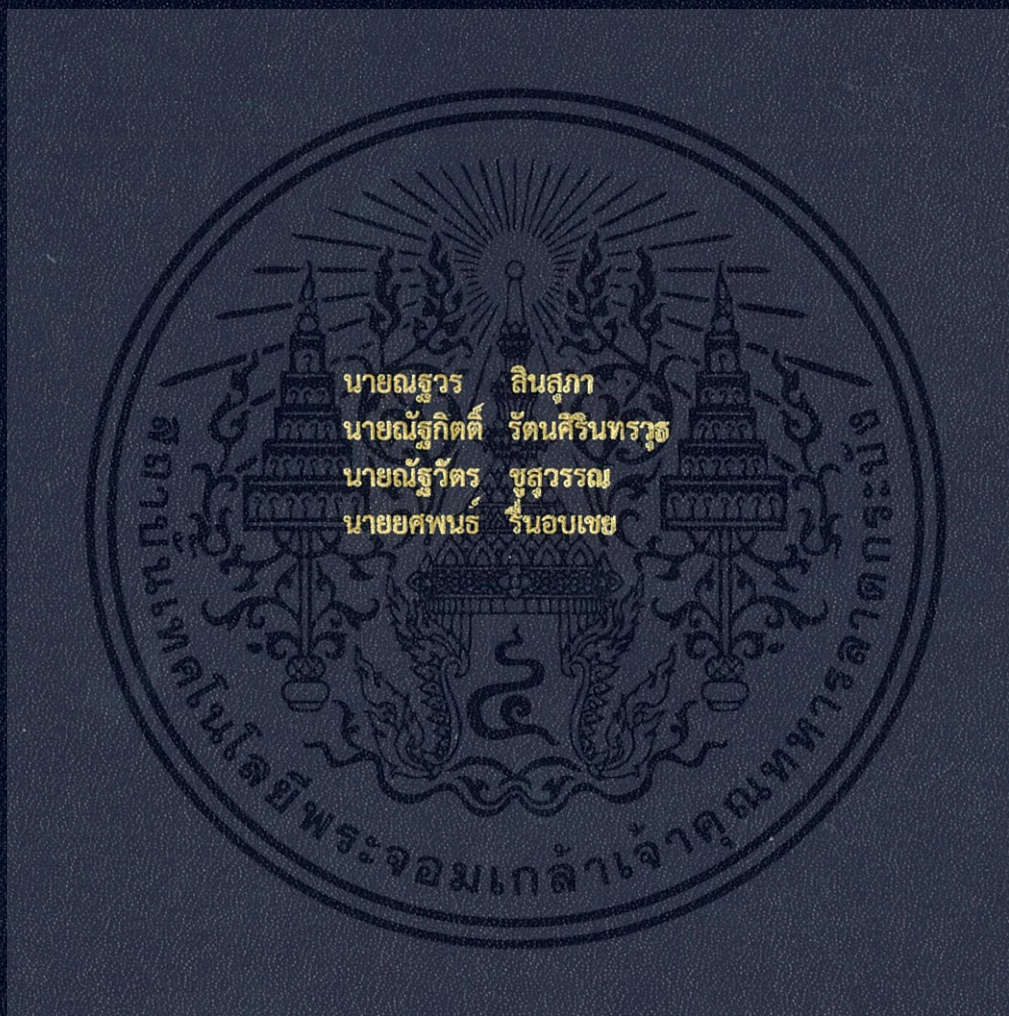


เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
MATRIX CONVERTER FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2559

เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
MATRIX CONVERTER FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MATRIX CONVERTER FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE



THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT  
FOR THE BACHELOR DEGREE IN ELECTRICAL ENGINEERING  
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2559

เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
MATRIX CONVERTER FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2559

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ผู้จัดทำ

1. นายณัฐวร ลินสุภา
2. นายณัฐกิตติ รัตนศิรินทรวุธ
3. นายณัฐวัตร ชูสุวรรณ
4. นายยศพนธ์ รัตน์อบเชย



อาจารย์ที่ปรึกษา

( รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

นายณัฐวร	สินสุภา
นายณัฐกิตติ	รัตนศิรินทรวุธ
นายณัฐวัตร	ชูสุวรรณ
นายศพนธ์	รินอบเชย
รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ	อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2559	

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการของวงจร 3 เฟส พีดับบลิวเอ็ม เอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าจะมีขั้นตอนเดียว คือจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยไม่มีส่วนของดีซีลิงค์ ซึ่งจะแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์แบบเก่าที่มีการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าถึง 2 ขั้นตอน คือจากไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ผ่านวงจรดีซีลิงค์ และแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะใช้ IGBT-Diode ทำเป็นสวิตช์สองทางเพื่อให้กระแสไหลได้สองทิศทางจำนวน 9 ชุด เป็นอุปกรณ์สวิตช์ตัดต่อในวงจรกำลัง วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถแปลงแรงดัน 3 เฟส จากการไฟฟ้า 3 ทิมี่แรงดันและความถี่ที่เป็นแรงดันเอซีที่สามารถปรับแรงดันและความถี่เอาท์พุทได้ โดยควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 Delfino F28377S ซึ่งหลักการสร้างสัญญาณขับเคลื่อนพีดับบลิวเอ็ม จะสร้างด้วยเทคนิคสเปกเตอร์มอดูเลชันทางอ้อม โดยทำการทดลองขับโหลดตัวต้านทาน และขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความเร็วรอบและความถี่สวิตช์ค่าต่างๆ โดยผลการทดลองได้ว่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ขาออกจะแปรผันตามกัน และแรงดันขาออกจะมีค่าไม่เกิน 86.6 % ของแรงดันขาเข้า ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

## Matrix Converter for Three-Phase Induction Motor Drive

Mr.Nataworn Sinsupa  
Mr.Nathakit Ratanasirintrawoot  
Mr.Nattawat Choosuwan  
Mr.Yotsapon Ruenobchei  
Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares Advisor

### ABSTRACT

This project proposes the principle of a 3-phase PWM ac-ac matrix converter for a 3-phase induction motor drive. The Matrix Converter has only one procedure directly from alternating current to alternating current (AC-AC), no DC-link. The electric power flows from supply to motor and motor to supply directly. It is different from conventional converter which converts two procedures and has DC-link to connect two parts together. The Matrix Converter uses 9 units of IGBT - diode that is bidirectional switch as a main power switching device. It can directly convert utility 3 phases sinusoidal supply voltage and frequency into variable frequency and variable voltage, controlled by a microcontroller C2000 Delfino F28377S to generate PWM signals, using indirect space vector modulation technique. The result test with three phases resistance load and three phases induction motor by adjust the output frequency and switching frequency. The relation between output voltage and output frequency are direct variation. And output voltage is about 86.6% of input voltage which based on the theory.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและปรึกษาจากรศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและควบคุมการดำเนินงานโครงการ กลุ่มผู้จัดทำโครงการรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ จากท่านอาจารย์และขอขอบพระคุณท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณรุ่นพี่ปริญญโท ปริญญาเอก และเพื่อนๆในห้องแลป PMC ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่มอบแนวทางและให้คำชี้แนะตลอดจนความช่วยเหลือทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติ จนทำให้โครงการสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบพระคุณเจ้าหน้าที่ผู้ที่เกี่ยวข้อง ในการเอื้ออำนวยความสะดวก ในการทำโครงการ ทำให้การปฏิบัติงานสำเร็จได้โดยราบรื่น

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ห้องสมุดสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เป็นสถานที่ใช้เป็นแหล่งค้นคว้าหาข้อมูล รวมทั้งห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่เอื้อเพื่อเครื่องมือ ตลอดจนสถานที่ที่ใช้ในการทดลองโครงการ จวบจนกระทั่งสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณบุพการีที่ให้กำเนิดตลอดจนบรมเลี้ยงดู สั่งสอนให้เป็นคนดี มีความตั้งใจในการศึกษาเพื่อเป็นคนดีของสังคม รวมทั้งเป็นผู้สนับสนุนค่าใช้จ่ายในการเล่าเรียนและเป็นกำลังใจให้กับบุตรจนกระทั่งสำเร็จการศึกษาสมความตั้งใจ

คุณค่าและประโยชน์ อันพึงได้จากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คณะผู้จัดทำขอขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

# สารบัญ

บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VI
สารบัญตาราง	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	3
1.4 วิธีการใช้ในโครงการ	4
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	4
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 ทฤษฎีและหลักการเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	6
2.2 หลักการควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่	8
2.3 ทฤษฎีและหลักการทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	8
2.4 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการทำงาน	9
2.4.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 (TMS320F28377S)	9
2.4.2 ไอจีบีที (IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor) IRG4PH50K	11
บทที่ 3 การออกแบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	12
3.1 บทนำ	12
3.2 หลักการสวิตช์เบื้องต้นของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีทางอ้อม	12
3.3 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์	15
3.4 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์	20
3.5 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	25

## สารบัญ (ต่อ)

<b>บทที่ 4</b>	<b>วงจรและหลักการออกแบบ</b>	<b>28</b>
4.1	บทนำ	28
4.2	ส่วนประกอบของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	28
4.3	การออกแบบและการสร้างวงจรต่างๆ	29
4.3.1	วงจรตรวจวัดแรงดัน	29
4.3.2	วงจรหน่วยเวลาสัญญาณ	33
4.3.3	วงจรขับเคลื่อนเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	34
4.3.3.1	วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive Circuit)	35
4.3.3.2	วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (Matrix converter Circuit)	36
<b>บทที่ 5</b>	<b>การจำลองและผลการทดลองของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์</b>	<b>38</b>
5.1	บทนำ	38
5.2	การทดลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK	38
5.3	การจำลองขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบมอเตอร์ในขณะไม่มีภาระทางกล	40
5.3.1	ความเร็วรอบมอเตอร์ 1200 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	41
5.3.2	ความเร็วรอบมอเตอร์ 1500 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	42
5.4	การจำลองขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบมอเตอร์ในขณะมีภาระทางกล	44
5.4.1	ความเร็วรอบมอเตอร์ 1200 rpm ในขณะมีภาระทางกล 50 N-m	44
5.4.2	ความเร็วรอบมอเตอร์ 1500 rpm ในขณะมีภาระทางกล 50 N-m	45
5.5	สัญญาณขับสวิตซ์ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	48
5.6	การทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส	53
5.7	การทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	60
<b>บทที่ 6</b>	<b>บทวิจารณ์และสรุป</b>	<b>76</b>
6.1	บทวิจารณ์	76
6.2	ปัญหาและข้อเสนอแนะ	76
6.3	บทสรุป	77
	<b>เอกสารอ้างอิง</b>	<b>78</b>
	<b>ภาคผนวก</b>	<b>79</b>
	<b>ประวัติผู้เขียน</b>	<b>127</b>

## สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์	1
1.2 สวิตช์ที่มีคุณลักษณะยอมให้กระแสไหลได้สองทิศทางต่อกันในลักษณะของเมตริกซ์	2
2.1 สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส	7
2.2 บล็อกไดอะแกรมของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	9
2.3 โครงสร้างและพอร์ทของ C2000	10
2.4 C2000 F28377S	10
2.5 IGBT เบอร์ IRG4PH50K	11
3.1 (ก) เปิดวงจรด้านออก , (ข) ลัดวงจรด้านเข้า	13
3.2 การทำงานของสวิตช์ในวงจรบริดจ์เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าออก	15
3.3 วงจรบริดจ์เรกติไฟร์	16
3.4 สเปซเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน	16
3.5 ตำแหน่งของเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนแกนเวลา	16
3.6 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์	18
3.7 วงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	20
3.8 สเปซเวกเตอร์เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน	20
3.9 ตำแหน่งของเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนแกนเวลา	21
3.10 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์	23
3.11 Rectification Symmetric Sequence	27
3.12 Inversion Symmetric Sequence	27
4.1 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบและสร้างขึ้น	28
4.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	29
4.3 วงจรตรวจวัดแรงดัน 3 เฟส (voltage sensor) ที่ออกแบบ	30
4.4 วงจรตรวจวัดแรงดัน 3 เฟส (voltage sensor) ที่สร้างขึ้นในโครงการ	31
4.5 สัญญาณแรงดันที่นำไปประมวลผล สร้างสัญญาณชั้บเกท ในไมโครคอนโทรลเลอร์	31
4.6 สัญญาณแรงดันโดยถูกลดทอน ผ่านวงจร op-amp ให้เหลือ 0 - 3 V	32
4.7 สัญญาณแรงดันเฟส A และ B โดยถูกลดทอนผ่านวงจร op-amp ให้เหลือ 0 - 3 V และมี phase shift 6.6 mS หรือ 120 องศา	32
4.8 วงจรหน่วงเวลาสัญญาณ	33

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 วงจรหน่วงเวลาสัญญาณที่สร้างขึ้นในโครงการ	33
4.10 สัญญาณขับเกทของสวิตช์เฟส A โดยมีช่วงเดดไทม์ 1.6 $\mu$ s	34
4.11 วงจรขับเกทเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	34
4.12 วงจรขับเกทโดยใช้ไอซี TLP250 เป็นตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรถูกำลัง	35
4.13 สัญญาณขับเกท ก่อนเข้าไอซี TLP250	36
4.14 สัญญาณขับเกท หลังออกจากไอซี TLP250	36
4.15 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	37
4.16 สวิตช์สองทางแบบ common emitter	37
5.1 บล็อกไดอะแกรม MATLAB / SIMULINK ของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	38
5.2 สัญญาณขับสวิตช์ S1-S6 ในวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ ที่ความเร็วรอบ 1500 rpm	39
5.3 สัญญาณขับสวิตช์ S7-S12 ในวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่ความเร็วรอบ 1500 rpm	39
5.4 สัญญาณขับสวิตช์ SaA, SaB, SaC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	39
5.5 สัญญาณขับสวิตช์ SbA, SbB, SbC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	40
5.6 สัญญาณขับสวิตช์ ScA, ScB, ScC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	40
5.7 แรงดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน ที่ 1200 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	41
5.8 ความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ ที่ 1200 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	41
5.9 แรงดันพีคดับลิวเอ็มและกระแสขาออก ที่ 1200 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	42
5.10 แรงดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน ที่ 1500 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	42
5.11 ความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ ที่ 1500 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	43
5.12 แรงดันพีคดับลิวเอ็มและกระแสขาออก ที่ 1500 rpm ในขณะไม่มีภาระทางกล	43
5.13 แรงดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน ที่ 1200 rpm ในขณะมีภาระทางกล 50 N-m	44
5.14 ความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ ที่ 1200 rpm ในขณะมีภาระทางกล 50 N-m	44



## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.34 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	56
5.35 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	56
5.36 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	57
5.37 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	57
5.38 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	58
5.39 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	58
5.40 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	59
5.41 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	59
5.42 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส	60
5.43 กราฟแรงดันและกระแสเอาต์พุต เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	61
5.44 กราฟสเปกตรัมแรงดันเอาต์พุต เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	61
5.45 กราฟสเปกตรัมกระแสเอาต์พุต เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	62
5.46 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	62
5.47 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	63

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.48 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	63
5.49 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	64
5.50 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	64
5.51 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	65
5.52 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	65
5.53 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	66
5.54 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	66
5.55 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ เมื่อทำการทดลองกับ โพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz	67
5.56 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	67
5.57 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	68
5.58 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	68
5.59 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	69
5.60 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	69
5.61 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	70

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.62 กราฟแรงดันและกระแสขาออกเมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	70
5.63 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	71
5.64 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	71
5.65 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	72
5.66 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	72
5.67 กราฟสเปกตรัมกระแสเอาต์พุต เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	73
5.68 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz	73

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อมูลคุณลักษณะของมอเตอร์	7
3.1 สเปซเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าสำหรับวงจรถัดรีคตีไฟร์	17
3.2 สเปซเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าสำหรับวงจรถัดอินเวอร์เตอร์	22
5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาออกและความถี่คอนเวอร์เตอร์ กรณีไม่มีภาระทางกล	47
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาออกและความถี่คอนเวอร์เตอร์ กรณีมีภาระ 50 N-m	48
5.3 ผลการทดลองขับโหลดตัวต้านทานที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz แรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms	74
5.4 ผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความถี่สวิตซ์ 1 kHz แรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms	74
5.5 ผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz แรงดันไลน์ ขาเข้า 100 Vrms	75

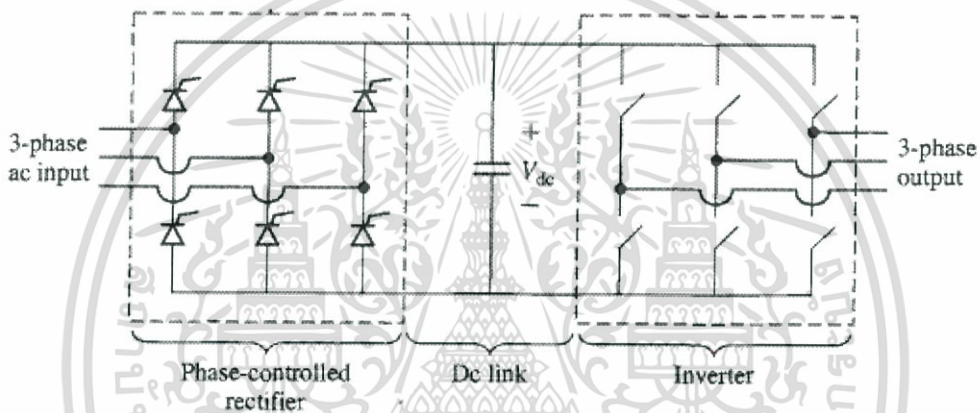


# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การประยุกต์ใช้งานวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขาออกที่สามารถปรับเปลี่ยนได้ทั้งแรงดันและความถี่ สำหรับจ่ายให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสนั้นมีมาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถทำได้โดยใช้วงจรเอซี-ดีซี-เอซี (AC-DC-AC) คอนเวอร์เตอร์หรือที่เรียกว่า วงจรเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเก่านั้นจะมีส่วนประกอบหลักๆ ด้วยกันทั้งหมด 3 ส่วน ดังแสดงในรูปที่ 1.1



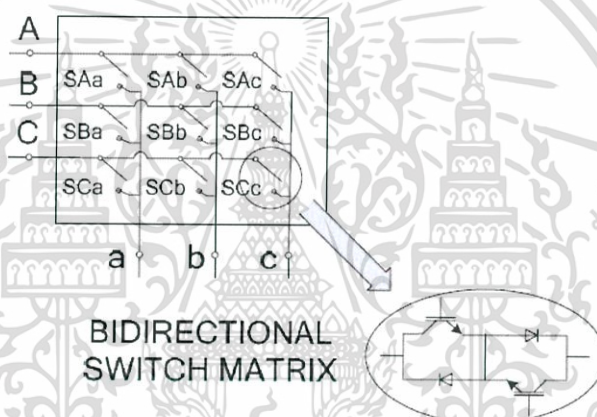
รูปที่ 1.1 วงจรเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์

ส่วนแรก จะเป็นวงจรแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส เป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC-DC) และในส่วนที่สองนั้นจะเป็นวงจรแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส (DC-AC) ที่สามารถปรับแรงดันและความถี่ขาออกได้ ซึ่งในระหว่างวงจรส่วนที่หนึ่ง และส่วนที่สองนั้น จะเห็นได้ว่า เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นในส่วนนี้จะต้องใช้ส่วนเชื่อมโยงที่เรียกว่า ดีซีลิงค์ (DC-Link) ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ จากลักษณะโครงสร้างของวงจรในแบบเก่านั้น จะพบว่า ในส่วนของดีซีลิงค์ จะมีปัญหาในการใช้งานอยู่บางประการ เช่น ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กัน มีขนาดใหญ่มาก ทำให้ขนาดและน้ำหนักของวงจรคอนเวอร์เตอร์มากขึ้นตามไปด้วย โดยในกรณีที่มีการเบรคมอเตอร์นั้น พลังงานจากมอเตอร์ที่ย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 3 เฟส ในปริมาณครั้งละมากๆ จะไม่สามารถทำได้ โดยจะเกิดการสะสมพลังงานจากมอเตอร์เพื่อมาเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุในรูปของแรงดันในปริมาณไม่มากนัก แต่จะมีปริมาณที่จำกัด เพียงระดับหนึ่ง ทั้งนี้เนื่องจากตัวเก็บประจุมีพิคัดของแรงดันที่จำกัดอยู่เพียงค่าเดียว การคืนพลังงานจึงไม่สามารถกระทำได้ในปริมาณมากๆ นอกจากนี้ตัวเก็บประจุดังกล่าวยังมีปัญหาเรื่องการสูญเสียพลังงานที่เก็บสะสมอยู่ด้วยในทุก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครั้งที่ทำการปลดคายพลังงานส่วนเกินนี้ทิ้งด้วยวิธีการต่างๆ เพื่อพยายามรักษาระดับแรงดันให้อยู่ภายในค่าพิกัดของตัวเก็บประจุ

ด้วยเหตุผลนี้ จึงเกิดแนวคิดที่จะกำจัดข้อเสียเหล่านี้โดยการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสจากการไฟฟ้า ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสด้านขาออก ที่สามารถปรับได้ทั้งแรงดันและความถี่ เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้โดยตรง ซึ่งจะอาศัยอุปกรณ์สวิตซ์ที่ทำการเปิด-ปิด ด้วยสัญญาณที่ป้อนเข้าที่ขาเกต เพื่อตัดต่อวงจรให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ที่มีรูปคลื่นแรงดันขาออกในลักษณะที่ต้องการได้ ซึ่งสวิตซ์สองทิศทางทั้งหมด 9 ชุด โดยที่สวิตซ์แต่ละชุดนั้นจะประกอบด้วย ไอจีบีที 2 ตัว ต่ออยู่กับไดโอด 2 ตัว ในลักษณะ back to back switch โดยจะเรียกวงจรนี้ว่า เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (Matrix Converter) สวิตซ์ที่นำมาใช้ในวงจรมีคุณสมบัติให้กระแสไหลผ่านได้สองทิศทางและมาเชื่อมต่อกันในลักษณะของเมตริกซ์ ดังแสดงในรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 สวิตซ์ที่มีคุณลักษณะยอมให้กระแสไหลได้สองทิศทาง ต่อกันในลักษณะของเมตริกซ์

โดยวงจรคอนเวอร์เตอร์ยังคงคุณสมบัติต่างๆ เหมือนกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเก่า แต่จะมีข้อได้เปรียบที่ไม่มีส่วนของวงจร DC-Link ในกรณีนี้ทำให้การไหลของพลังงานระหว่างแหล่งจ่ายกับมอเตอร์เป็นไปอย่างสะดวกและไม่เกิดการสูญเสียพลังงาน ซึ่งเป็นการใช้พลังงานให้เกิดประโยชน์สูงสุด

การประยุกต์วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ถือได้ว่าเป็นจุดริเริ่มของการออกแบบวิจัยพัฒนามอเตอร์ในรูปแบบอื่นๆ ที่จะนำมาใช้ในอนาคต มอเตอร์จะเกิดการเปลี่ยนแปลงไปจากปัจจุบันอย่างเห็นได้ชัดเจน ทั้งในเรื่องของรูปร่าง ลักษณะ และการทำงาน เช่น จะมีการนำเอาส่วนของวงจรทางด้านกำลังและการควบคุมการขับเคลื่อน มารวมไว้ด้วยกัน เรียกว่า Integrated Motor Drives เนื่องจากไม่มีส่วนเชื่อมโยงที่เรียกว่า ดีซีลิงค์ (DC-Link) ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุขนาดใหญ่

โดยวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในเชิงพาณิชย์ ยกตัวอย่างเช่น

#### 1. การประยุกต์ใช้ ในโรงงานอุตสาหกรรม

ใช้เป็นวงจรในการขับเคลื่อนมอเตอร์ของลิฟต์ หรือรถ ในโรงงานอุตสาหกรรม เช่น Yaskawa Matrix Converter ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์แรกๆที่นำเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรม เมื่อในปี ค.ศ.2004

#### 2. การประยุกต์ใช้ ในงานด้านอากาศยาน

ออกแบบมาเพื่อใช้ในงานด้านระบบขับเคลื่อน สำหรับงานด้านอากาศยานที่ต้องการคุณสมบัติที่ดี และมีน้ำหนักน้อย นั้นหมายความว่า ตัวเก็บประจุประเภทอิเล็กโทรไลต์ ที่ใช้สำหรับกักเก็บพลังงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมนั้นไม่เหมาะสำหรับงานที่มีอุณหภูมิเข้ามาเกี่ยวข้อง, อายุการใช้งาน และขนาดของวงจรเข้ามาเกี่ยวข้อง ทำให้วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจ

### 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. นำเสนอหลักการของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เพื่อแก้ไขข้อเสียของวงจรของวงจรเรกติไฟร์-อินเวอร์เตอร์
2. ศึกษาหลักการการทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยใช้วิธีทางอ้อมของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตซ์มอดูเลชั่น (Indirect Space Vector PWM scheme)
3. จำลองการทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK
4. สร้างวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนเหนี่ยวนำสามเฟส ที่สามารถปรับความถี่ขาออก และความถี่สวิตซ์ได้

### 1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอหลักการและคุณลักษณะของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถที่จะทำการแปลงพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส โดยใช้สวิตซ์สองทิศทาง 9 ชุด ทำหน้าที่ตัดต่อแรงดันไฟไลน์ 3 เฟส จากการไฟฟ้า ซึ่งสวิตซ์แต่ละชุดจะทำงานด้วยสัญญาณพีดับลิแวมที่ได้ทำการออกแบบไว้ และสร้างด้วย C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่สามารถปรับแรงดันได้ที่ความถี่ต่างๆ โดยการนำวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น ไปทดสอบ โดยต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้า 3 เฟส / 380 โวลต์ line-line / 50Hz โดยจะทดสอบกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส / 200 โวลต์ / 1.26 แอมแปร์ / 50Hz / 0.2kW / 1430 rpm เพื่อดูลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสของมอเตอร์ และดูความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับทฤษฎีที่จำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นมาจากโปรแกรม MATLAB / SIMULINK เพื่อยืนยันความถูกต้อง ในโครงงานนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็นทั้งหมด 6 บท

โดยบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา, วัตถุประสงค์ของการวิจัย ,ขอบเขตของงานวิจัย ,ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน ,ประโยชน์ที่ได้รับ

บทที่ 2 นำเสนอทฤษฎีเกี่ยวกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส, การใช้งาน C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์ และ หลักการของ Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยวิธีทางอ้อม (Indirect Space Vector Modulation)

บทที่ 4 วงจรและหลักการออกแบบ ในส่วนของฮาร์ดแวร์ทั้งหมด ประกอบรวมกันเป็นวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ทั้งส่วนวงจรกำลังและวงจรควบคุม

บทที่ 5 เป็นผลการทดลอง ซึ่งจะแบ่งเป็นผลการจำลองจากโปรแกรม MATLAB / SIMULINK และผลจากการทดลองด้วยวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้สร้างขึ้น

บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง พร้อมทั้งระบุปัญหาและข้อเสนอแนะ

#### 1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงงาน

ในขั้นตอนแรกนั้นได้ทำการศึกษาการทำงานของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ที่สามารถปรับได้ทั้งแรงดันและความถี่ขาออกได้ เริ่มจากการออกแบบลักษณะคลื่นแรงดันขาออก พีคดับลิแอมของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการนำขับสวิตซ์ทั้ง 9 ชุด โดยกำหนดเงื่อนไขของคลื่นแรงดันขาออกพีคดับลิแอมให้มีจำนวนพัลส์ความถี่และอัตราการมอดูเลตที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งจะทำให้การสร้างสัญญาณพีคดับลิแอมโดยใช้ C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์ พร้อมทั้งออกแบบและสร้างส่วนวงจรกำลังทั้งหมด

#### 1.5 แผนการดำเนินโครงงาน

1. รวบรวมเอกสารที่เกี่ยวข้องกับวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมรูปแบบต่างๆ
2. ศึกษาการทำงานของ C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์
3. ศึกษาหลักการทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยวิธีทางอ้อมของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตที่มีมอดูเลชัน
5. ออกแบบและจำลองการทำงานของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB / SIMULINK
6. ออกแบบวงจรกำลังที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์
7. วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยในครั้งนี้ คือ ทำให้เข้าใจหลักการทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้เป็นอย่างดีและสามารถออกแบบสร้างวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้ขับเคลื่อนปรับความเร็วรอบมอเตอร์ในงานจริงที่ต่อโหลดจริงๆได้ และยังเป็นการใช้พลังงานให้เกิดประโยชน์สูงสุดอีกด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง

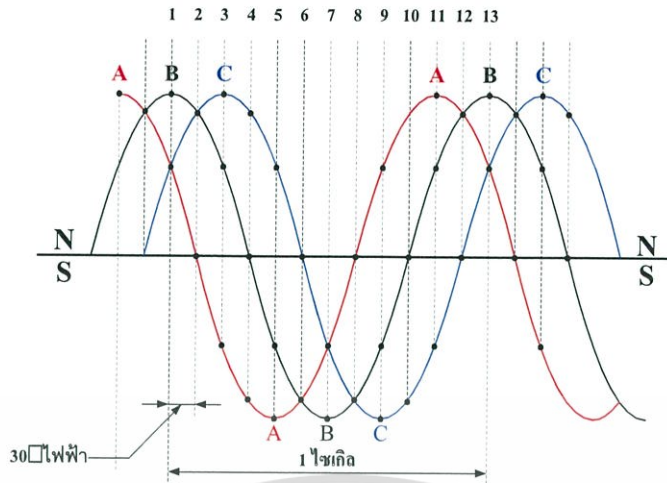
#### 2.1 ทฤษฎีและหลักการเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบ่งออกได้เป็น 2 แบบ ได้แก่ แบบโรเตอร์กรงกระรอก และแบบโรเตอร์พันขดลวด

1. โรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel cage Rotor) ประกอบด้วยแกนเหล็กที่ทำมาจากแผ่นเหล็กบางๆ มีลักษณะกลมอัดซ้อนกันโดยมีเพลาร้อยทะลุเพื่อยึดให้แน่น ที่ผิวของโรเตอร์นี้จะมีสลอตไปตามทางยาวและในสลอตจะมีแท่งตัวนำทองแดงหรืออะลูมิเนียมฝังอยู่โดยรอบ ที่ส่วนปลายของแท่งตัวนำจะเชื่อมติดกับวงแหวนโลหะ ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกรงกระรอก ดังนั้นจึงมีชื่อเรียกว่า โรเตอร์แบบกรงกระรอก ในปัจจุบันตัวนำที่ฝังอยู่ในสลอตของโรเตอร์จะใช้วิธีหล่อตัวนำที่เป็นโลหะผสมหรืออะลูมิเนียมเข้าไปเลย รวมทั้งหล่อบรรณตัวนำที่มีครีบช่วยระบายความร้อนเชื่อมเข้ากับปลายตัวนำแต่ละด้านของโรเตอร์ด้วยซึ่งทั้งสองแบบนี้มีส่วนประกอบที่เหมือนกันที่สำคัญอยู่ 2 ส่วน คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (Stationary Part) จะแตกต่างกันเฉพาะส่วนที่เคลื่อนที่ (Rotational Part) เท่านั้น

2. โรเตอร์พันขดลวด (Wound Rotor) เป็นโรเตอร์ที่มีส่วนประกอบคล้ายกับโรเตอร์กรงกระรอก แต่จะแตกต่างกันตรงที่ตัวนำที่ใช้จะพันด้วยขดลวดทองแดงเคลือบด้วยฉนวนไฟฟ้าอย่างดี จำนวน 3 ชุด หรือ 3 เฟส พันอยู่ในสลอตแต่ละเฟสจะวางทำมุมห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า และต้องพันขดลวดให้มีจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากับจำนวนขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์ด้วย ขดลวดทั้ง 3 ชุดจะต่อกันแบบสตาร์ (Star) และปลายอีกด้านหนึ่งต่อเข้ากับสลีปริง (Slip ring) 3 วงที่ติดอยู่บนเพลาด้านหนึ่ง ซึ่งจะมีแปรงถ่านสัมผัสอยู่ เพื่อต่อไปยังอุปกรณ์ควบคุมภายนอก (ตัวต้านทานปรับค่าได้)

เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นที่ขดลวดสเตเตอร์ โดยจะหมุนติดกับตัวนำโรเตอร์ที่วางอยู่ในสลอตที่โรเตอร์ ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำในตัวนำของโรเตอร์ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่โรเตอร์ สนามแม่เหล็กหมุนของสเตเตอร์จะผลัดและดูดกับขั้วแม่เหล็กที่โรเตอร์ทำให้เกิดแรงบิดขึ้น ทำให้โรเตอร์หมุนไปตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส

สนามแม่เหล็กนี้หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ตามสมการ

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

เมื่อ  $N_s$  = ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)

$f$  = ความถี่ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hertz)

$P$  = จำนวนขั้วแม่เหล็ก

ซึ่งในการทดลองขับมอเตอร์ด้วยวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ในโครงงานนี้ จะทดลองกับมอเตอร์แบบ โรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel cage Rotor) โดยมอเตอร์จะมีพิกัดดังแสดง ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ข้อมูลคุณลักษณะของมอเตอร์

Nameplate induction motor		
power	0.2	kW
Voltage	200	V
Current	1.26	A
pole	4	poles
Frequency	50	Hz
Full load speed	1430	rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 หลักการควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ ( Variable Voltage, Variable Frequency )

เป็นเทคนิคที่รู้จักกันดีและเหมาะสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันและความถี่ทางด้านเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์

การเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็วมอเตอร์จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วเชิงโคโรนัสของสนามแม่เหล็กในช่องว่างอากาศที่อยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งการเปลี่ยนความเร็วเชิงโคโรนัสสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ การเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์อย่างเดียวนี้อาจทำให้สนามแม่เหล็กในช่องว่างอากาศของมอเตอร์ลดลงด้วย จากสมการที่ 2.2

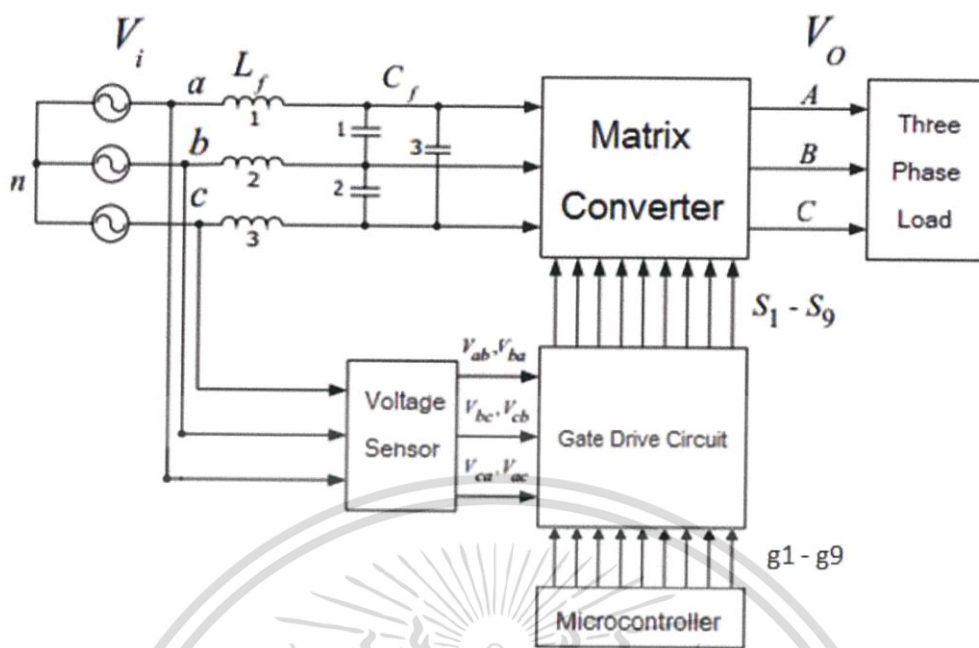
$$E = 4.44 N f \phi \quad (2.2)$$

$$\phi \propto \frac{V}{f}$$

เมื่อฟลักซ์ช่องว่างอากาศลดลงจะทำให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์ลดลงแต่ในการที่จะรักษาสนามแม่เหล็กในช่องว่างอากาศและแรงบิดสูงสุดให้คงที่จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่เพื่อรักษาความสัมพันธ์ของ  $\frac{V}{f}$  ให้คงที่เพื่อให้แรงบิดสูงสุดคงที่นั่นเอง

## 2.3 ทฤษฎีและหลักการทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ถูกสร้างขึ้นเพื่อ ตัดขั้นตอนที่มีดีซีลิงค์ (DC link) ออกไปเนื่องจากระบบที่ใช้กันอยู่ปัจจุบันจะมีการแปลงพลังงานไฟฟ้าถึง 2 ขั้นตอนคือการแปลงจาก AC เป็น DC และจาก DC เป็น AC ดังนั้นเพื่อลดการสูญเสียพลังงานไฟฟ้ามากขึ้นเราจึงใช้เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ แปลงรูปพลังงานไฟฟ้าเหลือเพียงขั้นตอนเดียวคือ การแปลงพลังงานจาก AC เป็น AC เพราะฉะนั้นการใช้เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีจุดประสงค์หลักคือ เพื่อปรับปรุงค่าประสิทธิภาพของวงจรดีซีลิงค์ให้สูงขึ้น นอกจากนี้ วงจรเมตริกซ์ดังกล่าว ยังสามารถคืนพลังงานจากด้านโหลด เพื่อมาเก็บสะสมในตัวเก็บประจุเพื่อรอการคายพลังงานทิ้งด้วยวงจรดิสชาร์จที่มีตัวต้านทานขนาดใหญ่ ทำหน้าที่กำจัดพลังงานทิ้งและรอรับการเก็บสะสมครั้งใหม่จากด้านโหลด

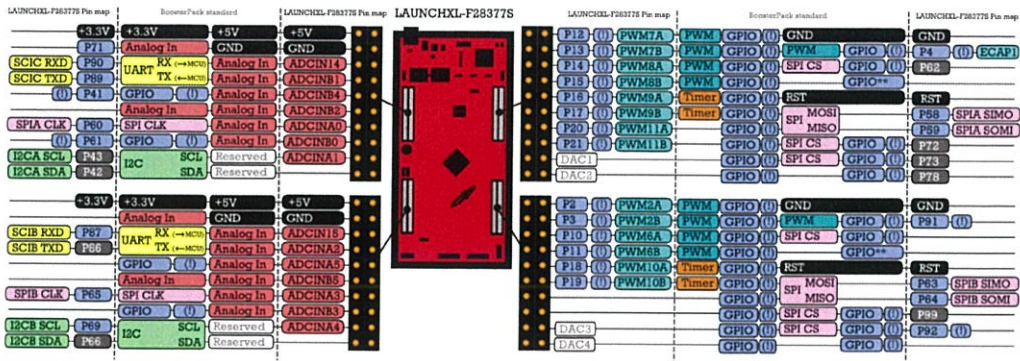


รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

## 2.4 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการทำงาน

### 2.4.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 (TMS320F28377S)

C2000 คือชื่อตระกูลไมโครคอนโทรลเลอร์ 32 บิต จาก Texas Instruments Inc. ผู้ผลิต DSP, Microcontroller และไอซีต่างๆ โดย Texas Instruments ได้กำหนดชื่อตระกูลเป็นทางการของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Real-time ว่า C2000 ซึ่งถูกจัดให้เป็น Digital Signal Controller (DSC) หากเป็นตระกูลอื่นที่ไม่ใช่ C2000 เช่น C5000 หรือ C6000 จะถูกจัดให้อยู่ในตระกูล Digital Processor (DSP) ที่เน้นใช้งานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นส่วนใหญ่ เช่น ประมวลผลวิดีโอ และคอมพิวเตอร์เป็นต้น ไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดนี้เป็นชนิดที่มีคุณภาพสูง มีโครงสร้างที่ซับซ้อน สามารถประมวลผลที่ซับซ้อนในการควบคุมระบบแบบเรียลไทม์ได้ ด้วยการรวมทั้งฮาร์ดแวร์และดิจิทัลคอนโทรลไว้ในอุปกรณ์ชิ้นเดียว



รูปที่ 2.3 โครงสร้างและพอร์ทของ C2000



รูปที่ 2.4 C2000 F28377S

การพัฒนาาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องใช้ทั้งฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ สำหรับงานวิจัยนี้จะแนะนำซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการโปรแกรม Source code ลงไปไมโครคอนโทรลเลอร์และโปรแกรมคอมไพเลอร์ซึ่ง ใช้ 2 โปรแกรมคือ

1. Code Composer Studio v 6.1.3 (CCS) เป็นซอฟต์แวร์โปรแกรมและคอมไพเลอร์ภาษาซีซึ่งมีหน้าที่คอมไพล์และโหลดโปรแกรมลงในไมโครคอนโทรลเลอร์และมีขั้นตอนการสร้าง Target Configuration สำหรับ F28377 Experiment Kit และเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์
2. MATLAB / SIMULINK เป็นโปรแกรมคอมไพเลอร์บล็อกไดอะแกรมโดยผ่านฟังก์ชัน Simulink ในการสร้างบล็อกไดอะแกรม เพื่อควบคุมและพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 โดยใช้บล็อกจากหมวด Embedded Coder ซึ่งจะเป็นบล็อก Peripherals ต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.2 ไอจีบีที ( IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor) IRG4PH50K

ไอจีบีทีสามารถควบคุมให้นำกระแสและสามารถควบคุมให้หยุดนำกระแสได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต ไอจีบีทีมีสัญลักษณ์และคุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าขณะสภาวะอยู่ตัว ไอจีบีทีจะทีค่าอิมพีแดนซ์ขาเกตที่มีค่าสูงคล้ายมอสเฟตกำลัง ซึ่งต้องการพลังงานน้อยมาในการควบคุมการสวิตช์ สามารถใช้งานการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง



รูปที่ 2.5 IGBT เบอร์ IRG4PH50K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การออกแบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการสวิตช์เบื้องต้นของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีทางอ้อม ซึ่งจะกล่าวถึงสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์รีคตีไฟร์ สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ และสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

### 3.2 หลักการสวิตช์เบื้องต้นของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีทางอ้อม

เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส ประกอบด้วยสวิตช์ 2 ทาง จำนวนทั้งหมด 9 สวิตช์ แต่ละเฟสขาออกจะถูกต่อเข้ากับทุกๆเฟสของขาเข้า โดยมีสวิตช์ดังกล่าว เป็นตัวเชื่อมต่อ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยการกำหนดตัวอักษรพิมพ์เล็กสำหรับเฟสขาเข้า {a, b, c} ตัวอักษรพิมพ์ใหญ่สำหรับเฟสขาออก {A, B, C} ตัวอย่างเช่น  $S_{aA}$  เป็นสวิตช์เชื่อมต่อระหว่างเฟส a ขาเข้า กับเฟส A ขาออก หรือ  $S_{cA}$  เป็นสวิตช์เชื่อมต่อระหว่างเฟส c ขาเข้า กับเฟส A ขาออก เป็นต้น ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าออกสามารถควบคุมให้มีระดับแรงดัน ความถี่ และเฟส ตามต้องการโดยการมอดูเลตสวิตช์ด้วยสวิตซ์ฟังก์ชัน แสดงในสมการที่ 3.1

$$\mathbf{V}_o = \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_i \quad (3.1)$$

กระแสไฟฟ้าเข้า สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{I}_o \quad (3.2)$$

ซึ่งสามารถแสดงสวิตซ์ฟังก์ชันแสดงในรูปของเมตริกซ์

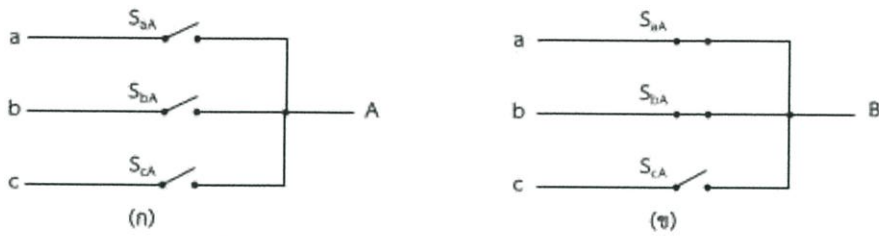
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ซึ่งสถานะเปิดและปิดของสวิตช์ถูกกำหนดดังนี้

$$S_{ij} = 1 ; \text{ ปิด (Close) } , i \in \{a, b, c\}, j \in \{A, B, C\}$$

$$S_{ij} = 0 ; \text{ เปิด (Open)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 (ก) เปิดวงจรขาออก , (ข) ลัดวงจรขาเข้า

การมอดูเลชันของสวิตช์ต้องไม่ทำให้เกิดการเปิดวงจรขาออกดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ก) ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลลดหยุดไหลทันที ส่งผลทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเกินชั่วคราวที่คร่อมสวิตช์และอาจทำให้สวิตช์ได้รับความเสียหาย นอกจากนี้ต้องไม่ทำให้เกิดการลัดวงจรขาเข้าดังแสดงในรูปที่ 3.1(ข) ทำให้เกิดการลัดวงจร ส่งผลทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์เกินพิกัด และอาจทำให้สวิตช์ได้รับความเสียหาย ดังนั้นจากข้อกำหนดทั้งสอง ผลรวมทุกๆ แลวในแนวนอนขอเมตริกซ์  $S$  ต้องเท่ากับ 1 เสมอ ดังสมการที่ 3.4

$$\begin{aligned} S_{aA} + S_{bA} + S_{cA} &= 1 \\ S_{aB} + S_{bB} + S_{cB} &= 1 \\ S_{aC} + S_{bC} + S_{cC} &= 1 \end{aligned} \quad (3.4)$$

การทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์โดยวิธีทางอ้อม วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เสมือนซึ่งประกอบด้วยสวิตช์สองทางจำนวน 12 สวิตช์ต่อในรูปแบบของวงจรบริดจ์ 3 เฟส ดังแสดงในรูปที่ 3.2 วงจรบริดจ์ที่ต่อขาเข้าทำหน้าที่เรียงกระแสไฟฟ้าสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเสมือนซึ่งสามารถคำนวณได้จากผลคูณของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าเข้ากับเร็คติไฟร์สวิตซ์ซึ่งฟังก์ชันดังแสดงในสมการ 3.5

$$\begin{bmatrix} V_{dc}^+ \\ V_{dc}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

กระแสไฟฟ้าเข้าสามารถคำนวณได้จากสมการ 3.6

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dc}^+ \\ I_{dc}^- \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะวงจรบริดจ์ขาเข้าเรียงกระแสไฟฟ้าสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง วงจรบริดจ์ขาออกทำการมอดูเลตแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสมือนให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับไปพร้อมๆกัน โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับดังกล่าวได้จากผลคูณของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสมือนกับอินเวอร์เตอร์สวิตซ์ซิงฟังก์ชันแสดงในรูปสมการที่ 3.7

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dc}^+ \\ V_{dc}^- \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

กระแสไฟฟ้าตรงเสมือนคำนวณได้จากสมการ 3.8

$$\begin{bmatrix} I_{dc}^+ \\ I_{dc}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

ขณะทำงานไปพร้อมๆกัน ทำให้สามารถสร้างสวิตซ์เมตริกซ์ S ในสมการที่ 3.3 ได้จากสมการที่ 3.5 และ 3.7 ดังนี้

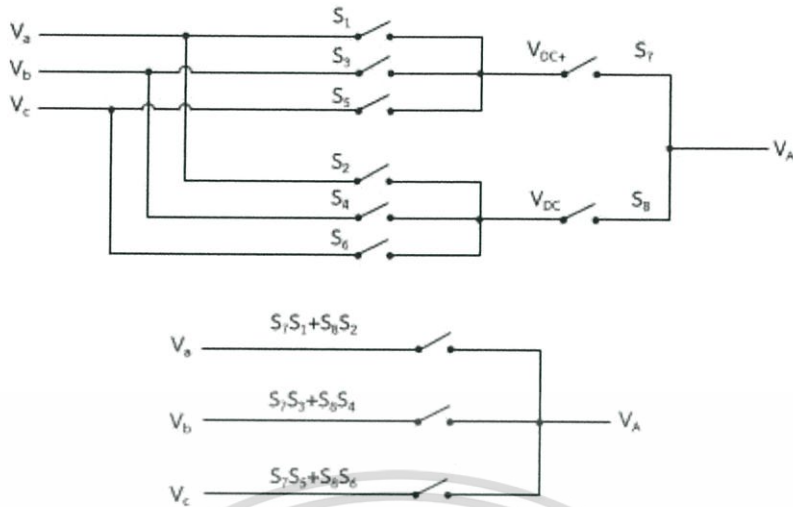
$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 S_7 + S_2 S_8 & S_3 S_7 + S_4 S_8 & S_5 S_7 + S_6 S_8 \\ S_1 S_9 + S_2 S_{10} & S_3 S_9 + S_4 S_{10} & S_5 S_9 + S_6 S_{10} \\ S_1 S_{11} + S_2 S_{12} & S_3 S_{11} + S_4 S_{12} & S_5 S_{11} + S_6 S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

ในทำนองเดียวกัน กระแสไฟฟ้าเข้าสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 S_7 + S_2 S_8 & S_1 S_9 + S_2 S_{10} & S_1 S_{11} + S_2 S_{12} \\ S_3 S_7 + S_4 S_8 & S_3 S_9 + S_4 S_{10} & S_3 S_{11} + S_4 S_{12} \\ S_5 S_7 + S_6 S_8 & S_5 S_9 + S_6 S_{10} & S_5 S_{11} + S_6 S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 การทำงานของสวิตช์ในวงจรบริดจ์เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าออก

จากวงจรสวิตซ์เชิงเมตริกซ์ในสมการที่ 3.10 สถานะของแต่ละสวิตช์จะถูกสร้างโดยอาศัยหลักการของสเปซเวกเตอร์พัลส์สวิตท์มอดูเลชันทั้งในส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์และวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยมีรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

### 3.3 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

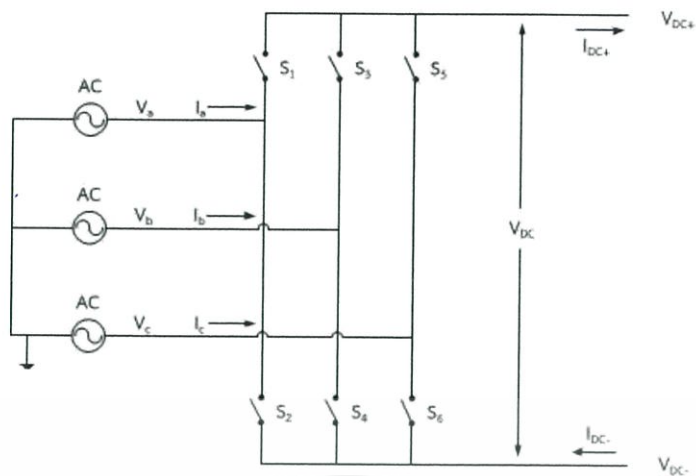
วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ประกอบด้วยสวิตซ์ 2 ทาง จำนวน 6 สวิตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 วงจรนี้ทำหน้าที่เรียงกระแสไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง พร้อมทั้งสามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าเข้าให้เป็นรูปไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่ง โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสไฟฟ้าเข้าเป็นไปตามสมการที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ เนื่องจากมีจำนวนสวิตซ์มากถึง 6 สวิตซ์ ขณะแต่ละสวิตซ์เปิดและปิดทำให้เกิดการต่อวงจรในรูปแบบต่างๆ ได้มากถึง 64 ( $2^6$ ) รูปแบบที่แตกต่างกัน แต่เพื่อป้องกันการลัดวงจรด้านเข้า สวิตซ์แต่ละตัวจึงถูกกำหนดเปิดและปิดตามเงื่อนไข

$$\begin{aligned} S_1 + S_3 + S_5 &= 1 \\ S_2 + S_4 + S_6 &= 1 \end{aligned} \quad (3.12)$$

ดังนั้นจึงทำให้เกิดรูปแบบการต่อวงจรที่แตกต่างกันทั้งหมด 9 รูปแบบ ถ้ากำหนดตำแหน่งเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อนคำนวณจากสมการ

$$\mathbf{I}_i = \frac{2}{3} (I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.13)$$

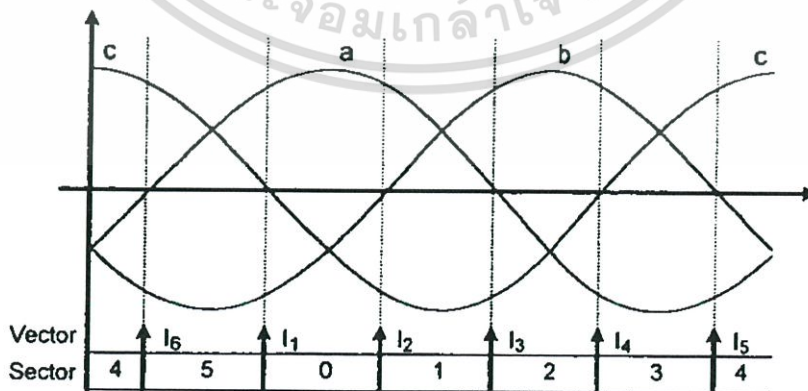
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์



รูปที่ 3.4 สเปซเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน



รูปที่ 3.5 ตำแหน่งของเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนแกนเวลา

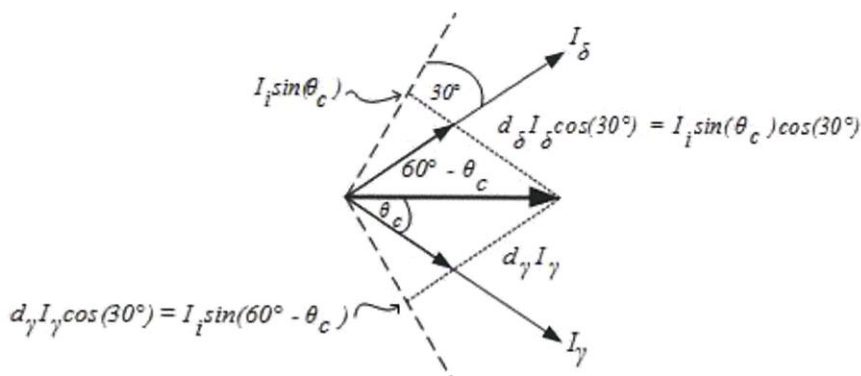
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าเข้าจากสมการที่ 3.13 สามารถแสดงบนระนาบเชิงซ้อนด้วยเวกเตอร์ต่างๆกันจำนวน 6 เวกเตอร์แสดงในรูปที่ 3.4 โดยแต่ละเวกเตอร์มีขนาดเท่ากันแต่มีมุมต่างกัน 60 องศา ดังนั้น จึงเรียกเวกเตอร์นี้ว่า แอ็คทีฟเวกเตอร์ (Active Vector) สำหรับ 3 เวกเตอร์ที่เหลือมีขนาดเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงมีตำแหน่งอยู่ที่จุดกำเนิดบนระนาบเชิงซ้อน เวกเตอร์เหล่านี้ทำให้กระแสไฟฟ้าเข้าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงเรียกเวกเตอร์นี้ว่าซีโรเวกเตอร์ (Zero Vector) ตำแหน่งของแต่ละเวกเตอร์และการกำหนดเซ็กเตอร์ (Sector) บนแกนเวลาสำหรับวงจรถิพรีคิตไฟร์ได้แสดงในรูปที่ 3.5 และคุณสมบัติของเวกเตอร์ทั้งหมด สรุปไว้ในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 สเปซเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าสำหรับวงจรถิพรีคิตไฟร์

Type	Vector	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	$I_a$	$I_b$	$I_c$	$ I_i $	$\angle I_i$	$V_{dc}$
Active	$I_1(ab)$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$I_{dc}^+$	$I_{dc}^-$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc}$	$-\frac{\pi}{6}$	$V_{ab}$
	$I_2(ac)$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$I_{dc}^+$	0	$I_{dc}^-$	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc}$	$\frac{\pi}{6}$	$-V_{ca}$
	$I_3(bc)$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	$I_{dc}^+$	$I_{dc}^-$	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc}$	$\frac{\pi}{2}$	$V_{bc}$
	$I_4(ba)$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$I_{dc}^-$	$I_{dc}^+$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc}$	$\frac{5\pi}{6}$	$-V_{ab}$
	$I_5(ca)$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$I_{dc}^-$	0	$I_{dc}^+$	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$V_{ca}$
	$I_6(cb)$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	$I_{dc}^-$	$I_{dc}^+$	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-V_{bc}$
Zero	$I_0(aa')$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0
	$I_0(bb')$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$						
	$I_0(cc')$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 สเปซเวกเตอร์ฟลัสวิตช์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

ขณะที่วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ทำการเรียงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง สวิตช์ในวงจรดังกล่าวจะทำการมอดูเลตไฟฟ้ากระแสตรง  $I_{dc}$  ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับในรูปไซน์ด้านเข้าและมีค่าตัวประกอบกำลังตามที่กำหนด (โดยทั่วไปเท่ากับ 1) การมอดูเลชันดังกล่าวสามารถทำได้โดยใช้ Active Vector หนึ่งคู่ที่มีตำแหน่งวางอยู่ในเซกเตอร์เดียวกันกับเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้า  $I_i$  มารวมกันในสัดส่วนที่เหมาะสม ในรูปที่ 3.6 เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้า  $I_i$  วางอยู่ในเซกเตอร์ 1 ดังนั้นคู่แฉักที่ฟเวกเตอร์ที่ถูกเลือกคือเวกเตอร์  $I_1$  และ  $I_2$  ถ้ากำหนดแกน “เดลต้า” ให้อยู่ในแนวเดียวกันกับแฉักที่ฟเวกเตอร์ที่มีเฟสหน้า และ “แกมมา” ให้อยู่ในแนวเดียวกับแฉักที่ฟเวกเตอร์ที่มีเฟสหลังเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้า  $I_i$  ผลรวมคู่แฉักที่ฟเวกเตอร์ทั้งสองต้องเท่ากับเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้า  $I_i$  แสดงด้วยสมการ 3.14

$$I_i = d_\delta I_\delta + d_\gamma I_\gamma = d_\delta I_2 + d_\gamma I_1 \tag{3.14}$$

โดยค่าตัวที่ไซเคิล  $d_\delta$  และ  $d_\gamma$  สำหรับแฉักที่ฟเวกเตอร์ในแนวแกน “เดลต้า” และ “แกมมา” มีค่าเท่ากับ

$$d_\delta = \frac{T_\delta}{T_s} = m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) \tag{3.15}$$

$$d_\gamma = \frac{T_\gamma}{T_s} = m_c \cdot \sin(\theta_c) \tag{3.16}$$

$$m_c = \frac{I}{I_{dc}} \tag{3.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดคาบเวลาการสวิตช์มีค่าเท่ากับ  $T_s$  วินาที ช่วงเวลาขณะสวิตช์อยู่ในตำแหน่งแฉีกที่ฟเวกเตอร์ “เดลต้า” และ “แกมมา” มีค่าเท่ากับ  $T_\delta$  และ  $T_\gamma$  วินาที ตามลำดับ ผลรวมของช่วงเวลาของแฉีกที่ฟเวกเตอร์ทั้งสองดังกล่าวต้องมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับคาบเวลาสวิตช์ซึ่งเสมอ ในกรณีที่ผลรวมของสองช่วงเวลาดังกล่าวน้อยกว่าคาบเวลาสวิตช์ซึ่ง ซีโรฟเวกเตอร์จะถูกนำมาใช้ โดยมีค่าดิฟเฟอเรนเชียลและช่วงเวลาของการสวิตช์เท่ากับ

$$d_{oC} = 1 - d_\delta - d_\gamma \quad (3.18)$$

$$T_{oC} = T_s - T_\delta - T_\gamma \quad (3.19)$$

ผลจากการมอดูเลชันสมการที่ 3.14 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสไฟฟ้าเข้าสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.5 และ 3.6 ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_{dc}^+ \\ V_{dc}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_\gamma & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dc}^+ \\ I_{dc}^- \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

ไฟฟ้ากระแสตรง  $I_{dc}$  สามารถคำนวณได้จากกฎการอนุรักษ์พลังงานโดยกำหนดให้วงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ไม่มีกำลังสูญเสีย ดังนั้นกำลังงานไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์จึงมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าของโหลด แสดงได้ด้วยสมการ

$$V_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} \cdot |\mathbf{V}_o| \cdot |\mathbf{I}_o| \cdot \cos(\phi_o) \quad (3.22)$$

$$I_{dc} = \frac{3}{2} \cdot |\mathbf{I}_o| \cdot \frac{|\mathbf{V}_o|}{V_{dc}} \cdot \cos(\phi_o) = \frac{3}{2} \cdot |\mathbf{I}_o| \cdot m_v \cdot \cos(\phi_o) \quad (3.23)$$

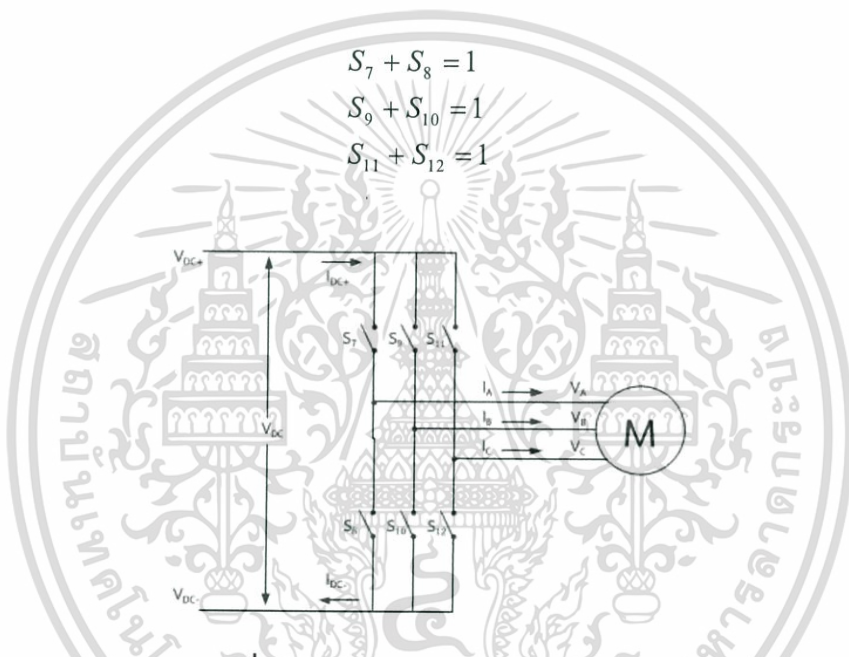
โดยกำหนดให้  $\mathbf{V}_o$  เป็นเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าออก (ค่ายอด),  $\mathbf{I}_o$  เป็นเวกเตอร์ของกระแสไฟฟ้าออก (ค่ายอด) จ่ายไปยังโหลดโดยวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เวกเตอร์ทั้งสองสามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับสมการที่ 3.13 ,  $\cos(\phi_o)$  เป็นค่าตัวประกอบกำลังของโหลด และ  $m_v$  เป็นค่าดัชนีมอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

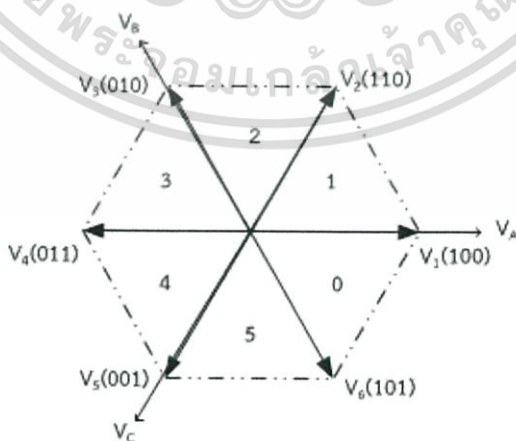
### 3.4 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยสวิตช์จำนวน 6 สวิตช์ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ด้านเข้ารับไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แล้วทำการแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ด้านออก และสามารถควบคุมให้มีระดับแรงดันไฟฟ้า ความถี่ และมุมเฟสตามที่ต้องการ โดยแรงดันไฟฟ้าออกและกระแสไฟฟ้าเข้าเป็นไปตามสมการที่ 3.7 และ 3.8 ขณะที่สวิตช์แต่ละตัวในวงจรเปิดและปิดจะทำให้เกิดรูปแบบการต่อวงจรได้มากถึง 64 ( $2^6$ ) รูปแบบที่แตกต่างกัน แต่เนื่องจากการป้องกันการลัดวงจรด้านไฟฟ้ากระแสตรง และป้องกันการเปิดวงจรกระแสไฟฟ้าออก สวิตช์แต่ละตัวจะถูกกำหนดเปิดและปิดตามเงื่อนไขสมการที่ 3.24

$$\begin{aligned} S_7 + S_8 &= 1 \\ S_9 + S_{10} &= 1 \\ S_{11} + S_{12} &= 1 \end{aligned} \tag{3.24}$$

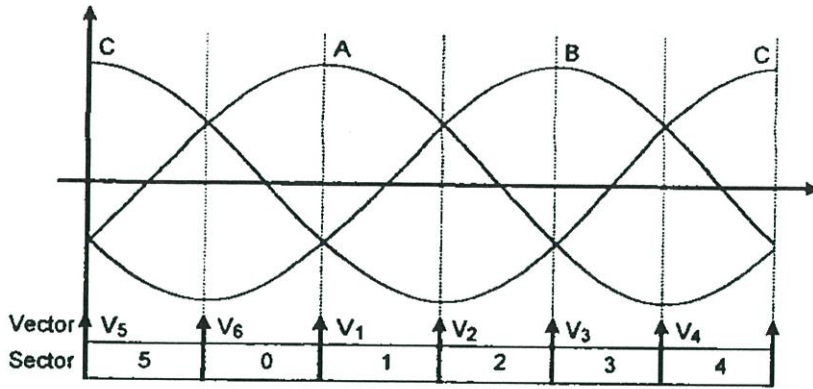


รูปที่ 3.7 วงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส



รูปที่ 3.8 สเปซเวกเตอร์เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ตำแหน่งของเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนแกนเวลา

ดังนั้นจึงทำให้เกิดรูปแบบการต่อวงจรที่แตกต่างกันทั้งหมด 8 รูปแบบ ตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออกบนระนาบเชิงซ้อนสามารถคำนวณได้จากสมการ

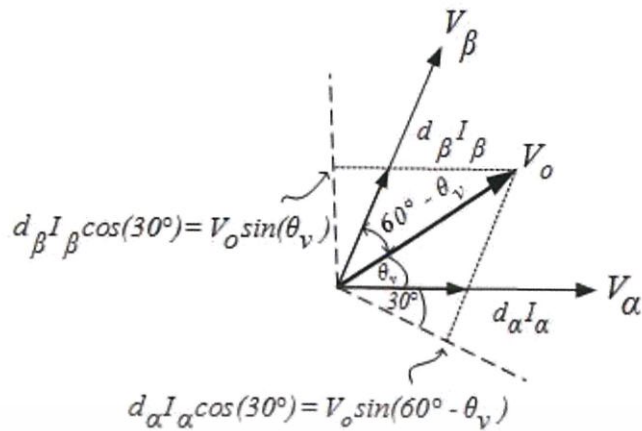
$$\mathbf{V}_o = \frac{2}{3} (V_A + V_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.25)$$

แรงดันไฟฟ้าออกจากสมการที่ 3.25 นำมาแสดงบนระนาบเชิงซ้อนด้วยเวกเตอร์ต่างๆกัน จำนวน 6 เวกเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.8 โดยแต่ละเวกเตอร์มีขนาดเท่ากันแต่มีมุมต่างเฟสกันอยู่ที่ 60 องศา เวกเตอร์นี้มีชื่อเรียกว่า แอ็คทีฟเวกเตอร์ (Active Vector) สำหรับ 2 เวกเตอร์ที่เหลือมีขนาดเท่ากับศูนย์ดังนั้นจึงมีตำแหน่งอยู่ที่จุดกำเนิดบนระนาบเชิงซ้อนเวกเตอร์ดังกล่าว ไม่ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าออก ดังนั้นจึงถูกเรียกว่า ซีโร่เวกเตอร์ (Zero Vector) ตำแหน่งของแต่ละเวกเตอร์และการกำหนดเซ็คเตอร์บนระนาบเชิงซ้อนและบนแกนเวลาสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ได้แสดงไว้ ในรูปที่ 3.8 – 3.9 และคุณสมบัติของเวกเตอร์ทั้งหมดได้สรุปไว้ในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 สเปซเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

Type	Vector	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	$V_a$ $V_{ab}$	$V_b$ $V_{bc}$	$V_c$ $V_{ca}$	$ \mathbf{V}_0 $	$\angle \mathbf{V}_0$	$I_{dc}^+$
Active	$\mathbf{V}_1$ (100)	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$2/3V_{dc}$ $V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$ 0	$-1/3V_{dc}$ $-V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$I_A$
	$\mathbf{V}_2$ (110)	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$1/3V_{dc}$ 0	$1/3V_{dc}$ $V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$ $-V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{\pi}{3}$	$-I_C$
	$\mathbf{V}_3$ (010)	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$-1/3V_{dc}$ $-V_{dc}$	$2/3V_{dc}$ $V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$ 0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2\pi}{3}$	$I_B$
	$\mathbf{V}_4$ (011)	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-2/3V_{dc}$ $-V_{dc}$	$1/3V_{dc}$ 0	$1/3V_{dc}$ $V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\pi$	$-I_A$
	$\mathbf{V}_5$ (001)	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$-1/3V_{dc}$ 0	$-1/3V_{dc}$ $-V_{dc}$	$2/3V_{dc}$ $V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{2\pi}{3}$	$I_C$
	$\mathbf{V}_6$ (101)	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$1/3V_{dc}$ $V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$ $-V_{dc}$	$1/3V_{dc}$ 0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-I_B$
Zero	$\mathbf{V}_0$ (000)	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0
	$\mathbf{V}_0$ (111)	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 สเปซเวกเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์สำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ขณะที่วงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ สวิตช์ในวงจรดังกล่าวจะทำการมอดูเลตไฟฟ้ากระแสตรง  $I_{dc}$  ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับรูปไซน์ด้านออกมีระดับแรงดันไฟฟ้า ความถี่ และมุมเฟส ที่ต้องการ การมอดูเลชันดังกล่าวสามารถทำได้โดยใช้แอมป์ฟเวกเตอร์หนึ่งคู่ที่มีตำแหน่งวางอยู่ในเซกเตอร์เดียวกันกับเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออก  $V_o$  รวมกันในส่วนที่เหมาะสมในรูปที่ 3.10 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออก  $V_o$  วางอยู่ในเซกเตอร์ที่หนึ่ง ดังนั้นคู่แอมป์ฟเวกเตอร์ที่ถูกเลือกคือ เวกเตอร์  $V_1$  และเวกเตอร์  $V_2$  ถ้ากำหนดแกน “เบต้า” ให้อยู่ในแนวเดียวกับแอมป์ฟเวกเตอร์ที่มีเฟสนำหน้า และ “แอลฟา” ให้อยู่ในแนวเดียวกับแอมป์ฟเวกเตอร์ที่มีเฟสล้าหลังเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออก  $V_o$  ผลรวมคู่แอมป์ฟเวกเตอร์นั้นต้องเท่ากับเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออก  $V_o$  แสดงในรูปสมการที่ 3.26

$$V_o = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta = d_\alpha V_1 + d_\beta V_2 \quad (3.26)$$

ค่าตัวชี้เซลล์  $d_\alpha$  และ  $d_\beta$  สำหรับแอมป์ฟเวกเตอร์ในแนวแกน “แอลฟา” และ “เบต้า” เท่ากับ

$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_s} = m_v \cdot \sin(60^\circ - \theta_v) \quad (3.27)$$

$$d_\beta = \frac{T_\beta}{T_s} = m_v \cdot \sin(\theta_v) \quad (3.28)$$

$$m_v = \frac{\sqrt{3}V_o}{V_{dc}} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยคาบเวลาสวิตซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $T_s$  วินาที ช่วงเวลาขณะสวิตซ์อยู่ในตำแหน่ง Active Vector “แอลฟา” และ “เบต้า” มีค่าเท่ากับ  $T_\alpha$  และ  $T_\beta$  วินาที ตามลำดับ และผลรวมช่วงเวลาของ Active Vector ทั้งสองดังกล่าว ต้องน้อยกว่า หรือเท่ากับคาบเวลาสวิตซึ่ง  $T_s$  เสมอ ในกรณีที่ผลรวมของสองช่วงเวลาดังกล่าว น้อยกว่าคาบเวลาสวิตซึ่ง Zero Vector จะถูกนำมาใช้โดยมีค่าตัวดีไซเคิลและช่วงเวลาของการสวิตซ์เท่ากับ

$$d_{oV} = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (3.30)$$

$$T_{oV} = T_s - T_\alpha - T_\beta \quad (3.31)$$

ผลจากการมอดูเลชันในสมการที่ 3.25 แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเอาต์พุตและไฟฟ้ากระแสตรงอินพุตสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.7 และ 3.8 ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = d_\alpha \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dc}^+ \\ V_{dc}^- \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} I_{dc}^+ \\ I_{dc}^- \end{bmatrix} = d_\alpha \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $V_{dc}$  สามารถคำนวณได้จากกฎอนุรักษ์พลังงานโดยกำหนดให้วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ไม่มีกำลังสูญเสีย ดังนั้นกำลังงานไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต จึงมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ดังสมการที่ 3.34

$$V_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} \cdot |\mathbf{V}_i| \cdot |\mathbf{I}_i| \cdot \cos(\phi_i) \quad (3.34)$$

$$V_{dc} = \frac{3}{2} \cdot |\mathbf{V}_i| \cdot \frac{|\mathbf{I}_i|}{I_{dc}} \cdot \cos(\phi_i) = \frac{3}{2} \cdot |\mathbf{V}_i| \cdot m_C \cdot \cos(\phi_i) \quad (3.35)$$

โดยกำหนดให้  $\mathbf{V}_i$  เป็นเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าเข้า (ค่ายอด),  $\mathbf{I}_i$  เป็นเวกเตอร์ของกระแสไฟฟ้าเข้า (ค่ายอด) จ่ายไปยังโหลดโดยวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ เวกเตอร์ทั้งสองสามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ 3.25 ,  $\cos(\phi_r)$  เป็นค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าของวงจรบริดจ์เร็คติไฟร์ และ  $m_c$  เป็นค่าดัชนีมอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์เร็คติไฟร์

### 3.5 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จากหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลชันของบริดจ์เร็คติไฟร์และบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่กล่าวมาแล้ว สามารถที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ จากสมการที่ 3.20 และ 3.32 แรงดันไฟฟ้าออกของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการรวมสเปซเวกเตอร์ของบริดจ์เร็คติไฟร์และบริดจ์อินเวอร์เตอร์สามารถแสดงในรูปสมการคณิตศาสตร์โดย

$$[\mathbf{V}_o] = [d_\alpha \mathbf{V}_\alpha + d_\beta \mathbf{V}_\beta] \cdot [d_\gamma \mathbf{I}_\gamma + d_\delta \mathbf{I}_\delta]^T \cdot [\mathbf{V}_i] \quad (3.36)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [d_\alpha d_\gamma \mathbf{V}_\alpha \mathbf{I}_\gamma^T + d_\beta d_\gamma \mathbf{V}_\beta \mathbf{I}_\gamma^T + d_\alpha d_\delta \mathbf{V}_\alpha \mathbf{I}_\delta^T + d_\beta d_\delta \mathbf{V}_\beta \mathbf{I}_\delta^T] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

จากสมการที่ 3.21 และ 3.33 กระแสไฟฟ้าเข้าของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการรวมสเปซเวกเตอร์ของบริดจ์เร็คติไฟร์และบริดจ์อินเวอร์เตอร์สามารถแสดงในรูปสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$[\mathbf{I}_i] = [d_\gamma \mathbf{I}_\gamma + d_\delta \mathbf{I}_\delta] \cdot [d_\alpha \mathbf{V}_\alpha + d_\beta \mathbf{V}_\beta]^T \cdot [\mathbf{I}_o] \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [d_\gamma d_\alpha \mathbf{I}_\gamma \mathbf{V}_\alpha^T + d_\delta d_\alpha \mathbf{I}_\delta \mathbf{V}_\alpha^T + d_\gamma d_\beta \mathbf{I}_\gamma \mathbf{V}_\beta^T + d_\delta d_\beta \mathbf{I}_\delta \mathbf{V}_\beta^T] \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

จากสมการที่ (3.37) และ (3.39) ผลคูณค่าตัวที่ใช่เคลของวงจรบริดจ์ทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$d_{r\alpha} = d_\gamma d_\alpha = m_c m_v = \sin(60^\circ - \theta_v) \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) \quad (3.40)$$

$$d_{\delta\alpha} = d_\delta d_\alpha = m_c m_v = \sin(60^\circ - \theta_v) \cdot \sin(\theta_c) \quad (3.41)$$

$$d_{r\beta} = d_\gamma d_\beta = m_c m_v = \sin(\theta_v) \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) \quad (3.42)$$

$$d_{\delta\beta} = d_\delta d_\beta = m_c m_v = \sin(\theta_v) \cdot \sin(\theta_c) \quad (3.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปค่าดัชนีมอดดูเลชั่นของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์จะถูกกำหนดให้เท่ากับ 1 ( $m_c=1$ ) เพื่อให้แรงดันกระแสตรงของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์มีค่าสูงสุด ค่าดัชนีการมอดดูเลชั่นของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์มีค่าอยู่ระหว่าง 0-1, ( $0 \leq m_v \leq 1$ ) ในกรณีที่ผลรวมค่าดัชนีการมอดดูเลชั่น สมการ (3.40) - (3.43) น้อยกว่าหนึ่ง ซีโรเวคเตอร์จะถูกนำมาใช้งาน โดยมีค่าดัชนีมอดดูเลชั่น คำนวณได้จาก

$$d_0 = 1 - d_{\gamma\alpha} - d_{\delta\alpha} - d_{\gamma\beta} - d_{\delta\beta} \tag{3.44}$$

ดังนั้น คาบเวลาการสวิตช์ของแอนด์ทีฟเวคเตอร์และซีโรเวคเตอร์ สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$T_{\gamma\alpha} = d_{\gamma\alpha} T_S \tag{3.45}$$

$$T_{\delta\alpha} = d_{\delta\alpha} T_S \tag{3.46}$$

$$T_{\gamma\beta} = d_{\gamma\beta} T_S \tag{3.47}$$

$$T_{\delta\beta} = d_{\delta\beta} T_S \tag{3.48}$$

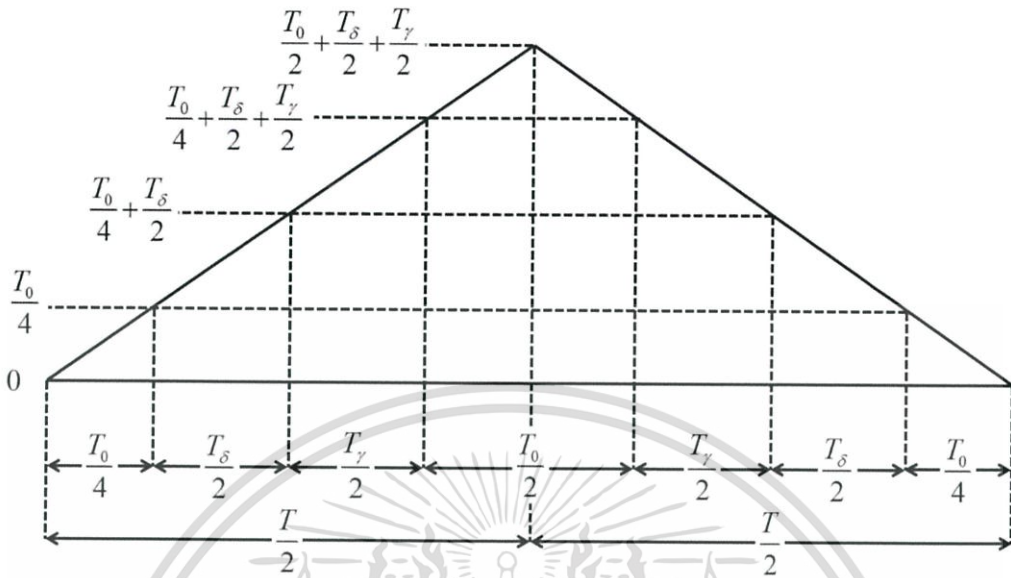
$$T_0 = d_0 T_S \tag{3.49}$$

โดย  $T_S$  เป็นคาบเวลาการสวิตช์ของเมตริกคอนเวอร์เตอร์

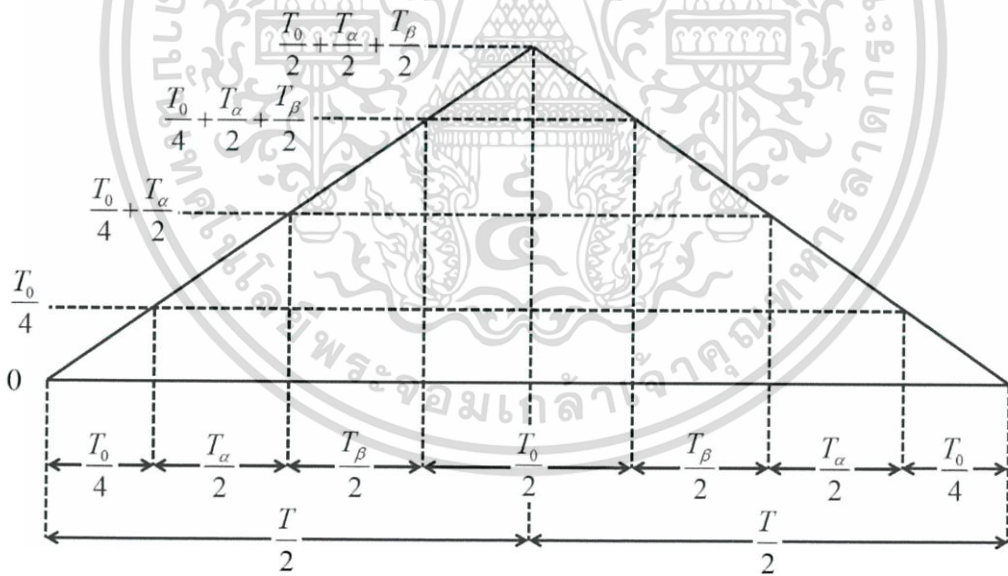
จากสมการที่ (3.37) และ (3.39) การมอดดูเลชั่นเวคเตอร์ของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ และเวคเตอร์ของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำให้ได้คู่ของเวคเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้าและเวคเตอร์แรงดันไฟฟ้าออกแตกต่างกันเป็นจำนวน 4 คู่

ตารางที่ 3.3 คู่เวคเตอร์ของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์และวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

Rectifier	0				1				2				3				4				5			
Inverter	$\gamma\alpha$	$\gamma\beta$	$\delta\alpha$	$\delta\beta$	$\gamma\alpha$	$\gamma\beta$	$\delta\alpha$	$\delta\beta$	$\gamma\alpha$	$\gamma\beta$	$\delta\alpha$	$\delta\beta$	$\gamma\alpha$	$\gamma\beta$	$\delta\alpha$	$\delta\beta$	$\gamma\alpha$	$\gamma\beta$	$\delta\alpha$	$\delta\beta$	$\gamma\alpha$	$\gamma\beta$	$\delta\alpha$	$\delta\beta$
0	aba	abb	aca	acc	aca	acc	bcb	bcc	bcb	bcc	bab	baa	bab	baa	cac	caa	cac	caa	cbc	cbb	cbc	cbb	aba	abb
1	abb	aab	acc	aac	acc	aac	bcc	bbc	bcc	bbc	baa	bba	baa	bba	caa	cca	caa	cca	cbb	ccb	cbb	ccb	abb	aab
2	aab	bab	aac	cac	aac	cac	bbc	cbc	bbc	cbc	bba	aba	bba	aba	cca	aca	cca	aca	ccb	bcb	ccb	bcb	aab	bab
3	bab	baa	cac	caa	cac	caa	cbc	cbb	cbc	cbb	aba	abb	aba	abb	aca	acc	aca	acc	bcb	bcc	bcb	bcc	bab	baa
4	baa	bba	caa	cca	caa	cca	cbb	ccb	cbb	ccb	abb	aab	abb	aab	acc	aac	acc	aac	bcc	bbc	bcc	bbc	baa	bba
5	bba	aba	cca	aca	cca	aca	ccb	bcb	ccb	bcb	aab	bab	aab	bab	aac	cac	aac	cac	bbc	cbc	bbc	cbc	bba	aba



รูปที่ 3.11 Rectification Symmetric Sequence



รูปที่ 3.12 Inversion Symmetric Sequence

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

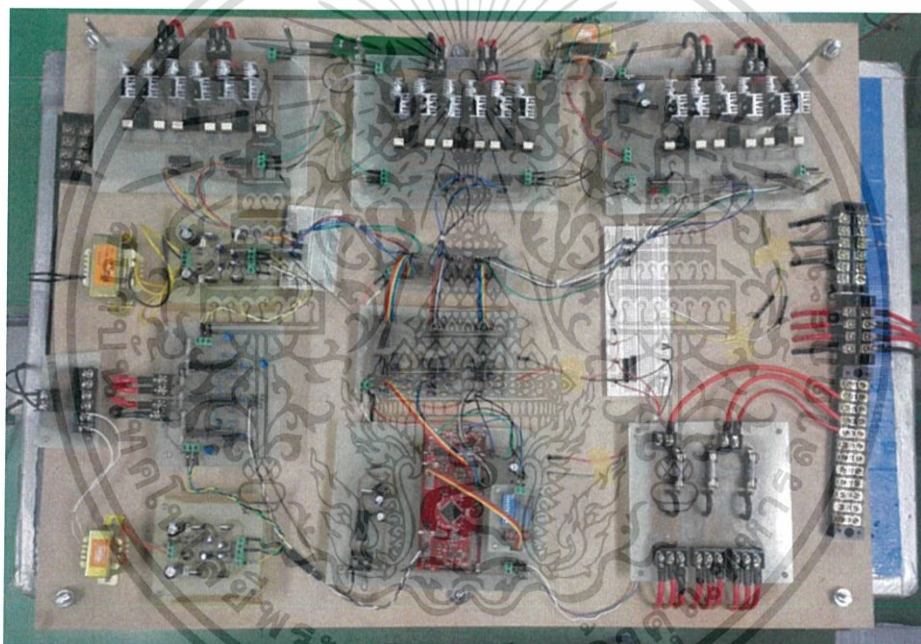
### วงจรและหลักการออกแบบ

#### 4.1 บทนำ

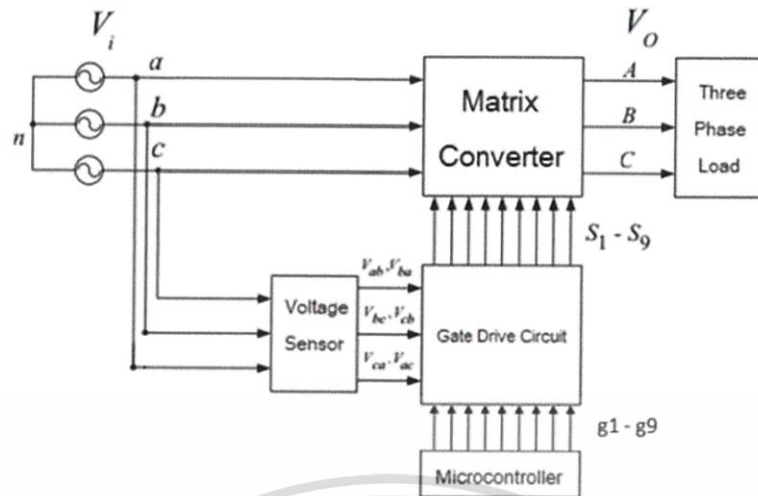
ในบทนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดต่างๆในส่วนของฮาร์ดแวร์ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ในการขับนำสวิทซ์ทั้ง 9 ตัวเพื่อขับโหลดตัวต้านทาน และ ขับโหลดมอเตอร์ ให้สามารถปรับความถี่และความถี่สวิทซ์ซึ่งได้ และได้คลื่นแรงดันและกระแสขาออก ตามต้องการ

#### 4.2 ส่วนประกอบของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ส่วนประกอบของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบและสร้างขึ้นจะแสดงในรูปที่ 4.1 โดยจะมีรายละเอียดต่างๆ ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบและสร้างขึ้น



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ สามารถแบ่งวงจรเป็นส่วนต่างๆได้ดังนี้

1. วงจรตรวจวัดแรงดัน (Voltage sensor Circuit)
2. วงจรหน่วงเวลาสัญญาณ (Deadtime Circuit)
3. วงจรขับเกทเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (Gate Drive Matrix converter Circuit)

ซึ่งรายละเอียดของวงจรต่างๆจะกล่าวต่อไปนี้

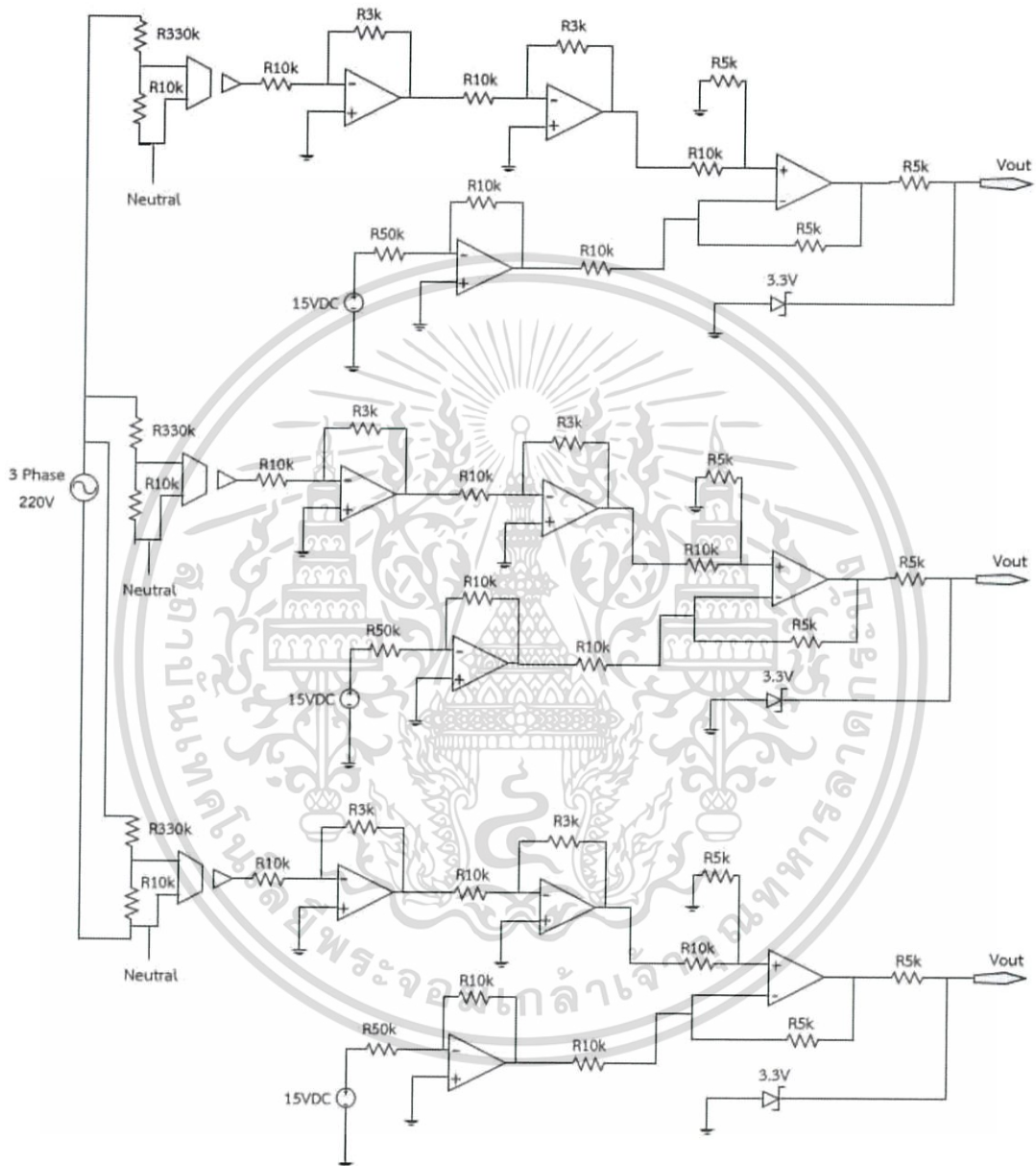
### 4.3 การออกแบบและการสร้างวงจรต่างๆ

#### 4.3.1 วงจรตรวจวัดแรงดัน (Voltage sensor Circuit)

เนื่องจากการทำงานของสวิตช์ทั้ง 9 ตัวของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะต้องที่การทำงานที่ซิงโครไนซ์กับสัญญาณไฟไลน์ทั้ง 3 เฟส ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณไฟไลน์ทั้ง 3 เฟส มาเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อสร้างสัญญาณขับเกทของสวิตช์ทั้ง 9 ตัว ดังนั้นจึงจำเป็นต้องสร้างวงจรตรวจวัดแรงดัน (voltage sensor)

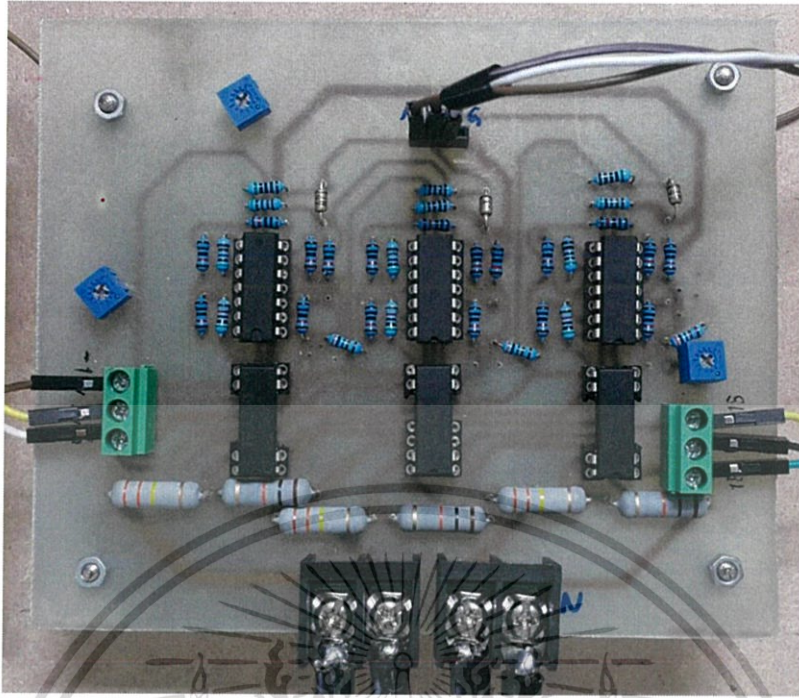
วงจรตรวจวัดแรงดันจะทำหน้าที่ ตรวจจับแรงดันทั้ง 3 เฟส โดยจะแบ่งแรงดันผ่านตัวต้านทาน 2 ตัวโดยใช้ตัวต้านทาน 330 k $\Omega$  และ 10 k $\Omega$  โดยแบ่งแรงดันให้เหลือ 10 V และใช้ไอซีเบอร์ ISO 124 เพื่อแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและไฟฟ้ากำลังจากการผิดปกติของสัญญาณไฟไลน์ของการไฟฟ้า จากนั้นสัญญาณแรงดันที่ได้จะมาผ่านวงจร op-amp โดยใช้ไอซี TL084 เป็นตัว op-amp ในวงจรเพื่อลดทอนแรงดันให้เหลือ 0 - 3 V ผ่านวงจร inverting op-amp และ Differential op-amp เพื่อเอาเข้าไปประมวลผลในไมโครคอนโทรลเลอร์ และนำไปใช้ในการสร้างสัญญาณพัลส์ ที่ใช้ขับนำสวิตช์ทั้ง 9 สวิตช์ โดยสัญญาณที่นำเข้าไปประมวลผลในไมโครคอนโทรลเลอร์ จะมีมุมเฟสที่ตรงกับไฟไลน์ของการไฟฟ้าที่ใช้ขับโหลด เพื่อให้การทำงานของวงจร

ขั้วเกท ซิงโครไนซ์กับไฟไลน์ 3 เฟส โดยวงจรตรวจวัดแรงดันที่ออกแบบและสร้างขึ้น จะแสดงในรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ โดยสัญญาณแรงดันที่นำเข้าไปประมวลผล สร้างสัญญาณขั้วเกทในไมโครคอนโทรลเลอร์ จะแสดงในรูปที่ 4.5

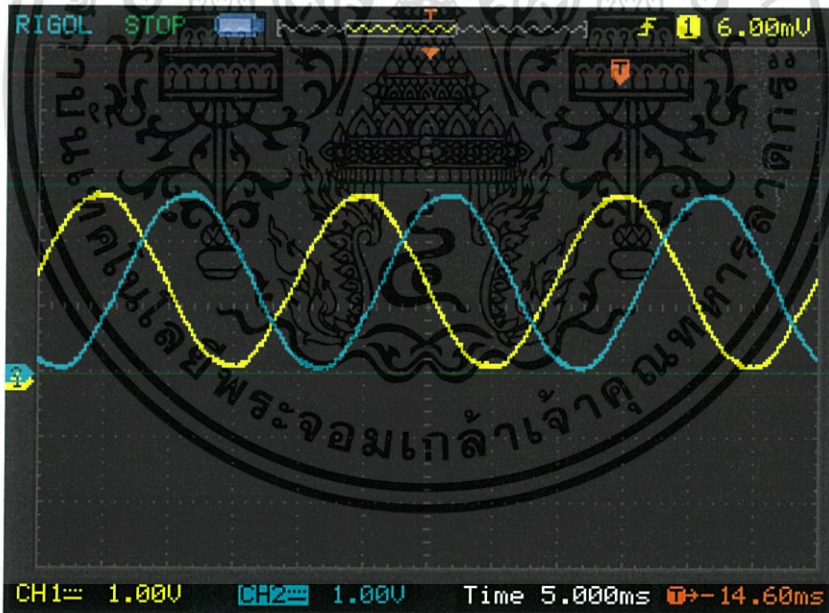


รูปที่ 4.3 วงจรตรวจวัดแรงดัน 3 เฟส (voltage sensor) ที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

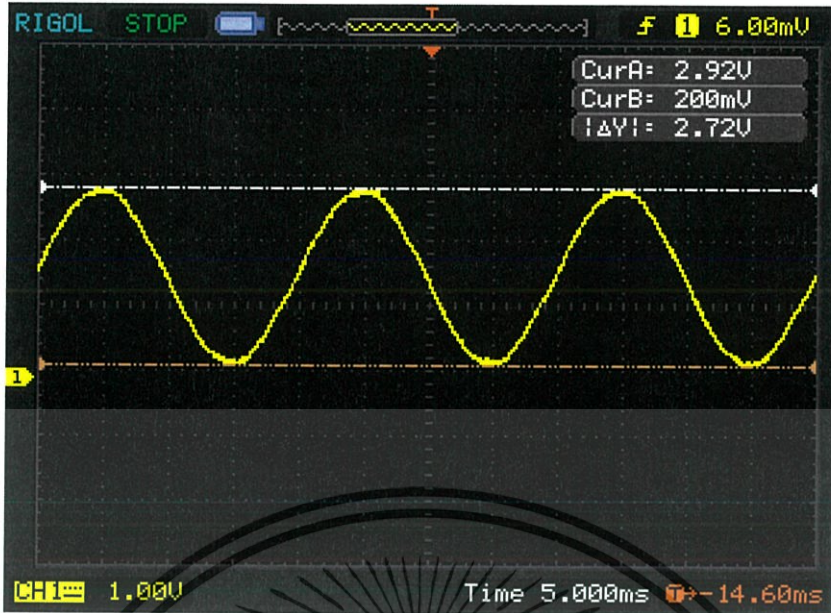


รูปที่ 4.4 วงจรตรวจวัดแรงดัน 3 เฟส (voltage sensor) ที่สร้างขึ้นในโรงงาน

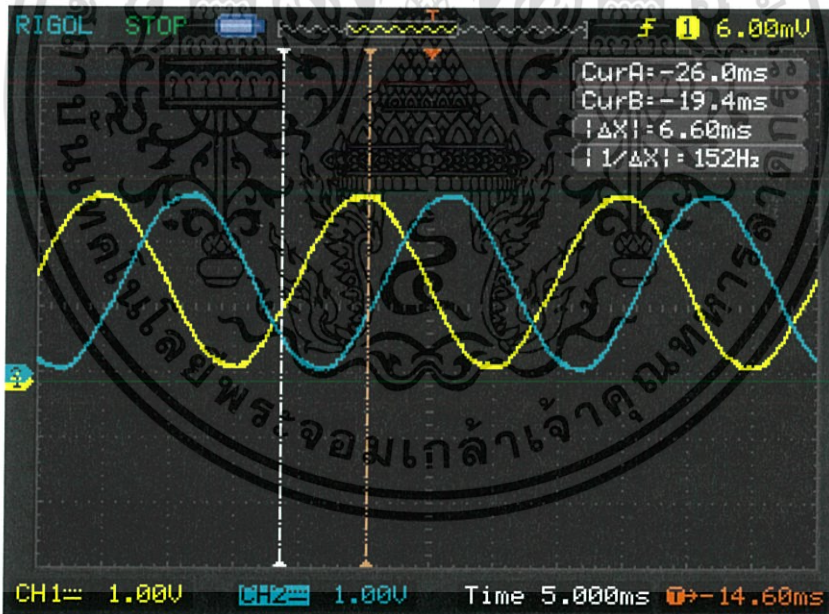


รูปที่ 4.5 สัญญาณแรงดันที่นำเข้าไปประมวลผล สร้างสัญญาณขับเกทในไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณแรงดันโดยถูกลดทอน ผ่านวงจร op-amp ให้เหลือ 0 - 3 V

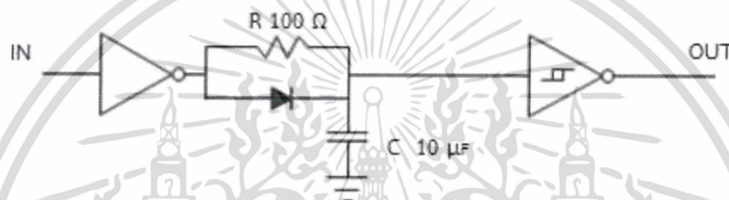


รูปที่ 4.7 สัญญาณแรงดันเฟส A และ B โดยถูกลดทอนผ่านวงจร op-amp ให้เหลือ 0 - 3 V และมี phase shift 6.6 mS หรือ 120 องศา

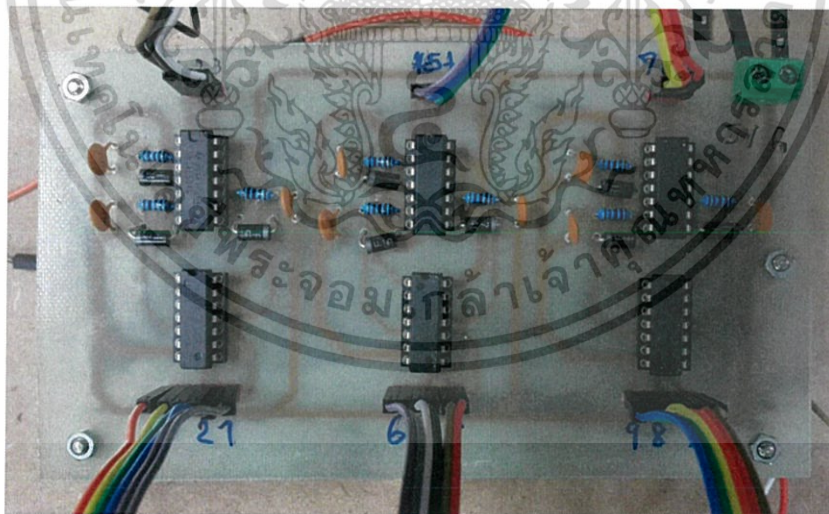
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.2 วงจรหน่วงเวลาสัญญาณ (Deadtime Circuit)

เนื่องจากวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สวิตช์ในแต่ละเฟสจะต้องนำกระแสไม่พร้อมกัน เพื่อป้องกันการเกิดการลัดวงจรจึงต้องมีช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้ง 3 สวิตช์ ในเฟสนั้นหยุดนำกระแสก่อนที่สวิตช์จะเปลี่ยนสถานะจึงจำเป็นต้องมีวงจรหน่วงเวลาสัญญาณ โดยวงจรหน่วงเวลาสัญญาณที่ทำขึ้น จะช่วยหน่วงเวลาสัญญาณประมาณ 2 ไมโครวินาที โดยจะใช้วงจร RC deadtime เพื่อหน่วงเวลาของสัญญาณขับเกททั้ง 9 สัญญาณโดยใช้ค่าความต้านทาน  $100\ \Omega$  และใช้ตัวเก็บประจุแบบเซรามิก  $10\ \mu\text{F}$  และ SN74LS00N เป็นตัว NOT gate ในวงจร และจะใช้ SN74LS14N เป็นตัว Trigger ในวงจรโดยรูปวงจรหน่วงเวลาสัญญาณที่ออกแบบและสร้างขึ้นในโครงการ จะแสดงในรูปแบบที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ โดยสัญญาณขับเกทของสวิตช์เฟส A ที่มีช่วงเดดไทม์  $1.6\ \mu\text{s}$  จะแสดงในรูปแบบที่ 4.10

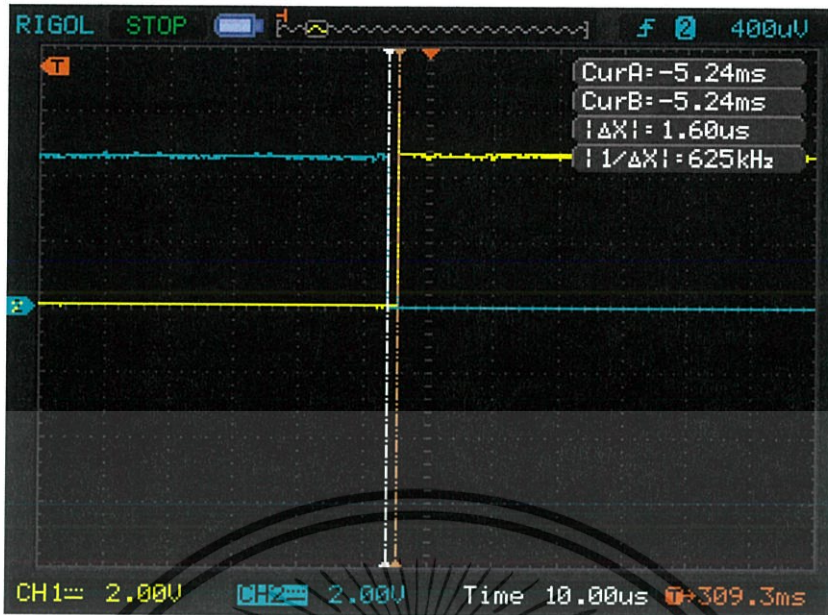


รูปที่ 4.8 วงจรหน่วงเวลาสัญญาณ



รูปที่ 4.9 วงจรหน่วงเวลาสัญญาณที่สร้างขึ้นในโครงการ

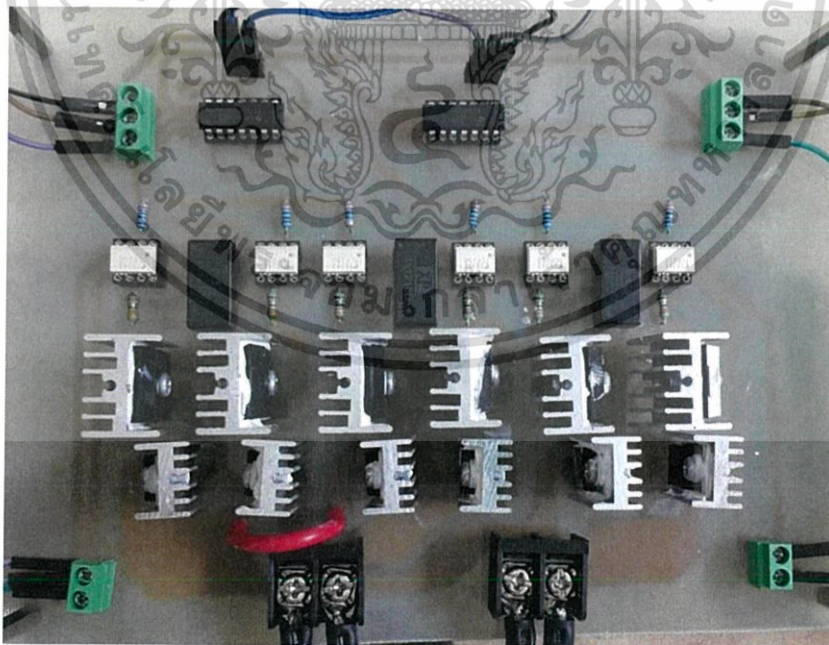
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 สัญญาณขั้วเกทของสวิตซ์เฟส A โดยมีช่วงแคดใหม่ 1.6  $\mu$ s

#### 4.3.3 วงจรขับเกทเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (Gate Drive Matrix converter Circuit)

แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนของวงจรขับเกท และ วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยวงจรที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นในโครงงานนี้ จะแสดงในรูปที่ 4.11

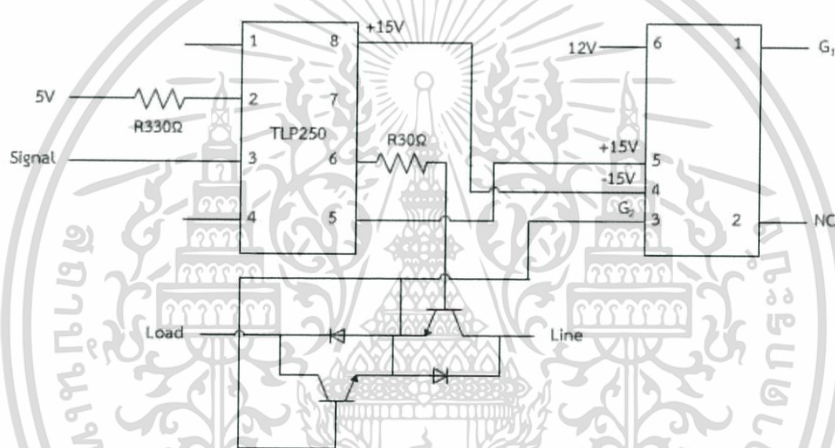


รูปที่ 4.11 วงจรขับเกทเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

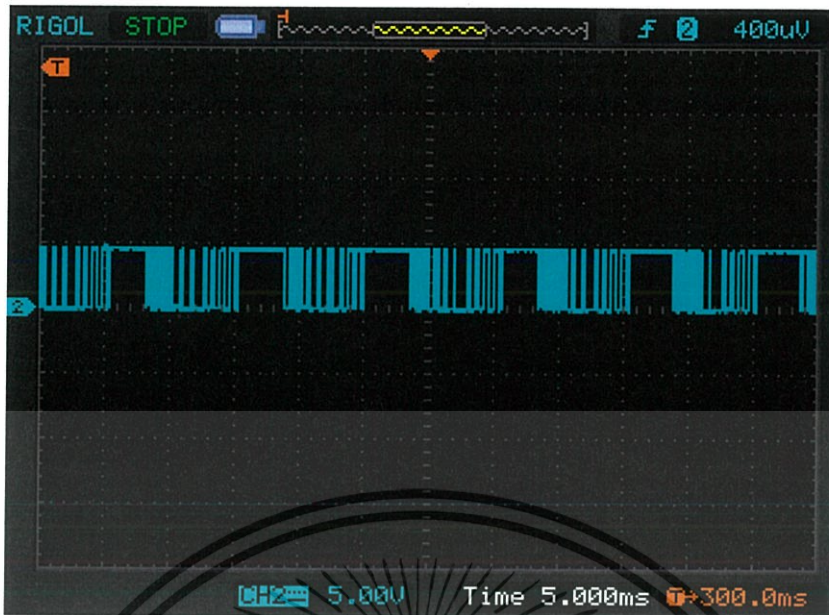
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.3.1 วงจรขับเกท (Gate Drive Circuit)

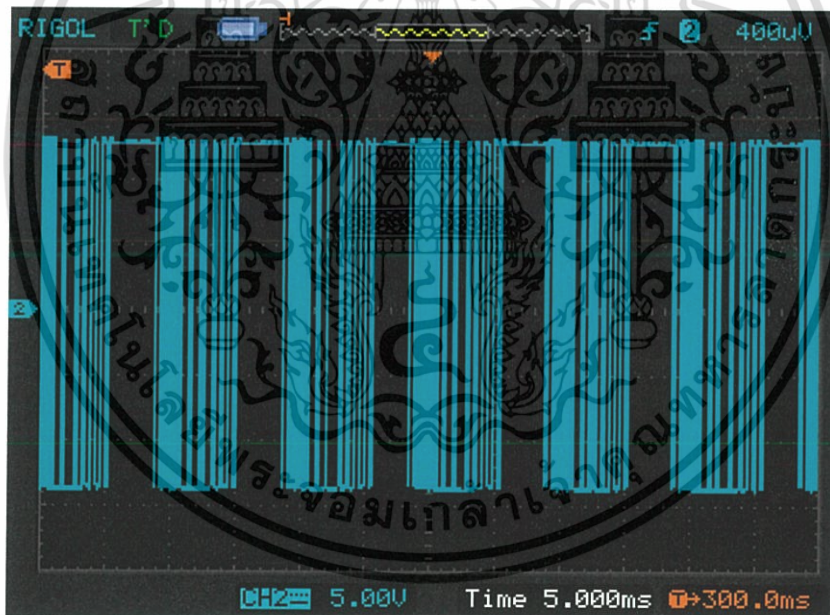
สัญญาณพัลส์ทั้ง 9 สัญญาณ จากวงจรหน่วงเวลาสัญญาณ จะผ่านวงจรขับเกทก่อน เพื่อปรับระดับสัญญาณแรงดันและกระแสให้เหมาะสม และเป็นการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรถูกสั่ง เพื่อป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้น จากการลัดวงจรด้านวงจรถูกสั่งและสัญญาณรบกวน โดยจะใช้ตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรถูกควบคุม และวงจรถูกสั่ง (Opto Couple) โดยจะมีทั้งหมด 18 ตัว ไอซีที่ใช้เบอร์ TLP250 ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรถูกควบคุมและวงจรถูกสั่ง และเป็นชุดขับเกทในตัวเดียวกันโดยด้านวงจรถูกควบคุมมีแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 5V เป็นไฟเลี้ยงตัว TLP250 และด้านวงจรถูกสั่งแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 12V จ่ายเป็นไฟเลี้ยงให้กับ IA1215 เป็นตัวแปลงแรงดันกระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC converter) จาก 12V เป็น 15V และ -15V จ่ายเป็นไฟเลี้ยงตัว TLP250 โดยวงจรถูกสั่งที่ได้ออกแบบขึ้น จะแสดงในรูป 4.12



รูปที่ 4.12 วงจรขับเกทโดยใช้ไอซี TLP250 เป็นตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรถูกควบคุมและวงจรถูกสั่ง



รูปที่ 4.13 สัญญาณขับเกท ก่อนเข้าไอซี TLP250



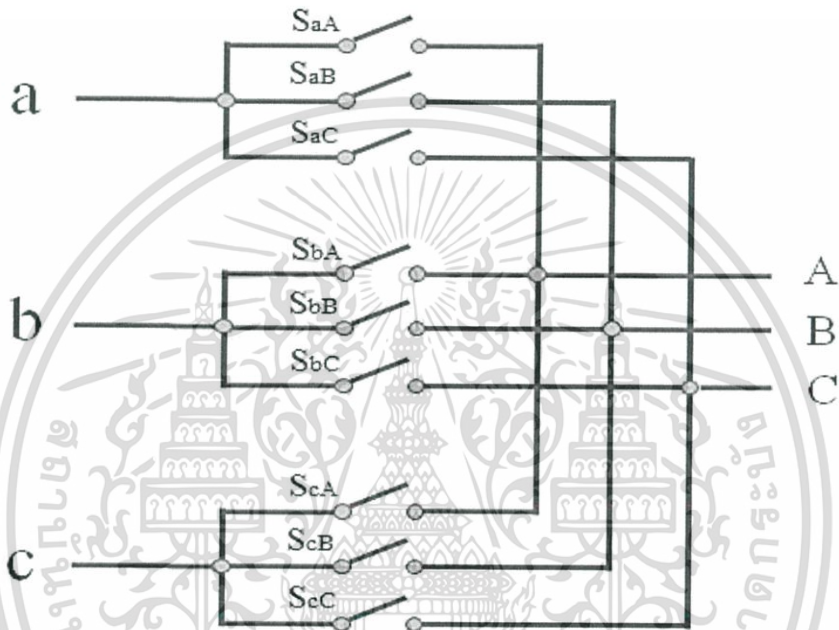
รูปที่ 4.14 สัญญาณขับเกท หลังออกจากไอซี TLP250

#### 4.3.3.2 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (Matrix converter Circuit)

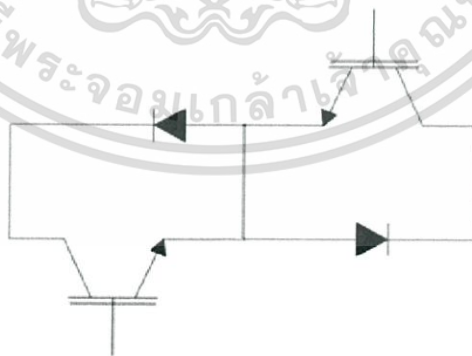
วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่ในการตัดต่อแรงดันไฟไลน์จากแหล่งจ่ายไฟฟ้า 3 เฟสที่มีความถี่และแรงดันคงที่ โดยใช้สัญญาณพัลส์ทั้ง 9 สัญญาณจากวงจรขับเกท นำไปขับสวิตช์สองทางทั้ง 9 สวิตช์ เพื่อสร้างคลื่นแรงดันและกระแสขาออกให้ได้ตามต้องการ โดยสามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับความถี่และความถี่สวิตช์ซึ่งได้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ และสวิตช์ที่ใช้จะเป็นสวิตช์ที่ทำงานโดยให้กระแสไหลได้สองทาง เรียกว่า สวิตช์สองทาง (Bi-directional switch) โดยมี IA1215 9 ตัว เป็นตัวแยกกันทางไฟฟ้าของสวิตช์สองทางทั้ง 9 ตัว โดย IGBT ที่ใช้คือ IRG4PH50K ซึ่งมีพิกัดแรงดันได้ 1200 V ทนกระแสได้ 45 A แบบ Ultra fast และ ไดโอดที่ใช้คือ RHRP8120 ซึ่งทนแรงดันได้ 1200 V 8 A แบบ Hyper fast โดยจะต่อกันเป็นสวิตช์สองทางแบบ common emitter ต่อขา emitter ของ IGBT จะต่อกับขากราวด์ของ IA1215 โดยรูปการต่อของสวิตช์สองทางที่ใช้จะแสดงในรูป 4.16



รูปที่ 4.15 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.16 สวิตช์สองทางแบบ common emitter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

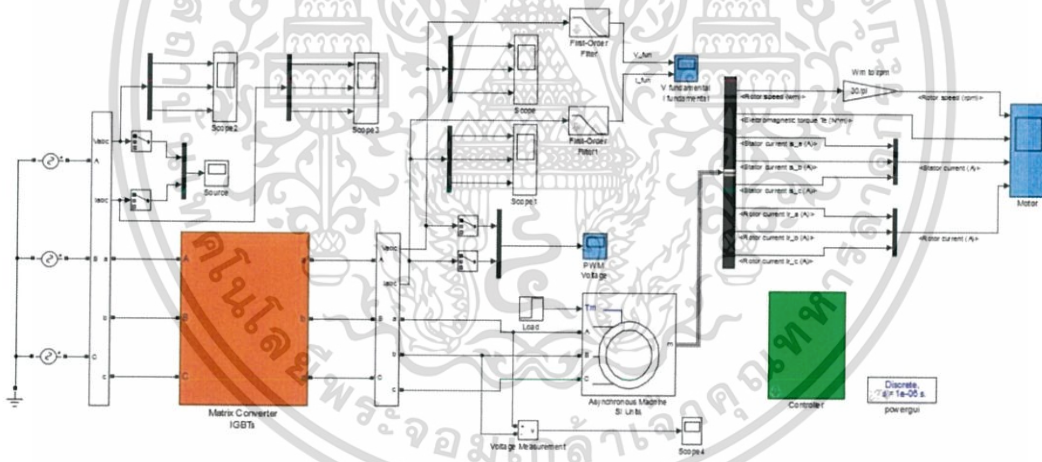
### การจำลองและผลการทดลองของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

#### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงสัญญาณการขับสวิตช์ของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK เปรียบเทียบกับการทดลองนำคลื่นแรงดันพีคดับลิแวม์ขาออกของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นไปจ่ายให้กับโหลด โดยทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส และมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีความถี่ขาออก 20Hz, 30 Hz, 40 Hz และ 50Hz ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 1 kHz และ 2 kHz โดยรายละเอียดจะกล่าวดังต่อไปนี้

#### 5.2 การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK

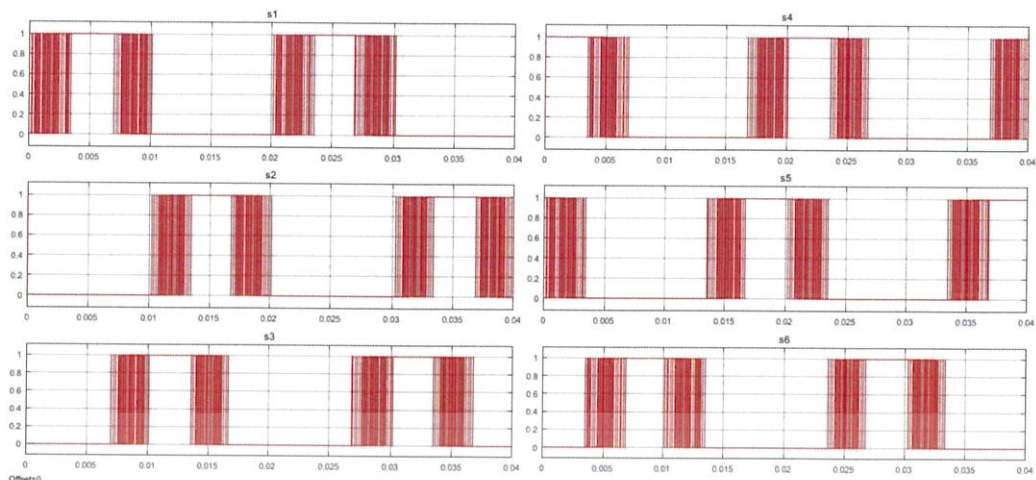
ในการจำลองลักษณะการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้หลักการสวิตซ์เบื้องต้นของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีทางอ้อม ดังแสดงในรูปที่ 5.1



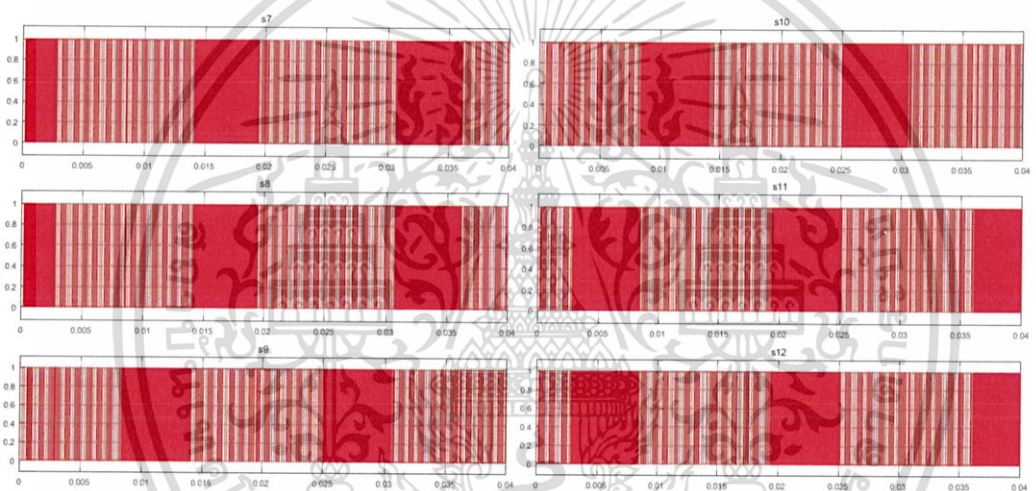
รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรม MATLAB / SIMULINK ของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

โดยจากการจำลองการทำงานที่ความเร็วรอบ 1500 rpm ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 5kHz จะได้สัญญาณขับเกทสองสัญญาณ คือ ส่วนแรกเป็นสัญญาณขับเกท 6 สัญญาณ นำไปขับสวิตซ์เสมือน S1-S6 ในวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ ดังรูปที่ 5.2 ในส่วนที่สองจะเป็นสัญญาณขับเกทอีก 6 สัญญาณ นำไปขับสวิตซ์เสมือน S7-S12 ในวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 5.3 โดยสัญญาณทั้งสองสัญญาณ จะต้องนำไปเปรียบเทียบโดยใช้ Logic Operator ตามสมการที่ 3.10 เพื่อเป็นสัญญาณขับสวิตซ์ 9 สัญญาณไปขับสวิตซ์ 9 สวิตซ์ ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 5.4-5.6

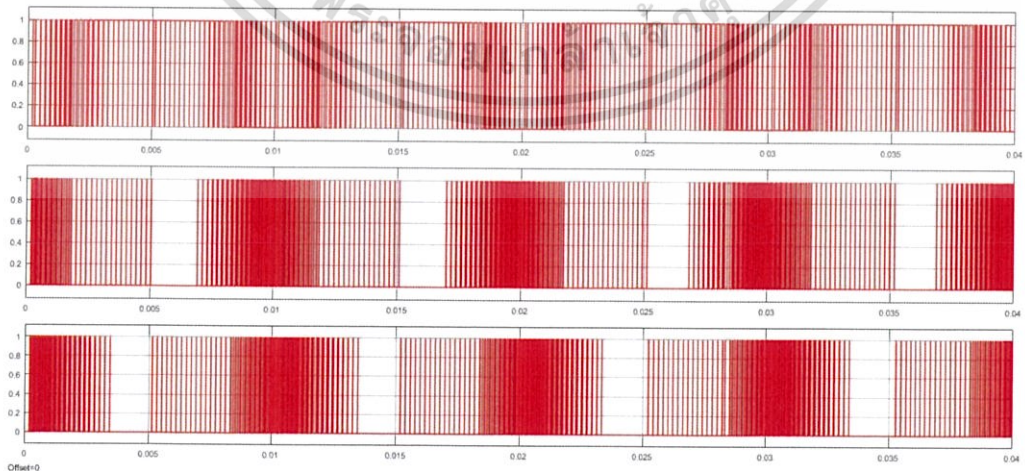
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 สัญญาณขับสวิตช์ S1-S6 ในวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ ที่ความเร็วรอบ 1500 rpm

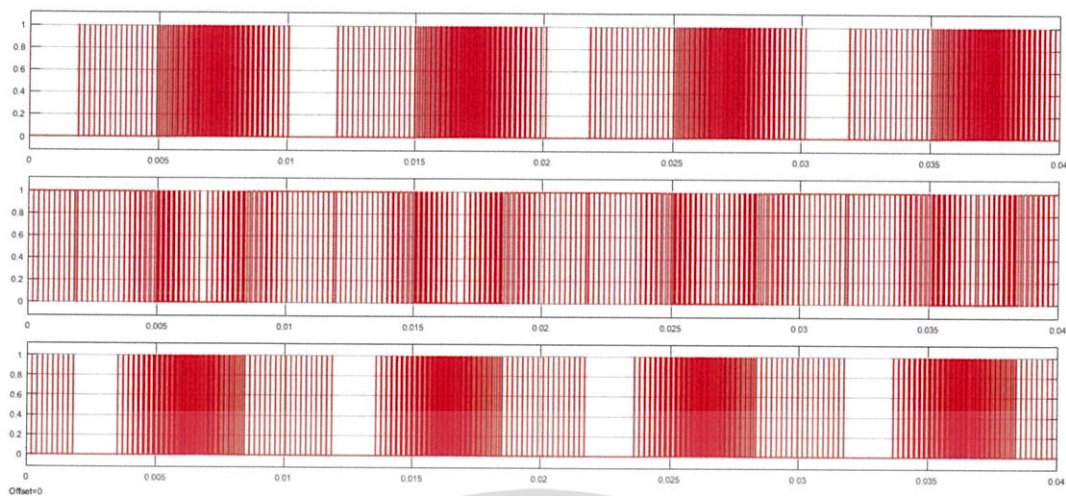


รูปที่ 5.3 สัญญาณขับสวิตช์ S7-S12 ในวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่ความเร็วรอบ 1500 rpm

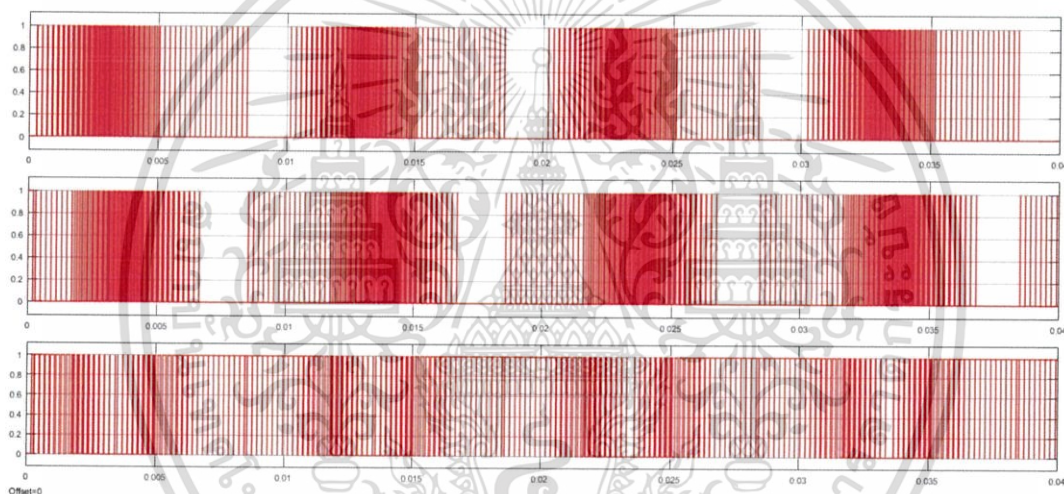


รูปที่ 5.4 สัญญาณขับสวิตช์ SaA, SaB, SaC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 สัญญาณขับสวิตช์ SbA, SbB, SbC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

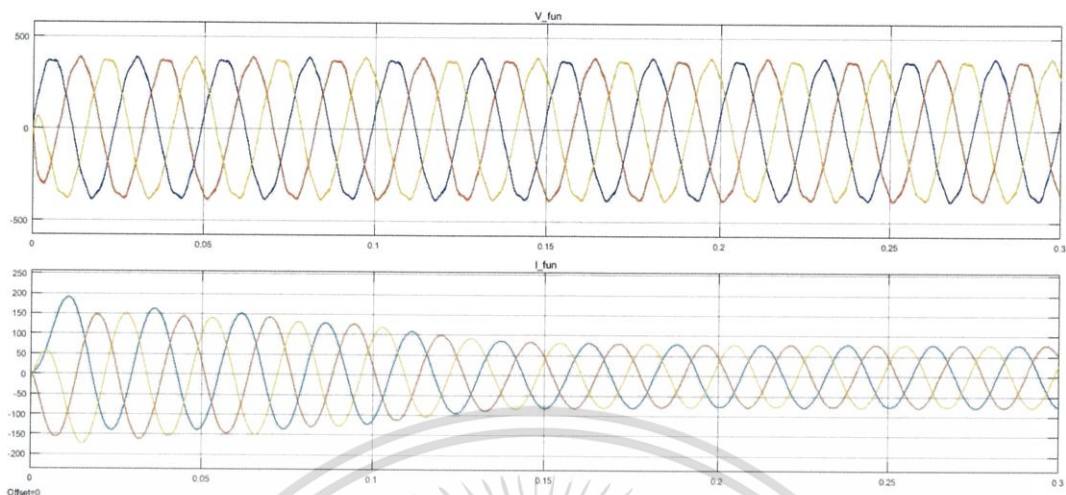


รูปที่ 5.6 สัญญาณขับสวิตช์ ScA, ScB, ScC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

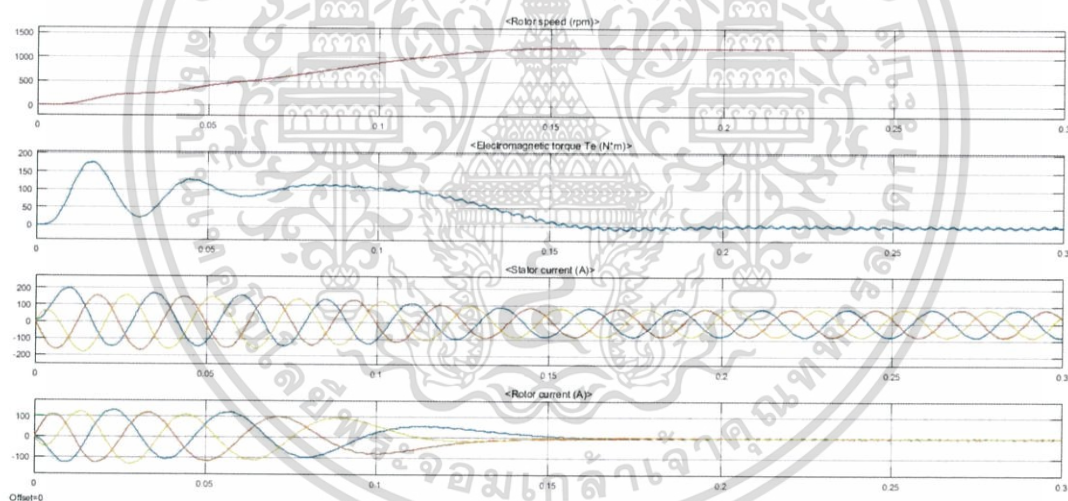
### 5.3 การจำลองขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบมอเตอร์ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล

จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK ทดลองเปลี่ยนแปลงตามความเร็วรอบ 1200 และ 1500 รอบต่อนาที ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล โดยสังเกตความเปลี่ยนแปลงจากกราฟแรงดันฟีดแบ็คลิฟต์และกระแสขาออก, แรงดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน และกราฟความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ

### 5.3.1 ความเร็วรอบมอเตอร์ 1200 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล

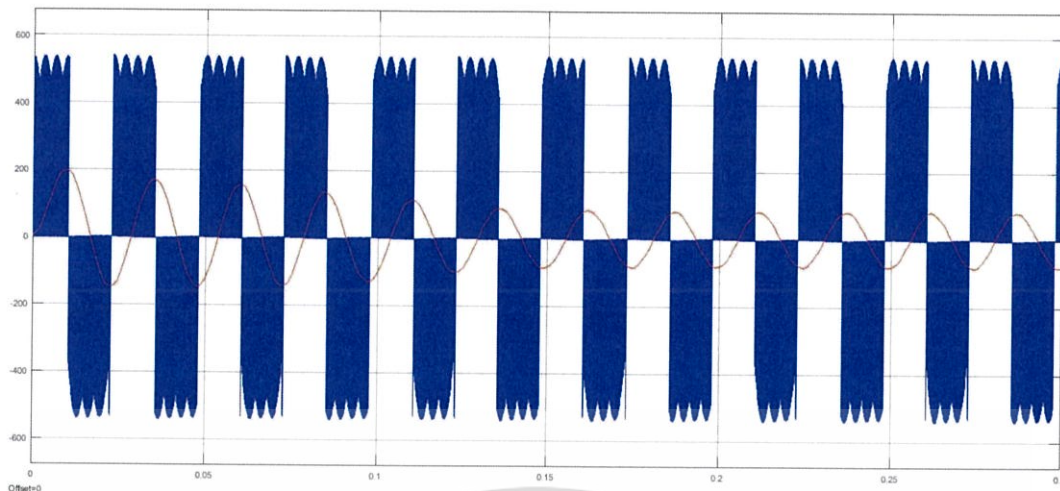


รูปที่ 5.7 แรงดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน ที่ 1200 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล



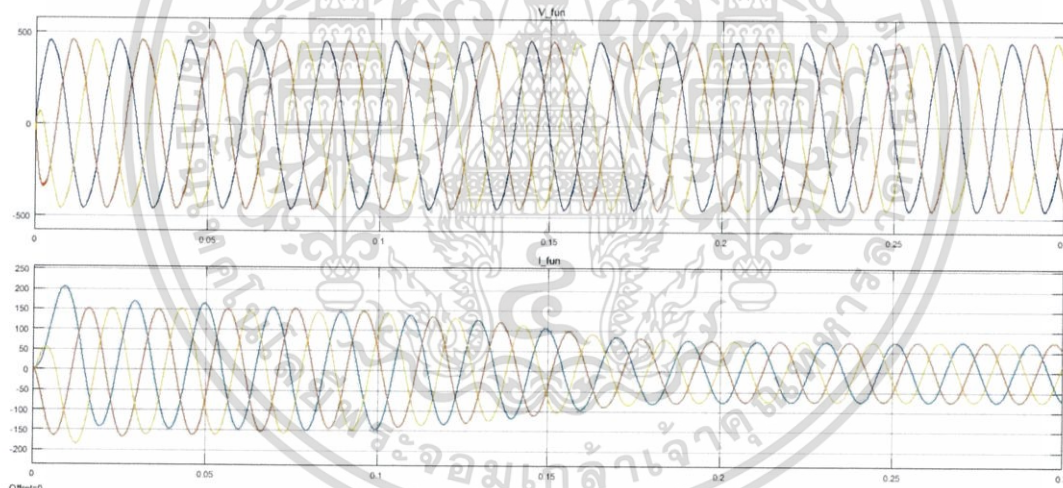
รูปที่ 5.8 ความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ ที่ 1200 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



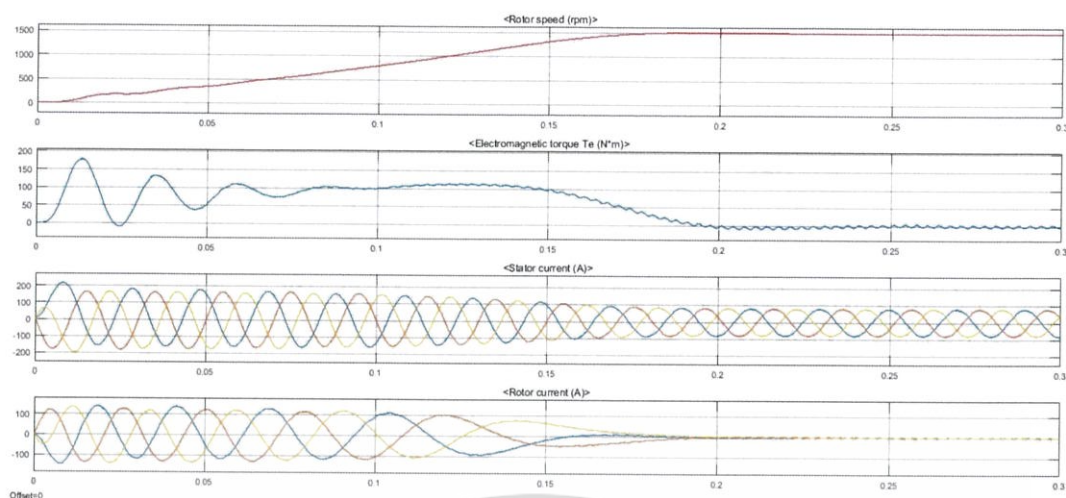
รูปที่ 5.9 แรงแดันพีดับลิวเอ็มและกระแสขาออก ที่ 1200 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล

### 5.3.2 ความเร็วรอบมอเตอร์ 1500 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล

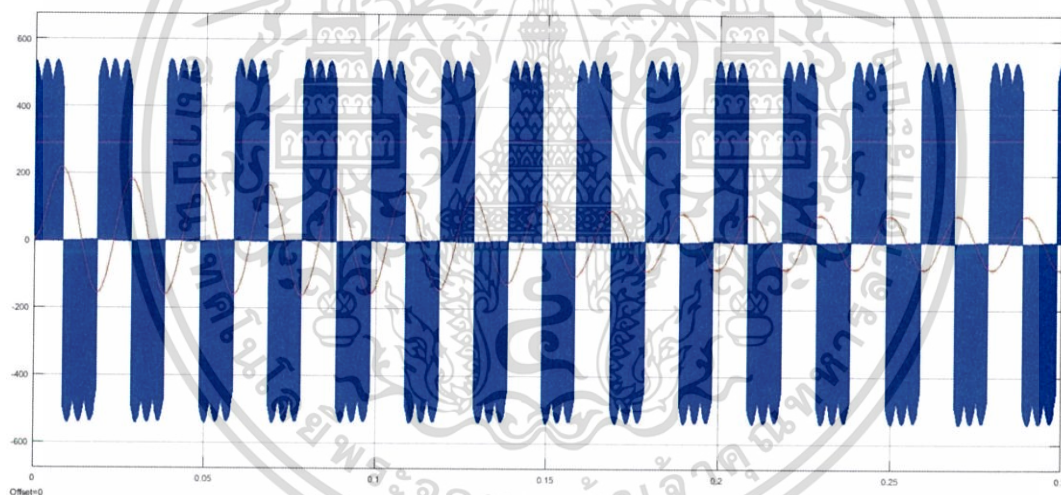


รูปที่ 5.10 แรงแดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน ที่ 1500 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ ที่ 1500 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล



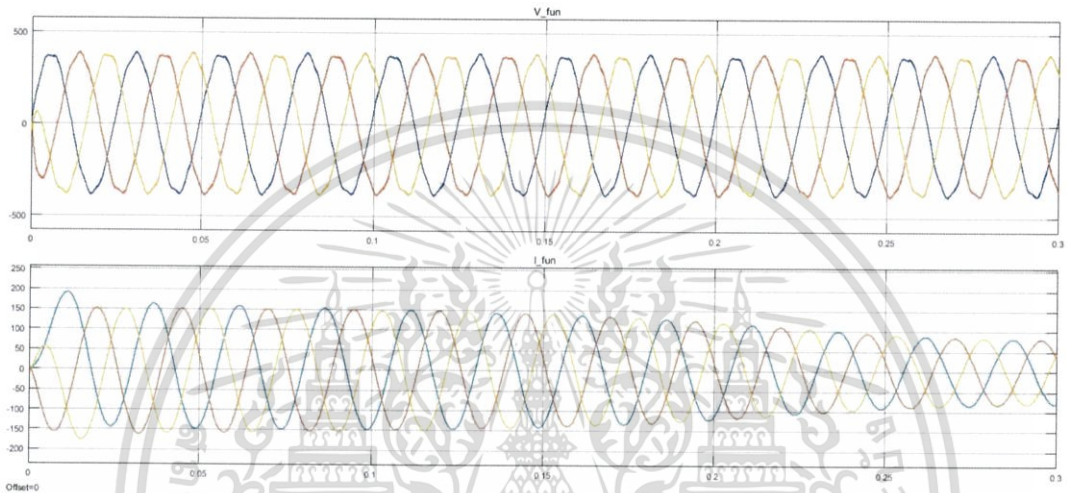
รูปที่ 5.12 แรงดันที่ดับลิวเอ็มและกระแสขาออก ที่ 1500 rpm ในขณะที่ไม่มีภาระทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

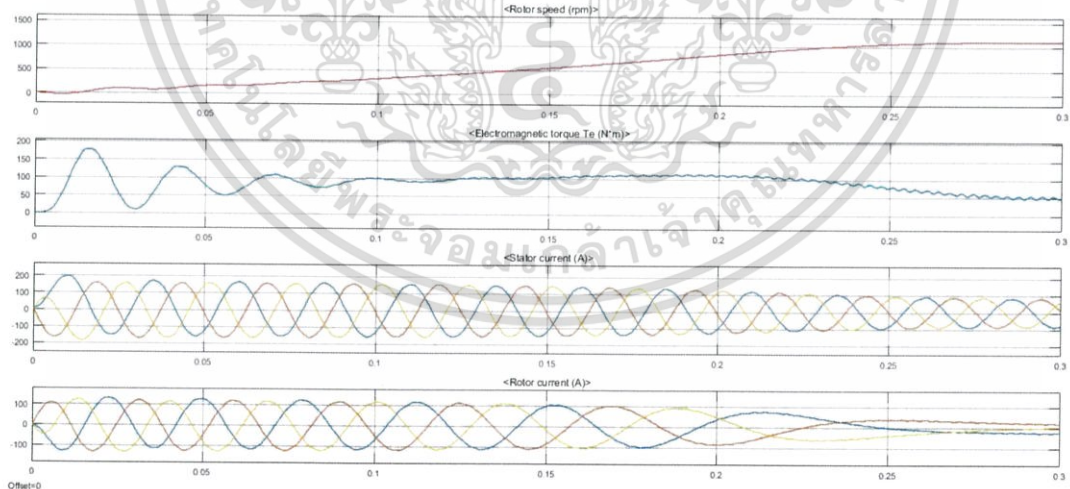
#### 5.4 การจำลองขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบมอเตอร์ในขณะที่มีภาระทางกล

จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK ทดลองเปลี่ยนแปลงตามความเร็วรอบ 1200 และ 1500 รอบต่อนาที ในขณะที่มีภาระทางกล 50 นิวตัน-เมตร โดยสังเกตความเปลี่ยนแปลงจากกราฟแรงดันฟีดแบ็คบลิวเอ็มและกระแส, แรงดัน/กระแสมูลฐาน และกราฟความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ

##### 5.4.1 ความเร็วรอบมอเตอร์ 1200 rpm ในขณะมีภาระทางกล 50 N-m

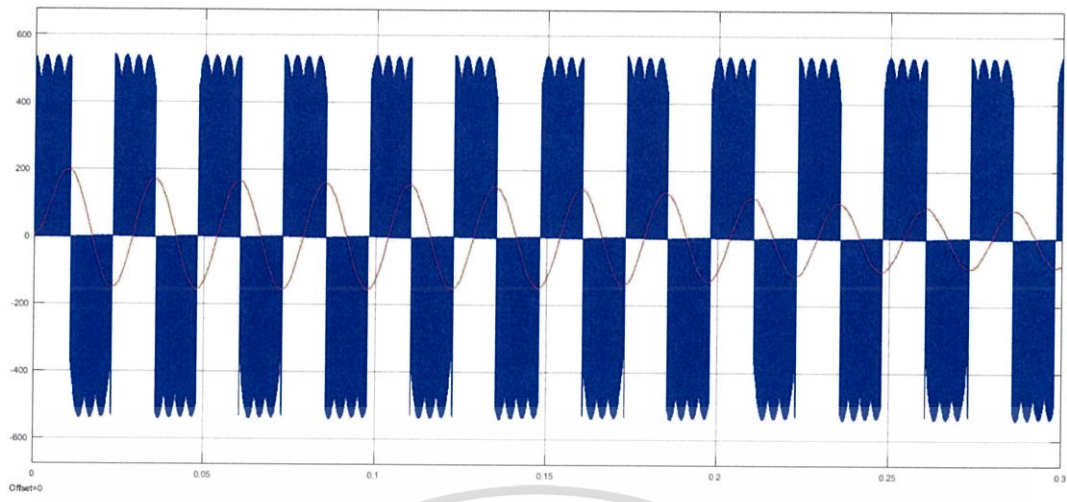


รูปที่ 5.13 แรงดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน ที่ 1200 rpm ในขณะมีภาระทางกล 50 N-m



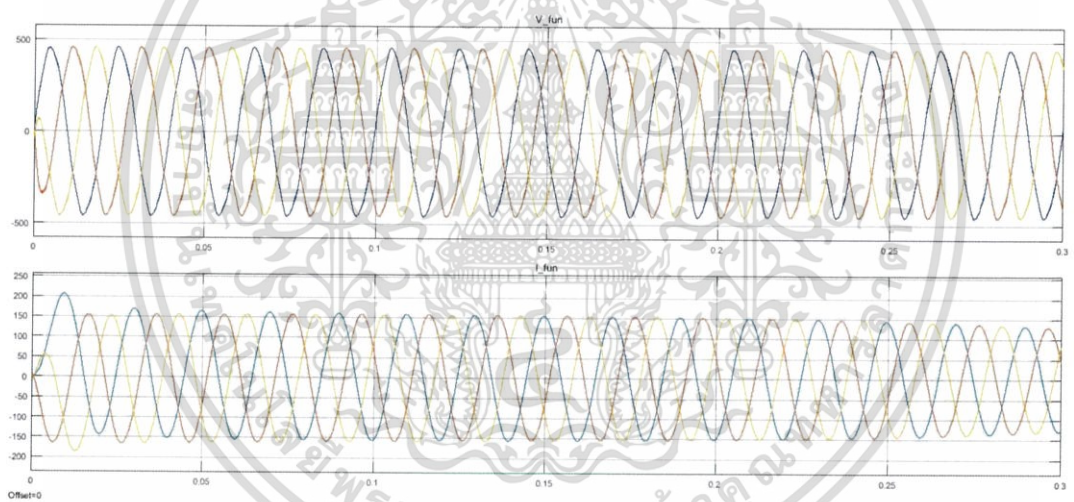
รูปที่ 5.14 ความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ ที่ 1200 rpm ในขณะมีภาระทางกล 50 N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



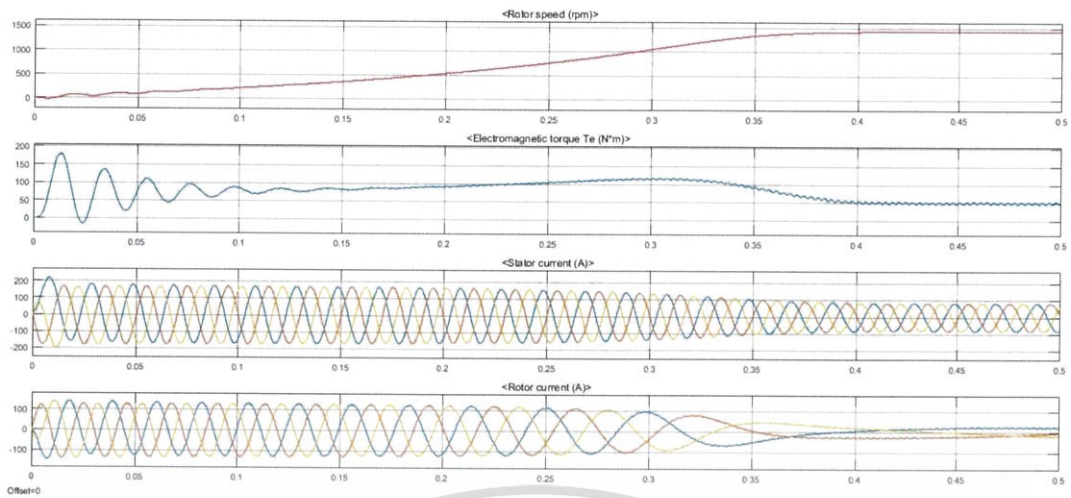
รูปที่ 5.15 แรงดันที่ดับสวิตช์เอ็มและกระแสขาออก ที่ 1200 rpm ในขณะที่ภาระทางกล 50 N-m

5.4.2 ความเร็วรอบมอเตอร์ 1500 rpm ในขณะที่ภาระทางกล 50 N-m

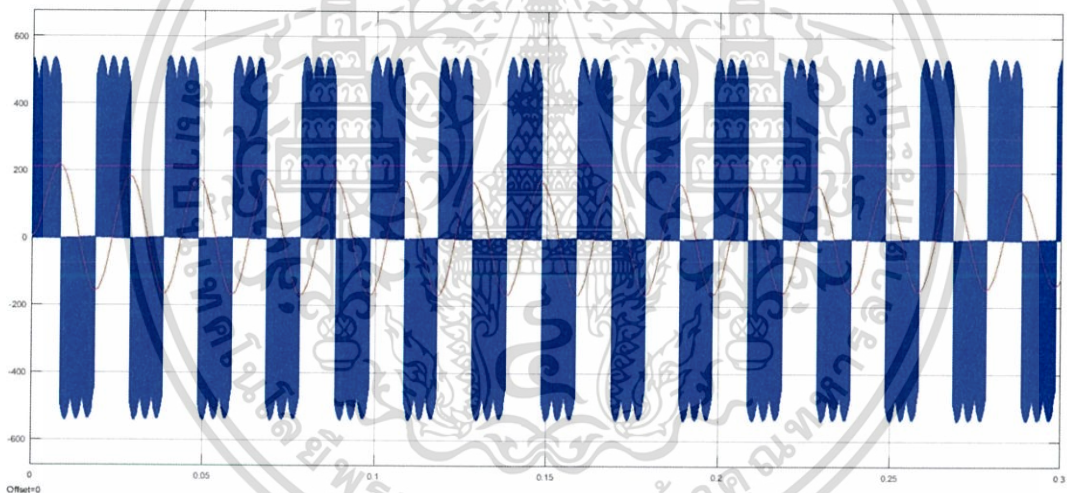


รูปที่ 5.16 แรงดัน/กระแสขาออกที่ความถี่มูลฐาน ที่ 1500 rpm ในขณะที่ภาระทางกล 50 N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ความเร็วมอเตอร์, แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์ ตามลำดับ ที่ 1500 rpm ในขณะที่มีภาระทางกล 50 N·m



รูปที่ 5.18 แรงดันพีดับลิวเอ็มและกระแสขาออก ที่ 1500 rpm ในขณะที่มีภาระทางกล 50 N·m

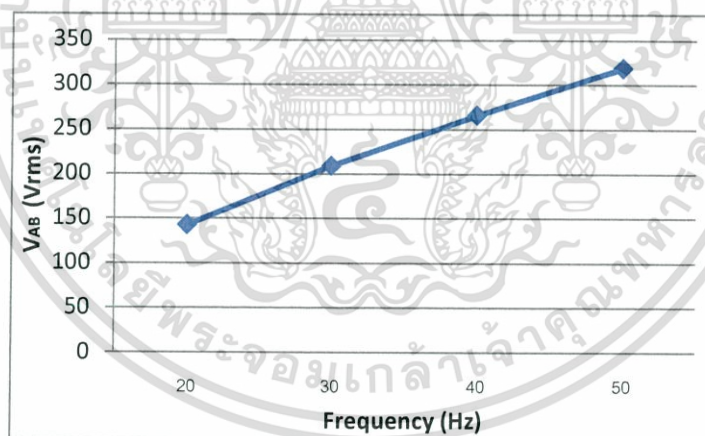
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.7 ถึง 5.18 แรงดันขาออกที่ได้ จะเป็นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่เกิดจากการใช้วิธีสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันทางอ้อม เมื่อพิจารณาผลลัพธ์ กรณีสวิตช์ไม่มีภาระทางกล ผลลัพธ์ที่ได้จะเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady State) เร็วกว่า กรณีสวิตช์มีภาระทางกล เนื่องจากสวิตช์จะใช้ต้องเวลารวมสร้างแรงบิดเพื่อขับภาระทางกลเพิ่มขึ้น ดังนั้นต้องใช้เวลาเพิ่มขึ้นเพื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว

และเมื่อทำการพล็อตกราฟระหว่างแรงดันขาออกมูลฐานและความถี่ จะเป็นไปตามรูปที่ 5.19 กรณีสวิตช์ไม่มีภาระทางกล และ 5.20 กรณีสวิตช์มีภาระทางกล 50 นิวตัน-เมตร

ตารางที่ 5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาออกและความถี่คอนเวอร์เตอร์ กรณีไม่มีภาระทางกล

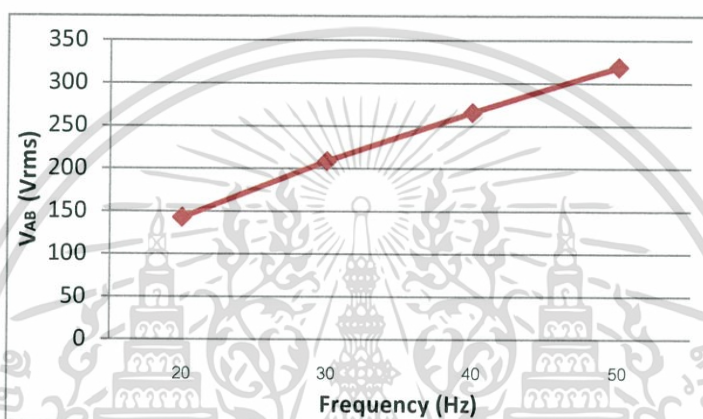
ความถี่ (Hz)	แรงดันขาออกมูลฐาน ( $V_{AB}$ )	
	$V_{rms}$ (V)	$V_{max}$ (V)
20	141	206
30	208	303
40	268	394
50	319	462



รูปที่ 5.19 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ กรณีสวิตช์ไม่มีภาระทางกล

ตารางที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาออกและความถี่คอนเวอร์เตอร์ กรณีมีภาระ 50 N-m

ความถี่ (Hz)	แรงดันขาออกมูลฐาน ( $V_{AB}$ )	
	$V_{rms}$ (V)	$V_{max}$ (V)
20	143	205
30	209	303
40	266	392
50	319	462

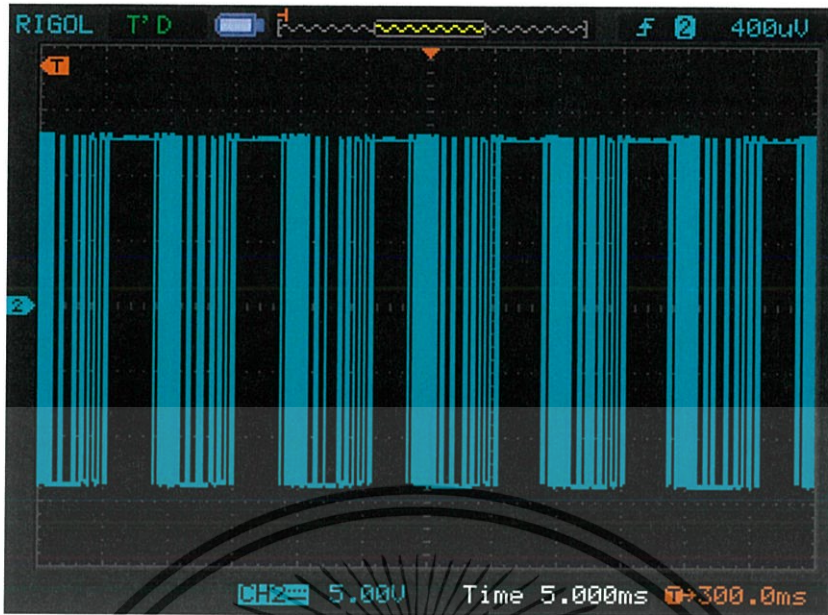


รูปที่ 5.20 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ กรณีมอเตอร์มีภาระทางกล 50 N-m

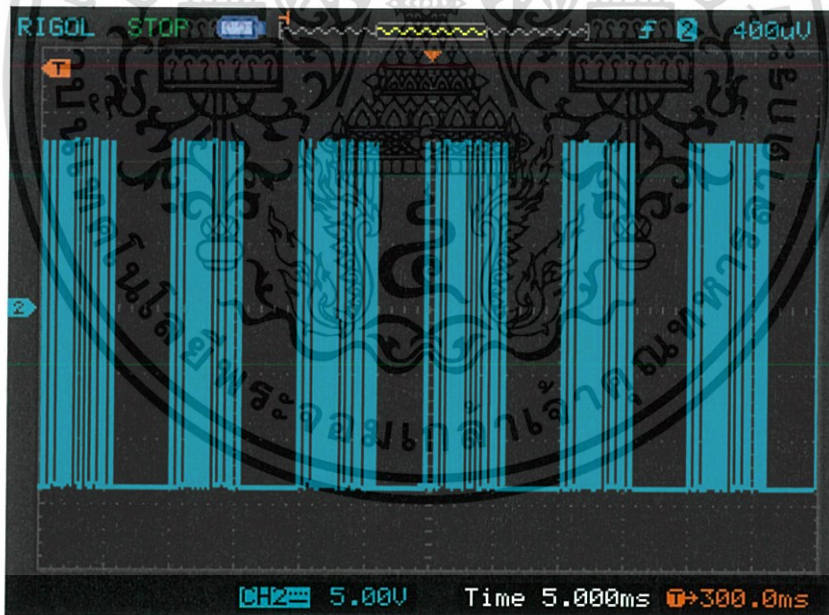
จากความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.19 และ 5.20 จะเห็นได้ว่า แรงดันขาออกจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากความถี่ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ดัชนีการมอดูเลชันเพิ่มขึ้นด้วย และดัชนีการมอดูเลชันจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันขาออก โดยจะเห็นว่า อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขาออกต่อความถี่คอนเวอร์เตอร์จะมีค่าคงที่ ( $V/f$  Constant) เพื่อสามารถนำไปใช้ขับเคลื่อนปรับความถี่ (ความเร็วรอบ) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้

### 5.5 สัญญาณขับสวิตซ์ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

การทำงานโดยปรับเปลี่ยนความถี่ขาออก 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz และ 50Hz ทำการรักษาค่าแรงดันขาออกให้มีค่าคงที่ ที่ 50 V แต่ปรับเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ซึ่ง 1 kHz และ 2 kHz จะได้สัญญาณขับเกท 9 สัญญาณ เพื่อนำไปขับสวิตซ์ SaA, SaB, SaC, SbA, SbB, SbC, ScA, ScB และ ScC ตามลำดับ ดังรูปที่ 5.21-5.29

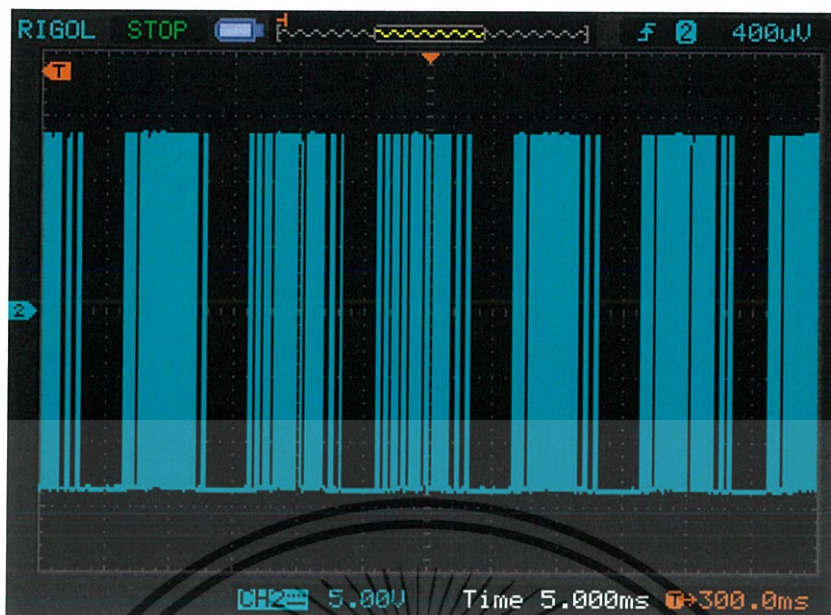


รูปที่ 5.21 สัญญาณขับสวิตช์ SaA ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

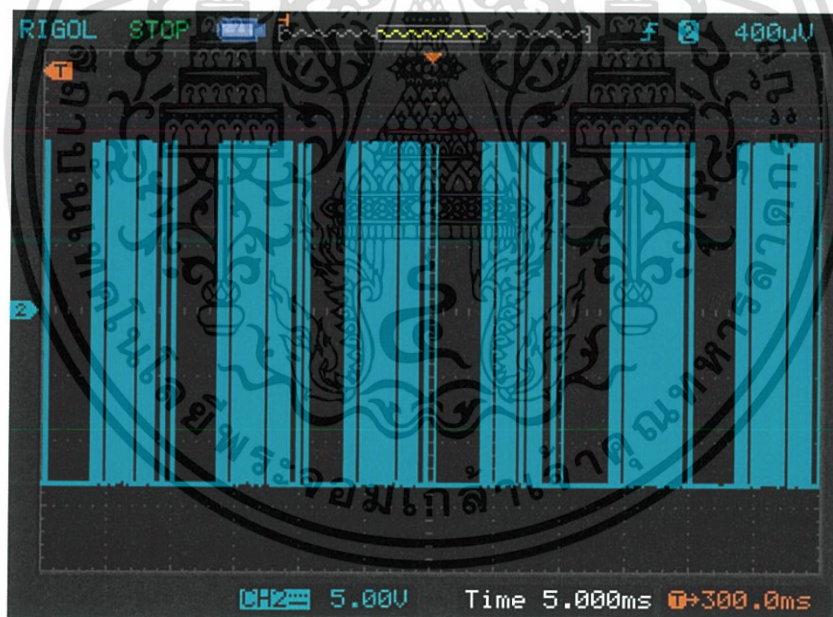


รูปที่ 5.22 สัญญาณขับสวิตช์ SaB ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 สัญญาณขับสวิตช์ SaC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

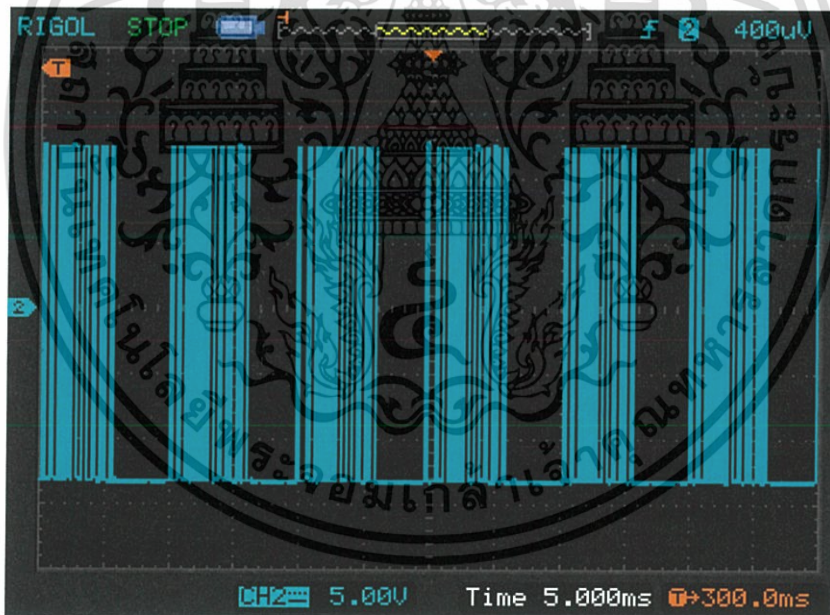


รูปที่ 5.24 สัญญาณขับสวิตช์ SbA ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

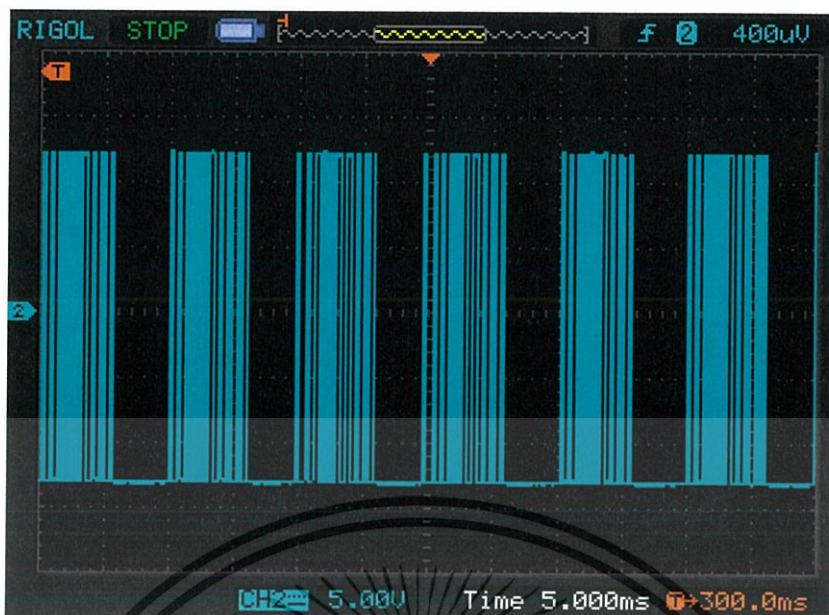


รูปที่ 5.25 สัญญาณขับสวิตช์ SbB ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

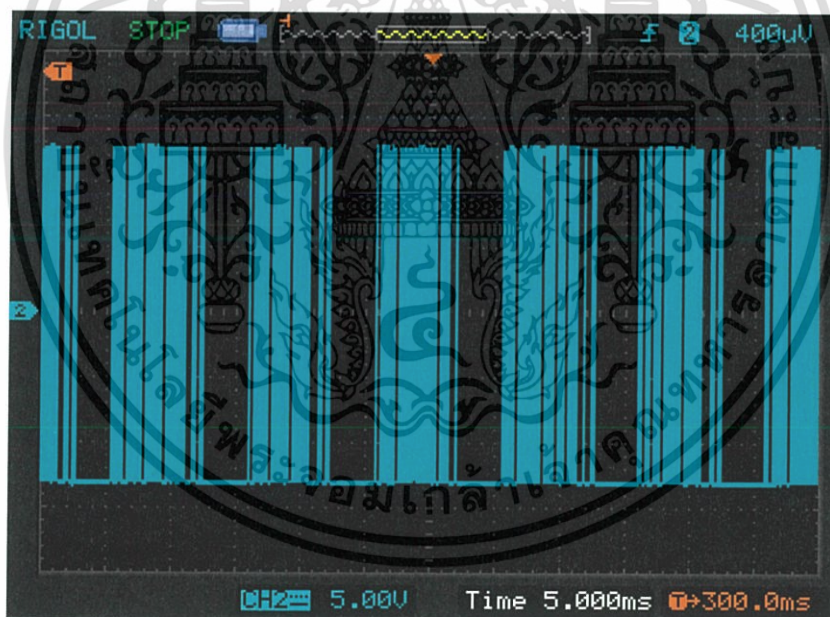


รูปที่ 5.26 สัญญาณขับสวิตช์ SbC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 สัญญาณขับสวิตช์ ScA ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.28 สัญญาณขับสวิตช์ ScB ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

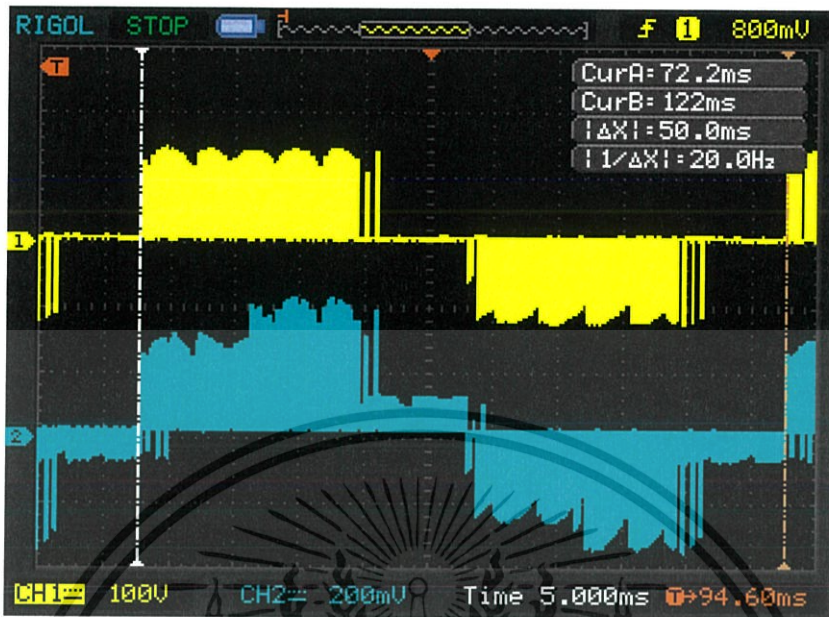


รูปที่ 5.29 สัญญาณขับสวิตช์ ScC ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

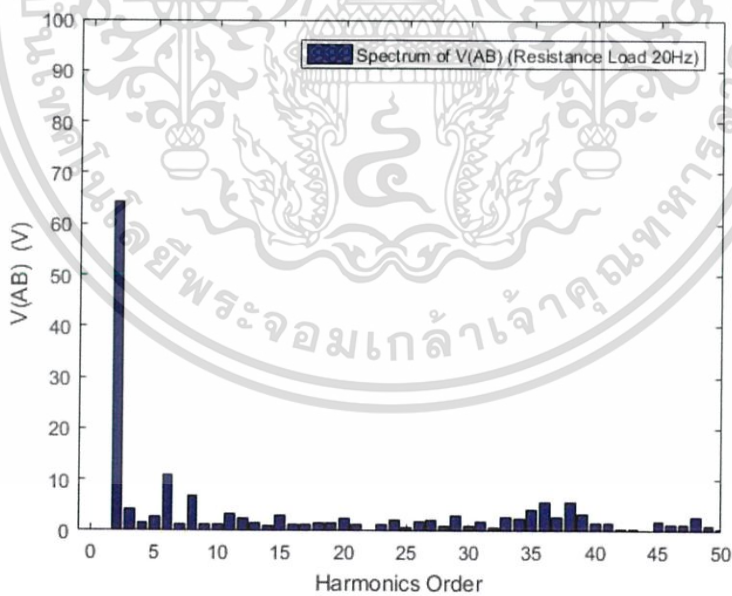
#### 5.6 การทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส

เมื่อนำมาทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส ขนาด 100 วัตต์ ทำการต่อ โหลดแบบสตาร์ (Star) ที่แรงดันไลน์-ไลน์ขาเข้า จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 380 V 50 Hz โดยการ ใช้แรงดันพีคดับลิวเอ็มขาออกของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นไปจ่ายให้กับโหลด โดยปรับเปลี่ยนความถี่ขาออก 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz และ 50Hz ทำการรักษาค่าแรงดันขาออก ให้มีค่าคงที่ที่ 100 V และความถี่สวิตซ์ซึ่งให้มีค่าคงที่ที่ 2 kHz ซึ่งการทดลองและวัดรูปคลื่นแรงดันไลน์-ไลน์และกระแสไลน์ที่ขาออก กับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยนำค่าที่ได้ไปพล็อตกราฟสเปกตรัมแรงดันและกระแส จะแสดงในรูปที่ 5.30-5.41

### 5.6.1 โหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

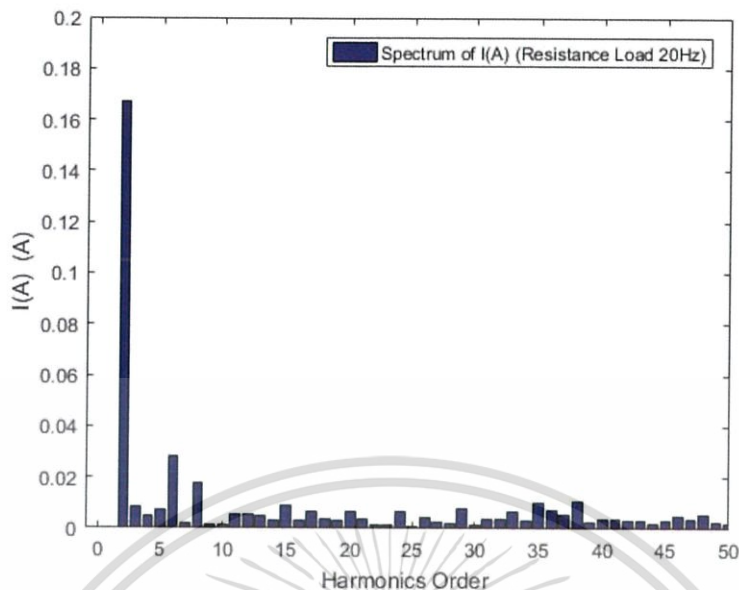


รูปที่ 5.30 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz



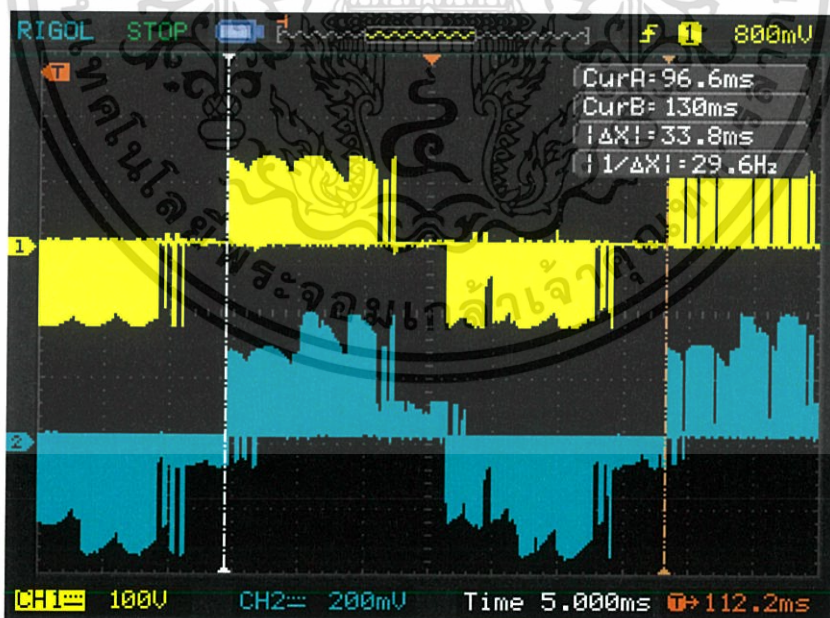
รูปที่ 5.31 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



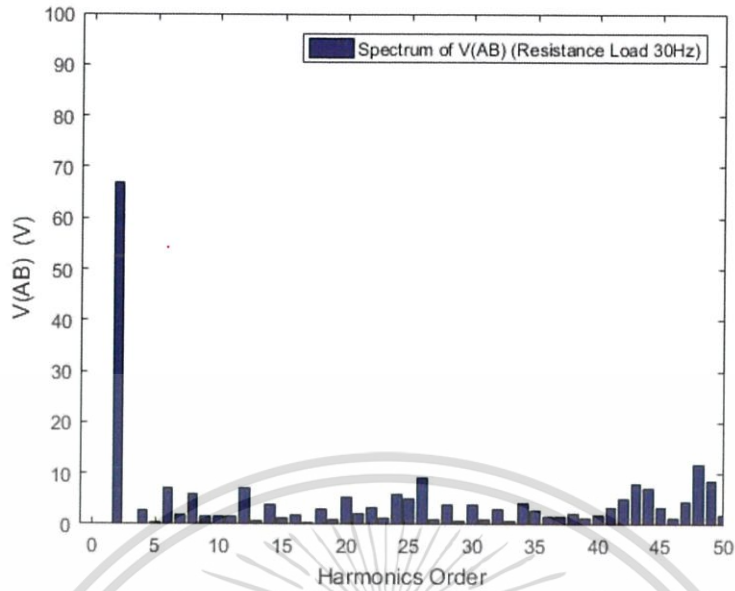
รูปที่ 5.32 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

#### 5.6.2 โหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

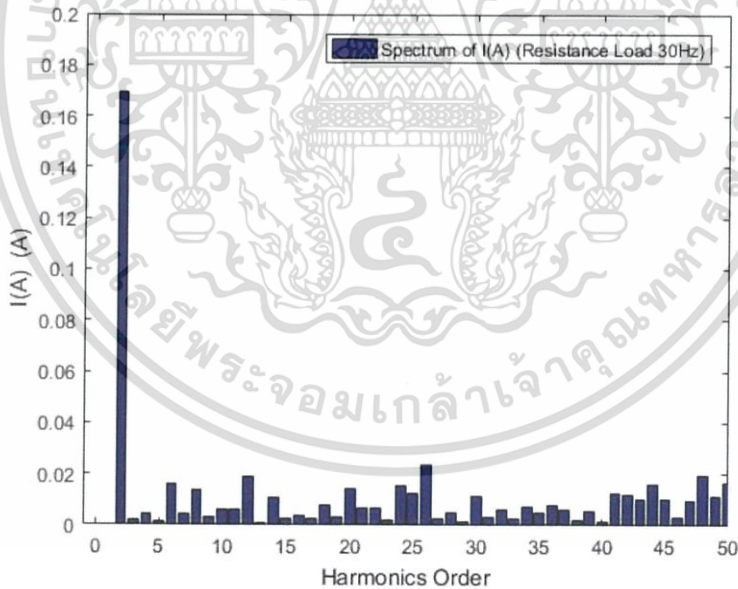


รูปที่ 5.33 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



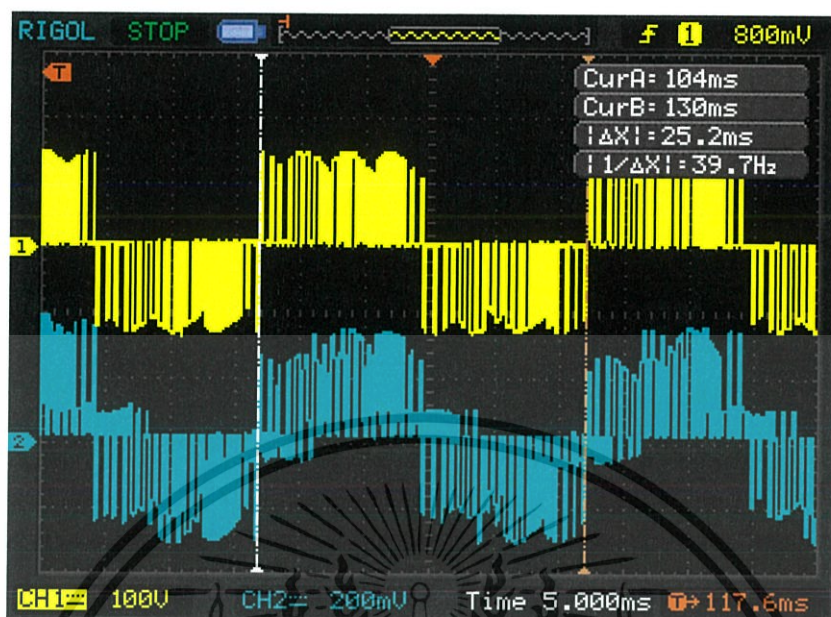
รูปที่ 5.34 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซึ่ง 2 kHz



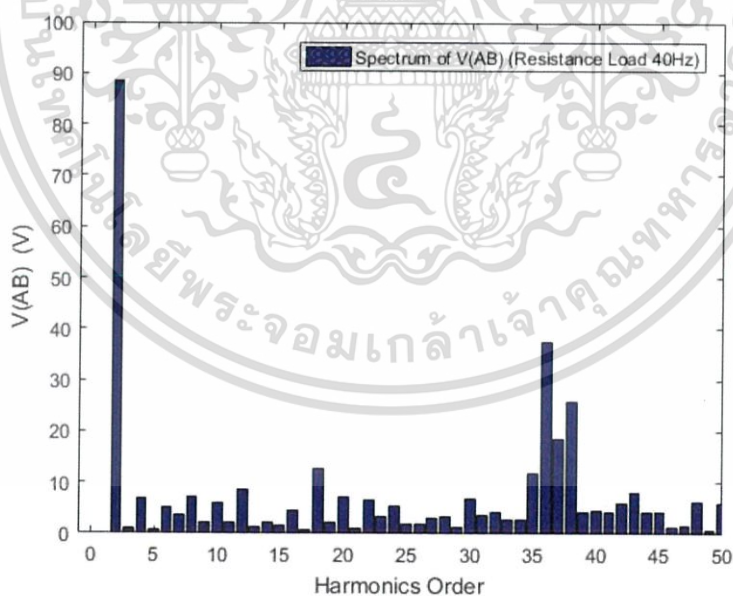
รูปที่ 5.35 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซึ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.6.3 โหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

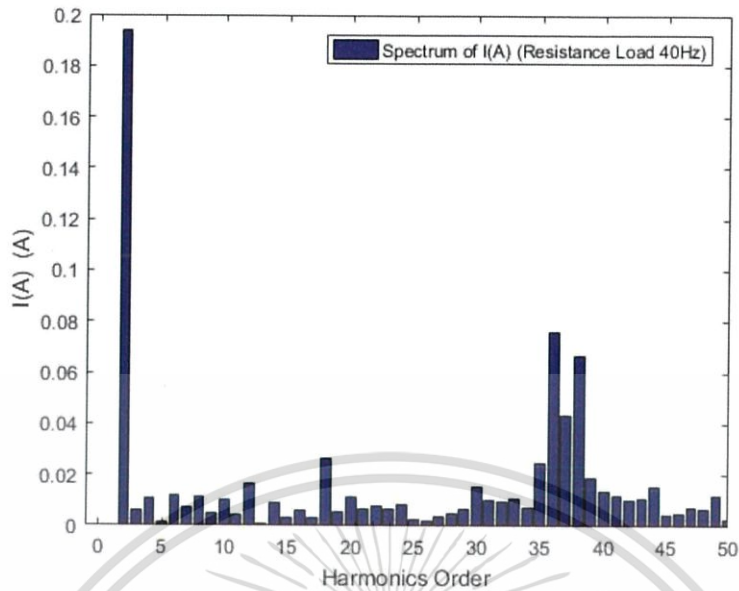


รูปที่ 5.36 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz



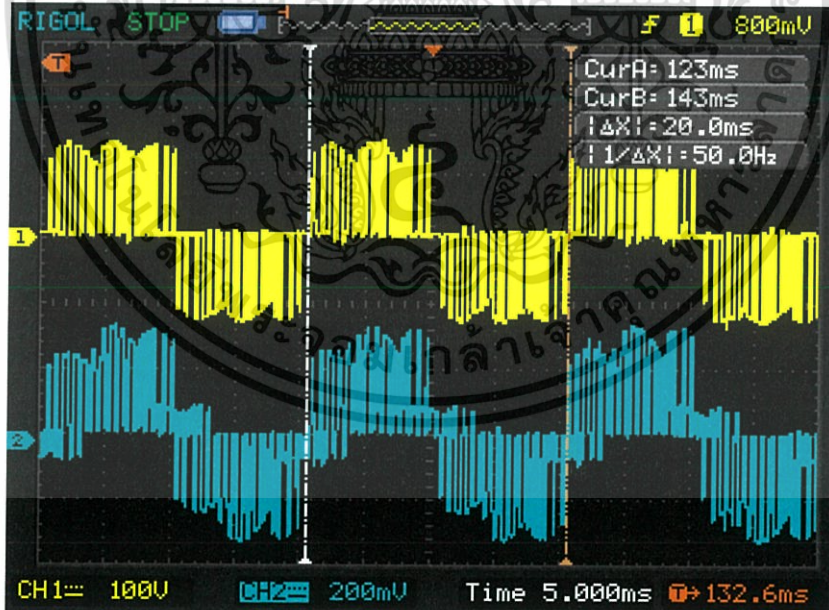
รูปที่ 5.37 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



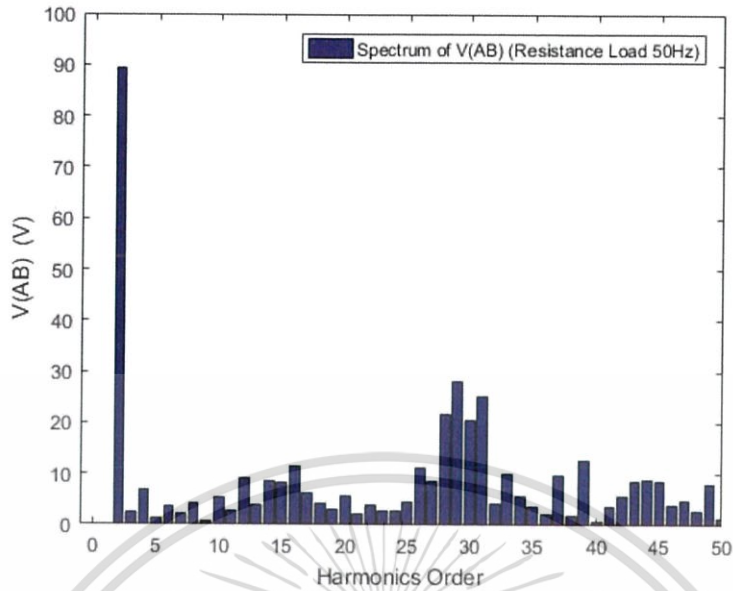
รูปที่ 5.38 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

#### 5.6.4 โหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

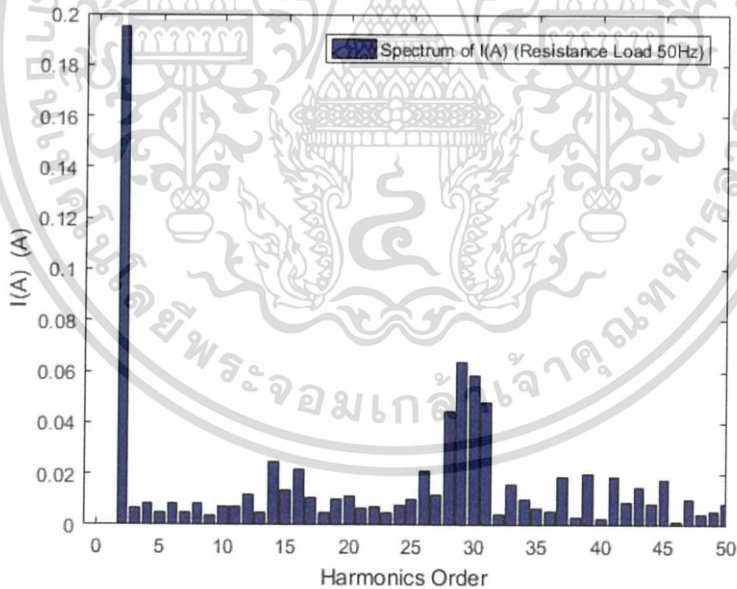


รูปที่ 5.39 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

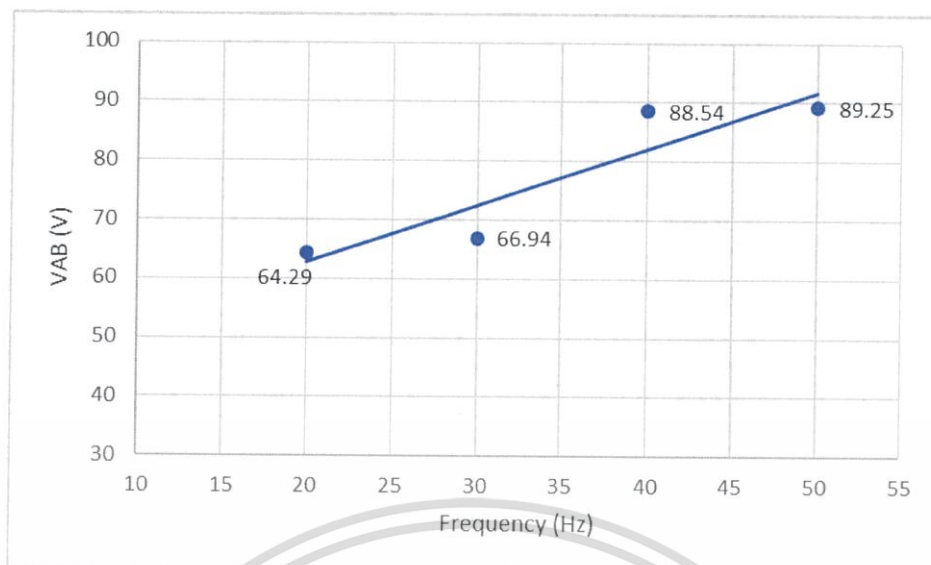


รูปที่ 5.40 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz



รูปที่ 5.41 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดตัวต้านทานสามเฟส โดยมีความถี่ไออาร์พท 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.42 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ เมื่อทำการทดลองกับ โหลดตัวต้านทานสามเฟส

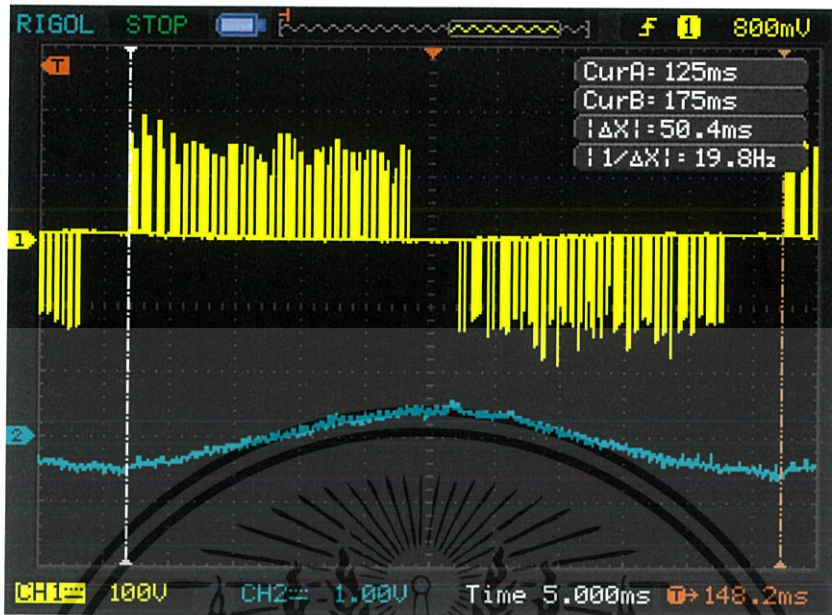
### 5.7 การทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

มอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองในโครงการนี้มีพิกัด ดังนี้

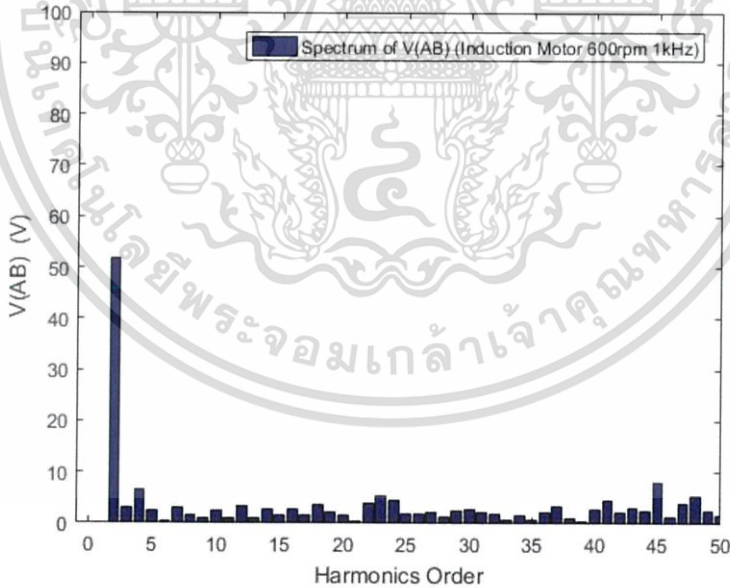
- มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส, 200 V, Star connection
- พิกัดกำลัง 0.2 kW, 4 poles, 1430 rpm
- กระแส 1.26 (220V)

โดยการทดลองกับมอเตอร์จะเกิดผลกระทบและปัญหาขึ้นอีกมากมาย จะแตกต่างจากการทดลองกับโหลดตัวต้านทาน เมื่อนำมาทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยการใช้แรงดันที่ดับเบิลโวลต์เอมเอทพุทของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นไปจ่ายให้กับโหลด โดยปรับเปลี่ยนความถี่เอทพุท 30 Hz, 40 Hz และ 50Hz ทำการรักษาค่าแรงดันเอทพุทให้มีค่าคงที่ที่ 50 V แต่ปรับเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ซิง 1 kHz และ 2 kHz ซึ่งการทดลองและวัดรูปคลื่นแรงดันไลน์-ไลน์ และกระแสไลน์ที่เอทพุท กับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะแสดงในรูปที่ 5.34 - 5.41

5.7.1 โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 20 Hz ความถี่สวิตซ์ซิง 1 kHz

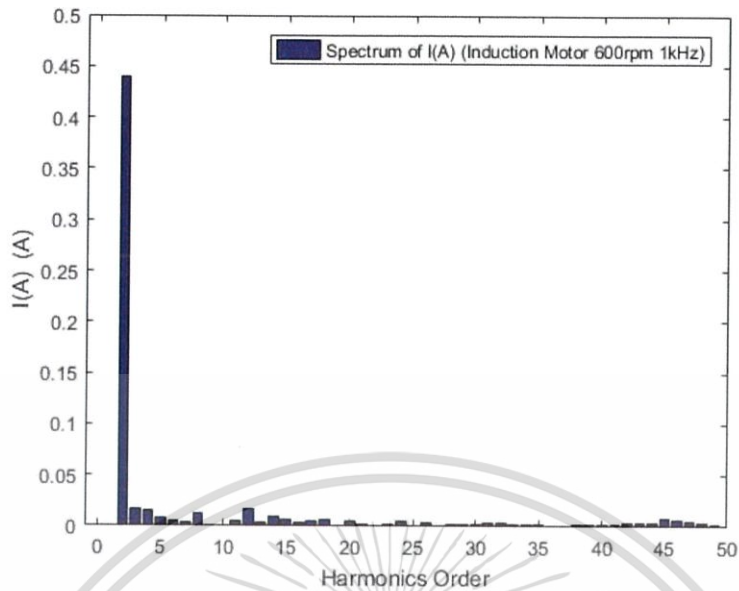


รูปที่ 5.43 กราฟแรงดันและกระแสเอาต์พุต เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 1 kHz



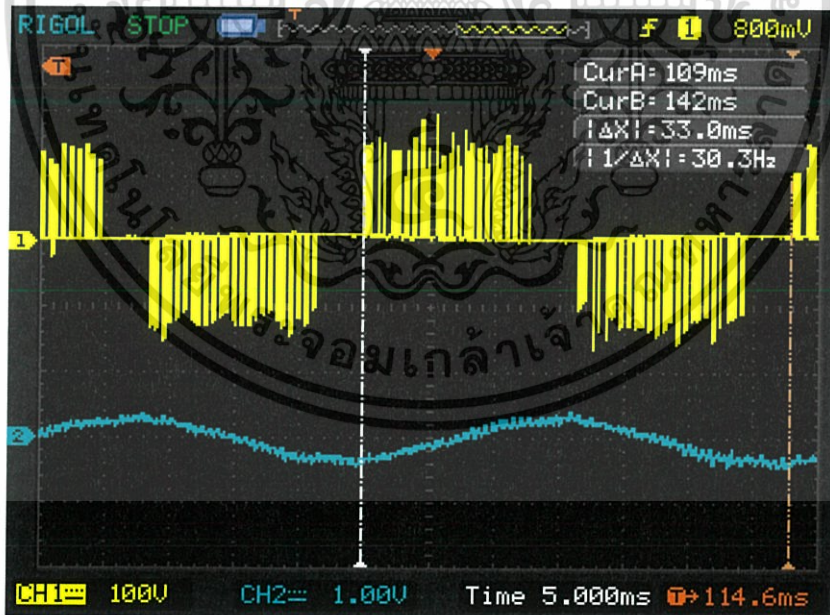
รูปที่ 5.44 กราฟสเปกตรัมแรงดันเอาต์พุต เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



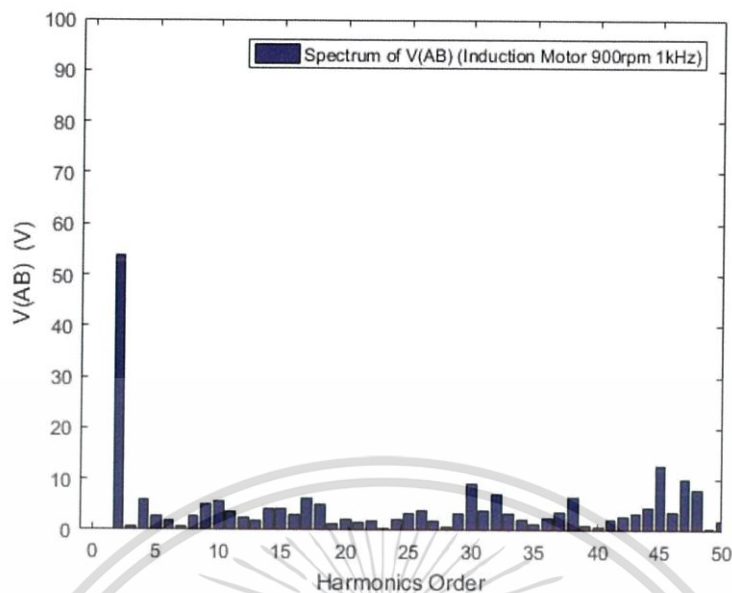
รูปที่ 5.45 กราฟสเปกตรัมกระแสเอาต์พุท เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุท 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

5.7.2 โพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

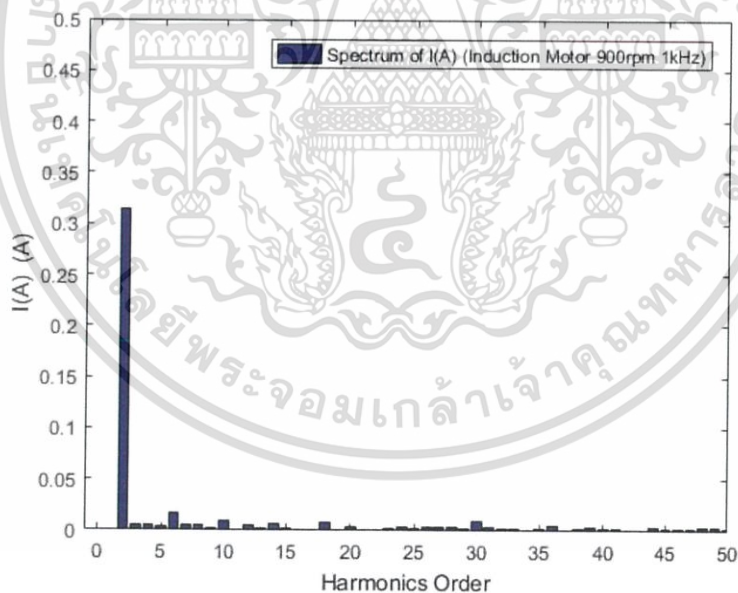


รูปที่ 5.46 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



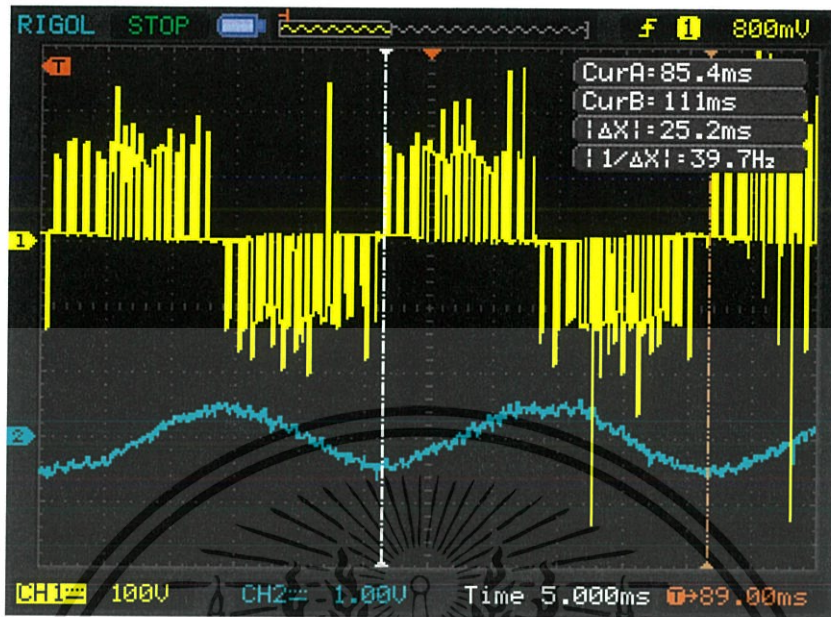
รูปที่ 5.47 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz



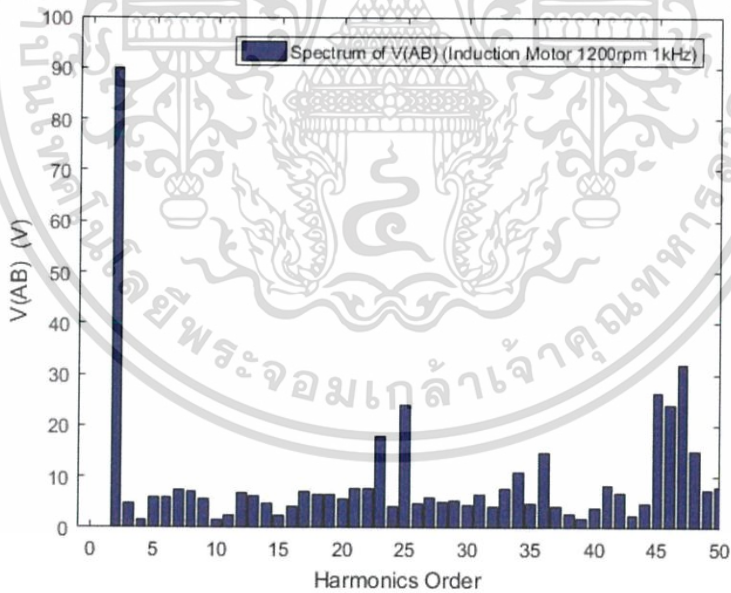
รูปที่ 5.48 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.7.3 โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

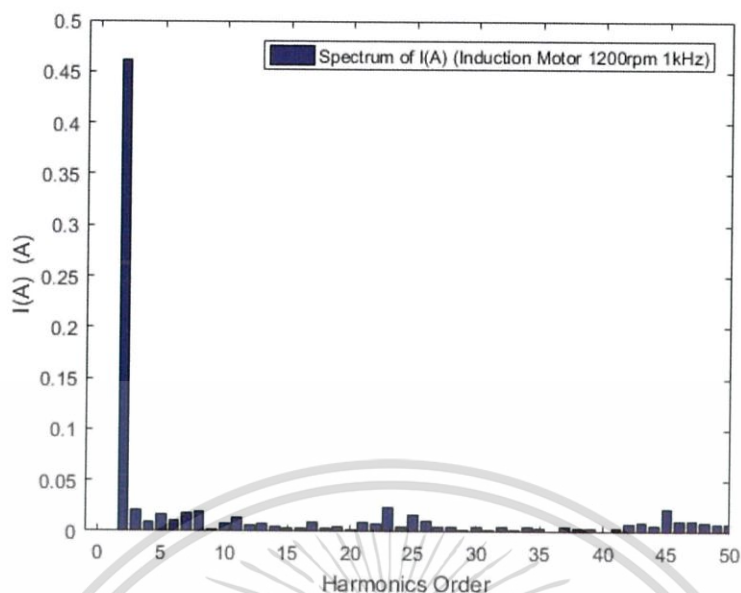


รูปที่ 5.49 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz



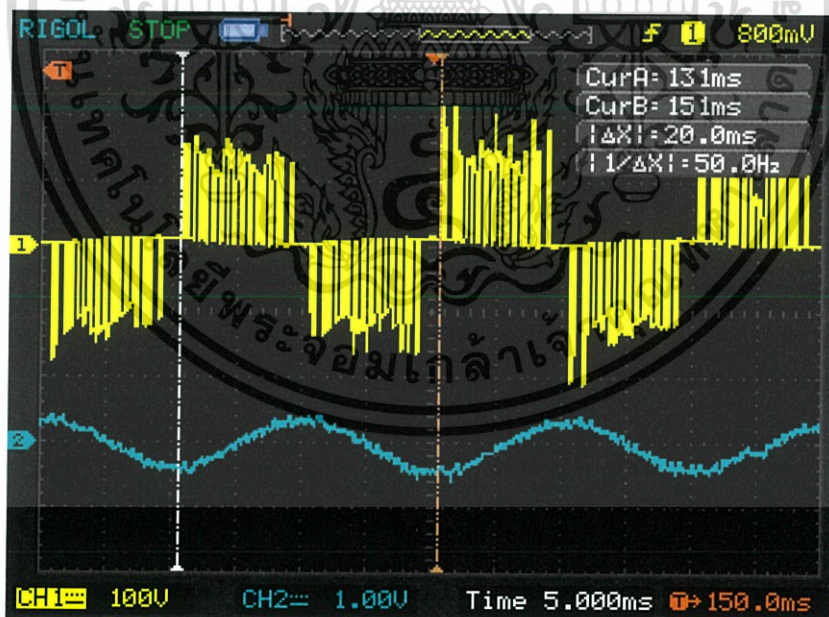
รูปที่ 5.50 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



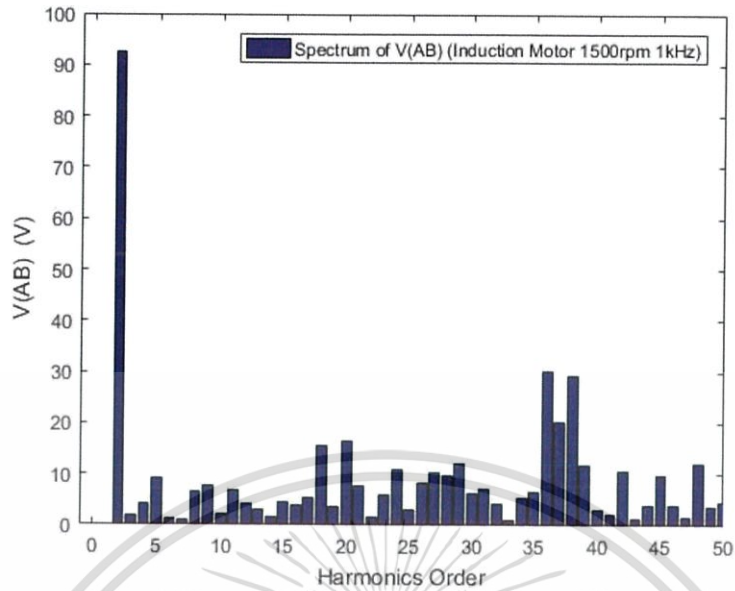
รูปที่ 5.51 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

#### 5.7.4 โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 50 Hz ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

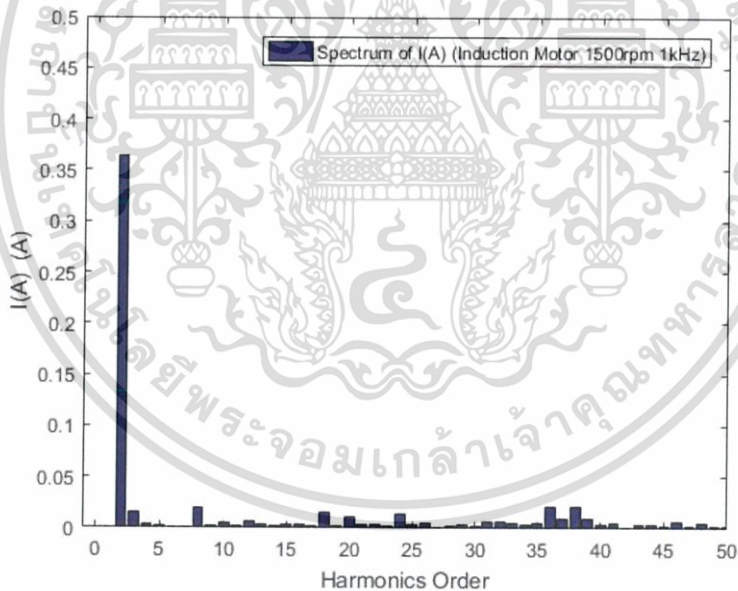


รูปที่ 5.52 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

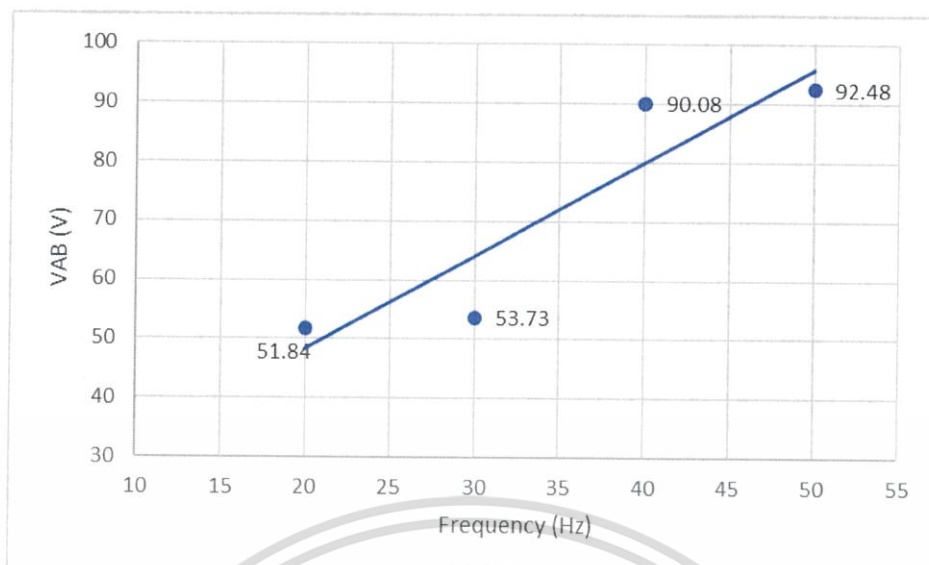


รูปที่ 5.53 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz



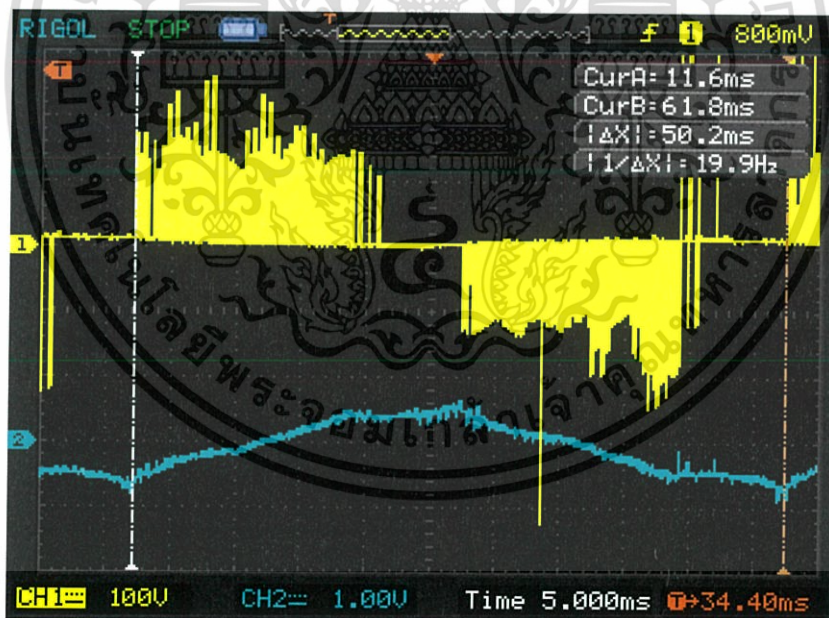
รูปที่ 5.54 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



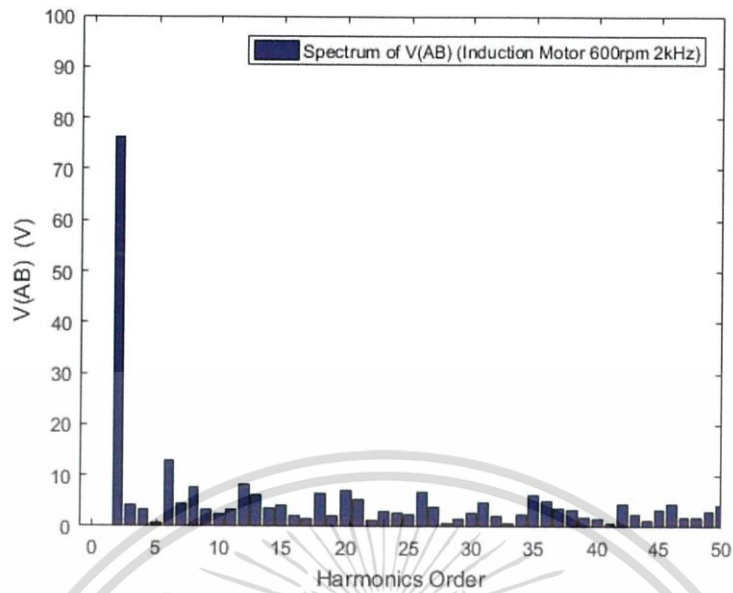
รูปที่ 5.55 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ เมื่อทำการทดลองกับ โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz

5.7.5 โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

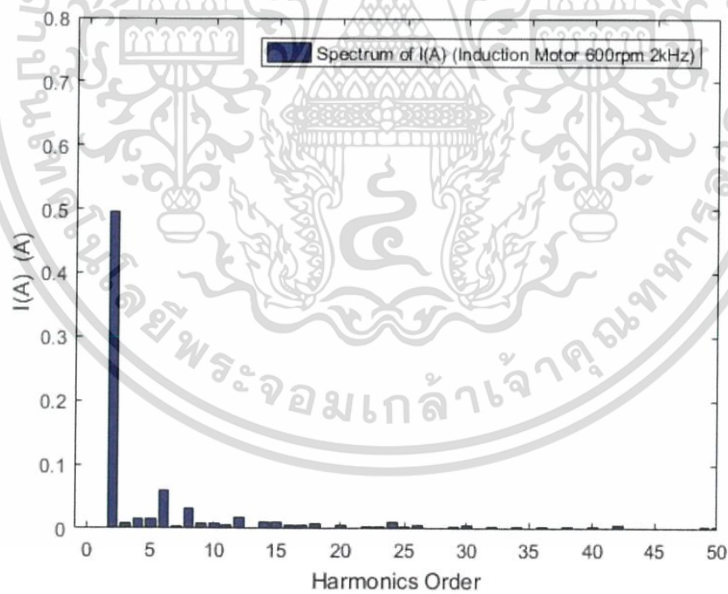


รูปที่ 5.56 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



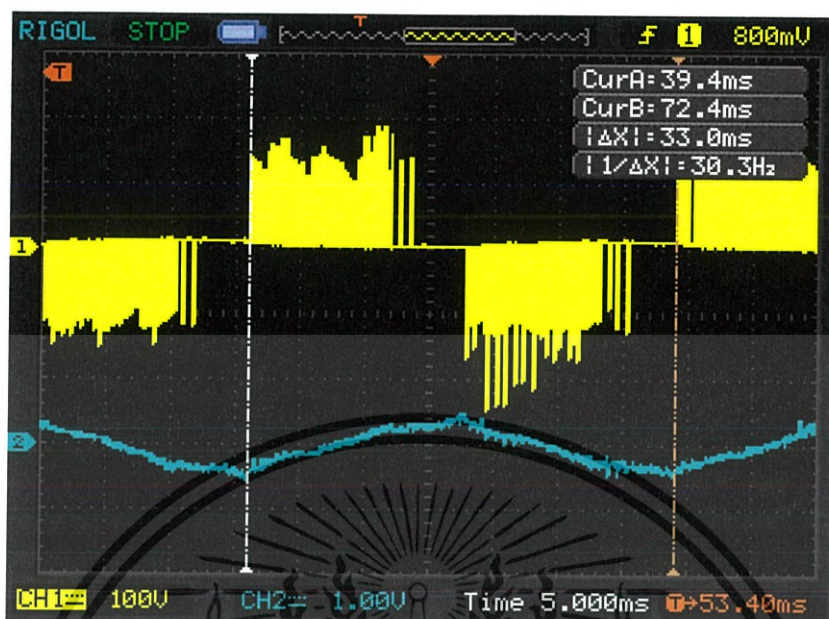
รูปที่ 5.57 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz



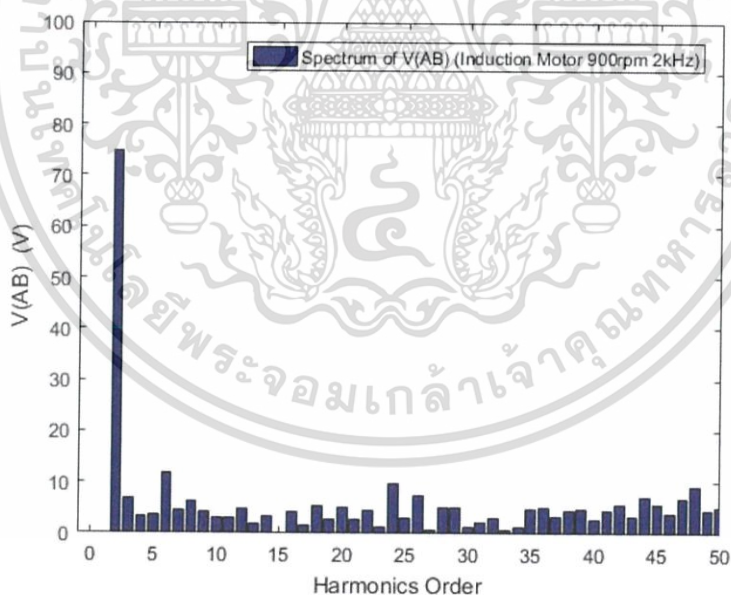
รูปที่ 5.58 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 20 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.6.6 โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz ความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz

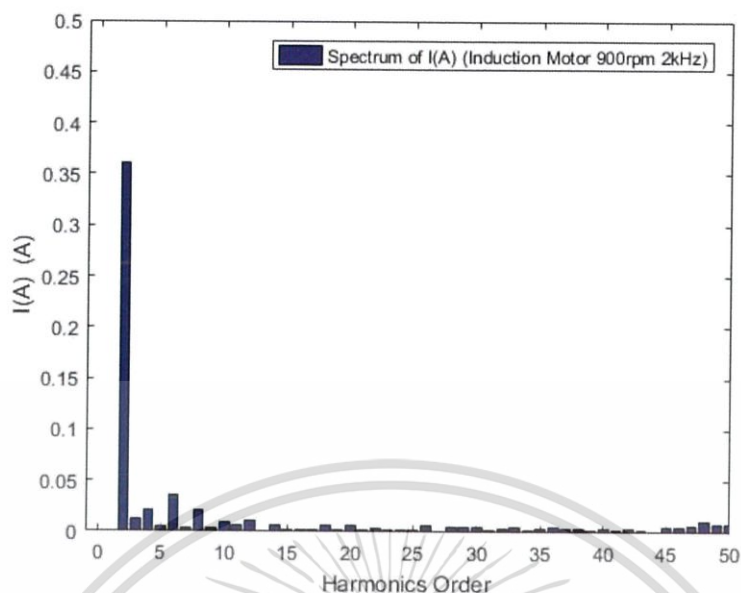


รูปที่ 5.59 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz



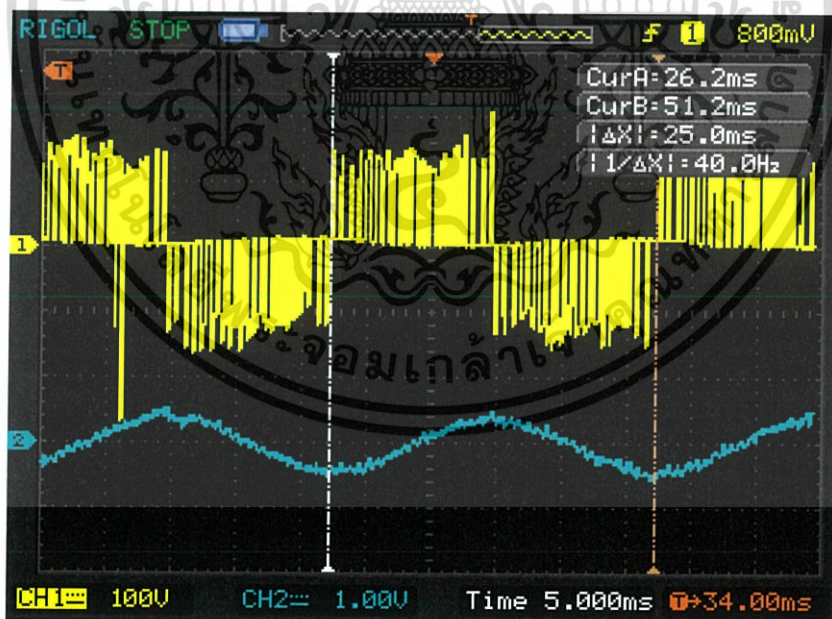
รูปที่ 5.60 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



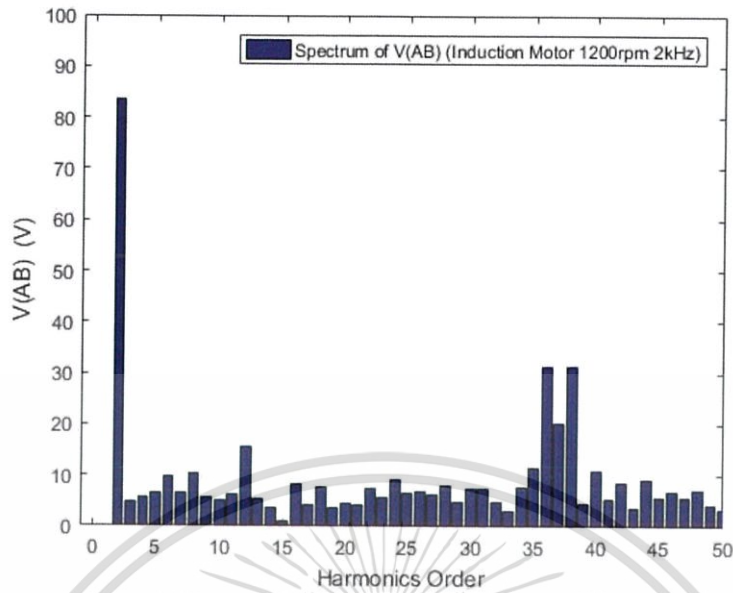
รูปที่ 5.61 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
โดยมีความถี่ขาออก 30 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

#### 5.7.7 โพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

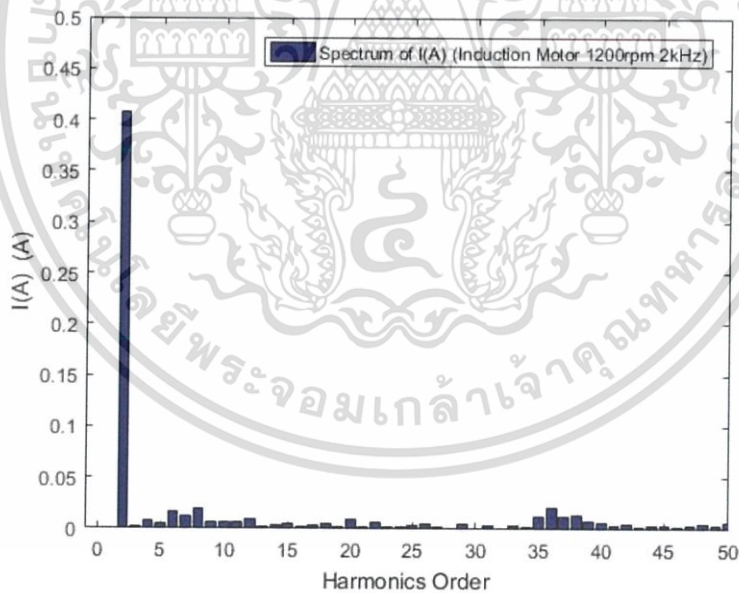


รูปที่ 5.62 กราฟแรงดันและกระแสขาออกเมื่อทำการทดลองกับโพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
โดยมีความถี่เอาต์พุท 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



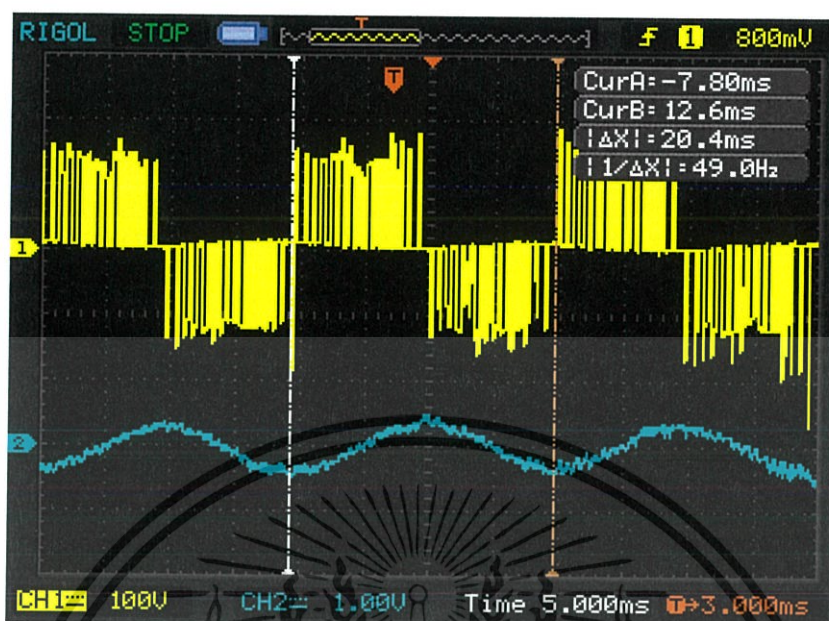
รูปที่ 5.63 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz



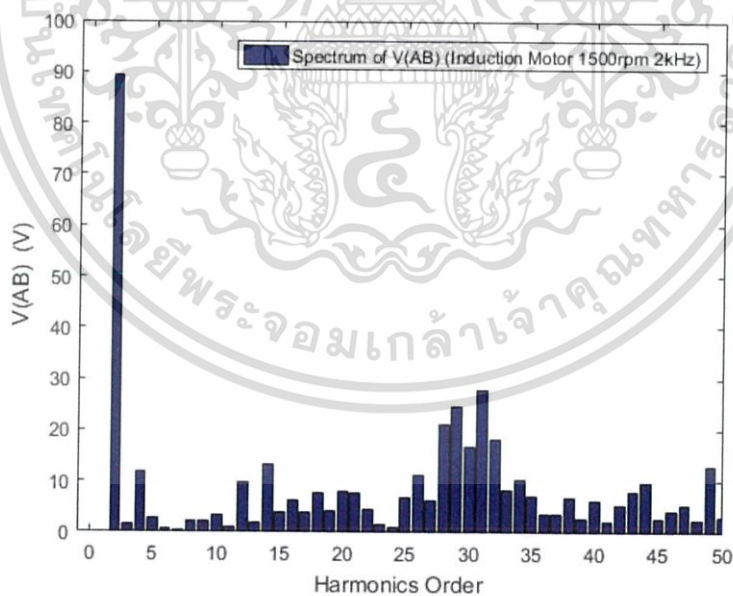
รูปที่ 5.64 กราฟสเปกตรัมกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 40 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.7.8 โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 50 Hz ความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz

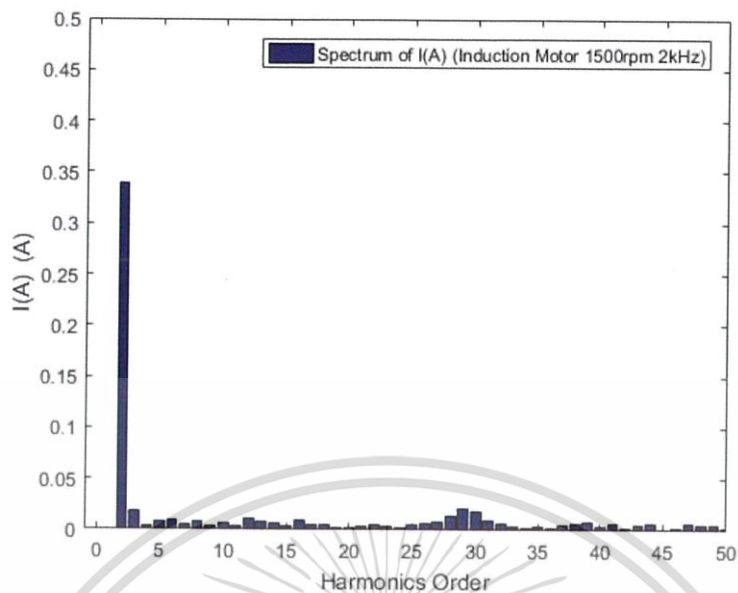


รูปที่ 5.65 กราฟแรงดันและกระแสขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz

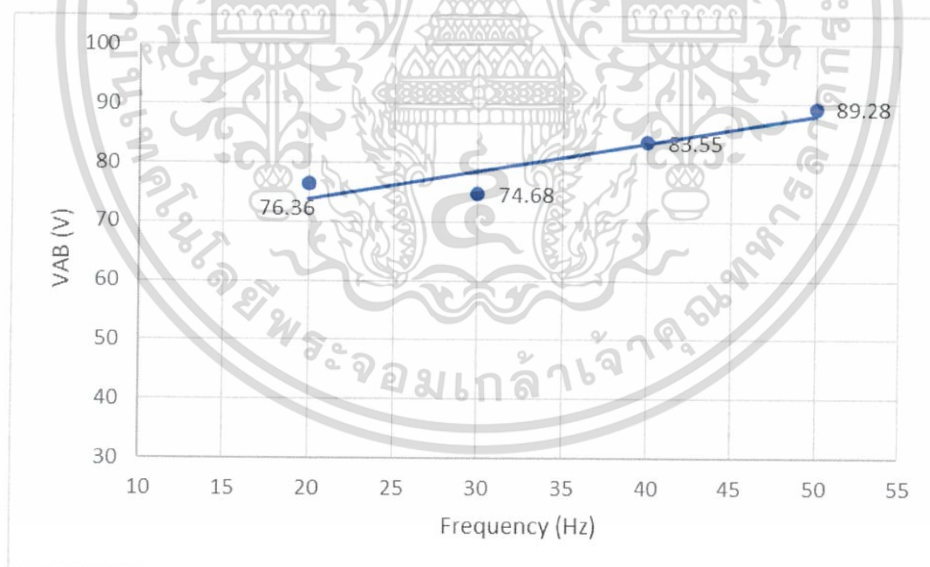


รูปที่ 5.66 กราฟสเปกตรัมแรงดันขาออก เมื่อทำการทดลองกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่ขาออก 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.67 กราฟสเปกตรัมกระแสเอาต์พุต เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีความถี่เอาต์พุต 50 Hz และความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz



รูปที่ 5.68 ความสัมพันธ์ของแรงดันขาออกต่อความถี่ เมื่อทำการทดลองกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองนำวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ไปขับโหลดตัวต้านทานสามเฟส และมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง และความถี่ขาออกค่าต่างๆ จะสามารถวิเคราะห์ผลการทดลองได้ดังนี้

ตารางที่ 5.3 ผลการทดลองขับโหลดตัวต้านทานที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz แรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms

ความถี่ขาออก (Hz)	V (LineAB)		I (PhaseA)	
	V-fun (V)	%THDv	I-fun (A)	%THDi
20	64.29	31.66	0.1673	28.57
30	66.94	44.18	0.1692	39.77
40	88.54	67.22	0.1937	67.22
50	89.25	70.88	0.1948	67.92

จากตารางที่ 5.3 ผลการทดลองโหลดตัวต้านทาน โดยใช้ความถี่สวิตซ์ 2 kHz โดยป้อนแรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms ความถี่ที่ต้องการ 20, 30, 40 และ 50Hz จะเห็นได้ว่า เมื่อความถี่ขาออกมีค่ามากขึ้น แรงดันขาออกมูลฐานโดยภาพรวมมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย นั่นคือแรงดันขาออกแปรผันตามความถี่ขาออกที่เพิ่มขึ้น และอัตราส่วนแรงดันขาออกต่อแรงดันขาเข้าที่ความถี่ขาออก 50Hz อยู่ที่ 0.895

ตารางที่ 5.4 ผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความถี่สวิตซ์ 1 kHz แรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms

ความเร็วที่ต้องการ	ความเร็วรอบ (rpm)	V (LineAB)		I (PhaseA)	
		V-fun (V)	%THDv	I-fun (A)	%THDi
600rpm (20Hz)	597	51.84	45.98	0.4402	13.10
900rpm (30Hz)	898	53.73	57.08	0.3135	12.69
1200rpm (40Hz)	1,195	90.08	78.79	0.4617	15.02
1500rpm (50Hz)	1,498	92.48	82.31	0.3644	15.49

จากตารางที่ 5.4 ผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้ความถี่สวิตซ์ 1 kHz โดยป้อนแรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms ความเร็วที่ต้องการ 600, 900, 1200 และ 1500 รอบต่อนาที จะเห็นได้ว่า ความเร็วมอเตอร์ที่ตรวจจับได้มีค่าใกล้เคียงกับความเร็วที่ต้องการ และเมื่อ

ความเร็วรอบมากขึ้น นั่นคือความถี่ขาออกมีค่ามากขึ้น ทำให้แรงดันขาออกมูลฐานโดยภาพรวมมีค่าเพิ่มขึ้น และอัตราส่วนแรงดันขาออกต่อแรงดันขาเข้าที่ความถี่ขาออก 50Hz อยู่ที่ 0.925

ตารางที่ 5.5 ผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความถี่สวิตซ์ 2 kHz แรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms

ความเร็วที่ต้องการ	ความเร็วรอบ (rpm)	V (LineAB)		I (PhaseA)	
		V-fun (V)	%THDv	I-fun (A)	%THDi
600rpm (20Hz)	599	76.36	39.43	0.4961	12.92
900rpm (30Hz)	896	74.68	45.38	0.3610	11.34
1200rpm (40Hz)	1,194	83.55	72.90	0.4070	12.72
1500rpm (50Hz)	1,496	89.28	79.42	0.3395	12.78

จากตารางที่ 5.5 ผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้ความถี่สวิตซ์ 2 kHz โดยป้อนแรงดันไลน์ขาเข้า 100 Vrms ความเร็วที่ต้องการ 600, 900, 1200 และ 1500 รอบต่อนาที จะเห็นได้ว่า ความเร็วมอเตอร์ที่ตรวจจับได้มีค่าใกล้เคียงกับความเร็วที่ต้องการ และเมื่อความเร็วรอบมากขึ้น นั่นคือความถี่ขาออกมีค่ามากขึ้น ทำให้แรงดันขาออกมูลฐานโดยภาพรวมมีค่าเพิ่มขึ้น และอัตราส่วนแรงดันขาออกต่อแรงดันขาเข้าที่ความถี่ขาออก 50Hz อยู่ที่ 0.893

จากผลการทดลองขับโหลดตัวต้านทานจะเห็นได้ว่า รูปกราฟแรงดันไลน์ขาออกและกระแสเฟสขาออก มีลักษณะเป็นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่มีความถี่ 20, 30, 40 และ 50Hz ตามต้องการ โดยสัญญาณแรงดันและกระแสมีเฟสตรงกัน และมีรูปแบบเดียวกันเนื่องจากเป็นโหลดความต้านทาน อีกทั้งมีอัตราส่วนแรงดันขาออกต่อแรงดันขาเข้า ที่ความถี่ 50Hz มีค่าใกล้เคียงกับ 0.866 ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

จากผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รูปกราฟแรงดันไลน์และกระแสเฟสขาออก มีความถี่ 20, 30, 40 และ 50Hz ตามต้องการ โดยสัญญาณแรงดันขาออกมีลักษณะเป็นสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม ส่วนสัญญาณกระแสเฟสมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ และมีเฟสล่าหลังแรงดันอยู่ 90 องศา เนื่องจากเป็นโหลดมอเตอร์ (RL) อีกทั้งมีอัตราส่วนแรงดันขาออกต่อแรงดันขาเข้าที่ความถี่ 50Hz มีค่าใกล้เคียงกับ 0.866 ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

## บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป

### 6.1 บทวิจารณ์

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาลักษณะการทำงานของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟส เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 Delfino F28377S หลักการสร้างสัญญาณขับเคลื่อนเฟสด้วยเทคนิคสเปกตรัมมอดูเลชันทางอ้อม โดยได้ทำการทดลองขับโหลดตัวต้านทาน และขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความเร็วรอบค่าต่างๆ โดยผลการทดลองค่อนข้างเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งให้ผลการปฏิบัติสอดคล้องกับผลทางทฤษฎีที่ได้ออกแบบไว้ในโปรแกรม MATLAB / SIMULINK นั่นคือวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์นี้สามารถที่จะนำไปใช้กับมอเตอร์ในงานจริงได้ เพราะอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่เอาต์พุตจะมีค่าคงที่ (V/f Constant) ตามทฤษฎี

### 6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำโครงการนี้ มีด้วยกันหลายด้าน ทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติ โดยขั้นต้นในส่วนของการค้นคว้าหาข้อมูลเกี่ยวกับทฤษฎีเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จะไม่ค่อยมีหนังสือหรือบทความทางวิชาการเกี่ยวกับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มากนัก ทำให้การรวบรวมองค์ความรู้ทางทฤษฎีเป็นไปค่อนข้างลำบาก เนื่องจากในปัจจุบันยัง ผู้สนใจทำวิจัยทางด้านนี้อาจจริงจังยังไม่แพร่หลาย ทำให้ยากต่อการศึกษาเป็นอย่างยิ่ง

ต่อมาเป็นปัญหาด้านวงจรควบคุม จะต้องใช้เวลาในการศึกษาการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์อยู่นานพอสมควร เพราะผู้จัดทำยังไม่ค่อยมีความรู้ทางด้านนี้มากนัก โดยเฉพาะการสร้างสัญญาณไฟดับลิฟต์ที่จะไปขับสวิตซ์ทั้ง 9 ตัว ให้ทำงานได้อย่างถูกต้องนั้น มีความซับซ้อนและยากต่อการเข้าใจ

ปัญหาสำคัญในการทำโครงการนี้คือเรื่องฮาร์ดแวร์ ซึ่งวงจรที่ออกแบบมานั้นอาจไม่เป็นไปตามทฤษฎีทั้งหมด ทำให้การสร้างต้องมีการปรับเปลี่ยนหลายครั้งเพราะการทำฮาร์ดแวร์ให้ถูกต้องและใช้งานได้ต่อเนืองนั้น มีปัจจัยหลายด้าน โดยเฉพาะวงจรกำลังที่ต้องใช้อุปกรณ์ในการสวิตซ์จำนวนมาก เมื่อมีความผิดพลาดและเกิดความเสียหาย ทำให้ต้องเสียเวลาและค่าใช้จ่ายในการสร้างเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ค่อนข้างที่จะสูงเมื่อเปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบเก่า เพื่อลดปัญหาและความเสียหายที่เกิดขึ้นผู้จัดทำจึงไม่ได้ขับโหลดที่หนัก ซึ่งวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้สร้างขึ้นควรจะพัฒนาเพิ่มเติมในส่วนวงจรป้องกันเพื่อสามารถนำไปขับมอเตอร์ได้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

### 6.3 บทสรุป

จากการศึกษาหลักการการทำงานของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ เพื่อนำมาขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และได้สร้างวงจรขึ้นมาเพื่อทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์ ในขั้นแรกได้ศึกษาและทำความเข้าใจเกี่ยวกับทฤษฎีของการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มเพื่อจะไปขับสวิตซ์ทั้ง 9 ตัว โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ และสร้างชุดวงจรหน่วงเวลาสัญญาณเพื่อป้องกันการลัดวงจรด้านขาออก และนำสัญญาณเข้าไปยังวงจรขับเกทเพื่อขับสวิตซ์ในวงจรกำลัง โดยการศึกษาจากส่วนต่างๆ สามารถสรุปได้ดังนี้

1. เข้าใจถึงหลักการทํางานและสามารถสร้างวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้
2. ทราบหลักการทํางานและคุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งควบคุมความเร็วรอบโดยใช้หลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่เอาท์พุตคงที่ (V/f Constant)
3. เข้าใจหลักการสร้างสัญญาณพัลส์พีดับบลิวเอ็มจากไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันทางอ้อม (Indirect Space Vector Modulation)



## เอกสารอ้างอิง

- [1] ดร. ชัชวาล เยรบบุตร, ดร. สมนิดา รัตนาปะโชติ และ ผศ. เดชา วิไลรัตน์, “คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยวิธีทางอ้อมของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์มอดูเลชัน,” *รายงานการวิจัย*, มหาวิทยาลัยมหิดล, 2550
- [2] นิกุล ทองไหม, บุญล้อม หรรษ์ธงชัย, สมโชค พलगาม และ อุทัย บัวหลวง, “เอซี – เอซีเมตริกซ์ คอนเวอร์เตอร์ สำหรับปรับความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส,” *ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต*, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547
- [3] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์, *อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics*, พิมพ์ครั้งที่ 14. กรุงเทพฯ. สนพ. ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2557.
- [4] V.Himamshu Prasad, Dushan Boroyevich and Richard Zhang, “Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for a Four-Leg Voltage Source Inverter,” *IEEE Conference Publications*, Vol. 2, 1997, pp. 864 - 871.
- [5] László16 Huber and Dušan Borojević, “Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction,” *IEEE Journals & Magazines*, Vol. 31, 1995, pp.1234 - 1246.
- [6] Sedat Sünter, “VECTOR CONTROLLED MATRIX CONVERTER INDUCTION MOTOR DRIVE,” University of Nottingham,1995
- [7] Jun-ichi Itoh, Takumi Mura and Hiroki Takahashi, “Investigation of Switching Loss Reduction for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion using Space Vector Modulation,” *IEEE Conference Publications*, 2012, pp. 1-6.
- [8] Patrick W. Wheeler, José Rodríguez, Jon C. Clare, Lee Empringham, and Alejandro Weinstein, “Matrix Converters: A Technology Review,” *IEEE Journals & Magazines*, Vol.49, pp.276 - 288.
- [9] Hidenori Hara, Eiji Yamamoto, Jun-Koo Kang and Tsuneo Kume, “Improvement of Output Voltage Control Performance for Low-Speed Operation of Matrix Converter,” *IEEE Journals & Magazines*, Vol.20, 2005, pp.1372 - 1378.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

## Matrix Converter for Three-Phase Induction Motor Drive

ณัฐวร ลินสุภา ณัฐกิตติ รัตนศิริทรภูษ ณัฐวัตร ชูสุวรรณ ยศพนธ์ รื่นอบเชย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอย ลอดงกรุง 1 ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 02-329-8000 ต่อ 3925

### บทคัดย่อ

บทความวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการของวงจร 3 เฟส พัดดับลิวเอ็ม เอช-เอช เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าจะมีขั้นตอนเดียว คือจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยไม่มีส่วนของดีซีลิงก์ ซึ่งจะแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์แบบเก่าที่มีการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าถึง 2 ขั้นตอน คือจากไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ผ่านวงจรดีซีลิงก์ และแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ทำให้การคืนพลังงานจากมอเตอร์กลับคืนสู่แหล่งจ่ายปริมาณครั้งละมาก ๆ ไม่สามารถทำได้ เพราะจะทำให้เกิดการสะสมพลังงานไว้ที่ตัวเก็บประจุทำให้ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก โดยวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะใช้ IGBT-Diode ทำเป็นสวิตช์สองทางเพื่อให้กระแสไหลได้สองทิศทางจำนวน 9 ชุด เป็นอุปกรณ์สวิตช์ตัดต่อในวงจรกำลัง วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถแปลงแรงดัน 3 เฟส จากการไฟฟ้า 3 เฟส ที่มีแรงดันและความถี่ที่ทำให้เป็นแรงดันเอชซีที่สามารถปรับแรงดันและความถี่ได้ทุกค่าได้ โดยควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 Delfino F28377S ซึ่งหลักการสร้างสัญญาณขับเกทที่ดับลิวเอ็ม จะสร้างด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันทางอ้อม โดยทำการทดลองขับโหลดตัวต้านทาน และขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความเร็วรอบค่าต่างๆ และ ความถี่สวิตช์ 1 kHz และ 2 kHz โดยผลการทดลองได้ว่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ขาออกจะแปรผันตามกัน และแรงดันขาออกจะมีค่าไม่เกิน 86.6 % ของแรงดันขาเข้า ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

คำสำคัญ : เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์, สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันทางอ้อม

### Abstract

This research concerns the principle of a 3 phases PWM ac-ac matrix converter for drive the 3 phases induction motor which use C2000 Delfino F28377S microcontroller to create PWM signal, by using 9 units of IGBT- diodes that is bidirectional switch as main power switching devices. The Matrix Converter can directly convert utility 3 phases sinusoidal supply voltage and frequency into a variable frequency and variable voltage of variable pulse PWM pattern by adjusting the frequency and modulation index of PWM control of the converter. The Matrix- Converter have only one procedure directly from alternating current to alternating current (AC-AC), no DC-link. The electric power flow from supply to motor and motor to supply directly, it is different from the old converter which convert two procedure and have DC-link to connect two point together that make too much power cannot flow back to source because it will have too much energy in capacitor that make the capacitor have a big size. In this

study case, we use indirect space vector modulation to test with three phases resistance load and three phases induction motor load by adjust the output frequency and switching frequency. The relation of voltage and frequency are direct variation. And output voltage is less than or equal to 86.6 % of input voltage which based on the theory.

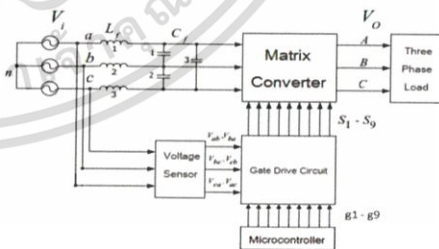
Keyword: Matrix converter, indirect space vector

### 1. บทนำ

วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ถูกสร้างขึ้นเพื่อ ตัดขั้นตอนที่มีดีซีลิงก์ (DC link) ออกไปเนื่องจากระบบที่ใช้กันอยู่ปัจจุบันจะมีการแปลงพลังงานไฟฟ้าถึง 2 ขั้นตอนคือการแปลงจาก AC เป็น DC และจาก DC เป็น AC ดังนั้นเพื่อลดการสูญเสียพลังงานไฟฟ้ามากขึ้นเราจึงใช้เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ แปลงรูปพลังงานไฟฟ้าเพื่อหลีกเลี่ยงขั้นตอนเดียวคือ การแปลงพลังงานจาก AC เป็น AC เพราะฉะนั้นการใช้เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีจุดประสงค์หลักคือ เพื่อปรับปรุงค่าประสิทธิภาพของวงจรดีซีลิงก์ให้สูงขึ้น

### 2. หลักการและโครงสร้างวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่รับไฟฟ้า 3 เฟส เพื่อนำมาสร้างแรงดันไฟฟ้าที่สามารถปรับแรงดันและความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับโหลด โดยประกอบด้วยสวิตช์ 2 ทาง 9 ชุด ที่ทำการ on-off เพื่อตัดต่อให้ได้แรงดัน AC 3 เฟสที่มีคลื่นเอทที่ผู้ตามที่ต้องการ และ อัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อด้านเข้าต่ำกว่า 0.866

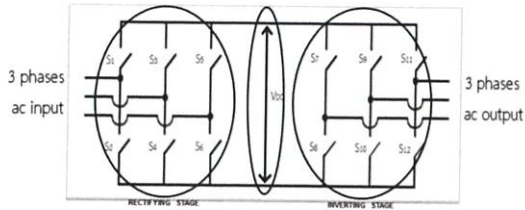


รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

### 3. การออกแบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสำหรับเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

การทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์โดยวิธีทางอ้อม วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เสมือนซึ่งประกอบด้วยสวิตช์สองทางจำนวน 12 สวิตช์ต่อในรูปแบบของวงจรบริดจ์ 3 เฟส

เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 โครงสร้างวงจรเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์

วงจรบริดจ์ที่ต่อด้านเข้าทำหน้าที่เรียงกระแสไฟฟ้าสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเสมือนซึ่งสามารถคำนวณได้จากผลคูณของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าเข้ากับเรกติไฟร์สวิตซ์ซึ่งฟังก์ชันดังแสดงในสมการ 1 กระแสไฟฟ้าเข้าสามารถคำนวณได้จากสมการ 2

$$\begin{bmatrix} V_{dc}^+ \\ V_{dc}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dc}^+ \\ I_{dc}^- \end{bmatrix} \quad (2)$$

ขณะวงจรบริดจ์ด้านเข้าเรียงกระแสไฟฟ้าสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงวงจรบริดจ์ด้านออกทำการมอดูเลตแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสมือนให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับไปพร้อมๆกัน โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับดังกล่าวได้จากผลคูณของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสมือนกับอินเวอร์เตอร์สวิตซ์ฟังก์ชันแสดงในรูปสมการ 3 กระแสไฟฟ้าตรงเสมือนคำนวณได้จากสมการ 4

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dc}^+ \\ V_{dc}^- \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} I_{dc}^+ \\ I_{dc}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (4)$$

ขณะทำงานไปพร้อมๆกัน ทำให้สามารถสร้างสวิตซ์เมตริกซ์ S ในสมการ 5 ได้จากสมการ 6 และ 7 ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1S_7 + S_2S_8 & S_3S_7 + S_4S_8 & S_5S_7 + S_6S_8 \\ S_1S_9 + S_2S_{10} & S_3S_9 + S_4S_{10} & S_5S_9 + S_6S_{10} \\ S_1S_{11} + S_2S_{12} & S_3S_{11} + S_4S_{12} & S_5S_{11} + S_6S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

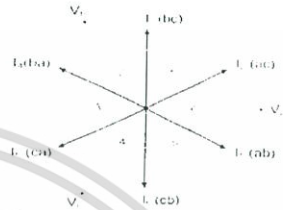
$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1S_7 + S_2S_8 & S_1S_9 + S_2S_{10} & S_1S_{11} + S_2S_{12} \\ S_3S_7 + S_4S_8 & S_3S_9 + S_4S_{10} & S_3S_{11} + S_4S_{12} \\ S_5S_7 + S_6S_8 & S_5S_9 + S_6S_{10} & S_5S_{11} + S_6S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (7)$$

สถานะของแต่ละสวิตซ์จะถูกสร้างโดยอาศัยหลักการของสเปซเวกเตอร์พัลส์สวิตท์มอดูเลชันทั้งในส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์และวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยมีรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

### 3.1 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ประกอบด้วยสวิตซ์ 2 ทาง จำนวน 6 วงจรนี้ทำหน้าที่เรียงกระแสไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง พร้อมทั้งสามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าเข้าให้เป็นรูปไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่ง โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง กำหนดตำแหน่งเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อนคำนวณจากสมการ 8

$$I_i = \frac{2}{3} (I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (8)$$



รูปที่ 3 สเปซเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน

กระแสไฟฟ้าเข้าจากสมการที่ 8 สามารถแสดงบนระนาบเชิงซ้อนด้วยเวกเตอร์ต่างๆกันจำนวน 6 เวกเตอร์แสดงในรูปที่ 3 โดยแต่ละเวกเตอร์มีขนาดเท่ากันแต่มีมุมต่างกัน 60 องศา ดังนั้น จึงเรียกเวกเตอร์นี้ว่า แอ็คทีฟเวกเตอร์ (Active Vector) สำหรับ 3 เวกเตอร์ที่เหลือมีขนาดเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงมีตำแหน่งอยู่ที่จุดกำเนิดบนระนาบเชิงซ้อน เวกเตอร์เหล่านี้ทำให้กระแสไฟฟ้าเข้าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงเรียกเวกเตอร์นี้ว่า ซีโร่เวกเตอร์ (Zero Vector) ตำแหน่งของแต่ละเวกเตอร์และการกำหนดเซกเตอร์ (Sector) บนแกนเวลาสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์  $I_i$  ผลรวมคู่แอ็คทีฟเวกเตอร์ทั้งสองต้องเท่ากับเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้า  $I_i$  แสดงด้วยสมการ 9

$$I_i = d_s I_s + d_y I_y = d_s I_2 + d_y I_1 \quad (9)$$

โดยค่าตัวชี้เซกเตอร์  $d_s$  และ  $d_y$  สำหรับแอ็คทีฟเวกเตอร์ในแนวแกน “เดลต้า” และ “แกมมา” มีค่าเท่ากับ

$$d_s = \frac{T_s}{T_s} = m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) \quad (10)$$

$$d_y = \frac{T_y}{T_s} = m_c \cdot \sin(\theta_c) \quad (11)$$

$$m_c = \frac{I}{I_{dc}} \quad (12)$$

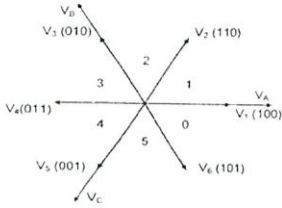
### 3.2 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยสวิตซ์จำนวน 6 สวิตซ์ ด้านเข้ารับไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แล้วทำการแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสด้านออก และสามารถควบคุมให้มีระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้า ความถี่ และมุมเฟสตามที่ต้องการ แรงดันไฟฟ้าออกบน  
ระนาบเชิงซ้อนสามารถคำนวณได้จากสมการ 13

$$\mathbf{V}_o = \frac{2}{3} (V_A + V_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (13)$$



รูปที่ 4 สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน

แรงดันไฟฟ้าออกจากสมการที่ 13 นำมาแสดงบนระนาบเชิงซ้อนด้วย  
เวกเตอร์ต่างๆกัน จำนวน 6 เวกเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4 โดยแต่ละ  
เวกเตอร์มีขนาดเท่ากันแต่มีมุมต่างเฟสกันอยู่ที่ 60 องศา เวกเตอร์นี้มีชื่อ  
เรียกว่า แอ็คทีฟเวกเตอร์ (Active Vector) สำหรับ 2 เวกเตอร์ที่เหลือมี  
ขนาดเท่ากับศูนย์ดังนั้นจึงมีตำแหน่งอยู่ที่จุดกำเนิดบนระนาบเชิงซ้อน  
เวกเตอร์ดังกล่าว ไม่ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าออก ดังนั้นจึงถูกเรียกว่า ซีโร  
เวกเตอร์ (Zero Vector) ตำแหน่งของแต่ละเวกเตอร์และการกำหนดเซก  
เตอร์บนระนาบเชิงซ้อนและบนแกนเวลาสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์  
 $V_0$  ผลรวมคู่แอดทีฟเวกเตอร์นั้นต้องเท่ากับเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออก  
 $V_0$  แสดงในรูปสมการที่ 14

$$\mathbf{V}_o = d_\alpha \mathbf{V}_\alpha + d_\beta \mathbf{V}_\beta = d_\alpha \mathbf{V}_1 + d_\beta \mathbf{V}_2 \quad (14)$$

ค่าตัวชี้เซกเตอร์  $d_\alpha$  และ  $d_\beta$  สำหรับแอดทีฟเวกเตอร์ในแนวแกน  
“แอลฟา” และ “เบต้า” เท่ากับ

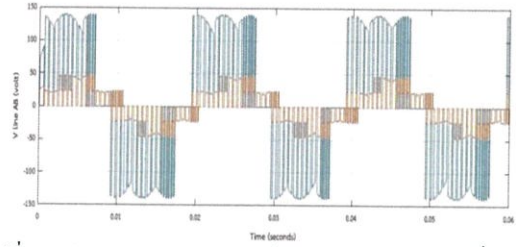
$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_S} = m_V \cdot \sin(60^\circ - \theta_V) \quad (15)$$

$$d_\beta = \frac{T_\beta}{T_S} = m_V \cdot \sin(\theta_V) \quad (16)$$

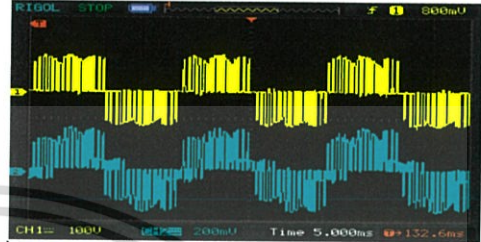
$$m_V = \frac{\sqrt{3}V_o}{V_{dc}} \quad (17)$$

### การทดลองและผลการทดลอง

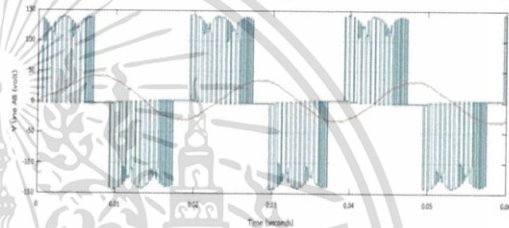
จากการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK  
และผลการทดลอง โดยวงจรมตรีกซ์คอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงความเร็ว  
รอบ 1500 และ 1200 รอบต่อนาที ใช้ความถี่สวิตซ์ 2 kHz ไม่มีภาระทาง  
กลสำหรับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 200 W และที่ความถี่ 50 Hz  
สำหรับโหลดความต้านทานโหลดไฟ 3 โหลด 100 W โดยสังเกตความ  
เปลี่ยนแปลงจากกราฟแรงดันและกระแสขาออกของโหลดทั้งสอง



รูปที่ 5 กราฟจำลองแรงดัน กระแสเอาต์พุต โหลดตัวต้านทานความถี่ 50 Hz



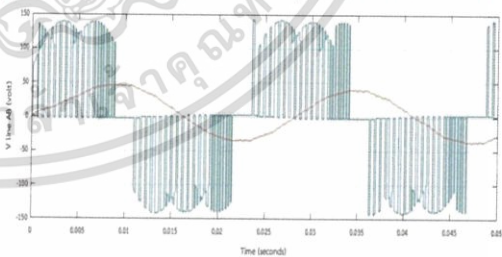
รูปที่ 6 กราฟทดลองแรงดัน กระแสเอาต์พุต โหลดตัวต้านทานความถี่ 50 Hz



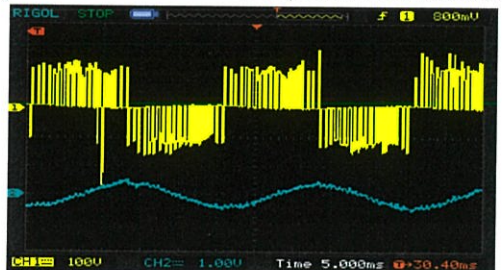
รูปที่ 7 กราฟจำลองแรงดัน กระแสเอาต์พุต โหลดมอเตอร์ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 8 กราฟทดลองแรงดัน กระแสเอาต์พุต โหลดมอเตอร์ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 9 กราฟจำลองแรงดัน กระแสเอาต์พุต โหลดมอเตอร์ความถี่ 40 Hz



รูปที่ 10 กราฟทดลองแรงดัน กระแสเอาต์พุต โหลดมอเตอร์ความถี่ 40 Hz

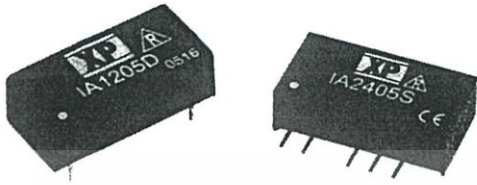
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 1 Watt IA Series



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

## Specification

### Input

- Input Voltage Range • Nominal  $\pm 10\%$ <sup>9</sup>
- Input Reflected Ripple Current • 20 mA pk-pk (through 12  $\mu$ H inductor 5 Hz to 20 MHz)
- Input Reverse Voltage Protection • None

### Output

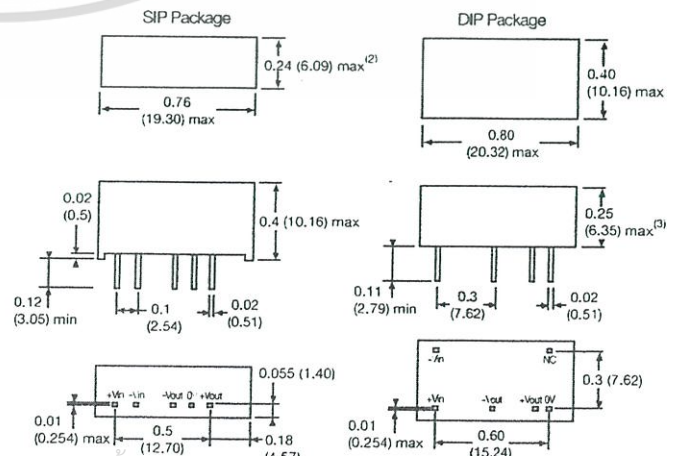
- Output Voltage • See table
- Minimum Load • None<sup>8</sup>
- Line Regulation • 1.2%/1%  $\Delta$  Vin
- Load Regulation • 10% 20-100% load change (3.3 V models  $\pm 20\%$ )
- Setpoint Accuracy •  $\pm 3\%$
- Ripple & Noise • 75 mV pk-pk max, 20 MHz bandwidth
- Temperature Coefficient • 0.02%/°C
- Maximum Capacitive Load •  $\pm 100 \mu$ F

### General

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

Input Voltage	Output Voltage	Output Current <sup>(3)</sup>	Efficiency	Model Number <sup>(1)</sup>
3.3 VDC	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	66%	IA0305S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 151$ mA	65%	IA0503S
5 VDC	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	74%	IA0505S
	$\pm 9.0$ V	$\pm 55$ mA	78%	IA0509S
	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	78%	IA0512S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	80%	IA0515S
	$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	80%	IA0524S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 151$ mA	66%	IA1203S
12 VDC	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	75%	IA1205S
	$\pm 9.0$ V	$\pm 55$ mA	76%	IA1209S
	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	78%	IA1212S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	80%	IA1215S
	$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	76%	IA1224S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 151$ mA	68%	IA2403S
24 VDC	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	74%	IA2405S
	$\pm 9.0$ V	$\pm 55$ mA	76%	IA2409S
	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	78%	IA2412S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	78%	IA2415S
	$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	78%	IA2424S
	$\pm 3.3$ V	$\pm 151$ mA	60%	IA4803S
48 VDC <sup>(6)</sup>	$\pm 5.0$ V	$\pm 100$ mA	70%	IA4805S
	$\pm 9.0$ V	$\pm 55$ mA	72%	IA4809S
	$\pm 12.0$ V	$\pm 42$ mA	74%	IA4812S
	$\pm 15.0$ V	$\pm 33$ mA	74%	IA4815S
	$\pm 24.0$ V	$\pm 21$ mA	70%	IA4824S

## Mechanical Details



## Environmental

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

## Notes

1. Replace 'S' in model number with 'D' for DIP package.
2. SIP 48 Vin models, dimension is 0.28 (7.20) max.
3. DIP 48 Vin models, dimension is 0.27 (6.88) max.
4. Outputs power-trade.
5. For 48 V models a 10  $\mu$ F capacitor is required between +Vin and -Vin pins.
6. Operation at no load will not damage unit but it may not meet all specifications.
7. All dimensions in inches (mm).
8. Pin pitch tolerance:  $\pm 0.014$  ( $\pm 0.35$ )
9. Case tolerance  $\pm 0.02$  ( $\pm 0.5$ )
10. Weight: SIP 0.006 lbs (2.6 g), DIP 0.005 lbs (2.3 g)

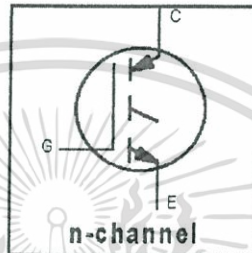
# IRG4PH50K

## INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

## Short Circuit Rated UltraFast IGBT

### Features

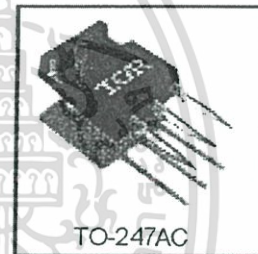
- High short circuit rating optimized for motor control,  $t_{sc} = 10\mu s$ ,  $V_{CC} = 720V$ ,  $T_J = 125^\circ C$ ,  $V_{GE} = 15V$
- Combines low conduction losses with high switching speed
- Latest generation design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations



$V_{CES} = 1200V$
$V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.77V$
@ $V_{GE} = 15V$ , $I_C = 24A$

### Benefits

- As a Freewheeling Diode we recommend our HEXFRED™ ultrafast, ultrasoft recovery diodes for minimum EMI/Noise and switching losses in the Diode and IGBT
- Latest generation 4 IGBTs offer highest power density motor controls possible
- This part replaces the IRGPH50K and IRGPH50M devices



### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	45	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	24	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current ①	90	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current ②	90	
$t_{sc}$	Short Circuit Withstand Time	10	$\mu s$
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	V
$E_{ARV}$	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	190	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	$^\circ C$
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (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	—	0.64	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	40	
$Wt$	Weight	6 (0.21)	—	g (oz)

# IRG4PH50K



## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
$V_{(BR)CES}$	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$	
$V_{(BR)ECS}$	18	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$	
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	—	0.91	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 2.0mA$	
$V_{CE(ON)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.77	3.5	V	$I_C = 24A, V_{GE} = 15V$
		—	3.28	—		$I_C = 45A$
		—	2.54	—		$I_C = 24A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	3.0	—	6.0	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	—	-10	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 2.0mA$	
$g_{fe}$	13	19	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 24A$	
$I_{CES}$	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	$\mu A$	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	5000		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GES}$	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	$\pm 100$	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

## Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$Q_g$	—	180	270	nC	$I_C = 24A, V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V$ see figure 8
$Q_{ge}$	—	25	38		
$Q_{gc}$	—	70	110		
$t_{d(on)}$	—	36	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_C = 24A, V_{CC} = 960V, V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" see figures 9, 10, 14
$t_r$	—	27	—		
$t_{d(off)}$	—	200	300		
$t_f$	—	130	190		
$E_{on}$	—	1.21	—	mJ	see figures 9, 10, 14
$E_{off}$	—	2.25	—		
$E_{ts}$	—	3.46	4.1	$\mu s$	$V_{CC} = 720V, T_J = 125^\circ\text{C}, V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$
$t_{sc}$	10	—	—		
$t_{d(on)}$	—	35	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}, I_C = 24A, V_{CC} = 960V, V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" see figures 10, 11, 14
$t_r$	—	29	—		
$t_{d(off)}$	—	380	—		
$t_f$	—	280	—		
$E_{ts}$	—	7.80	—	mJ	see figures 10, 11, 14
$L_E$	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
$C_{iES}$	—	2800	—	pF	$V_{GE} = 0V, V_{CC} = 30V, f = 1.0MHz$ see figure 7
$C_{oES}$	—	140	—		
$C_{res}$	—	53	—		

### Notes:

- ① Repetitive rating;  $V_{GE} = 20V$ , pulse width limited by max. junction temperature. (see figure 13b)
- ②  $V_{CC} = 80\% (V_{CES}), V_{GE} = 20V, L = 10\mu H, R_G = 5.0\Omega$ , (see figure 13a)
- ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- ④ Pulse width  $\leq 80\mu s$ ; duty factor  $\leq 0.1\%$ .
- ⑤ Pulse width  $5.0\mu s$ , single shot.

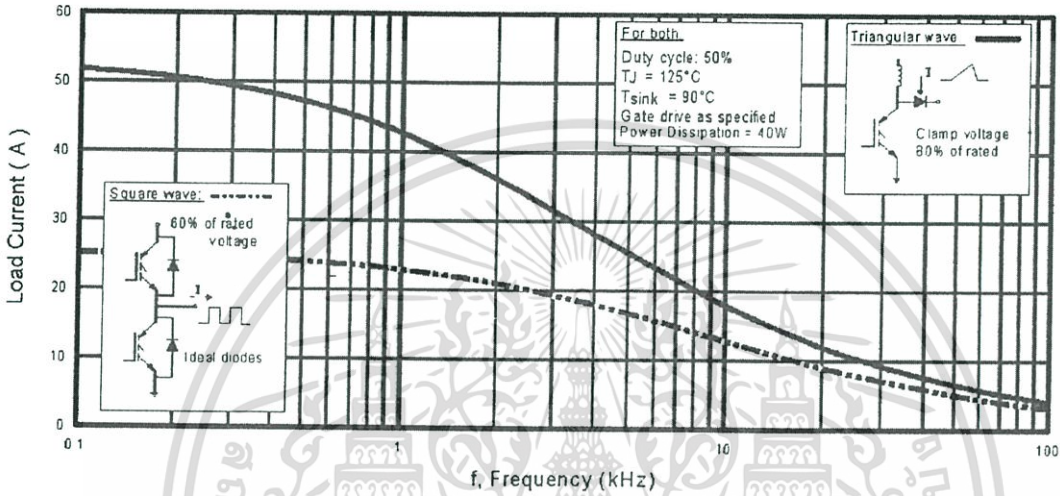


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency  
(Load Current =  $I_{RMS}$  of fundamental)

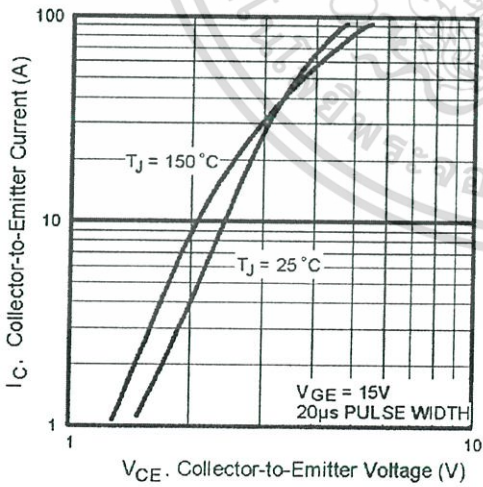


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

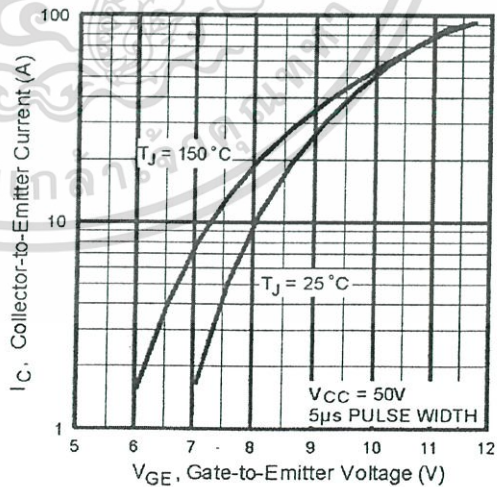


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

# IRG4PH50K

International  
TOR Rectifier

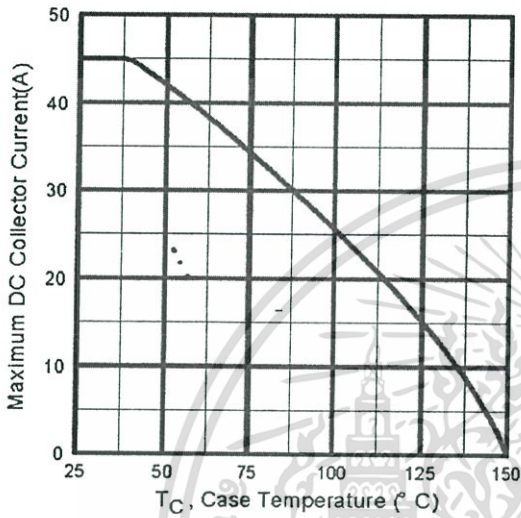


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

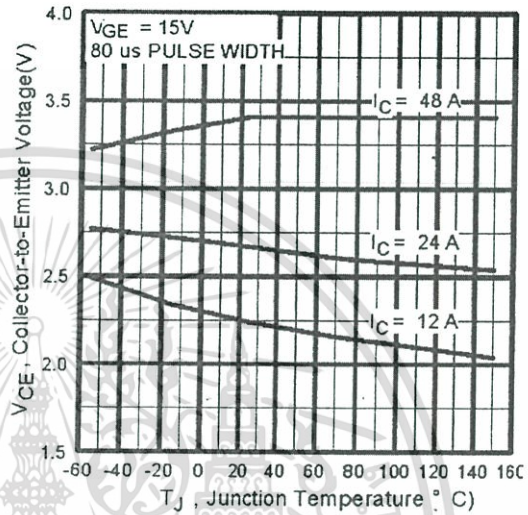


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

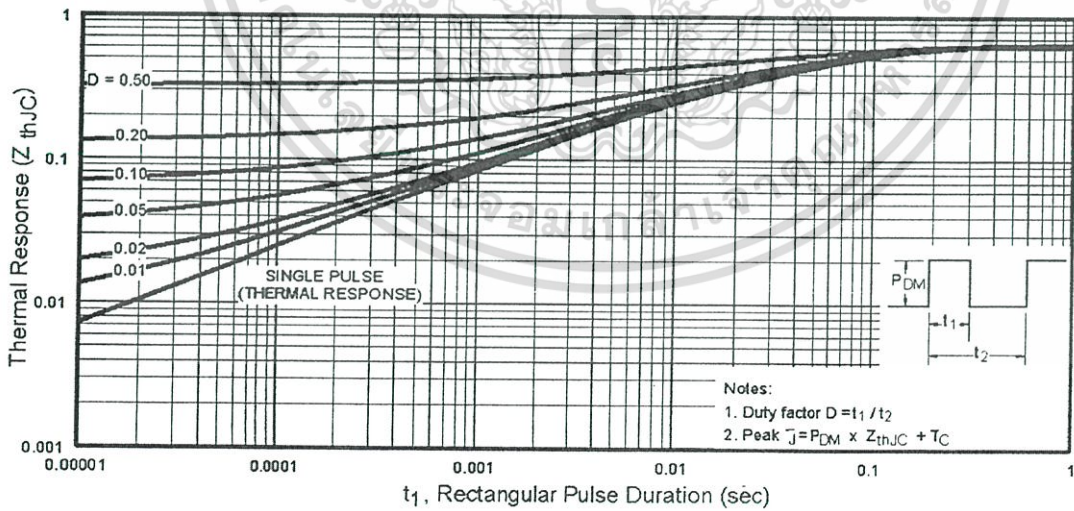


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

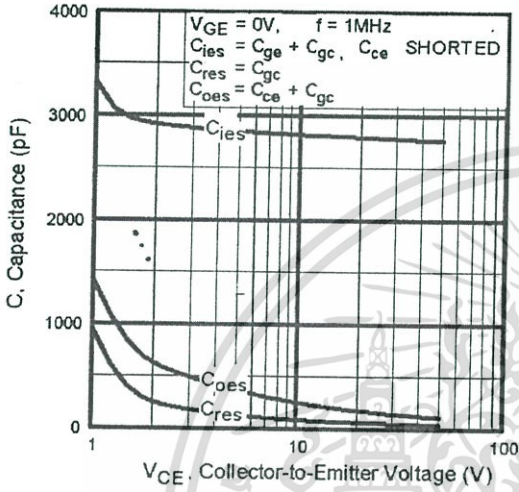


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

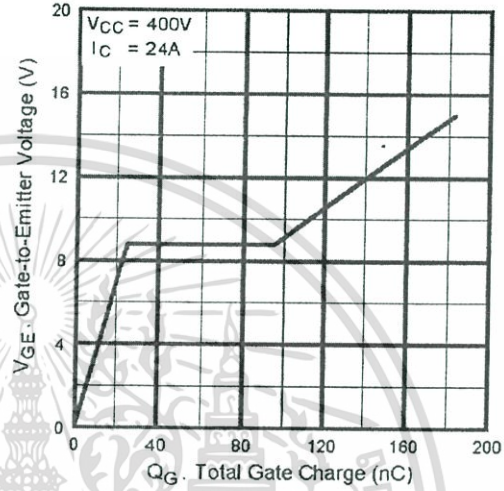


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

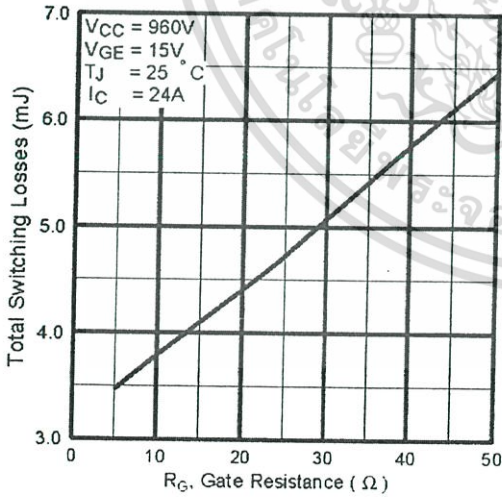


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

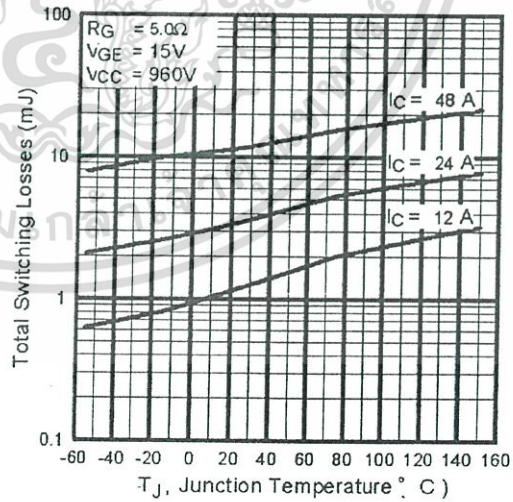


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

# IRG4PH50K

International  
IR Rectifier

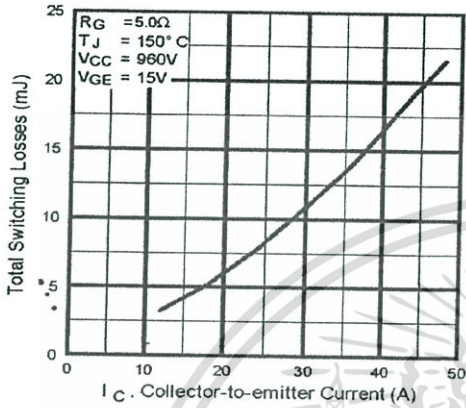


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

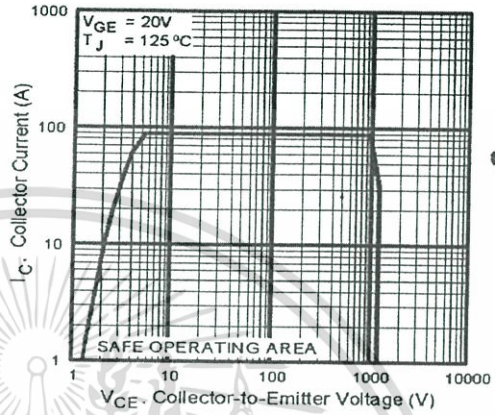


Fig. 12 - Turn-Off SOA

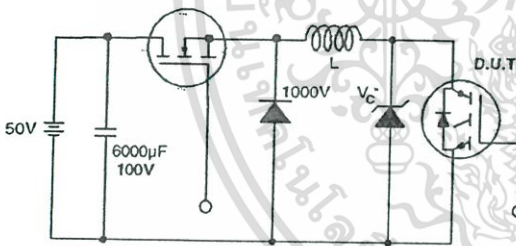


Fig. 13a. Clamped Inductive Load Test Circuit

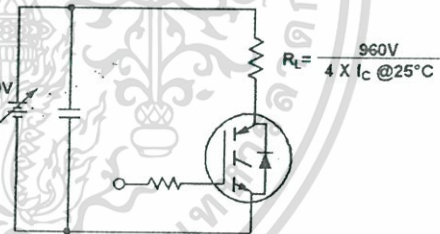


Fig. 13b. Pulsed Collector Current Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## ISO124 Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier

### 1 Features

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

### 2 Applications

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

### 3 Description

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

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

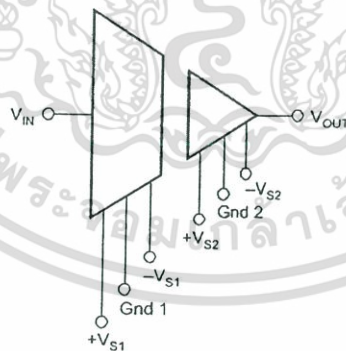
The ISO124 is available in SOIC-16 and SOIC-28 plastic surface-mount packages.

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

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

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

### 4 Simplified Schematic



## Table of Contents

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

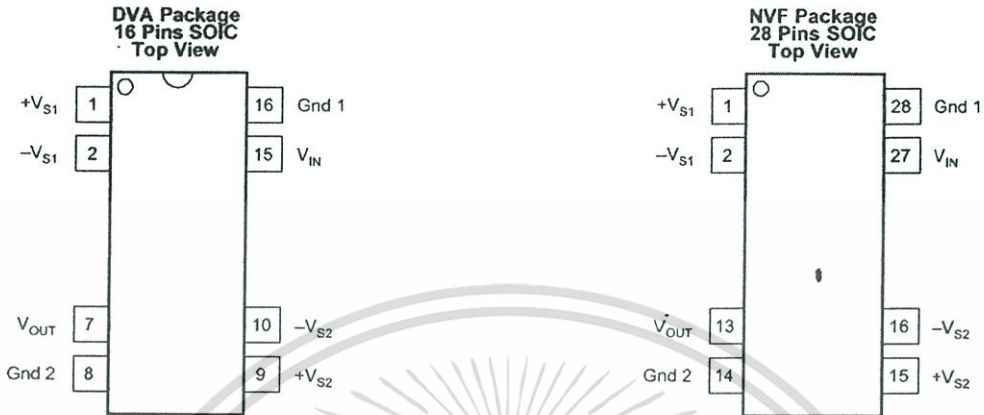
## 5 Revision History

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

Page

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

## 6 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

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

## 7 Specifications

### 7.1 Absolute Maximum Ratings

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

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

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

### 7.2 ESD Ratings

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

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

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

### 7.3 Recommended Operating Conditions

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

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

### 7.4 Thermal Information

THERMAL METRIC <sup>(1)</sup>	ISO124		UNIT
	DVA (SOIC)	NVF (SOIC)	
	16 PINS	28 PINS	
R <sub>θJA</sub> Junction-to-ambient thermal resistance	79.8	51.0	°C/W
R <sub>θJC(top)</sub> Junction-to-case (top) thermal resistance	32.9	32.4	°C/W
R <sub>θJB</sub> Junction-to-board thermal resistance	42.2	29.5	°C/W
Ψ <sub>JT</sub> Junction-to-top characterization parameter	6.6	4.4	°C/W
Ψ <sub>JB</sub> Junction-to-board characterization parameter	40.9	29.0	°C/W

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

## 7.5 Electrical Characteristics

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

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

(1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5 pC partial discharge.

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

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

### 7.6 Typical Characteristics

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

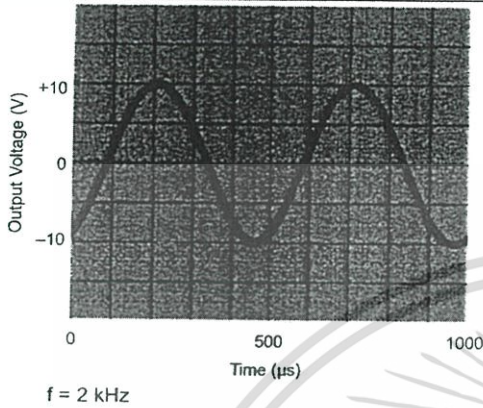


Figure 1. Sine Response

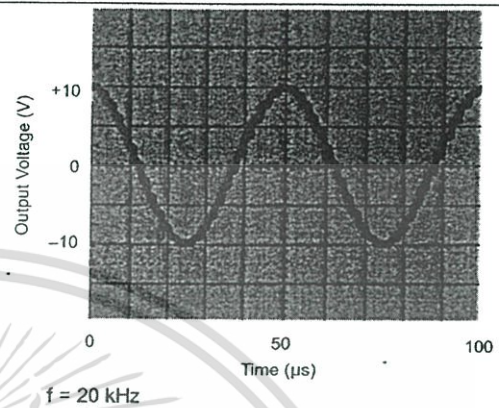


Figure 2. Sine Response

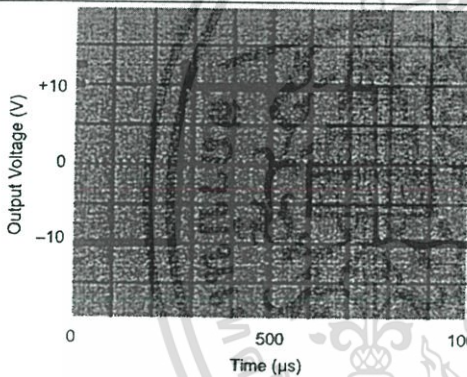


Figure 3. Step Response

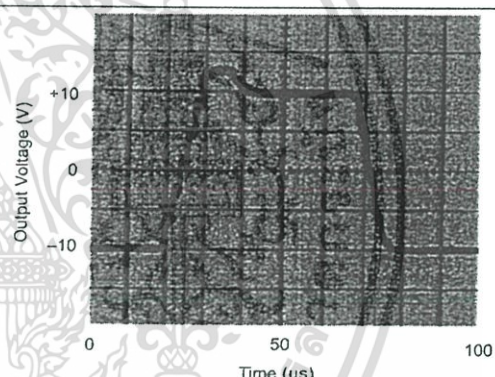


Figure 4. Step Response

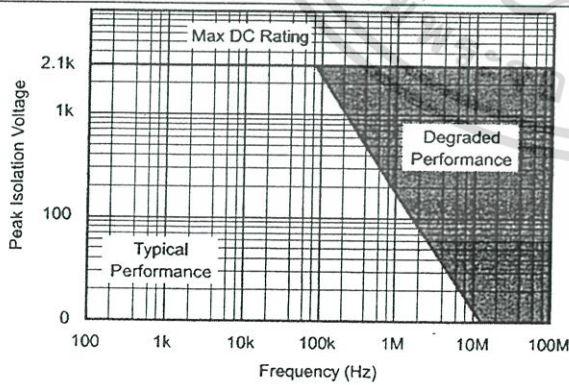


Figure 5. Isolation Voltage vs Frequency

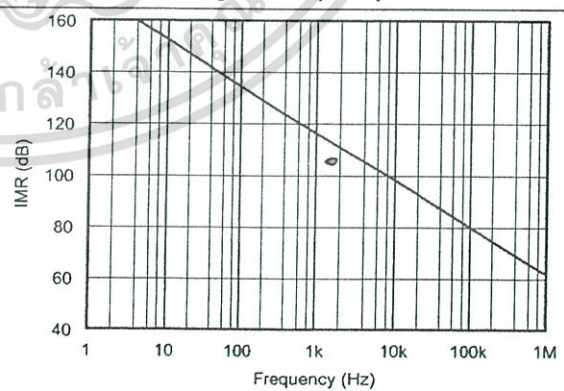


Figure 6. IMR vs Frequency

Typical Characteristics (continued)

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

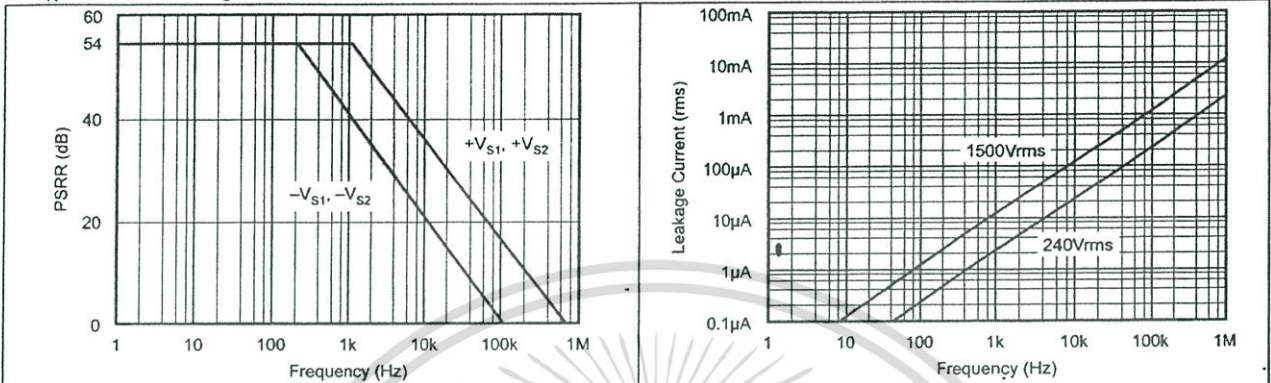
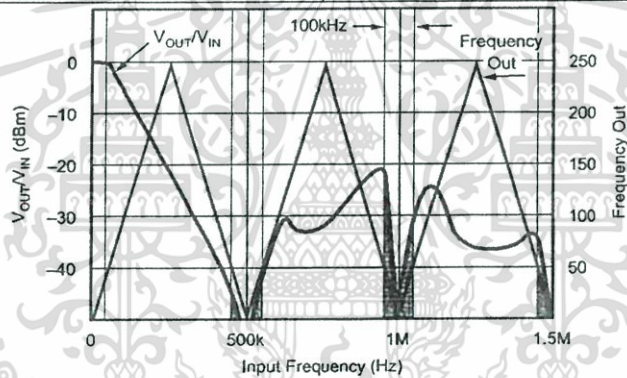


Figure 7. PSRR vs Frequency

Figure 8. Isolation Leakage Current vs Frequency



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

Figure 9. Signal Response to Inputs Greater than 250 kHz

# LM2575, NCV2575

## 1.0 A, Adjustable Output Voltage, Step-Down Switching Regulator

The LM2575 series of regulators are monolithic integrated circuits ideally suited for easy and convenient design of a step-down switching regulator (buck converter). All circuits of this series are capable of driving a 1.0 A load with excellent line and load regulation. These devices are available in fixed output voltages of 3.3 V, 5.0 V, 12 V, 15 V, and an adjustable output version.

These regulators were designed to minimize the number of external components to simplify the power supply design. Standard series of inductors optimized for use with the LM2575 are offered by several different inductor manufacturers.

Since the LM2575 converter is a switch-mode power supply, its efficiency is significantly higher in comparison with popular three-terminal linear regulators, especially with higher input voltages. In many cases, the power dissipated by the LM2575 regulator is so low, that no heatsink is required or its size could be reduced dramatically.

The LM2575 features include a guaranteed  $\pm 4\%$  tolerance on output voltage within specified input voltages and output load conditions, and  $\pm 10\%$  on the oscillator frequency ( $\pm 2\%$  over  $0^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ ). External shutdown is included, featuring  $80\ \mu\text{A}$  typical standby current. The output switch includes cycle-by-cycle current limiting, as well as thermal shutdown for full protection under fault conditions.

### Features

- 3.3 V, 5.0 V, 12 V, 15 V, and Adjustable Output Versions
- Adjustable Version Output Voltage Range of 1.23 V to 37 V  $\pm 4\%$  Maximum Over Line and Load Conditions
- Guaranteed 1.0 A Output Current
- Wide Input Voltage Range: 4.75 V to 40 V
- Requires Only 4 External Components
- 52 kHz Fixed Frequency Internal Oscillator
- TTL Shutdown Capability, Low Power Standby Mode
- High Efficiency
- Uses Readily Available Standard Inductors
- Thermal Shutdown and Current Limit Protection
- Moisture Sensitivity Level (MSL) Equals 1
- Pb-Free Packages are Available\*

### Applications

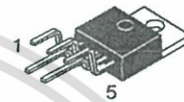
- Simple and High-Efficiency Step-Down (Buck) Regulators
- Efficient Pre-Regulator for Linear Regulators
- On-Card Switching Regulators
- Positive to Negative Converters (Buck-Boost)
- Negative Step-Up Converters
- Power Supply for Battery Chargers

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



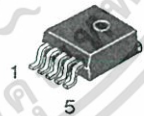
TO-220  
TV SUFFIX  
CASE 314B

Heatsink surface connected to Pin 3



TO-220  
T SUFFIX  
CASE 314D

- Pin
1.  $V_{in}$
  2. Output
  3. Ground
  4. Feedback
  5. ON/OFF



D<sup>2</sup>PAK  
D2T SUFFIX  
CASE 936A

Heatsink surface (shown as terminal 6 in case outline drawing) is connected to Pin 3

### ORDERING INFORMATION

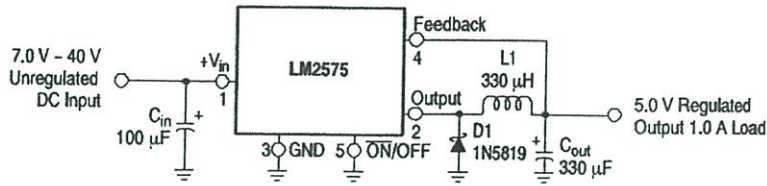
See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 25 of this data sheet.

### DEVICE MARKING INFORMATION

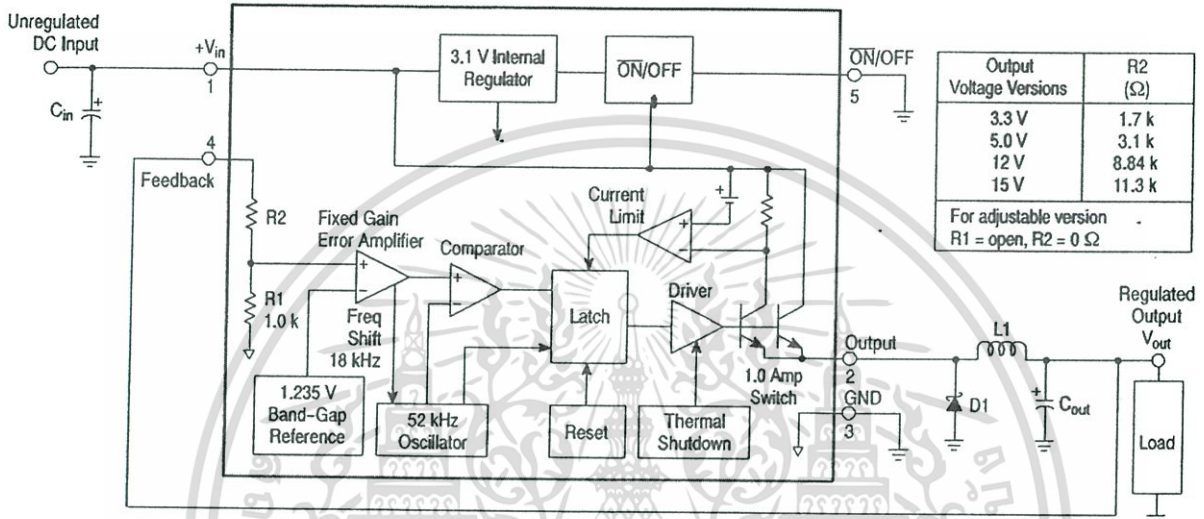
See general marking information in the device marking section on page 26 of this data sheet.

# LM2575, NCV2575

## Typical Application (Fixed Output Voltage Versions)



## Representative Block Diagram and Typical Application



This device contains 162 active transistors.

Figure 1. Block Diagram and Typical Application

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Maximum Supply Voltage	$V_{in}$	45	V
ON/OFF Pin Input Voltage	-	$-0.3 \text{ V} \leq V \leq +V_{in}$	V
Output Voltage to Ground (Steady-State)	-	-1.0	V
Power Dissipation			
Case 314B and 314D (TO-220, 5-Lead)	$P_D$	Internally Limited	W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	65	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	5.0	°C/W
Case 936A (D <sup>2</sup> PAK)	$P_D$	Internally Limited	W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (Figure 34)	$R_{\theta JA}$	70	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	5.0	°C/W
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	°C
Minimum ESD Rating (Human Body Model: C = 100 pF, R = 1.5 kΩ)	-	2.0	kV
Lead Temperature (Soldering, 10 s)	-	260	°C
Maximum Junction Temperature	$T_J$	150	°C

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

## LM2575, NCV2575

**OPERATING RATINGS** (Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +125	$^{\circ}\text{C}$
Supply Voltage	$V_{in}$	40	V

### SYSTEM PARAMETERS (Note 1] Test Circuit Figure 14)

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Unless otherwise specified,  $V_{in} = 12\text{ V}$  for the 3.3 V, 5.0 V, and Adjustable version,  $V_{in} = 25\text{ V}$  for the 12 V version, and  $V_{in} = 30\text{ V}$  for the 15 V version.  $I_{Load} = 200\text{ mA}$ . For typical values  $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ , for min/max values  $T_J$  is the operating junction temperature range that applies [Note 2], unless otherwise noted.)

Characteristics	†	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	---	--------	-----	-----	-----	------

#### LM2575-3.3 (Note 1 Test Circuit Figure 14)

Output Voltage ( $V_{in} = 12\text{ V}$ , $I_{Load} = 0.2\text{ A}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ )		$V_{out}$	3.234	3.3	3.366	V
Output Voltage ( $4.75\text{ V} \leq V_{in} \leq 40\text{ V}$ , $0.2\text{ A} \leq I_{Load} \leq 1.0\text{ A}$ )		$V_{out}$				V
$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			3.168	3.3	3.432	
$T_J = -40\text{ to }+125^{\circ}\text{C}$			3.135	-	3.465	
Efficiency ( $V_{in} = 12\text{ V}$ , $I_{Load} = 1.0\text{ A}$ )		$\eta$	-	75	-	%

#### LM2575-5 (Note 1] Test Circuit Figure 14)

Output Voltage ( $V_{in} = 12\text{ V}$ , $I_{Load} = 0.2\text{ A}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ )		$V_{out}$	4.9	5.0	5.1	V
Output Voltage ( $8.0\text{ V} \leq V_{in} \leq 40\text{ V}$ , $0.2\text{ A} \leq I_{Load} \leq 1.0\text{ A}$ )		$V_{out}$				V
$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			4.8	5.0	5.2	
$T_J = -40\text{ to }+125^{\circ}\text{C}$			4.75	-	5.25	
Efficiency ( $V_{in} = 12\text{ V}$ , $I_{Load} = 1.0\text{ A}$ )		$\eta$	-	77	-	%

#### LM2575-12 (Note 1 Test Circuit Figure 14)

Output Voltage ( $V_{in} = 25\text{ V}$ , $I_{Load} = 0.2\text{ A}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ )		$V_{out}$	11.76	12	12.24	V
Output Voltage ( $15\text{ V} \leq V_{in} \leq 40\text{ V}$ , $0.2\text{ A} \leq I_{Load} \leq 1.0\text{ A}$ )		$V_{out}$				V
$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			11.52	12	12.48	
$T_J = -40\text{ to }+125^{\circ}\text{C}$			11.4	-	12.6	
Efficiency ( $V_{in} = 15\text{ V}$ , $I_{Load} = 1.0\text{ A}$ )		$\eta$	-	88	-	%

#### LM2575-15 (Note 1 Test Circuit Figure 14)

Output Voltage ( $V_{in} = 30\text{ V}$ , $I_{Load} = 0.2\text{ A}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ )		$V_{out}$	14.7	15	15.3	V
Output Voltage ( $18\text{ V} \leq V_{in} \leq 40\text{ V}$ , $0.2\text{ A} \leq I_{Load} \leq 1.0\text{ A}$ )		$V_{out}$				V
$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			14.4	15	15.6	
$T_J = -40\text{ to }+125^{\circ}\text{C}$			14.25	-	15.75	
Efficiency ( $V_{in} = 18\text{ V}$ , $I_{Load} = 1.0\text{ A}$ )		$\eta$	-	88	-	%

#### LM2575 ADJUSTABLE VERSION (Note 1 Test Circuit Figure 14)

Feedback Voltage ( $V_{in} = 12\text{ V}$ , $I_{Load} = 0.2\text{ A}$ , $V_{out} = 5.0\text{ V}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ )		$V_{FB}$	1.217	1.23	1.243	V
Feedback Voltage ( $8.0\text{ V} \leq V_{in} \leq 40\text{ V}$ , $0.2\text{ A} \leq I_{Load} \leq 1.0\text{ A}$ , $V_{out} = 5.0\text{ V}$ )		$V_{FB}$				V
$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			1.193	1.23	1.267	
$T_J = -40\text{ to }+125^{\circ}\text{C}$			1.18	-	1.28	
Efficiency ( $V_{in} = 12\text{ V}$ , $I_{Load} = 1.0\text{ A}$ , $V_{out} = 5.0\text{ V}$ )		$\eta$	-	77	-	%

- External components such as the catch diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator system performance. When the LM2575 is used as shown in the Figure 14 test circuit, system performance will be as shown in system parameters section.
- Tested junction temperature range for the LM2575 and the NCV2575:  $T_{low} = -40^{\circ}\text{C}$   $T_{high} = +125^{\circ}\text{C}$

# LM2575, NCV2575

## DEVICE PARAMETERS

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Unless otherwise specified,  $V_{in} = 12\text{ V}$  for the 3.3 V, 5.0 V, and Adjustable version,  $V_{in} = 25\text{ V}$  for the 12 V version, and  $V_{in} = 30\text{ V}$  for the 15 V version.  $I_{Load} = 200\text{ mA}$ . For typical values  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_J$  is the operating junction temperature range that applies [Note 2], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ALL OUTPUT VOLTAGE VERSIONS</b>					
Feedback Bias Current ( $V_{out} = 5.0\text{ V}$ Adjustable Version Only) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$I_b$	-	25	100	nA
Oscillator Frequency Note 3 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 0\text{ to }+125^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$f_{osc}$	- 47 42	52 - -	- 58 63	kHz
Saturation Voltage ( $I_{out} = 1.0\text{ A}$ Note 4) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$V_{sat}$	- -	1.0 -	1.2 1.3	V
Max Duty Cycle ("on") Note 5	DC	94	98	-	%
Current Limit (Peak Current Notes 4 and 3) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$I_{CL}$	1.7 1.4	2.3 -	3.0 3.2	A
Output Leakage Current Notes 6 and 7, $T_J = 25^\circ\text{C}$ Output = 0 V Output = -1.0 V	$I_L$	- -	0.8 6.0	2.0 20	mA
Quiescent Current Note 6 $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$I_Q$	-	5.0	9.0 11	mA
Standby Quiescent Current ( $\overline{\text{ON/OFF}}$ Pin = 5.0 V ("off")) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$I_{stby}$	15 -	80 -	200 400	$\mu\text{A}$
$\overline{\text{ON/OFF}}$ Pin Logic Input Level (Test Circuit Figure 14) $V_{out} = 0\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$ $V_{out} = \text{Nominal Output Voltage}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$	$V_{IH}$	2.2 2.4	1.4 -	- -	V
	$V_{IL}$	- -	1.2 -	1.0 0.8	
$\overline{\text{ON/OFF}}$ Pin Input Current (Test Circuit Figure 14) $\overline{\text{ON/OFF}}$ Pin = 5.0 V ("off"), $T_J = 25^\circ\text{C}$ $\overline{\text{ON/OFF}}$ Pin = 0 V ("on"), $T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_{IH}$	-	15	30	$\mu\text{A}$
	$I_{IL}$	-	0	5.0	

3. The oscillator frequency reduces to approximately 18 kHz in the event of an output short or an overload which causes the regulated output voltage to drop approximately 40% from the nominal output voltage. This self protection feature lowers the average dissipation of the IC by lowering the minimum duty cycle from 5% down to approximately 2%.
4. Output (Pin 2) sourcing current. No diode, inductor or capacitor connected to output pin.
5. Feedback (Pin 4) removed from output and connected to 0 V.
6. Feedback (Pin 4) removed from output and connected to +12 V for the Adjustable, 3.3 V, and 5.0 V versions, and +25 V for the 12 V and 15 V versions, to force the output transistor "off".
7.  $V_{in} = 40\text{ V}$ .

# LM2575, NCV2575

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Circuit of Figure 14)

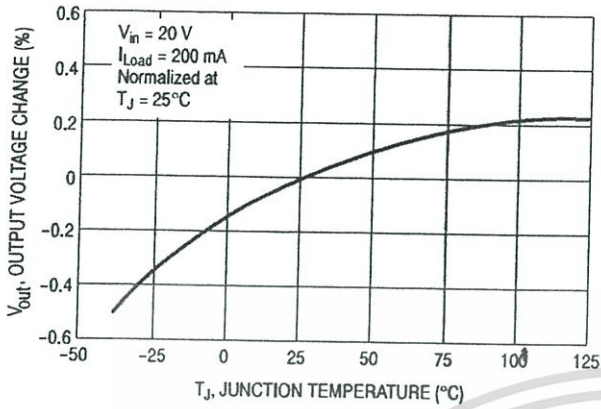


Figure 2. Normalized Output Voltage

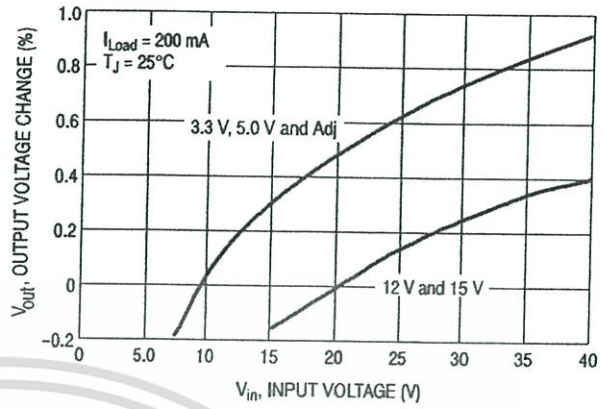


Figure 3. Line Regulation

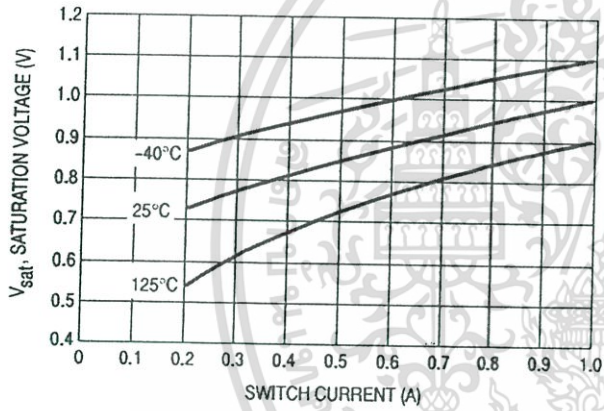


Figure 4. Switch Saturation Voltage

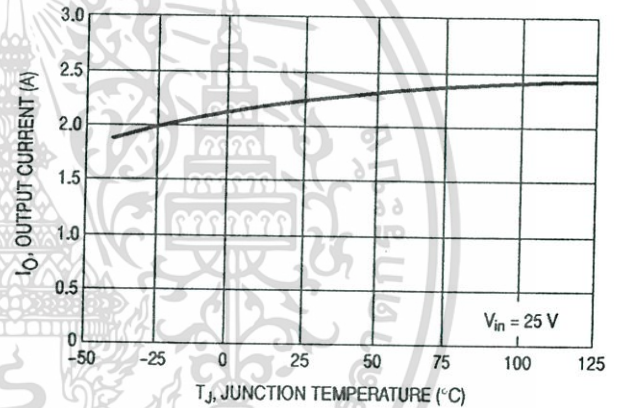


Figure 5. Current Limit

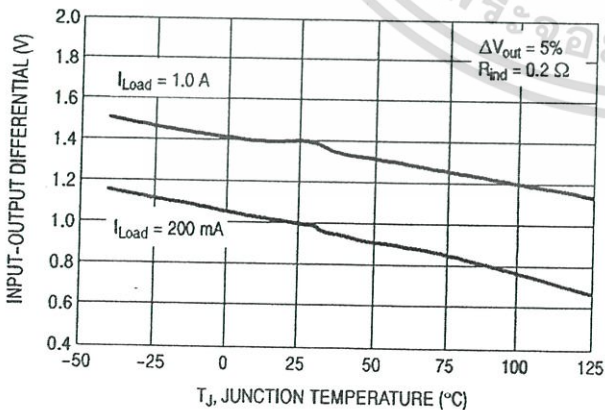


Figure 6. Dropout Voltage

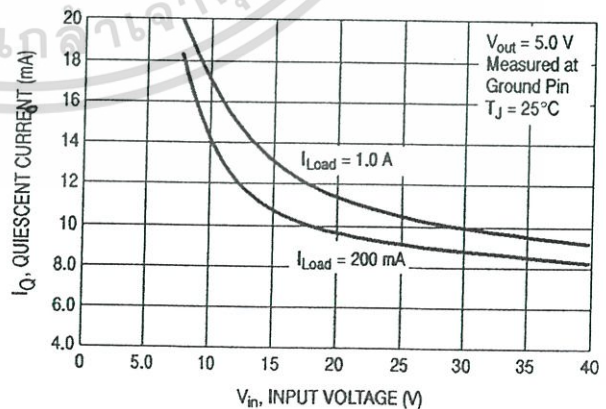


Figure 7. Quiescent Current

# LM2575, NCV2575

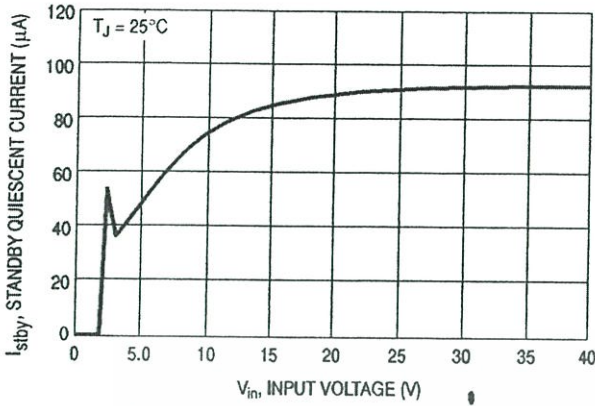


Figure 8. Standby Quiescent Current

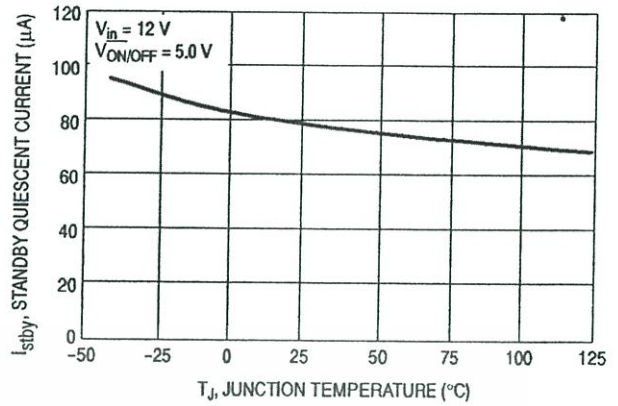


Figure 9. Standby Quiescent Current

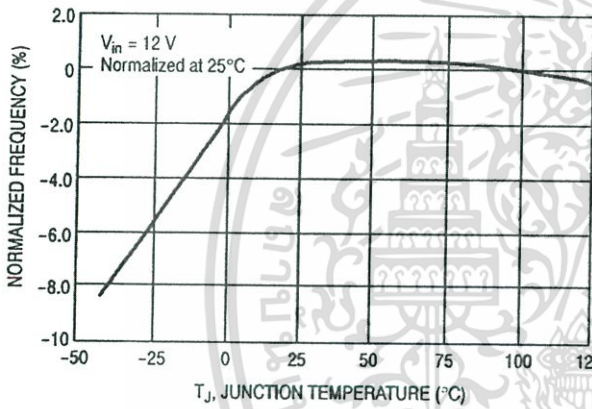


Figure 10. Oscillator Frequency

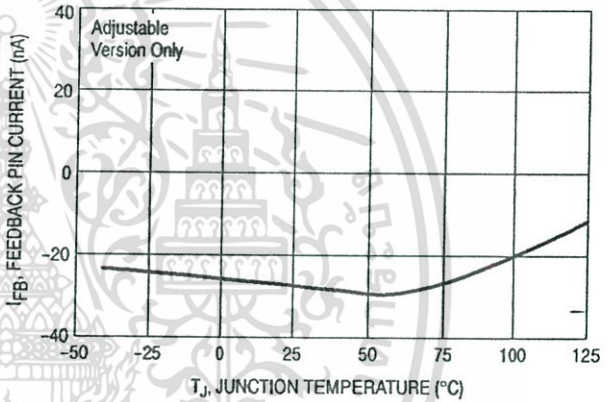


Figure 11. Feedback Pin Current

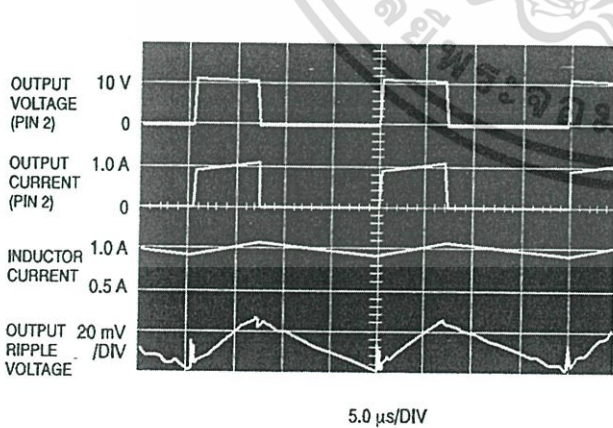


Figure 12. Switching Waveforms

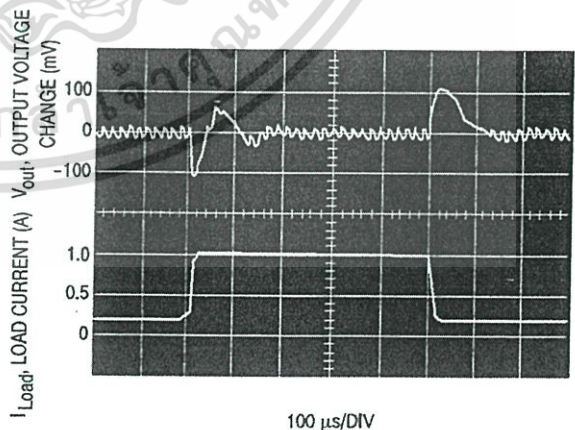
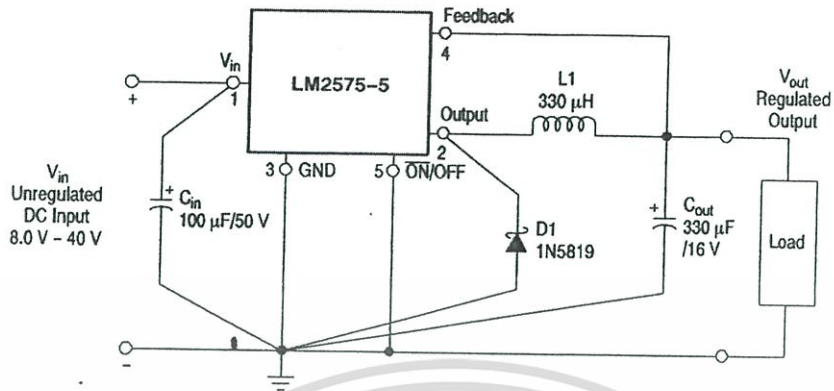


Figure 13. Load Transient Response

# LM2575, NCV2575

## 5.0 Output Voltage Versions



## Adjustable Output Voltage Versions

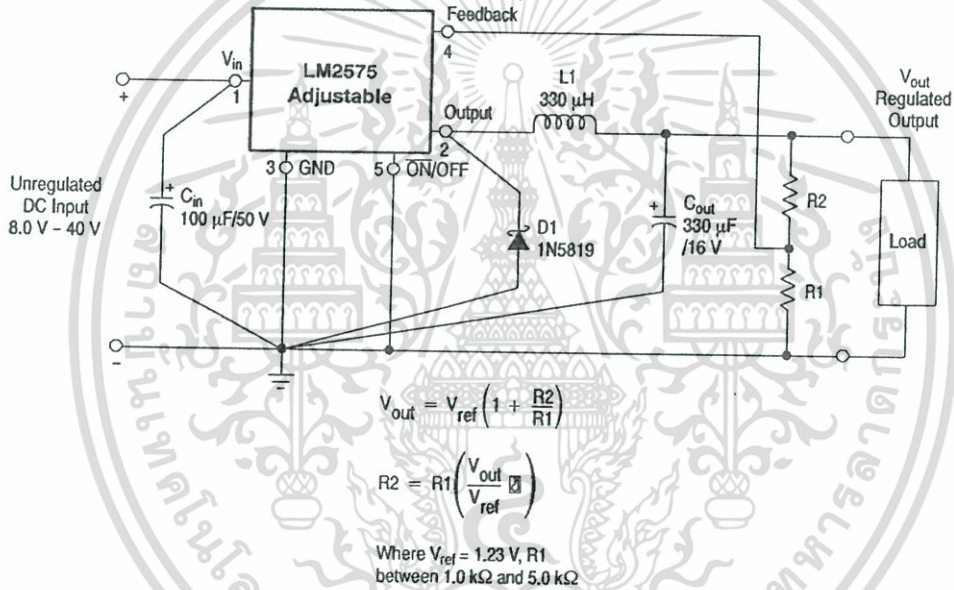


Figure 14. Typical Test Circuit

## PCB LAYOUT GUIDELINES

As in any switching regulator, the layout of the printed circuit board is very important. Rapidly switching currents associated with wiring inductance, stray capacitance and parasitic inductance of the printed circuit board traces can generate voltage transients which can generate electromagnetic interferences (EMI) and affect the desired operation. As indicated in the Figure 14, to minimize inductance and ground loops, the length of the leads indicated by heavy lines should be kept as short as possible. For best results, single-point grounding (as indicated) or ground plane construction should be used.

On the other hand, the PCB area connected to the Pin 2 (emitter of the internal switch) of the LM2575 should be kept to a minimum in order to minimize coupling to sensitive circuitry.

Another sensitive part of the circuit is the feedback. It is important to keep the sensitive feedback wiring short. To assure this, physically locate the programming resistors near to the regulator, when using the adjustable version of the LM2575 regulator.

**8 A, 1200 V, Hyperfast Diode**

**Features**

- Hyperfast Recovery  $t_{rr} = 70$  ns (@  $I_F = 8$  A)
- Max Forward Voltage,  $V_F = 3.2$  V (@  $T_C = 25^\circ\text{C}$ )
- 1200 V Reverse Voltage and High Reliability
- Avalanche Energy Rated
- RoHS Compliant

**Applications**

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

**Packaging**

JEDEC TO-220AC



The RHRP8120 is a hyperfast diode with soft recovery characteristics. It has the half recovery time of ultrafast diodes and is silicon nitride passivated ionimplanted epitaxial planar construction. These devices are intended to be used as freewheeling/ clamping diodes and diodes in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and hyperfast soft recovery minimize ringing and electrical noise in many power switching circuits reducing power loss in the switching transistors.

**Ordering Information**

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
RHRP8120	TO-220AC	RHRP8120

NOTE: When ordering, use the entire part number.

**Symbol**



**Absolute Maximum Ratings**  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	RHRP8120	UNIT
Peak Repetitive Reverse Voltage .....	$V_{RRM}$ 1200	V
Working Peak Reverse Voltage .....	$V_{RWM}$ 1200	V
DC Blocking Voltage .....	$V_R$ 1200	V
Average Rectified Forward Current ( $T_C = 140^\circ\text{C}$ ) .....	$I_{F(AV)}$ 8	A
Repetitive Peak Surge Current (Square Wave, 20 kHz) .....	$I_{FRM}$ 16	A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Halfwave, 1 Phase, 60 Hz) .....	$I_{FSM}$ 100	A
Maximum Power Dissipation .....	$P_D$ 75	W
Avalanche Energy (See Figures 10 and 11) .....	$E_{AVL}$ 20	mJ
Operating and Storage Temperature .....	$T_{STG}, T_J$ -65 to 175	$^\circ\text{C}$

# RHRP8120

## Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_F$	$I_F = 8\text{ A}$	-	-	3.2	V
	$I_F = 8\text{ A}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	2.6	V
$I_R$	$V_R = 1200\text{ V}$	-	-	100	$\mu\text{A}$
	$V_R = 1200\text{ V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	$\mu\text{A}$
$t_{rr}$	$I_F = 1\text{ A}, dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$	-	-	55	ns
	$I_F = 8\text{ A}, dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$	-	-	70	ns
$t_a$	$I_F = 8\text{ A}, dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$	-	30	-	ns
$t_b$	$I_F = 8\text{ A}, dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$	-	20	-	ns
$Q_{rr}$	$I_F = 8\text{ A}, dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$	-	165	-	nC
$C_J$	$V_R = 10\text{ V}, I_F = 0\text{ A}$	-	25	-	pF
$R_{\theta JC}$		-	-	2	$^\circ\text{C}/\text{W}$

### DEFINITIONS

$V_F$  = Instantaneous forward voltage ( $p_w = 300\ \mu\text{s}$ ,  $D = 2\%$ ).

$I_R$  = Instantaneous reverse current.

$T_{rr}$  = Reverse recovery time (See Figure 9), summation of  $t_a + t_b$ .

$t_a$  = Time to reach peak reverse current (See Figure 9).

$t_b$  = Time from peak  $I_{RM}$  to projected zero crossing of  $I_{RM}$  based on a straight line from peak  $I_{RM}$  through 25% of  $I_{RM}$  (See Figure 9).

$Q_{rr}$  = Reverse Recovery Charge.

$C_J$  = Junction Capacitance.

$R_{\theta JC}$  = Thermal resistance junction to case.

$p_w$  = Pulse Width.

$D$  = Duty Cycle.

### Typical Performance Curves

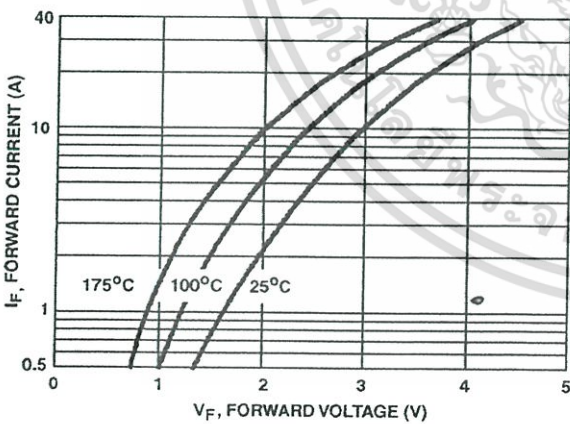


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

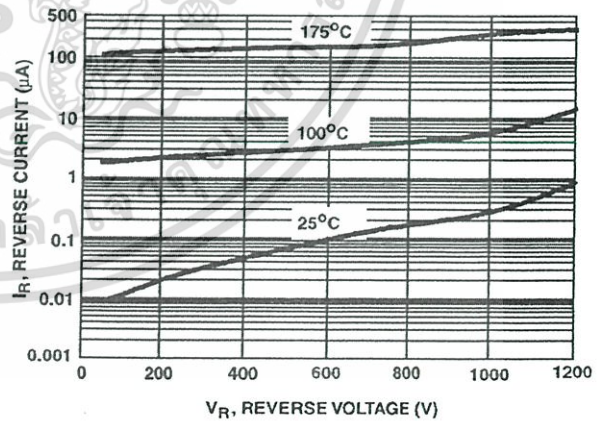


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves (Continued)

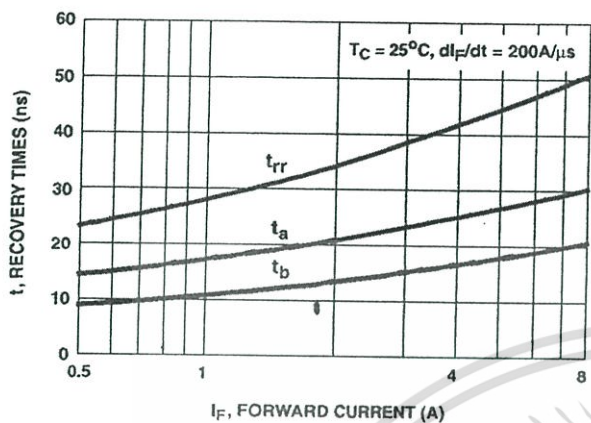


FIGURE 3.  $t_{rr}$ ,  $t_a$  AND  $t_b$  CURVES vs FORWARD CURRENT

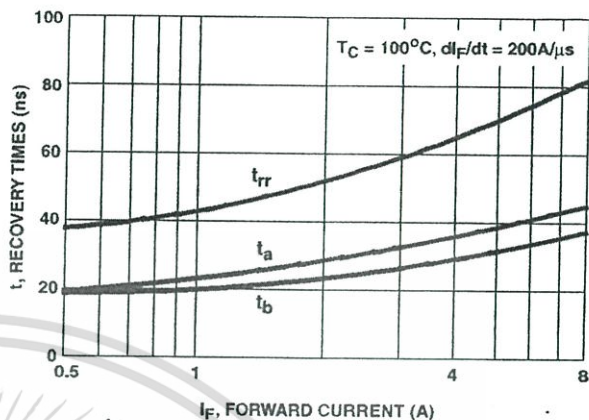


FIGURE 4.  $t_{rr}$ ,  $t_a$  AND  $t_b$  CURVES vs FORWARD CURRENT

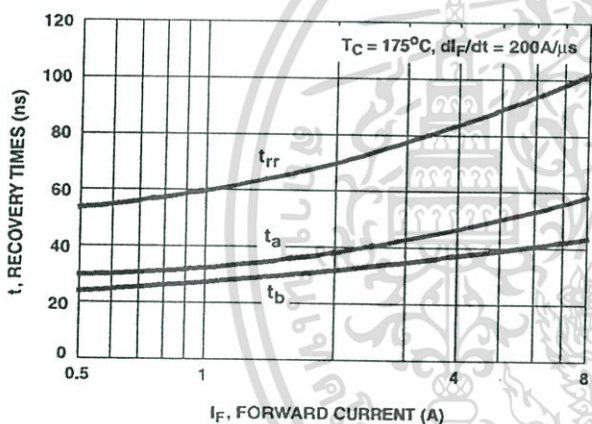


FIGURE 5.  $t_{rr}$ ,  $t_a$  AND  $t_b$  CURVES vs FORWARD CURRENT

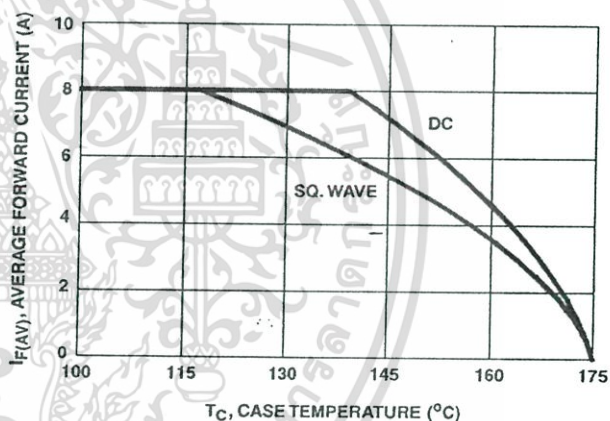


FIGURE 6. CURRENT DERATING CURVE

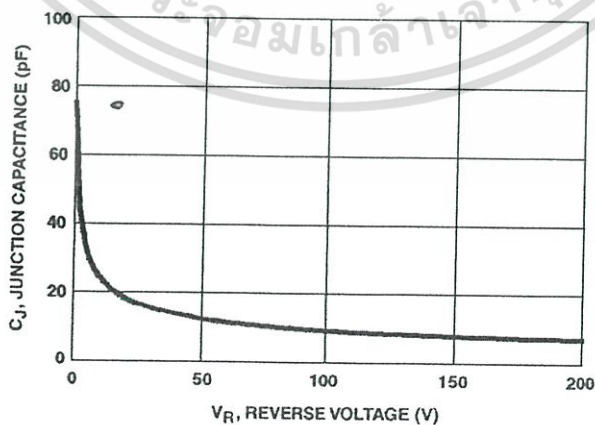


FIGURE 7. JUNCTION CAPACITANCE vs REVERSE VOLTAGE

Test Circuits and Waveforms

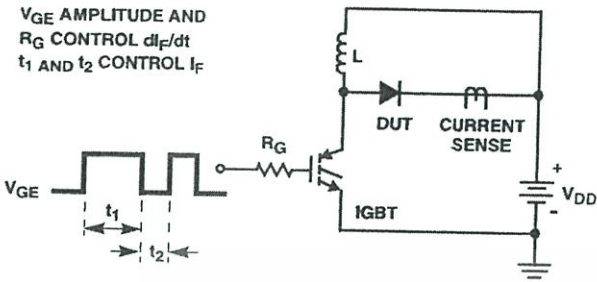


FIGURE 8.  $t_{rr}$  TEST CIRCUIT

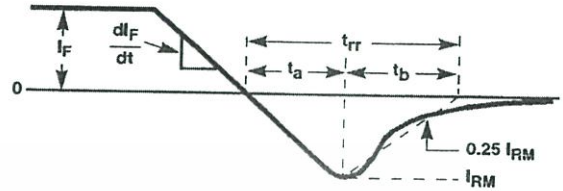


FIGURE 9.  $t_{rr}$  WAVEFORMS AND DEFINITIONS

$I_{MAX} = 1A$   
 $L = 40mH$   
 $R < 0.1\Omega$   
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)}/(V_{R(AVL)} - V_{DD})]$   
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

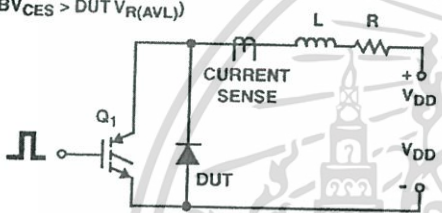


FIGURE 10. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

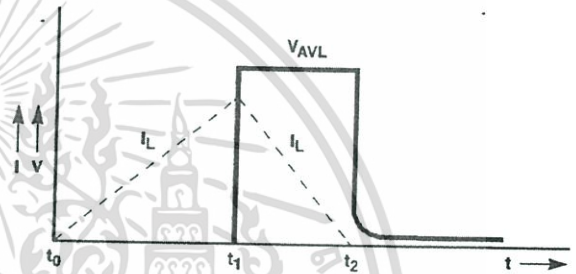
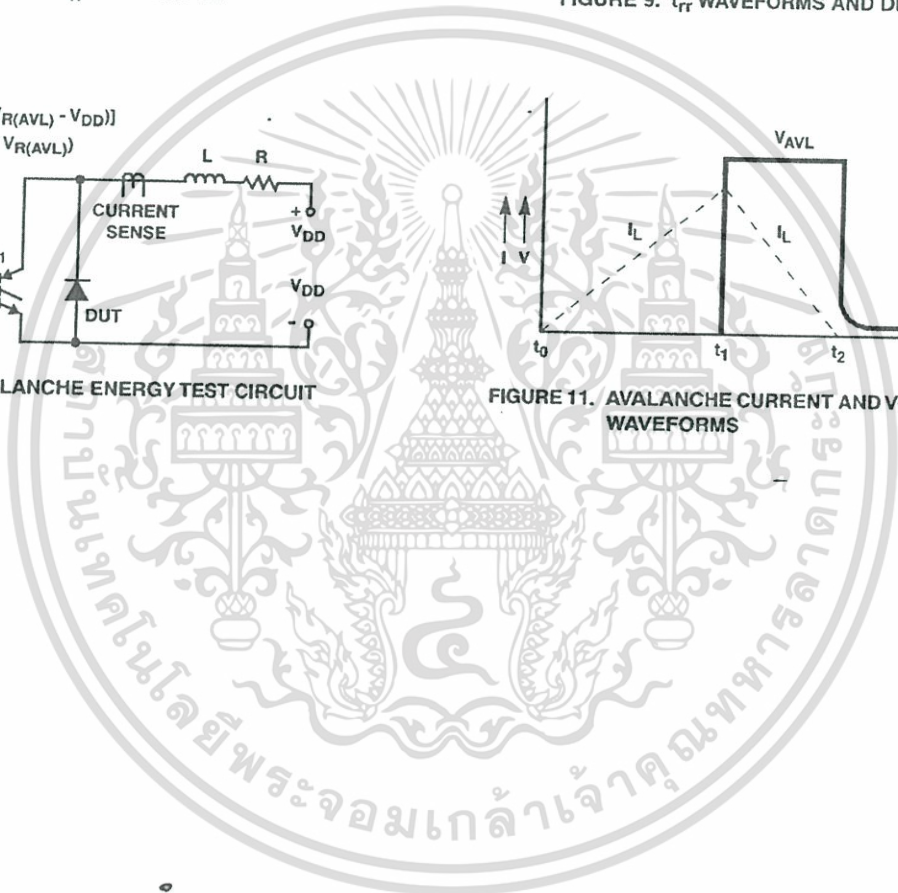






FIGURE 11. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS



ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TRADEMARKS**

The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

- |   |   |   |
|---|---|---|
| 2Cool™  | FPS™  | Sync-Lock™  |
| AccuPower™  | F-PFS™  |  SYSTEM GENERAL™ |
| AX-CAP™   | FRFET®  | TinyBoost™  |
| BitSiC™   | Global Power Resource™  | TinyBuck™   |
| Build it Now!™  | GreenBridge™  | TinyCalc™   |
| CorePLUS™   | Green FPS™  | TinyLogic™  |
| CorePOWER™  | Green FPS™ e-Series™  | TINYOPTO™   |
| CROSSVOLT™  | Gmax™   | TinyPower™  |
| CTL™  | GTO™  | TinyPWM™  |
| Current Transfer Logic™   | IntelliMAX™   | TinyWire™   |
| DEUXPEED®   | ISOPLANAR™  | TransiC™  |
| Dual Cool™  | Making Small Speakers Sound Louder and Better™                                    | TriFault Detect™  |
| EcoSPARK®   | MegaBuck™   | TRUECURRENT™  |
| EfficientMax™   | MICROCOUPLER™   | µSerDes™  |
| ESBC™   | MicroFET™   |  Des             |
|  | MicroPak™   | UHC™  |
| Fairchild®  | MicroPak2™  | Ultra FRFET™  |
| Fairchild Semiconductor®  | MillerDrive™  | UniFET™   |
| FACT Quiet Series™  | MotionMax™  | VCX™  |
| FACT®   | mWSaver™  | VisualMax™  |
| FAST®   | OptoHIT™  | VoltagePlus™  |
| FastvCore™  | OPTOLOGIC®  | XS™   |
| FETBench™   | OPTOPLANAR®   |   |
|   | PowerTrench®  |   |
|   | PowerXS™  |   |
|   | Programmable Active Droop™  |   |
|   | QFET™   |   |
|   | QS™   |   |
|   | Quiet Series™   |   |
|   | RapidConfigure™   |   |
|   |  |   |
|   | Saving our world, 1mW/WKw at a time™  |   |
|   | SignalWise™   |   |
|   | SmartMax™   |   |
|   | SMART START™  |   |
|   | Solutions for Your Success™   |   |
|   | SPM®  |   |
|   | STEALTH™  |   |
|   | SuperFET®   |   |
|   | SuperSOT™-3   |   |
|   | SuperSOT™-6   |   |
|   | SuperSOT™-8   |   |
|   | SupreMOS®   |   |
|   | SyncFET™  |   |

\* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

**DISCLAIMER**

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support, device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

**ANTI-COUNTERFEITING POLICY**

Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, [www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com), under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

**PRODUCT STATUS DEFINITIONS**

**Definition of Terms**

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

Rev. I64

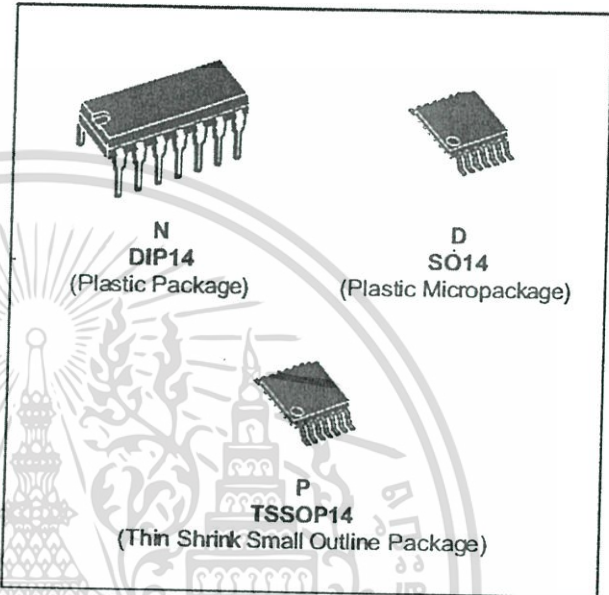
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# TL084 TL084A - TL084B

## GENERAL PURPOSE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO  $V_{CC}^+$ ) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE :  $16V/\mu s$  (typ)



### DESCRIPTION

The TL084, TL084A and TL084B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

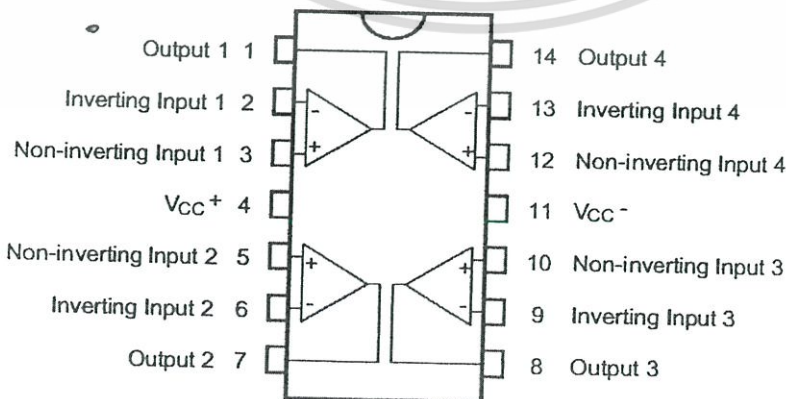
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

### ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL084M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL084I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL084C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•

Examples : TL084CN, TL084CD

### PIN CONNECTIONS (top view)

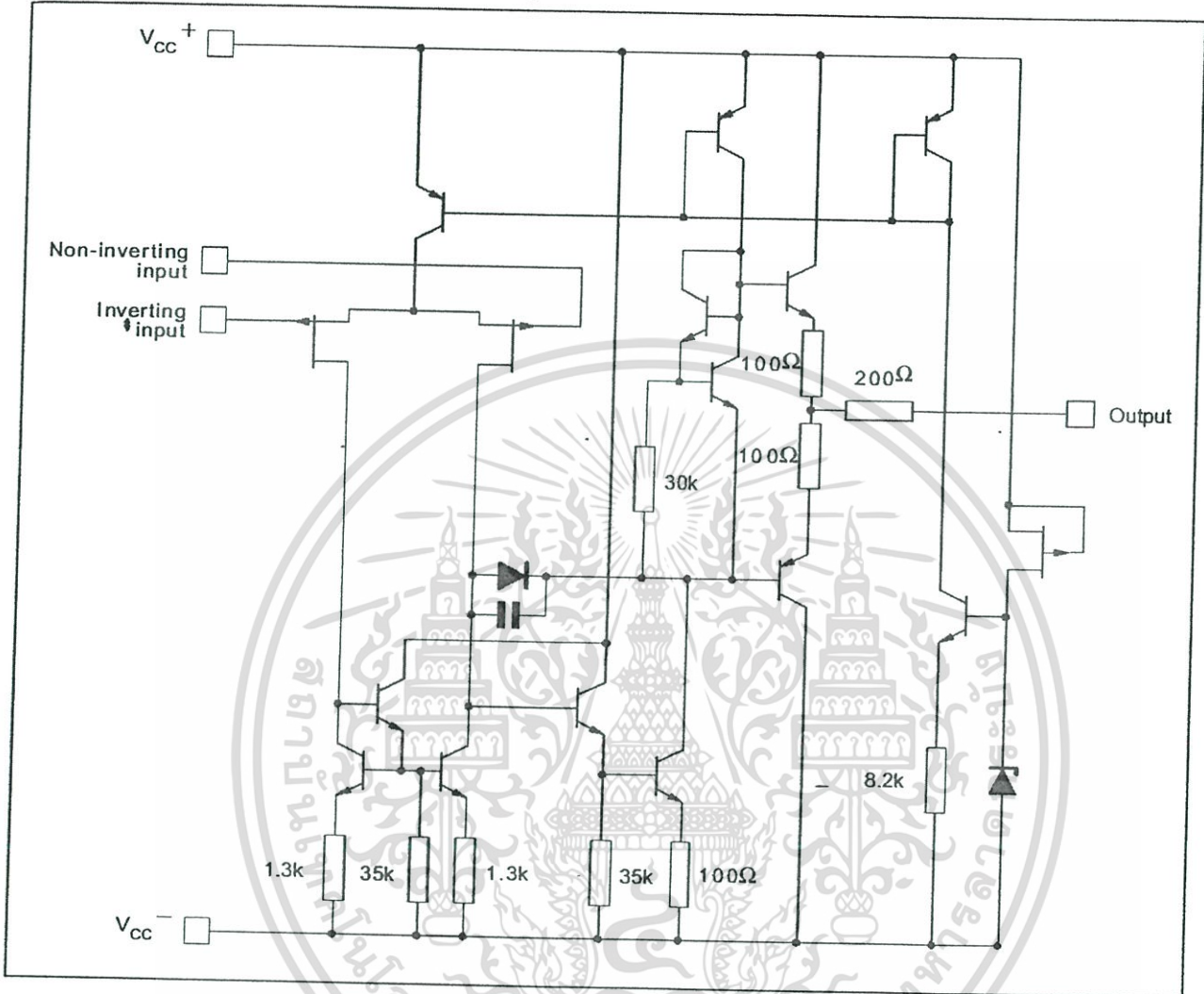


January 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL084 - TL084A - TL084B

## SCHEMATIC DIAGRAM (each amplifier)



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V <sub>cc</sub>	Supply Voltage - (note 1)	±18	V	
V <sub>i</sub>	Input Voltage - (note 3)	±15	V	
V <sub>id</sub>	Differential Input Voltage - (note 2)	±30	V	
P <sub>tot</sub>	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
T <sub>oper</sub>	Operating Free Air Temperature Range	TL084C,AC,BC TL084I,AI,BI TL084M,AM,BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	°C
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature Range		-65 to 150	°C

- Notes :
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V<sub>cc</sub><sup>+</sup> and V<sub>cc</sub><sup>-</sup>.
  2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
  3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
  4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and /or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

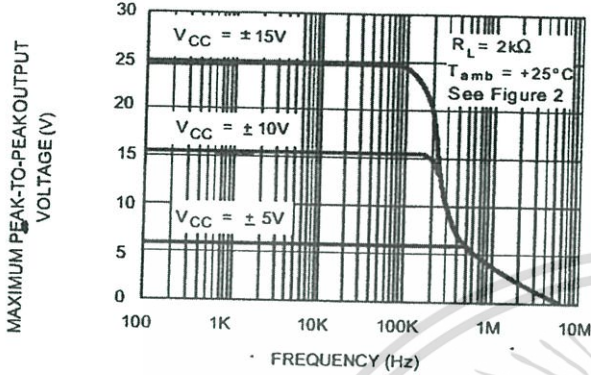
V<sub>CC</sub> = ±15V, T<sub>amb</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL084I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL084C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V <sub>io</sub>	Input Offset Voltage (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = 25°C  T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3   13	10	mV
DV <sub>io</sub>	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I <sub>io</sub>	Input Offset Current * T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		5	100 4		5 100 4		pA nA
I <sub>ib</sub>	Input Bias Current * T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		20	200 20		30 400 20		pA nA
A <sub>vd</sub>	Large Signal Voltage Gain (R <sub>L</sub> = 2kΩ, V <sub>O</sub> = ±10V) T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	80 80	86		70 70	86		dB
I <sub>cc</sub>	Supply Current, per Amp, no Load T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		1.4	2.5 2.5		1.4 2.5 2.5		mA
V <sub>icm</sub>	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	80 80	86		70 70	86		dB
I <sub>os</sub>	Output Short-circuit Current T <sub>amb</sub> = 25°C T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>	10 10	40	60 60	10 10	40 60 60		mA
±V <sub>OPP</sub>	Output Voltage Swing T <sub>amb</sub> = 25°C  T <sub>min.</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max.</sub>		10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12		V
SR	Slew Rate (V <sub>in</sub> = 10V, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, unity gain)	8	16		8	16		V/μs
t <sub>r</sub>	Rise Time (V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		μs
K <sub>ov</sub>	Overshoot (V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T <sub>amb</sub> = 25°C, V <sub>in</sub> = 10mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R <sub>i</sub>	Input Resistance		10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A <sub>v</sub> = 20dB, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, T <sub>amb</sub> = 25°C, V <sub>O</sub> = 2V <sub>PP</sub> )		0.01			0.01		%
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R <sub>S</sub> = 100Ω)		15			15		nV √Hz
∅ <sub>m</sub>	Phase Margin		45			45		Degrees
V <sub>O1</sub> /V <sub>O2</sub>	Channel Separation (A <sub>v</sub> = 100)		120			120		dB

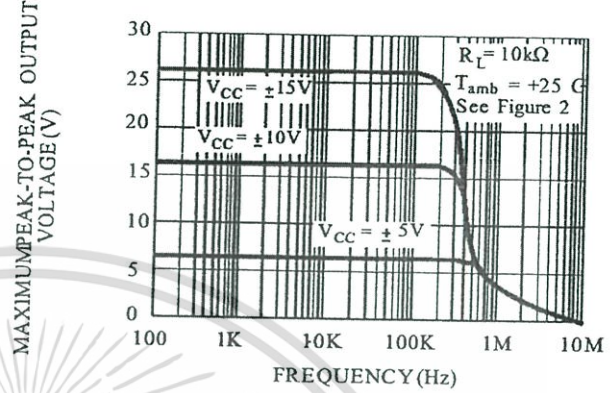
\* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.



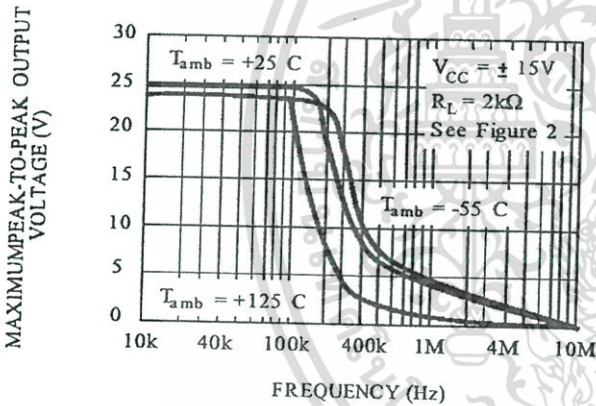
**MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY**



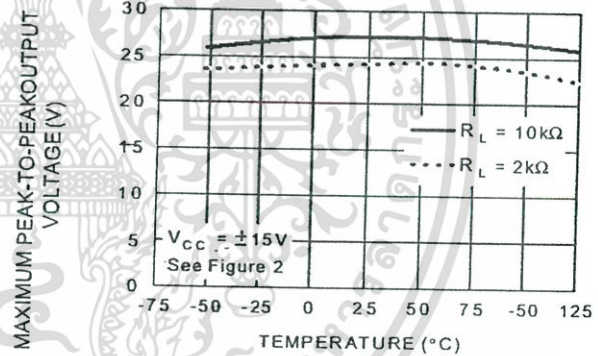
**MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY**



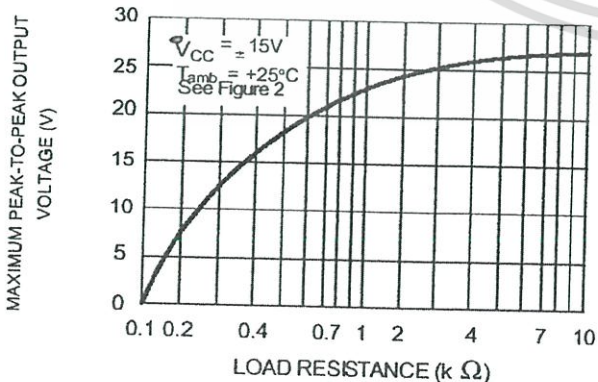
**MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY**



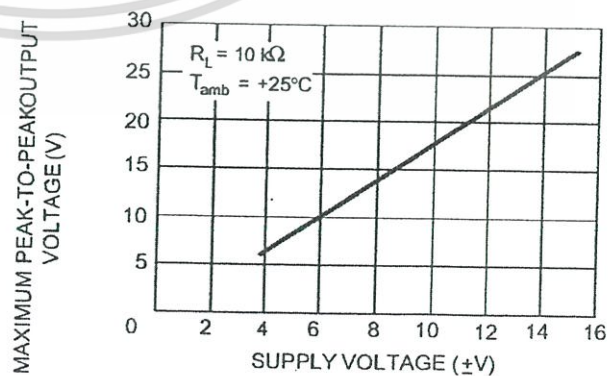
**MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.**



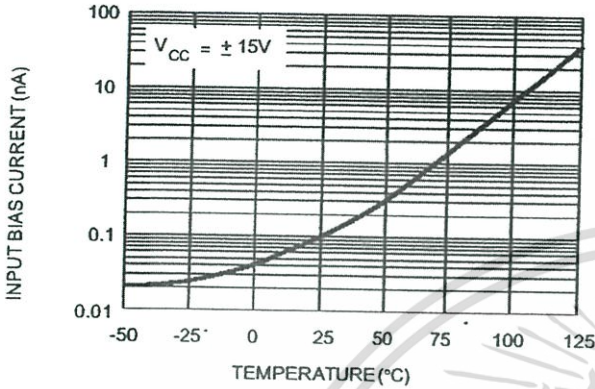
**MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE**



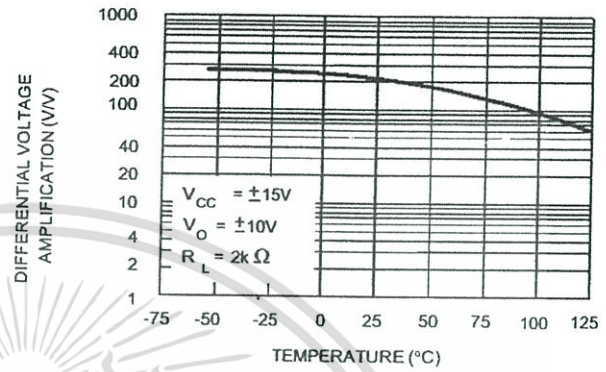
**MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE**



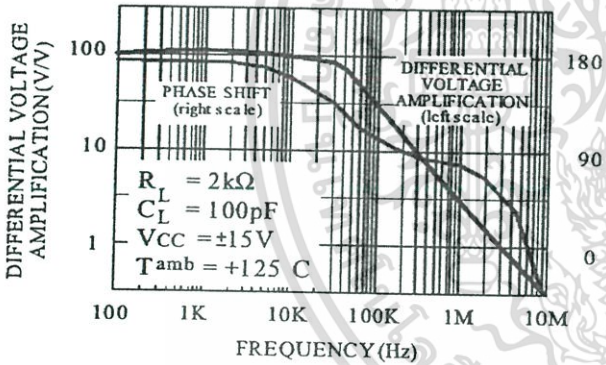
**INPUT BIAS CURRENT VERSUS FREE AIR TEMPERATURE**



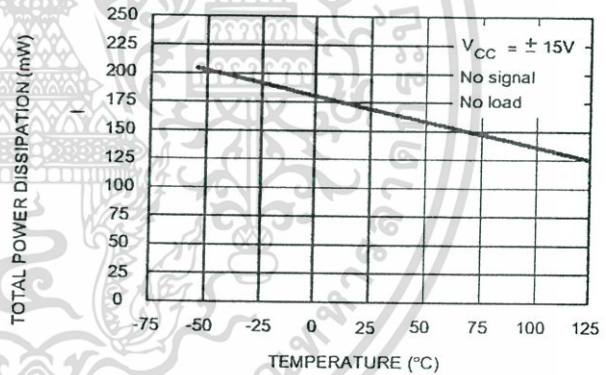
**LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE**



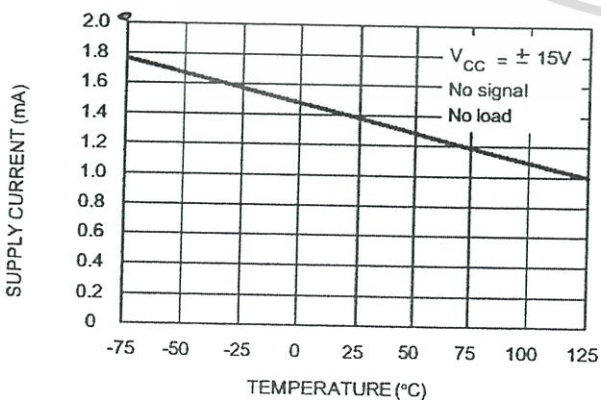
**LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT VERSUS FREQUENCY**



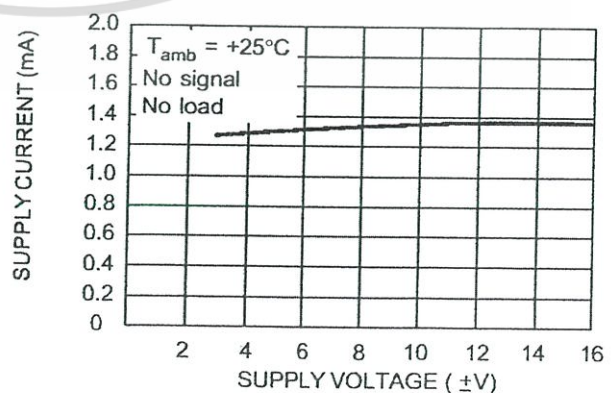
**TOTAL POWER DISSIPATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE**



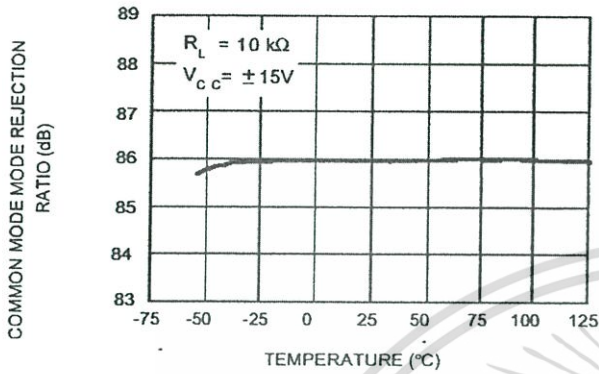
**SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER VERSUS FREE AIR TEMPERATURE**



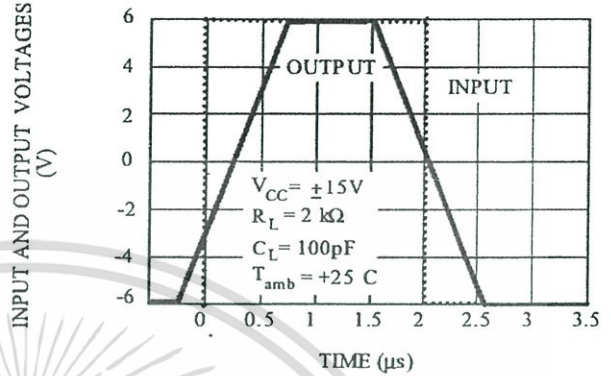
**SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER VERSUS SUPPLY VOLTAGE**



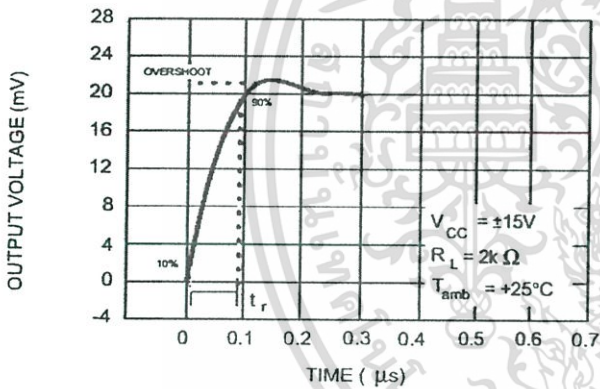
**COMMON MODE REJECTION RATIO VERSUS FREE AIR TEMPERATURE**



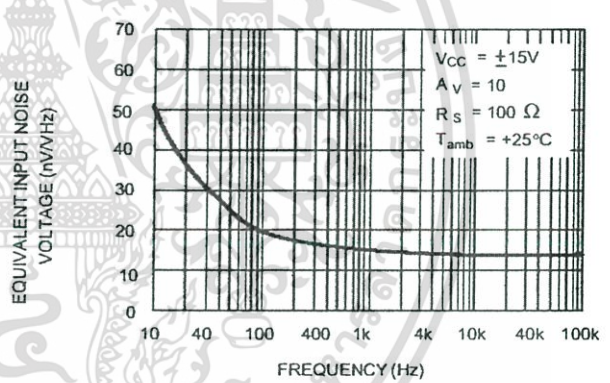
**VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE**



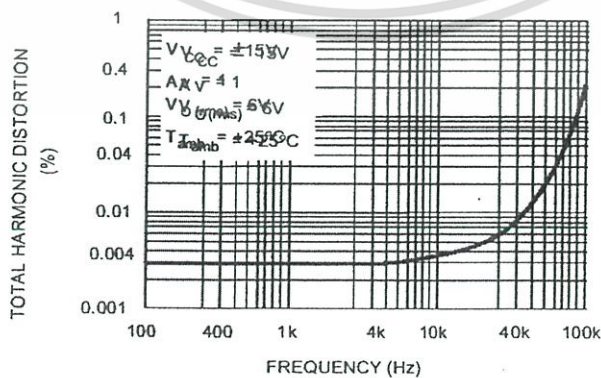
**OUTPUT VOLTAGE VERSUS ELAPSED TIME**



**EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE VERSUS FREQUENCY**



**TOTAL HARMONIC DISTORTION VERSUS FREQUENCY**



TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

# TLP250

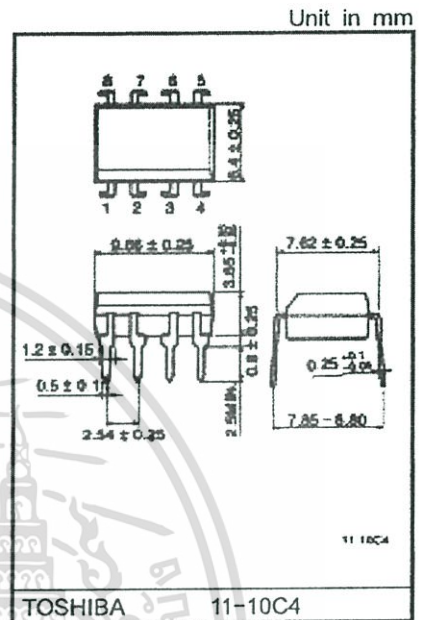
Transistor Inverter  
 Inverter For Air Conditionor  
 IGBT Gate Drive  
 Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
 This unit is 8-lead DIP package.  
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

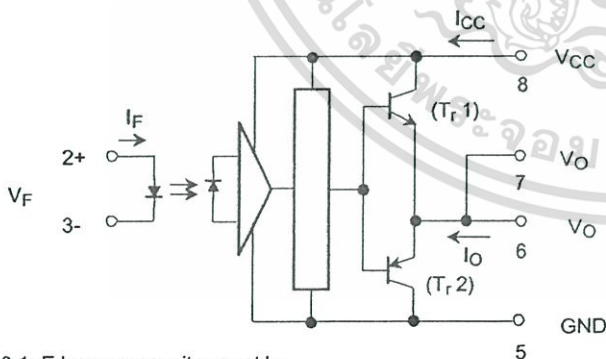
- Input threshold current:  $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current ( $I_{CC}$ ):  $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage ( $V_{CC}$ ):  $10\text{--}35\text{V}$
- Output current ( $I_O$ ):  $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ):  $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage:  $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No. E67349
- Option (D4) type  
 VDE approved: DIN VDE0884/06.92, certificate No. 76823  
 Maximum operating insulation voltage:  $630\text{V}_{\text{PK}}$   
 Highest permissible over voltage:  $4000\text{V}_{\text{PK}}$

**(Note)** When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance:  $6.4\text{mm}(\text{min.})$   
 Clearance:  $6.4\text{mm}(\text{min.})$

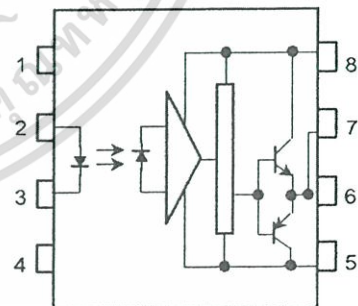


### Schematic



A  $0.1\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

### Pin Configuration (top view)



- 1: N.C.
- 2: Anode
- 3: Cathode
- 4: N.C.
- 5: GND
- 6:  $V_O$  (Output)
- 7:  $V_O$
- 8:  $V_{CC}$

### Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

**Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)**

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	$I_F$	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	$I_{FPT}$	1	A	
	Reverse voltage	$V_R$	5	V	
	Junction temperature	$T_J$	125	°C	
Detector	"H" peak output current ( $P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$ ) (Note 2)	$I_{OPH}$	-1.5	A	
	"L" peak output current ( $P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$ ) (Note 2)	$I_{OPL}$	+1.5	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	$V_O$	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	$V_{CC}$	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
Junction temperature	$T_J$	125	°C		
Operating frequency (Note 3)	$f$	25	kHz		
Operating temperature range	$T_{opr}$	-20~85	°C		
Storage temperature range	$T_{stg}$	-55~125	°C		
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)	$T_{sol}$	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5)	$BV_S$	2500	Vrms		

Note 1: Pulse width  $P_W \leq 1\mu s, 300pps$

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform,  $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s), I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

**Recommended Operating Conditions**

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on (Note 7)	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	$V_{CC}$	15	—	30   20	V
Peak output current	$I_{OPH}/I_{OPL}$	—	—	±0.5	A
Operating temperature	$T_{opr}$	-20	25	70   85	°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

**Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)**

Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Input forward voltage		V <sub>F</sub>	—	I <sub>F</sub> = 10 mA, Ta = 25°C		1.6	1.8	V
Temperature coefficient of forward voltage		ΔV <sub>F</sub> / ΔTa	—	I <sub>F</sub> = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C
Input reverse current		I <sub>R</sub>	—	V <sub>R</sub> = 5V, Ta = 25°C		—	10	μA
Input capacitance		C <sub>T</sub>	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF
Output current	"H" level	I <sub>OPH</sub>	3	V <sub>CC</sub> = 30V (*1) I <sub>F</sub> = 10 mA V <sub>8-6</sub> = 4V I <sub>F</sub> = 0 V <sub>6-5</sub> = 2.5V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I <sub>OPL</sub>	2		0.5	2	—	
Output voltage	"H" level	V <sub>OH</sub>	4	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, I <sub>F</sub> = 5mA	11	12.8	—	V
	"L" level	V <sub>OL</sub>	5	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, V <sub>F</sub> = 0.8V	—	-14.2	-12.5	
Supply current	"H" level	I <sub>CCH</sub>	—	V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA
				V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 10mA	—	—	11	
	"L" level	I <sub>CCL</sub>	—	V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—	
				V <sub>CC</sub> = 30V, I <sub>F</sub> = 0mA	—	—	11	
Threshold input current	"Output L→H"	I <sub>FLH</sub>	—	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, V <sub>O</sub> > 0V	—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	I <sub>FHL</sub>	—	V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω, V <sub>O</sub> < 0V	0.8	—	—	V
Supply voltage		V <sub>CC</sub>	—		10	—	35	V
Capacitance (input-output)		C <sub>S</sub>	—	V <sub>S</sub> = 0, f = 1MHz Ta = 25°C	—	1.0	2.0	pF
Resistance(input-output)		R <sub>S</sub>	—	V <sub>S</sub> = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1×10 <sup>12</sup>	10 <sup>14</sup>	—	Ω

\* All typical values are at Ta = 25°C (\*1): Duration of I<sub>O</sub> time ≤ 50μs

**Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)**

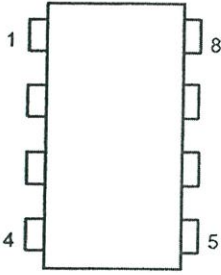
Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	$t_{pLH}$	$I_F = 8\text{mA}$ (Note 7) $V_{CC1} = +15\text{V}$ , $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	$\mu\text{s}$
	H→L	$t_{pHL}$		—	0.15	0.5	
Output rise time	$t_r$	6		—	—	—	
Output fall time	$t_f$			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	$C_{MH}$	7	$V_{CM} = 600\text{V}$ , $I_F = 8\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	—	V / $\mu\text{s}$
Common mode transient immunity at low level output	$C_{ML}$	7	$V_{CM} = 600\text{V}$ , $I_F = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$	5000	—	—	V / $\mu\text{s}$

\* All typical values are at Ta = 25°C

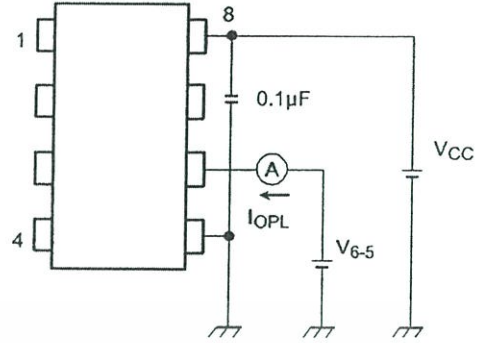
Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5  $\mu\text{s}$ .



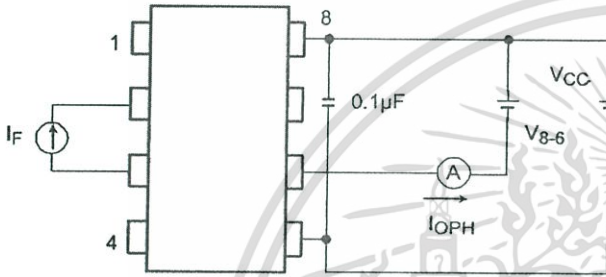
Test Circuit 1 .



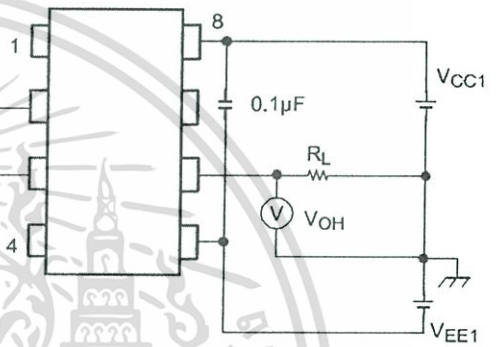
Test Circuit 2 . IOPL



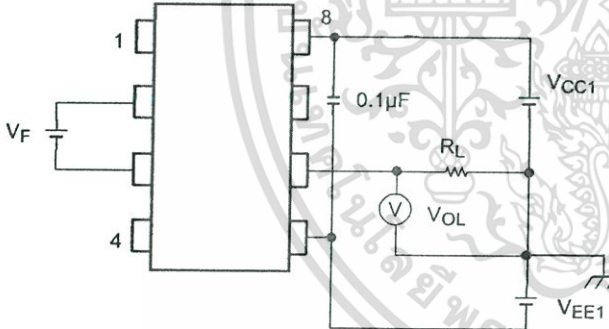
Test Circuit 3 : IOPH



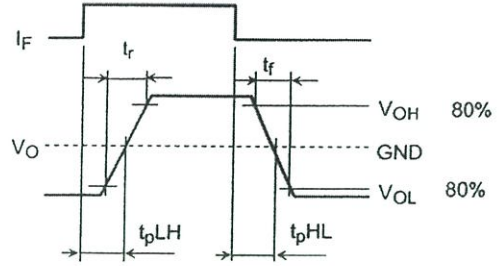
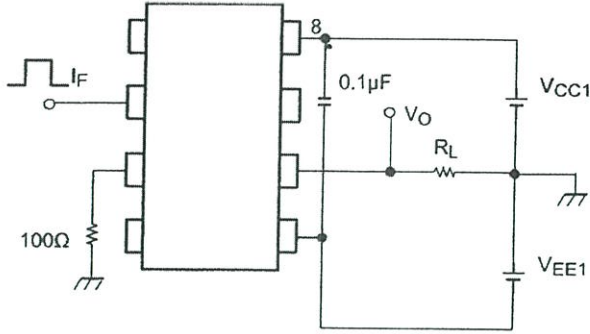
Test Circuit 4 : VOH



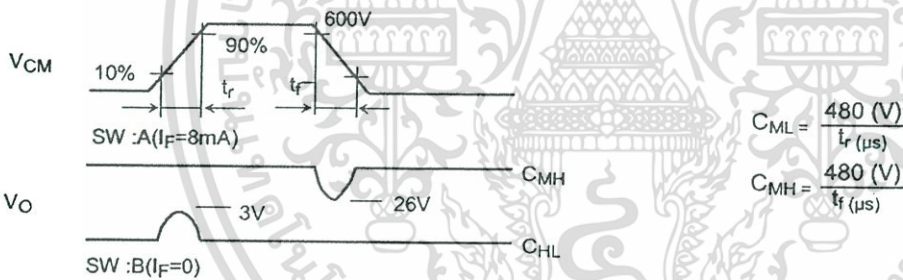
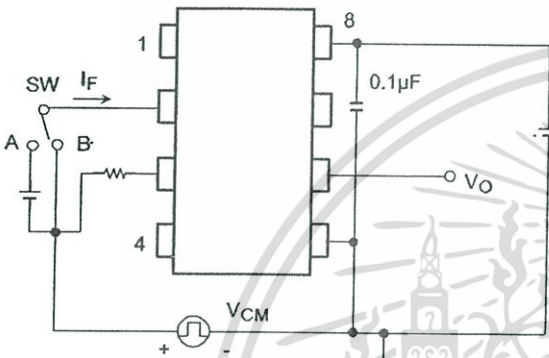
Test Circuit 5 : VOL



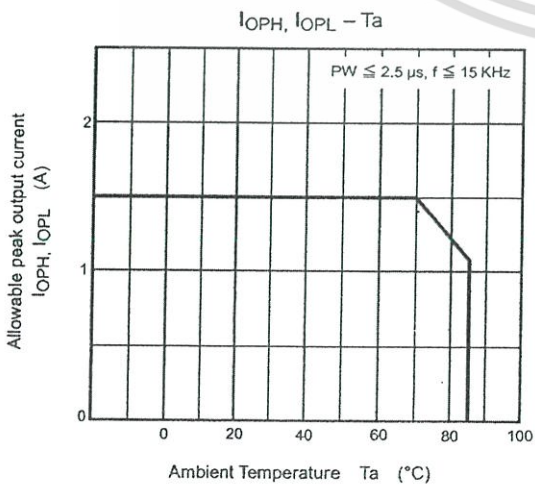
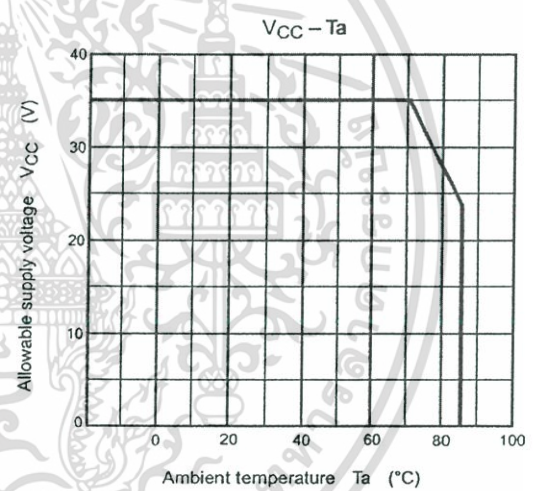
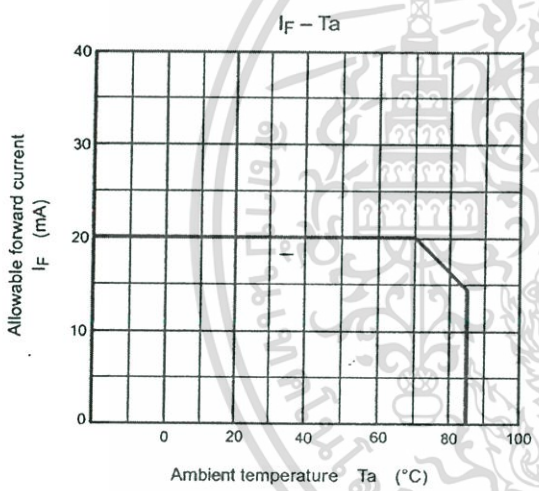
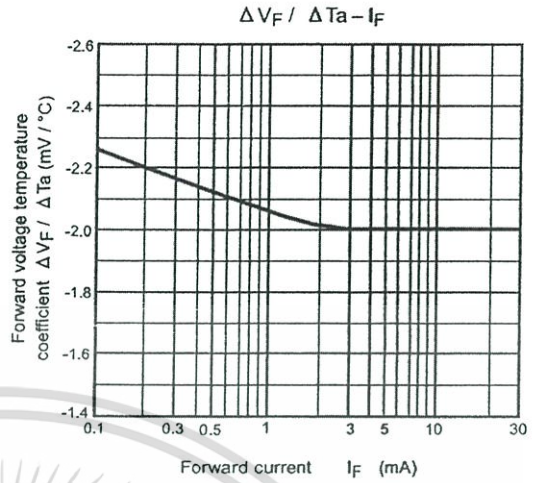
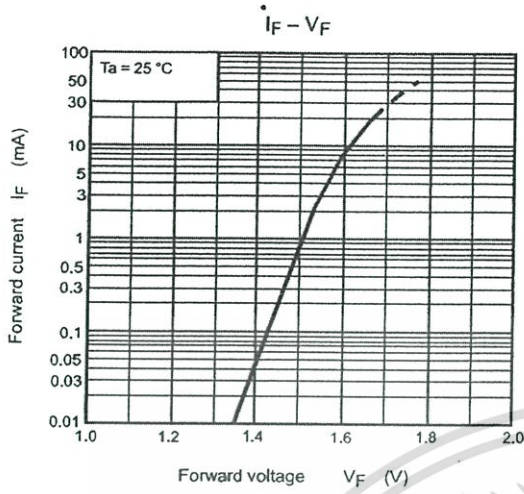
Test Circuit 6:  $t_{pLH}$ ,  $t_{pHL}$ ,  $t_r$ ,  $t_f$



Test Circuit 7:  $C_{MH}$ ,  $C_{ML}$



$C_{ML}(C_{MH})$  is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.



## RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.  
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.

## ประวัติผู้เขียน



นายณฐวร สินสุภา

เกิดวันที่ 5 ธันวาคม 2537

ภูมิลำเนาจังหวัดชุมพร

ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนสอาดเผดิมวิทยา จังหวัดชุมพร

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนสอาดเผดิมวิทยา จังหวัดชุมพร

ปี 2556 - 2560 : ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายณัฐกิตติ์ รัตนศิริทรวุธ

เกิดวันที่ 12 เมษายน 2538

ภูมิลำเนาจังหวัดกรุงเทพมหานคร

ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนเซนต์คาเบรียล

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนเซนต์คาเบรียล

ปี 2556 - 2560 : ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน (ต่อ)



นายณัฐวัตร ชุสุวรรณ  
เกิดวันที่ 8 สิงหาคม 2537  
ภูมิลำเนาจังหวัดนครศรีธรรมราช  
ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนเบญจมราชูทิศ

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนเบญจมราชูทิศ

ปี 2556 – 2560 : ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายยศพนธ์ รื่นอบเชย  
เกิดวันที่ 4 มีนาคม 2538  
ภูมิลำเนาจังหวัดกรุงเทพมหานคร  
ประวัติการศึกษา

ปี 2553: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจาก  
โรงเรียนวัดราชบพิธ

ปี 2556: สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจาก  
โรงเรียนวัดราชบพิธ

ปี 2556 – 2560 : ศึกษาในระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้