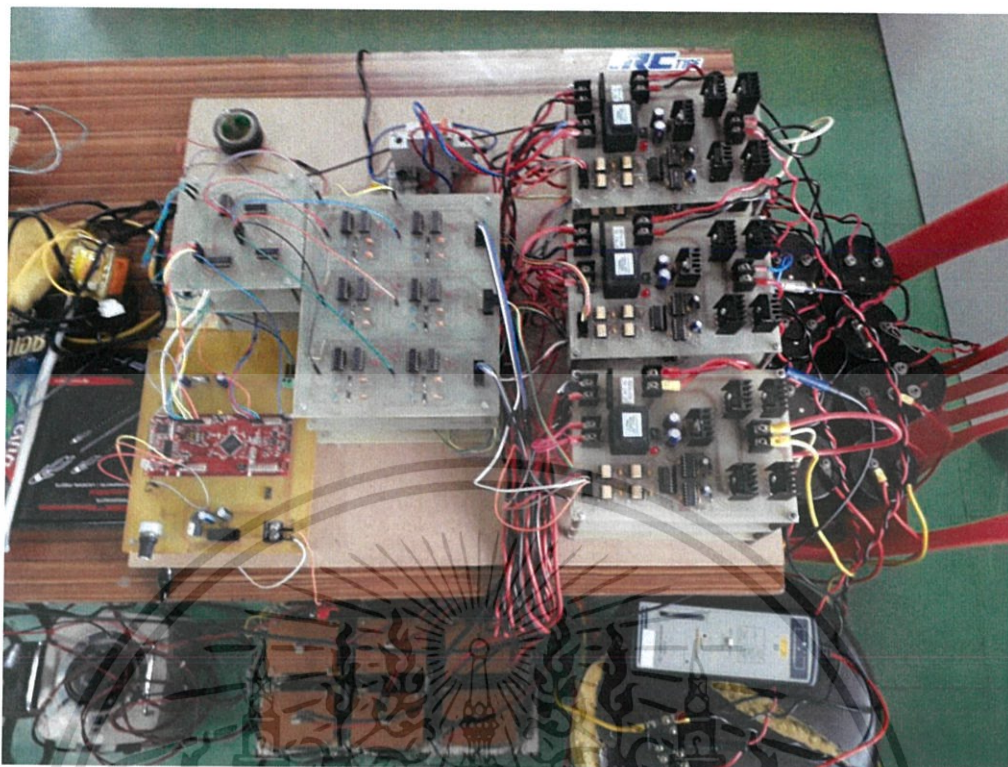
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	30	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	21	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	120	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	214	W
	Linear Derating Factor	1.4	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	315	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	30	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	21	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ④	8.6	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

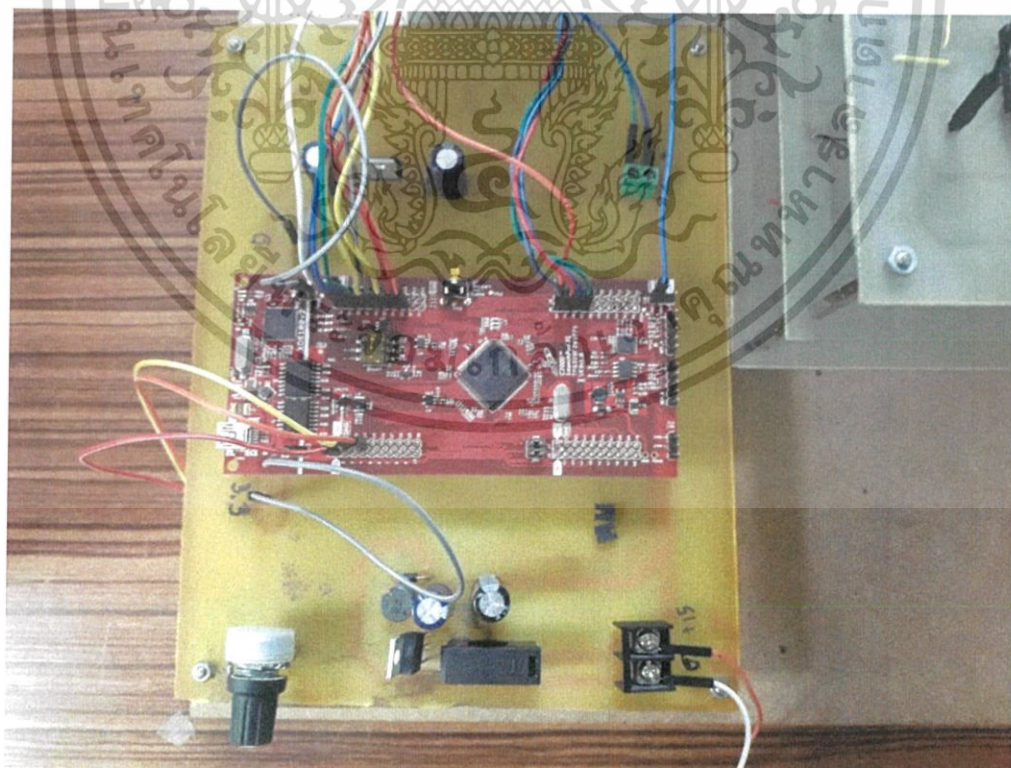
	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.7	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

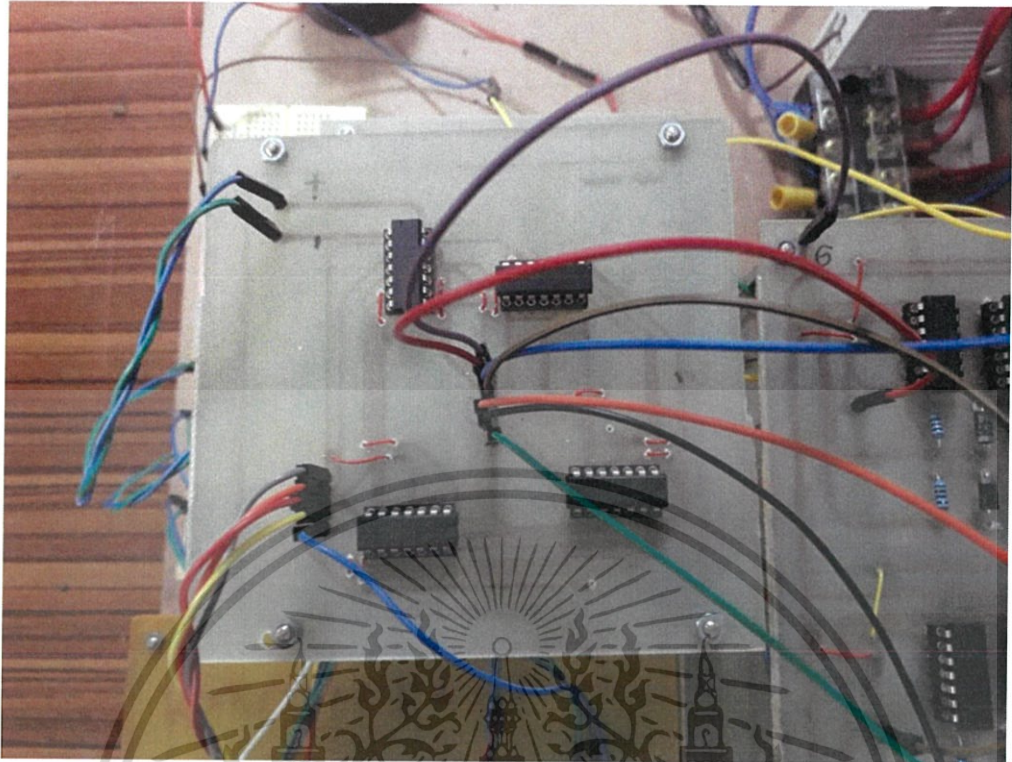


ภาพรวมของอุปกรณ์ที่ใช้ในปริญญาโท

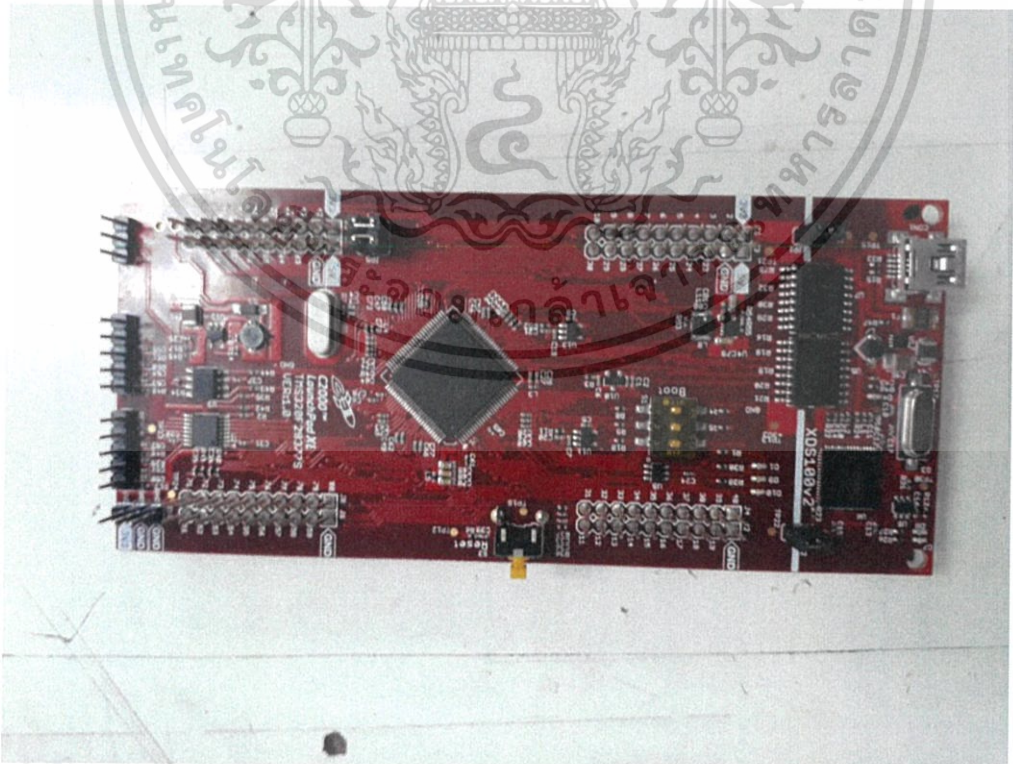


บอร์ดวงจรไฟเลี้ยงและไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

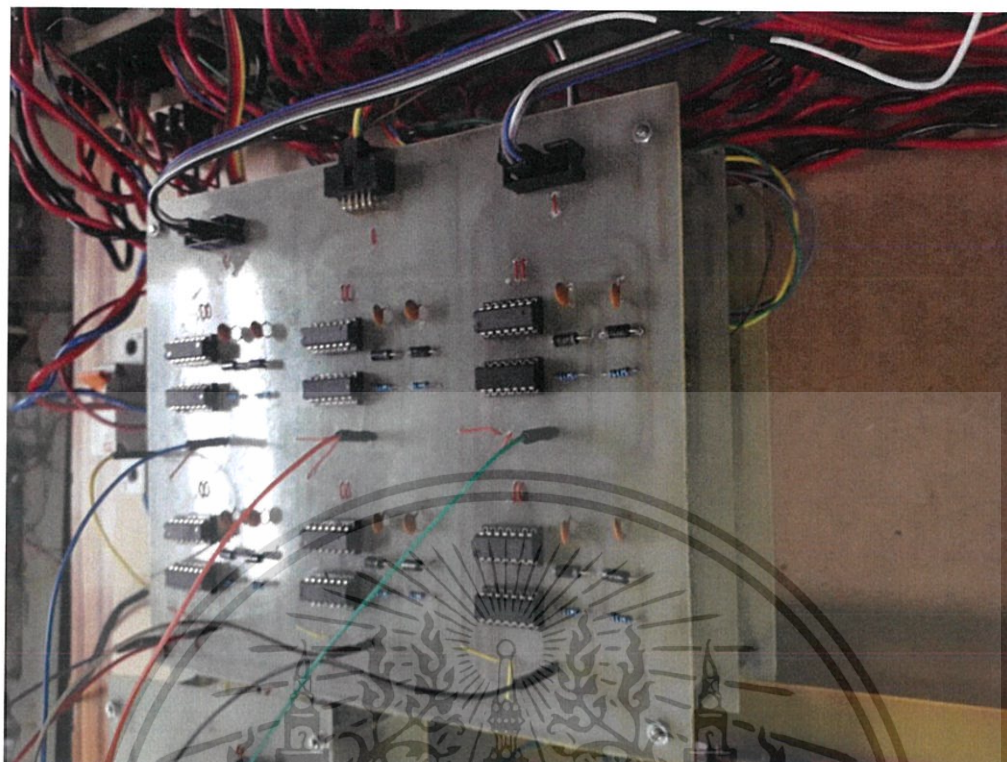


บอร์ดวงจรรวมสัญญาณดิจิทัล

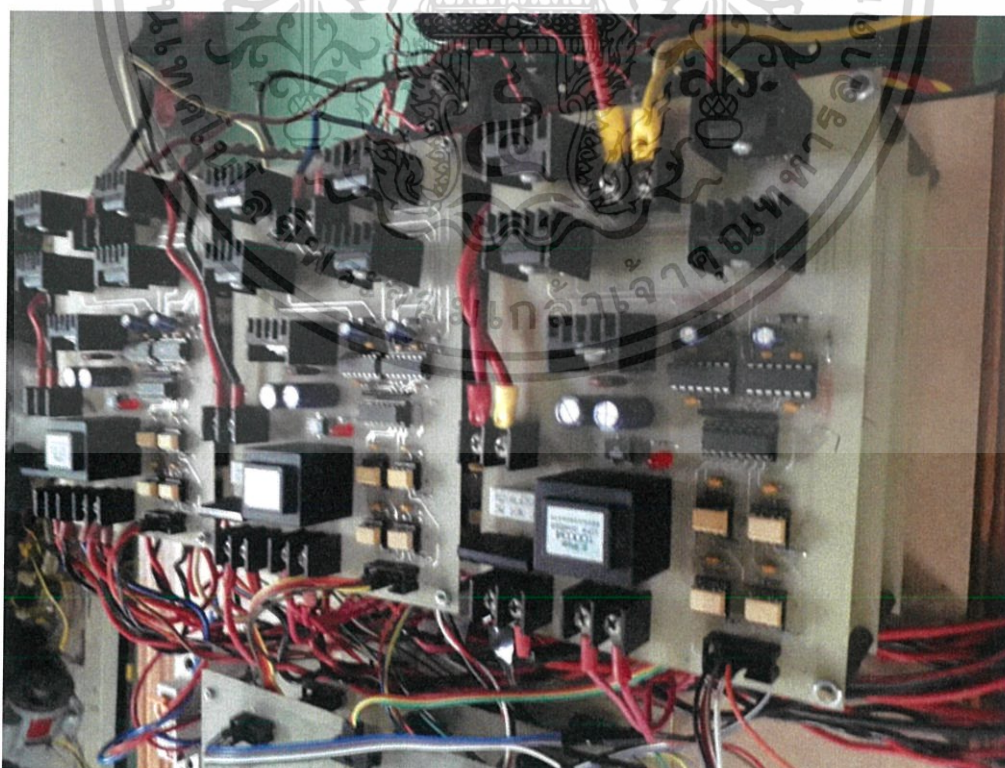


C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

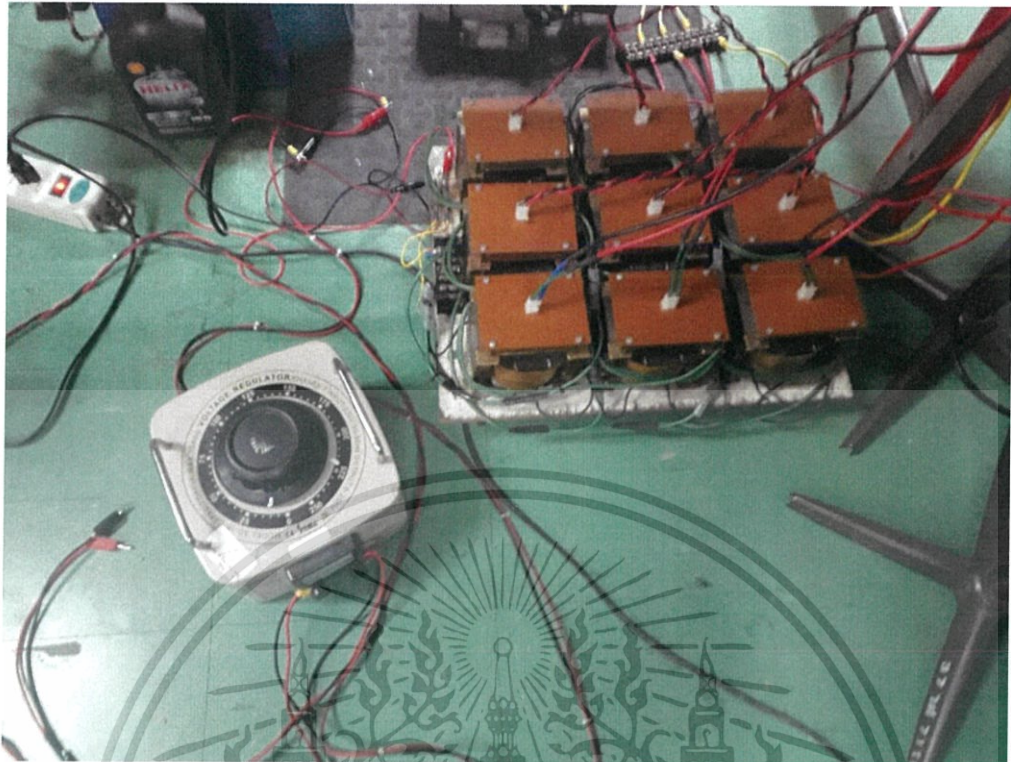


บอร์ดวงจรเตือนภัย

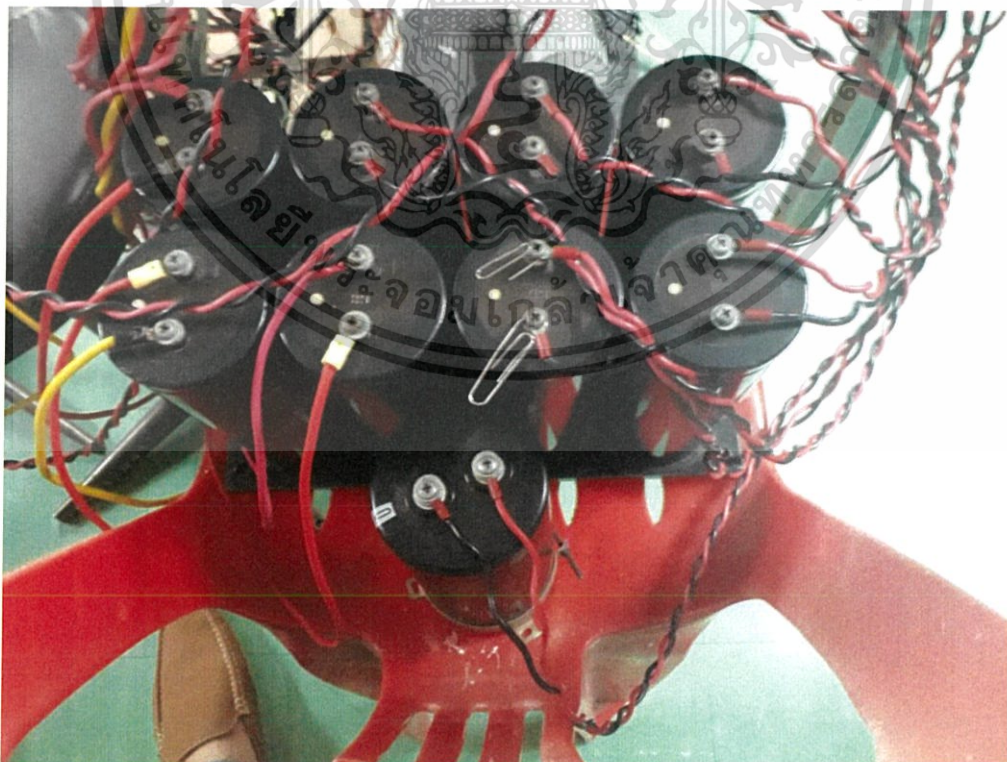


บอร์ดวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หม้อแปลงและแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้

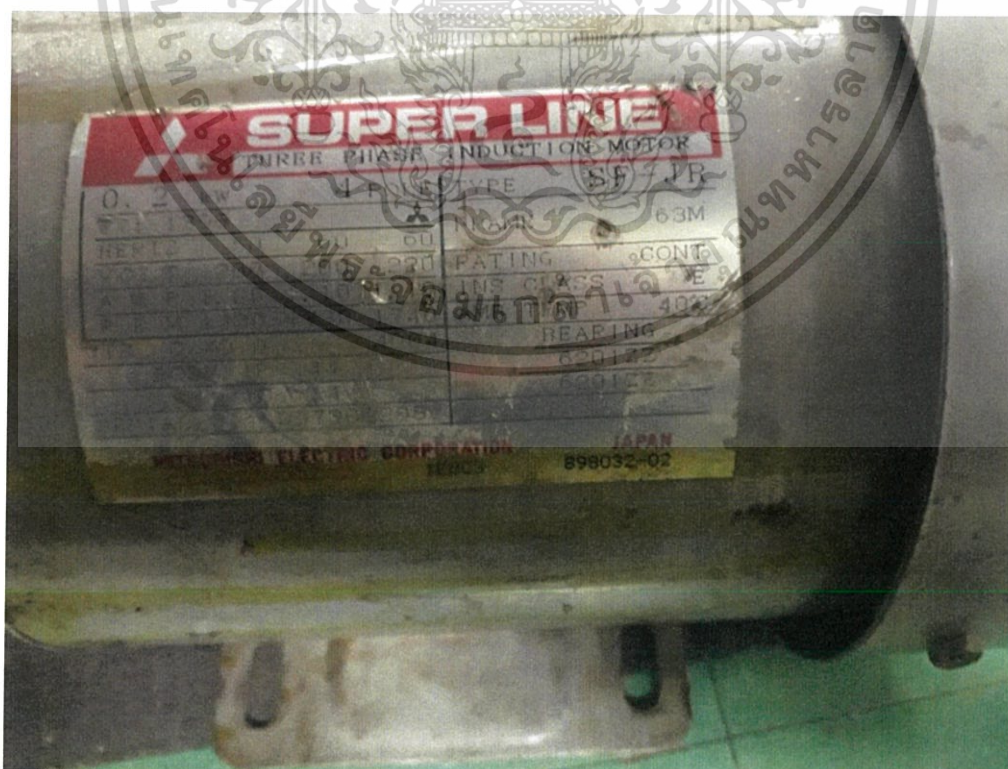


ตัวเก็บประจุที่ใช้ในงานในปริญญานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มอเตอร์ที่ใช้งานในปริญญานิพนธ์



แผ่นป้ายพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้งานในปริญญานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายกันตชาติ โอพัง	
วัน เดือน ปีเกิด	13 พฤษภาคม 2537	
E-mail	palmkantachat@gmail.com	
ที่อยู่	207 หมู่ที่ 5 ตำบลปิ่นเต่า อำเภอควนขนุน จังหวัดพัทลุง	
การศึกษา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2556-2560
	โรงเรียนสตรีพัทลุง	2553-2556
ชื่อ - นามสกุล	นายมนตรี คุณอริยะเมธี	
วัน เดือน ปีเกิด	5 ตุลาคม 2537	
E-mail	jaorv44@msn.com	
ที่อยู่	160 หมู่ที่ 4 ตำบลลำตาเสา อำเภอลำตาเสา จังหวัดพระนครศรีอยุธยา	
การศึกษา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2556-2560
	โรงเรียนก.ป.ร.ราชวิทยาลัย ในพระบรมราชูปถัมภ์	2553-2556
ชื่อ - นามสกุล	นายรังสีมันต์ บุญช่วย	
วัน เดือน ปีเกิด	12 มกราคม 2537	
E-mail	rangsiman.boonchuay@gmail.com	
ที่อยู่	96 ถนนจ้ายเจริญ ตำบลคูหาสวรรค์ อำเภอเมือง จังหวัดพัทลุง	
การศึกษา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2556-2560
	โรงเรียนพัทลุง	2553-2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้