

ปีการศึกษา 2543

อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส  
FOUR SWITCH THREE PHASE INVERTER FOR AC MOTOR DRIVES



โดย  
นายณัฐพงศ์ ศรีเหรียญ 41013090  
นายประกอบ โกเมศวารกุล 41013096  
นายภูมิจิรัฐ ถกตพัฒน์กุล 41013102  
นายโสฬส ปานะดิษฐ์ 41013115

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 42592  
วัน, เดือน, ปี..... 4 ส.ย. 2545

.b.....
.i.....

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. ดร. วิริยะ พิเชษฐจำริญ  
ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ  
อ. สุรินทร์ คำฝอย

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ผู้จัดทำ

- |               |             |
|---------------|-------------|
| 1. นายณัฐพงศ์ | ศรีเหรียญ   |
| 2. นายประกอบ  | โกเมศวารกุล |
| 3. นายภูมิรัฐ | ถกลพัฒนกุล  |
| 4. นายโสฬส    | ปานะดิษฐ์   |

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

นายณัฐพงศ์ ศรีเหรียญ  
นายประกอบ โกเมศวารกุล  
นายภูมิรัฐ ถกพัฒน์กุล  
นายโสฬส ปานะดิษฐ์  
อาจารย์ที่ปรึกษา  
รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ  
ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ  
อ. สุรินทร์ คำฝอย  
ปีการศึกษา 2543

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาสามเฟสพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันแบบ 4 สวิตช์ เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาดพิกัด 1/2 แรงม้า 3 เฟส 220V ต่อแบบเคลด้า เพื่อประโยชน์ในการลดค่าความสูญเสียในสวิตช์และลดขนาดของอินเวอร์เตอร์ให้เล็กลง สวิตช์ที่ใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ 4 ตัวจะต้องมีพิกัดทนแรงดันได้มากกว่าเท่าตัวเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตช์ที่ใช้ในอินเวอร์เตอร์แบบ สวิตช์ 6 ตัว สำหรับแหล่งจ่ายเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์แบบ สวิตช์ 4 ตัว นั้นเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 3 ระดับ คือ ไฟบวก ไฟลบและกราวด์ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบและสร้างขึ้นได้ใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตช์ สร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มได้จากการนำสัญญาณไซน์ 2 สัญญาณ ที่ได้จากหน่วยความจำ 2 ชุด โดยสัญญาณไซน์ทั้งสองนั้นมีมุมต่างเฟสกัน 60 องศา นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อนำไปควบคุมการทำงานของ สวิตช์ ทั้ง 4 ตัว ผลการทดลองเป็นการตรวจสอบเพื่อประเมินหาค่าประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ นอกจากนี้มีการตรวจสอบการทำงานขับเคลื่อนนี้ ตาทงเงื่อนไขต่างๆ และได้มีการนำมาเปรียบเทียบกับระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้กันอยู่ทั่วไป ผลการทดสอบที่ได้ให้ผลสอดคล้องกับหลักการที่ได้วิเคราะห์ไว้ ซึ่งผลปรากฏเป็นที่น่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## FOUR SWITCH THREE PHASE INVERTER FOR AC MOTOR DRIVES

Mr.Natthapong Srihearun

Mr.Prakob Komeswarakul

Mr.Pumirat Thakonpatanakul

Mr.Sorot Panadist

Advisor

Assoc.Prof.Dr.Viriya Pichetjamroen

Assist.Prof.Dr.Vijit Kinares

Mr.Surin Khomfoi

Year 2000

### Abstract

This thesis is to study the three phase PWM voltage source inverter with four switches for induction motor drives( 1/2hp 3phase 220 volt delta). The advantage of proposed inverter using four switching components to reduce switching losses and complexity of inverter system is also presented. All of four switches must have twice rated of six-switch inverter. In this thesis, there are three dc voltage levels (positive voltage, negative voltage and ground) for dc link of four switch inverter. The switching component called IGBT is used for the design and implementation of inverter circuit. To generate PWM signal, two sinusoidal signal with phase shift at  $60^\circ$  will be compared with triangular signal to generate PWM signal for all of four switches. In the experimental results, the efficiency of proposed inverter and the drive system in this thesis compared with conventional inverter are also investigated. The results appear satisfactory.

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	
สารบัญ	
สารบัญภาพ	(ก)
สารบัญตาราง	(ง)
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2. ทฤษฎีพื้นฐาน	3
2.1 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	3
2.2.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	3
2.2.2 วงจรสมมูลย์	5
2.2.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลย์	8
2.2 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	9
2.2.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์	10
2.2.2 การควบคุมสลิปเฟาเวอร์	12
2.2.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่	13
2.3 คุณสมบัติระหว่าง แรงบิด-ความเร็ว	16
2.4 การพิจารณาการเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	18
2.5 การชดเชยแรงดันเพิ่มเมื่อความถี่ป้อนมีค่าต่ำๆ	19
2.6 ความสามารถของมอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้ความเร็วต่ำกว่าและเหนือกว่าความเร็วพิกัด	20
2.6.1 การควบคุมความเร็วต่ำกว่าพิกัด ( Constant Torque Region )	20
2.6.2 การควบคุมความเร็วเหนือกว่าพิกัด ( Constant Power Region )	21
2.7 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	21
2.7.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส ( Current-Source Inverter:CSI )	22
2.7.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน ( Voltage-Source Inverter )	24
2.7.3 พีคดับลิวิตีอินเวอร์เตอร์ ( PWM Inverter )	24

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่3 เทคนิคการสร้างอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์	27
บทที่4 การสร้างส่วนประกอบต่าง ๆ	32
4.1 วงจรเพาเวอร์	32
4.2 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง 2 เฟส	32
4.3 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	34
4.4 ชุดสร้างสัญญาณมือคูลเลอร์	35
4.5 วงจรลีดเอาท์	36
4.6 วงจรขับเคลื่อน	37
บทที่5 การทดลองและผลการทดลอง	38
5.1 การทดลองที่1	38
จุดประสงค์การทดลอง	38
วิธีการทดลอง	38
ผลการทดลอง	39
สรุปผลการทดลอง	43
5.2 การทดลองที่2	44
จุดประสงค์การทดลอง	44
วิธีการทดลอง	44
- ผลการทดลอง	45
-สรุปผลการทดลอง	45
5.3 การทดลองที่3	46
จุดประสงค์การทดลอง	46
วิธีการทดลอง	46
ผลการทดลอง	48
สรุปผลการทดลอง	49
5.4 การทดลองที่4	51
จุดประสงค์การทดลอง	51
วิธีการทดลอง	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ผลการทดลอง	52
สรุปผลการทดลอง	63
บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป	64
6.1 บทวิจารณ์	64
6.2 บทสรุป	64
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	



## สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 อินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิตช์	2
1.2 อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์	2
2.1 แสดงวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	5
2.2 วงจรสมมูลย์แบบไค้เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	7
2.3 วงจรสมมูลย์อย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	8
2.4 แสดงวงจรการควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์	10
2.5 แสดงกราฟแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	11
2.6 แสดงการควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน	13
2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน,แรงบิด,กระแสสเตเตอร์กับความถี่	14
2.8 กราฟแสดงแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบ VVVF	15
2.9 กราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่สลิปมีค่าต่ำ โดยที่ฟลักซ์ ในช่องว่างอากาศ $\phi_{ag}$ และภาระแรงบิดคงที่	17
2.10 กราฟคุณสมบัติของแรงบิดกับความเร็วเมื่อแรงบิดเปลี่ยนแปลงตาม ความเร็วกำลังสอง(เช่น โหลดประเภท Centifugal)	17
2.11 แสดงรูปสำหรับพิจารณาการสตาร์ท	18
2.12 รูปแสดงการพิจารณาเลือกความถี่ในการสตาร์ท	19
2.13 แสดงความต้องการแรงดันชดเชยเพื่อรักษาฟลักซ์คงที่เมื่อความถี่ต่ำๆ	19
2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำ	22
2.15 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	23
2.16 แสดงแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่าย กระแส	23
2.17 แสดงวงจรกำลังของพีคิปลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์	25
2.18 พีคิปลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน	26
3.1 อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์	27
3.2 ลูกคลื่นของแรงดันเอาต์พุททั้ง 3 เฟส	29

รูปที่	หน้า
3.3 (a) เฟสเซอร์ของแรงดันเอาต์พุตและฮาร์โมนิกส์ที่ 3 เท่าของฮาร์โมนิกส์ ในอินเวอร์เตอร์	30
(b) ขนาดและเฟสของฮาร์โมนิกส์ที่ 3 เท่าของฮาร์โมนิกส์ในอินเวอร์เตอร์	30
3.4 (a) เฟสเซอร์ของแรงดันเอาต์พุตและฮาร์โมนิกส์ลำดับเฟสลบ	31
(b) ฮาร์โมนิกส์ลำดับเฟสลบในอินเวอร์เตอร์	31
4.1 วงจรเพาเวอร์	32
4.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์จากอีพროม	33
4.3 รูปสัญญาณไซน์จากอีพโรม	34
4.4 วงจรสร้างสัญญาณตามเหลี่ยม	34
4.5 รูปสัญญาณตามเหลี่ยม	35
4.6 รูปสัญญาณมีอคคูเลชั่นทั้ง 2 เฟส	35
4.7 หลักการของวงจรถูกเอาต์	36
4.8 วงจรถูกเอาต์	36
4.9 สัญญาณที่ผ่านวงจรถูกเอาต์	37
4.10 วงจรขับเกท	37
5.1 แสดงการวัดรูปคลื่นแรงดัน Line to Line ที่ป้อนเข้าหลอดไฟ	39
5.2 รูปแรงดันทั้งสามเฟสที่ $ma=1$	39
5.3 Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่สวิทซ์ซึ่งต่างๆ	43
5.4 แสดงการวัดประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการ	44
5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับประสิทธิภาพของวงจร	45
5.6 แสดงการวัดรูปคลื่นแรงดัน Line to Line ที่ป้อนเข้าหลอดไฟของ อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิทซ์	47
5.7 แสดงการวัดรูปคลื่นแรงดัน Line to Line ที่ป้อนเข้าหลอดไฟของ อินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิทซ์	47
5.8 รูป Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ที่ $ma=1$	48
5.9 รูป Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ที่ $ma=0.8$	49
5.10 แสดงวงจรการวัดหาค่าความสูญเสียขณะไม่มีโหลด	52
5.11 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 400 V โดยโหลดต่อแบบเดลต้า	53
5.12 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 400 V โดยโหลดต่อแบบสตาร์	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
5.13 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 640 V โดยโหลดต่อแบบเคลด้า	54
5.14 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 640 V โดยโหลดต่อแบบสตาร์	54
5.15 กระแส Motor No-Load ต่อแบบเคลด้าที่แรงดัน DC-Link 640 V	55
5.16 กระแส Motor No-Load ต่อแบบสตาร์ที่แรงดัน DC-Link 640 V	56
5.17 กระแส Motor No-Load ต่อแบบเคลด้าที่แรงดัน DC-Link 400 V	57
5.18 กระแส Motor No-Load ต่อแบบสตาร์ที่แรงดัน DC-Link 640 V	58
5.19 Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่มูลฐานต่างๆ	62
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐานและประสิทธิภาพที่มอเตอร์ ไม่มีโหลด	63



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงผลการทดลองเพื่อหาประสิทธิภาพของระบบ	45
5.2 แสดงผลการทดลองเพื่อหาค่าการสูญเสียขณะไม่มีโหลด	52



# บทที่ 1

## บทนำ

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction motor) ได้รับความนิยมมากขึ้นในงานอุตสาหกรรมทั้งนี้เนื่องมาจาก คุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง (DC motor) กล่าวคือมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีโครงสร้างที่แข็งแรง ทนทาน ขนาดเล็ก และราคาถูกกว่า เมื่อคิดที่พิกัดเท่ากัน ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการบำรุงรักษาแปร่งถ่าน และคอมมิวเตเตอร์ และที่สำคัญคือ มอเตอร์กระแสตรงจะถูกจำกัดพิกัดกำลังและความเร็วรอบเนื่องมาจากปัญหาทางโครงสร้าง

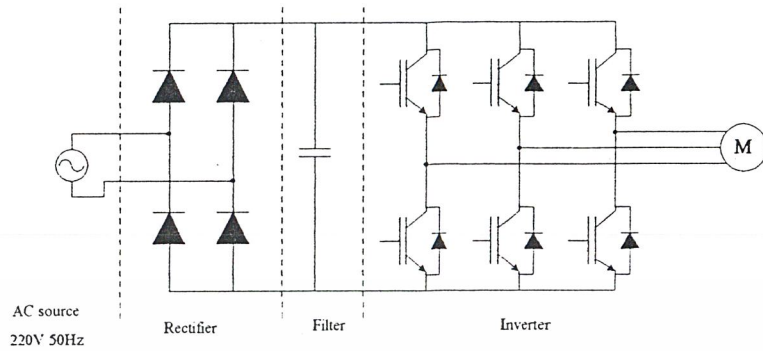
สำหรับชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่ใช้กันอยู่มีหลายชนิด เช่น 6-สแต๊ป, พีคดับบลิวเอ็ม แต่ที่นิยมมากได้แก่เทคนิคพีคดับบลิวเอ็ม ซึ่งมีข้อดีคือ ให้เอาต์พุตใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากกว่าวิธีอื่น และช่วยลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำ ไม่มีปัญหาเรื่องการกระเพื่อมของแรงบิด (Torque pulsation)

โดยปกติอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสไปเป็น 3 เฟส จะประกอบด้วยภาคเร็คติไฟเออร์ที่มีไดโอดคั่นแบบบริดจ์ดังนั้นจึงทำให้กระแสอินพุตผิดเฟสกันและไม่สามารถทำให้กำลังไฟฟ้าไหลได้ 2 ทิศทาง (Bidirectional Power Flow) การแก้ไขให้กระแสอินพุตเข้าใกล้ไซน์นั้นทำได้โดยเพิ่มส่วนวงจรบูตส์เข้าไป

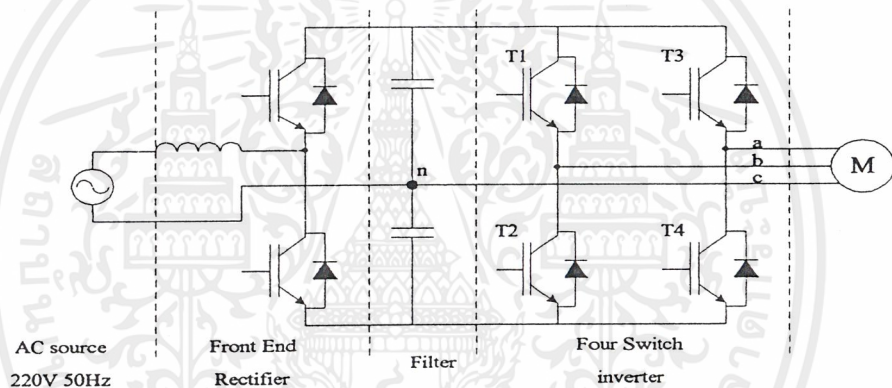
ภาคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะใช้สวิทช์ 6 ตัว ในการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส จะเห็นได้ว่าต้องใช้สวิทช์ทั้งหมด 6 ตัว และใช้ไดโอด 4 ตัว ในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ไปเป็น 3 เฟส จะเห็นได้ว่าจะต้องใช้อุปกรณ์กำลังจำนวนมากซึ่งมีราคาแพง

เราจึงได้ศึกษาอินเวอร์เตอร์แบบใหม่ซึ่งใช้สวิทช์ 6 ตัว ในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ไปเป็น 3 เฟส ซึ่งภาคเร็คติไฟเออร์จะใช้สวิทช์ 2 ตัว คั่นแบบฮาร์ฟบริดจ์ ซึ่งกำลังงานไฟฟ้าจะสามารถไหลได้ 2 ทิศทาง (Bidirectional Power Flow) และกระแสอินพุตเข้าใกล้ไซน์ที่เพาเวอร์แฟคเตอร์เข้าใกล้ 1 ส่วนภาคอินเวอร์เตอร์นั้นจะใช้สวิทช์ 4 ตัว ในการสร้างไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส โดยใช้เทคนิคพีคดับบลิวเอ็มซึ่งสามารถปรับขนาดแรงดันและความถี่ของเอาต์พุตได้ จากที่กล่าวมาแล้วเราจะเห็นได้ว่าขนาดของอินเวอร์เตอร์แบบใหม่จะเล็กลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 อินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิตช์



รูปที่ 1.2 อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์

### วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 4 สวิตช์ ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ
2. สร้างเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 4 สวิตช์
3. วิเคราะห์กำลังงานสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 4 สวิตช์

### ขอบเขตการศึกษา

1. ศึกษาการสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 4 สวิตช์ เฉพาะชุดของอินเวอร์เตอร์
2. เปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 4 สวิตช์กับแบบ 6 สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐาน

### 2.1 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ ส่วนอยู่กับที่(Stator) และ ส่วนหมุน(Rotor)

- ส่วนอยู่กับที่มีหน้าที่ยึดขดลวดอาร์มาเจอร์(Armature)ที่บรรจุอยู่ในสล๊อต
- โรเตอร์แบ่งออกเป็นสองแบบคือ

1. แบบกรงกระรอก(Squirrel Cage rotor) แกนโรเตอร์ทำด้วยแผ่นเหล็กกลาไมเนท เซาะผิวด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล๊อต(Slot) ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับ สอดเพลลา เมื่อนำแผ่นเหล็กนี้มาอัดเข้าด้วยกันจะได้เป็นแกนโรเตอร์ นำแกนโรเตอร์ไปวาง ในพิมพ์เพื่อฉีดอลูมิเนียมเหลวเข้าไปจะได้อลูมิเนียมอัดแน่นอยู่ในร่องสล๊อต และมีครีบยื่น ออกไปสองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดระบายความร้อน

2. แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์(Wound Rotor) โรเตอร์แบบนี้แตกต่างจากกรง กระรอกคือมีขดลวดทองแดงพันรอบโรเตอร์ ส่วนปลายของขดลวดนี้จะต่อกับสลีปริง (Slip ring) ซึ่งมีแปรงถ่านอยู่ มีข้อจำกัดคือ โรเตอร์ต้องมีจำนวนขั้วเท่ากับจำนวนขั้วที่เกิด จากสเตเตอร์

#### 2.1.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ โดย ส่วนโรเตอร์จะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านส่วนสเตเตอร์ โดยอาศัยหลัก การเหนี่ยวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กอยู่ในแอร์แกป (Air Gap) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วน สเตเตอร์และโรเตอร์ สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ตามสมการ

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

- โดยที่  $N_s$  = ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)  
 $f$  = ความถี่ที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (Hz)  
 $P$  = จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

โดยขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่จะมีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสนามแม่เหล็กจะไม่มีภาระเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ ดังนั้นจะไม่มีแรงบิด(Torque)เกิดขึ้น และขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว  $N_r$  ใด ๆ ที่มีความแตกต่างจากความเร็ว  $N_s$  จะทำให้เกิดความเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดแรงบิด ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิป (Slip)

$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.2)$$

โดย  $\omega_s$  คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของสเตเตอร์ (Stator Angular Frequency)

$\omega_r$  คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (Rotor Angular Frequency)

$S$  คือ Slip

เมื่อจ่ายแรงดันให้ขดลวดอาร์มาเจอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ฟลักซ์แม่เหล็กของสนามแม่เหล็กจะหมุนกวาดผ่านขดลวดของโรเตอร์และสเตเตอร์ด้วยความเร็วสูงสุด (ความเร็วเชิงโคโรนา) แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวนำนั้นจะมีค่าสูงสุด และขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดในโรเตอร์และสเตเตอร์ ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทั้งสองส่วนนี้จึงมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดทั้งสอง

ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ( $N_r = 0$ ) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในโรเตอร์จะเท่ากับความถี่ของสาย กรณีนี้อัตราสลิปเท่ากับ 1 และเมื่อโรเตอร์หมุนด้วยอัตราที่ฟลักซ์แม่เหล็กกวาดผ่านตัวนำจะช้าลง ค่าสลิปจึงลดลงด้วย ในสภาพเช่นนี้แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์จะลดลงเป็นสัดส่วนกับสลิป เขียนสมการได้ดังนี้

$$E_r = SE_2 \quad (2.3)$$

$$X_r = SE_2 \quad (2.4)$$

ในทำนองเดียวกัน ความถี่ของโรเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามค่าสลิปดังนี้

$$f_r = Sf \quad (2.5)$$

เมื่อ  $E_r$  = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะทำงานปกติ

$E_2$  = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะอยู่กับที่

$X_r$  = ค่ารีแอคแตนซ์ต่อเฟส ขณะโรเตอร์อยู่กับที่

$f_r$  = ความถี่ของโรเตอร์

$f$  = ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์

การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังกลของมอเตอร์จะเกิดขึ้นที่โรเตอร์ ในมอเตอร์เหนี่ยวนำกำลังอินพุทของมอเตอร์ไม่ได้เกิดจากการจ่ายไฟฟ้าให้กับโรเตอร์โดยตรง แต่เป็นการถ่ายทอดกำลังผ่านช่องว่างอากาศ(Air gap) ด้วยการเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าและความถี่ขึ้นใน โรเตอร์ ซึ่งค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสก็คือ  $E_r = SE_2$  ถ้าเอาแรงเคลื่อนจำนวนนี้หารด้วยค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสที่โรเตอร์( $Z_2$ ) ก็จะได้กระแสโรเตอร์ต่อเฟส ( $I_2$ ) ไหลอยู่ในโรเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ได้ดังนี้

$$I_2 = \frac{SE_2}{Z_2} \quad (2.6)$$

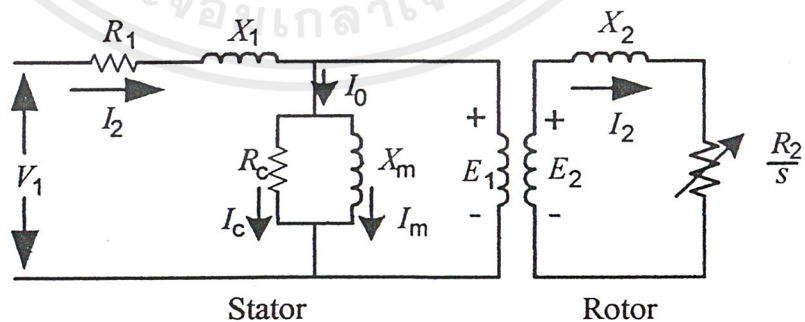
$$= \frac{SE_2}{\sqrt{R_2^2 + S^2 X_2^2}}$$

จากสมการที่ 2.6 ใช้คำนวณหาค่ากระแสโรเตอร์ได้ทั้งขณะมอเตอร์เริ่มหมุน (Start) และเมื่อหมุนอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ก็ได้ โดยขณะเริ่มหมุนให้แทนค่าสลิป  $S = 1$  ลงในสมการ 2.6 กระแสโรเตอร์ขณะมอเตอร์เริ่มหมุนดังนี้

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + jX_2^2}} \quad (2.7)$$

### 2.1.2 วงจรสมมูลย์

เนื่องจากว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำนี้อาศัยหลักการการทำงานเช่นเดียวกับหม้อแปลง จะต่างกันที่ตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่ 2 (Secondary) เคลื่อนที่หรือหมุนได้ ดังนั้นจึงเขียนวงจรสมมูลย์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงธรรมดา ดังรูปซึ่งเป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.1 เป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

- $X_m$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก
- $X_1$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์
- $X_2$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดโรเตอร์
- $R_1$  คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
- $R_2$  คือ ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์
- $R_c$  คือ ค่าความต้านทานของแกนเหล็ก
- $I_c$  คือ กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก
- $I_m$  คือ กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.1 กระแส  $I_0$  ไหลในขดลวดสเตเตอร์เป็นกระแสส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก(Core loss) และ การสูญเสียในขดลวด(Copper loss) การเปลี่ยนแปลงค่าน้อยมากไม่ว่าโหลดของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างไรก็ตาม ดังนั้นถ้าย้ายวงจรขนานที่  $I_0$  ไหลผ่านมาไว้ที่ต้นทางของวงจรสมมูลย์จะทำให้วิเคราะห์ทฤษฎีที่เกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำง่ายขึ้นโดยมีเหตุผลดังนี้คือ

1. การย้ายวงจรขนานที่กระแส  $I_0$  ไหลผ่านนี้จะทำให้ค่าที่ได้จากการคำนวณคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อยเพราะ  $R_1$  และ  $X_1$  มีค่าค่ามากเมื่อเทียบกับ  $X_m$  แต่จะได้วงจรสมมูลย์ที่พิจารณาง่าย

2. วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงไฟฟ้าขณะไม่มีโหลดจะไม่คิดค่า  $I_0$  ซึ่งเป็นส่วนประกอบเล็ก ๆ เมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่พิกัด แต่ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำเช่นนั้นไม่ได้ เพราะค่า  $I_0$  มีค่าถึง 30-50% ของกระแสไฟฟ้าที่พิกัด ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม  $X_m$  เป็นจำนวนมากจึงต้องคงค่า  $X_m$  ไว้ในวงจรสมมูลย์

วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถย้ายข้างรวมกันได้ ถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิกับขดลวดทุติยภูมิ ในทำนองเดียวกันถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดที่สเตเตอร์กับ โรเตอร์(Turn ratio :  $a$ ) ก็จะสามารถย้ายค่าในวงจรสมมูลย์ของขดลวดทั้งสองมารวมกันได้เช่นกัน

ในที่นี้ต้องการย้ายค่าของวงจรเทียบเคียง โรเตอร์มายังวงจรเทียบเคียงสเตเตอร์ซึ่ง  
หาค่า ต่าง ๆ ของวงจรสมมูลย์ได้ดังนี้คือ

$$E'_2 = aE_2 = E_1 \quad (2.8)$$

เมื่อ  $E'_2 =$  แรงดันไฟฟ้าขณะ โรเตอร์อยู่กับที่ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$I'_2 = \frac{I_2}{a} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $I'_2 =$  กระแสของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$R'_2 = a^2 R_2 \quad (2.10)$$

$$X'_2 = a^2 X_2 \quad (2.11)$$

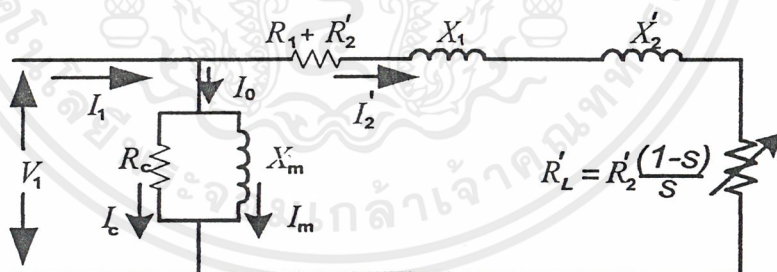
เมื่อ  $R'_2 =$  ความต้านทานของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$X'_2 =$  รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

จากรูปที่ 2.1 ค่าของ  $\frac{R_2}{S}$  สามารถแยกเทอมออกได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{S} &= R_2 + \frac{R_2}{S} + R_2 \\ &= R_2 + R_2 \frac{(1-S)}{S} \end{aligned} \quad (2.12)$$

นำค่าที่ได้จากสมการที่ 2.8 – 2.12 มาเขียนวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
ได้ดังรูป



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์แบบใกล้เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.2 ส่วนโหลดความต้านทาน  $R'_L$  มีค่าเท่ากับ

$$R'_L = R_2 \frac{(1-S)}{S} \quad (2.13)$$

### 2.1.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลย์

$$\text{กำลังขาเข้าของมอเตอร์} \quad P_{in} = 3V_1 I_1 \cos \theta \quad (2.14)$$

$$\text{กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์} \quad P_s = 3I_1^2 R_1 \quad (2.15)$$

$$\text{กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศ(air gap)} \quad P_g = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.16)$$

$$\text{กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์} \quad P_{lr} = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \text{กำลังไฟฟ้าขาออก} \quad P_o &= P_g - P_{lr} \\ &= \frac{3I_2'^2 R_2' (1-S)}{S} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\text{กำลังที่เพลา} \quad P_{sh} = P_o - P_{fw} \quad (2.19)$$

$P_{fw}$  คือ กำลังที่สูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและกำลังลมต้าน

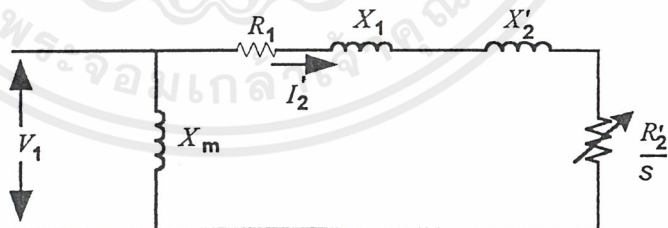
$$\text{แรงบิดของมอเตอร์} \quad T_e = \frac{P_o}{\omega_r} = \frac{3I_2'^2 R_2' (1-S)}{S(1-S)\omega_s} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{S\omega_s} \quad (2.20)$$

$$\text{ซึ่ง} \quad \omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} = \frac{2\pi \left[ \frac{120f}{P} \right]}{60} = \frac{4\pi f}{P} \quad (2.21)$$

โดย  $p$  คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์

แทนสมการที่ 2.21 ในสมการที่ 2.20 จะได้

$$\text{แรงบิดของมอเตอร์} \quad T_e = \frac{3I_2'^2 R_2' P}{4\pi f S} \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.3 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลย์ที่อยู่ในรูปที่ 2.1 สามารถทำให้ง่ายขึ้นดังในรูปที่ 2.3 ซึ่งกระแส  $I_2'$  สามารถหาได้ดังนี้

$$I'_2 = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{S}\right)^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (2.23)$$

สามารถหาค่าสลิปที่แรงบิดสูงสุดจากสมการคิฟเฟอเรนเชียลได้

$$S_m = \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (2.24)$$

เมื่อไม่คำนึงถึงผลของพารามิเตอร์ทางด้านสเตเตอร์คือ  $R_1$  และ  $X_1$  ซึ่งไม่มีผลต่อผลรวมของกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$I'_2 = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{S}\right)^2 + (X'_2)^2}} = \frac{SV_s}{\sqrt{R_2'^2 + S^2 X_2'^2}} \quad (2.25)$$

$$S_m = \frac{R'_2}{X'_2} \quad (2.26)$$

นำสมการที่ (2.25) และ (2.26) แทนในสมการที่ 2.22 จะได้แรงบิดสูงสุดดังสมการ

$$T_m = \frac{3PV_s^2}{8\pi f X_2'} \quad (2.27)$$

โดยที่

$$\omega = 2\pi f$$

$$X_2' = 2\pi f L_2$$

ทำการแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการ 2.27 จะได้

$$T_m = \frac{3P \left(\frac{V_s}{f}\right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.28)$$

จะเห็นว่าแรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ก็ต่อเมื่อ  $(V_s / f)$  หรือ  $\phi$  คงที่ เนื่องจากความสัมพันธ์  $V_s \approx E$  และจาก  $E = k\phi f$  หรือ  $E/f = k\phi$  นั้นเอง ทำให้ได้ว่าการควบคุมความเร็วโดยการให้แรงบิดคงที่สามารถทำได้โดยรักษาให้  $E/f$  มีค่าคงที่นั่นเอง

## 2.2 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

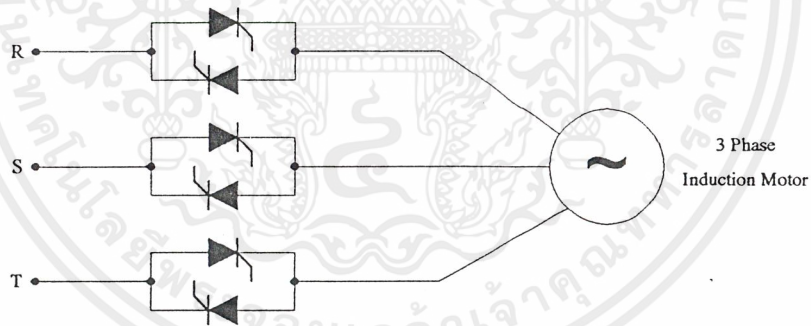
วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้ เมื่อพิจารณาจากสมการความเร็วของมอเตอร์สมการที่ (2.29) ซึ่งมาจากสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$N_r = (1-S) \frac{(120f)}{p} \quad (2.29)$$

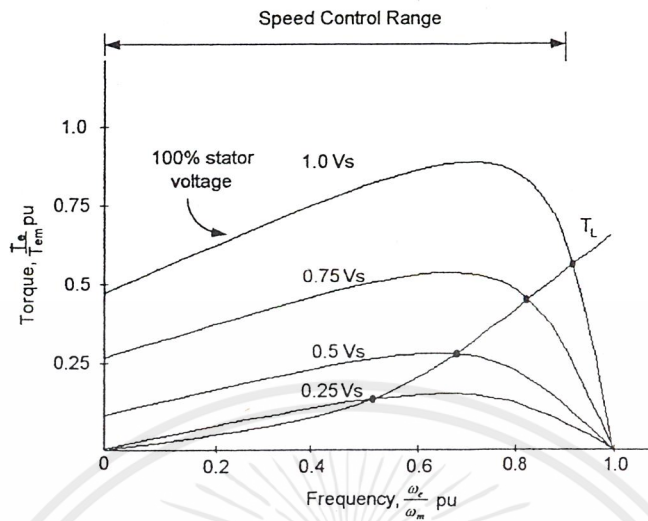
ดังนั้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแรงดันไฟฟ้า( $f$ ) สลิตของโรเตอร์( $s$ )และจำนวนขั้วของสเตเตอร์( $p$ ) วิธีที่ง่ายที่สุดคือการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์เพราะจะทำให้การควบคุมมีความต่อเนื่อง ในขณะที่การควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของมอเตอร์จะทำได้จำกัดและไม่ต่อเนื่อง และใช้ได้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษเท่านั้น ส่วนการควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมสลิตจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิต

### 2.2.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์

การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ จะควบคุมความเร็วได้ในช่วงแคบ และไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด - ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากการควบคุมแรงดันสเตเตอร์นี้แสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งแรงบิดจะเปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้ขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ วงจรการควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรการควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์



รูปที่ 2.5 แสดงกราฟแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการควบคุมแรงดันของสเตเตอร์จะใช้การควบคุมแบบควบคุมเฟส(Phase Control) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.4 เป็นวิธีที่ทำได้ง่ายและมีราคาถูกแต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าของสลลิป( $s$ ) นอกจากนี้แล้วการสูญเสียในสเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์ เมื่อสลลิปเพิ่มขึ้นทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งแรงบิดจะลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำเพราะมีค่าสลลิปสูง นอกจากนี้วิธีนี้ยังทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นทั้งใน AC LINE และในตัวมอเตอร์เอง ทำให้มีการสูญเสียเพิ่มมากขึ้นและยังทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์(Power factor)ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกกว่าประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้กับโหลดที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นต่ำ เช่น พัดลมหรือปั๊ม ซึ่งจะมีแรงบิดเพิ่มตามความเร็วกำลังสองทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น

### 2.2.2 การควบคุมสลลิปเพาเวอร์(Slip Power Control)

การควบคุมวิธีนี้จะทำโดยการควบคุมกำลังในโรเตอร์ซึ่งจะได้สมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังออก( $P_{mech}$ ) และกำลังสูญเสียในโรเตอร์( $P_r$ ) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยัง โรเตอร์(แอร์แกปเพาเวอร์ :  $P_g$ ) ดังนี้

$$P_{mech} = (1-S)P_g \quad (2.30)$$

$$P_r = SP_g \quad (2.31)$$

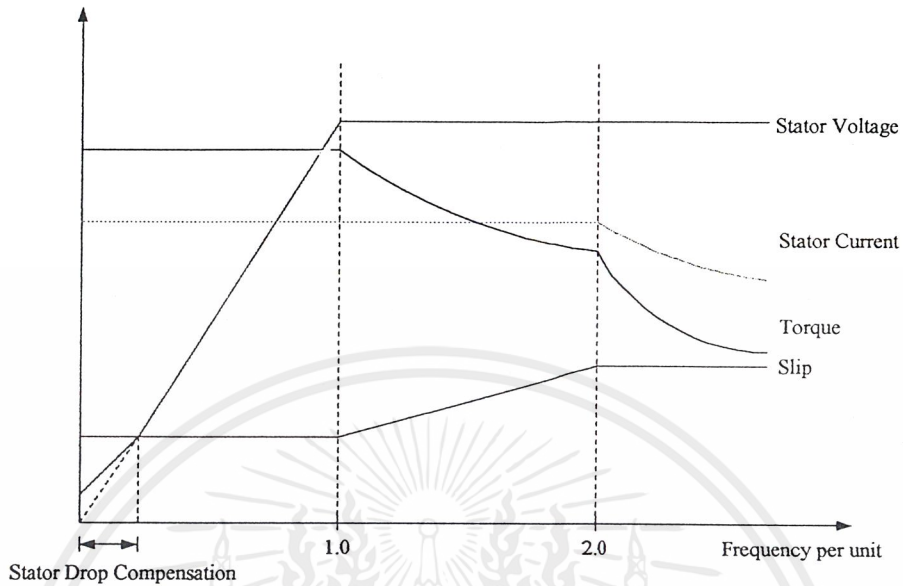
$$\frac{P_g}{P_{mech}} = \frac{S}{(1-S)} \quad (3.32)$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่า ถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังออกของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมสลลิปของโรเตอร์ได้เช่นในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบวาร์โรเตอร์ การควบคุมสลลิปของโรเตอร์ทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับวงจรรโรเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้ว่าจะทำได้ง่ายแต่มีข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพ โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ หรือที่ค่าสลลิปสูง ๆ ดังเห็นได้จากอัตราส่วนของโรเตอร์เพาเวอร์(Rotor Power Ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังออก( $P_{mech}$ ) กับกำลังเข้าของโรเตอร์  $P_g$  ตามสมการที่ 2.33

$$\text{Rotor Power Ratio} = \frac{P_{mech}}{P_g} = (1-S) \quad (2.33)$$

การที่ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำในย่านความเร็วต่ำ เนื่องจาก( $P_r$ ) เพิ่มขึ้นตามสลลิป อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมสลลิปเพาเวอร์นั้นสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ โดยจะเห็นจากหลักการเดิมว่าการปรับสลลิปจะทำให้ความต้านทานของโรเตอร์ แต่จะทำให้เกิดการสูญเสียในรูปความร้อนสูงจึงเปลี่ยนมาเป็นการควบคุมสลลิปแบบป้อนกลับพลังงานแทน(slip Energy-recovery) ดังรูปที่ 2.6





รูปที่ 2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน, แรงบิด, กระแสเตเตอร์กับความถี่

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติสลิปต่ำ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็วมอเตอร์จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กในแอร์แกปที่อยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งการที่จะเปลี่ยนความเร็วซิงโครนัสสามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ การเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์อย่างเดียวนี้จะทำให้สนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์ลดลงด้วย สังเกตได้จากสมการที่ 2.34

$$E = 4.44Nf\phi$$

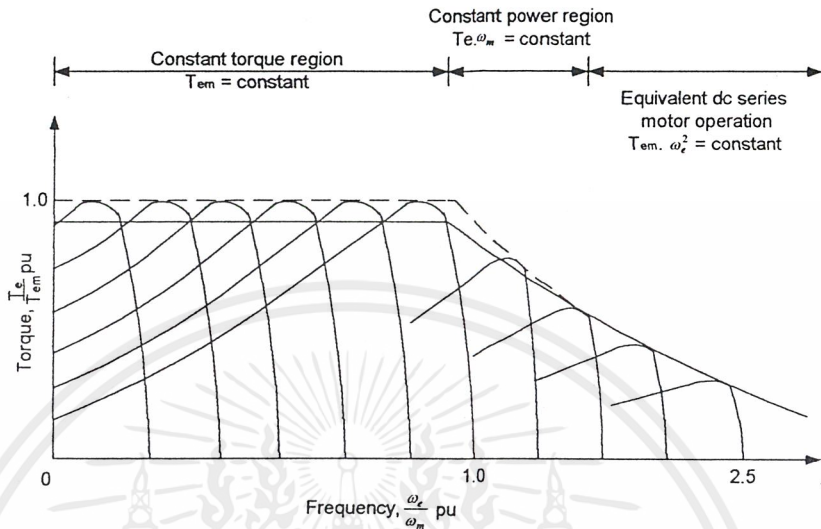
$$\phi \propto \frac{E}{f} \quad (2.34)$$

จากสมการ (2.28)

$$T_m \propto \left(\frac{E}{f}\right)^2 \propto \phi^2 \quad (2.35)$$

เมื่อแอร์แกปลักซ์ลดลงจะทำให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์ลดลง แต่ในการที่จะรักษาสถาณแม่เหล็กในแอร์แกปและแรงบิดสูงสุดให้คงที่ จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่ด้วยเพื่อรักษาความสัมพันธ์ของ  $\frac{E}{f}$  ให้คงที่เพื่อให้แรงบิดสูงสุดคง

ที่นั่นเอง แต่การควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีแรงบิดสูงสุดคงที่ จะทำได้ในย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วพิกัดดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 กราฟแสดงแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบ VVVF

ในย่านความถี่ต่ำ การรักษาให้  $\frac{E}{f}$  คงที่จะไม่เพียงพอที่จะทำให้แรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำ ๆ ค่าความต้านทานของสเตเตอร์จะมีค่าสูงขึ้นทำให้แรงดันตกคร่อมสูง เป็นผลให้มีการสูญเสีย ดังนั้นจะต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นไปตามเส้นทึบของกราฟรูปที่ 2.7 แทนการเปลี่ยนแปลงตามเส้นประ ซึ่งเป็นกราฟ  $\frac{E}{f}$  คงที่

ส่วนในย่านความถี่สูงกว่าความถี่พิกัด จะไม่สามารถรักษาแรงบิดให้คงที่ได้เนื่องจากไม่สามารถเพิ่มแรงดันให้มากกว่าแรงดันที่พิกัดได้เพราะจะเกิดความเสียหายแก่มอเตอร์ได้ ดังนั้นจึงต้องคงที่แรงดันไว้ที่พิกัด เป็นเหตุให้แรงบิดสูงสุดลดลงเนื่องจากการลดลงของสนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.7 การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังออกสูงสุดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าคงที่ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็กเรียกว่าเป็นการทำงานในย่านกำลังคงที่ (Constant Power Region) หรือ (Field Weakening Region) เนื่องจากการควบคุมความเร็วด้วยวิธีนี้จะเป็นการแปรเปลี่ยนทั้งความถี่และแรงดัน ทำให้สามารถเร่งความเร็วจากศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการโดยมีทอร์คสูงสุดคงที่ได้

แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ไม่ได้เป็นรูปไซน์ ดังนั้นมอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในแอร์แกนด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กที่เกิดมาจากความถี่พื้นฐาน(Fundamental Frequency)มาก แต่แรงดันฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น

### 2.3 คุณสมบัติระหว่าง แรงบิด – ความเร็ว

เมื่อความถี่สลิป  $f_{sl}$  มีค่าต่ำๆ และฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ  $\phi_{ag}$  นั้นคงที่แล้ว ดังนั้นแรงบิดทางกลจะมีความสัมพันธ์เป็น  $T_{em} = k_1 \phi_{ag} I_r \sin \delta$  โดยที่มุม  $\delta$  คือมุมระหว่างกระแสโรเตอร์และกระแสแมกนีโตซึ่งและ เมื่อความสัมพันธ์ของกระแสโรเตอร์เป็น  $I_r = k_2 \phi_{ag} f_{sl}$  จะส่งผลให้แรงบิดมีความสัมพันธ์เป็น  $\therefore T_{em} = k_3 \phi_{ag}^2 f_{sl} \sin \delta$  โดยที่  $\sin \delta \approx 1$  เมื่อ  $f_{sl}$  มีค่าต่ำๆ ดังความสัมพันธ์ข้างต้นจะได้ว่า

$$T_{em} = k_9 f_{sl} \quad (2.36)$$

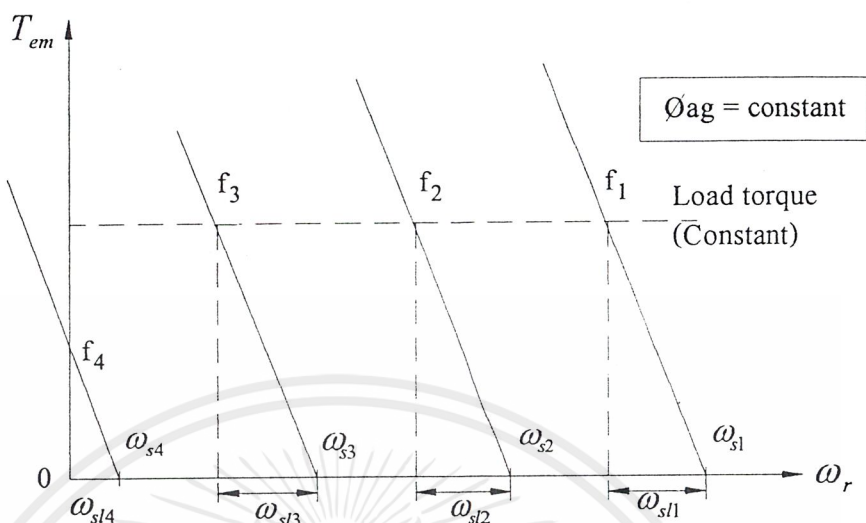
เมื่อ  $\omega_{sl} = S \omega_s$   
 และ  $= \frac{f}{f_{sl}} \omega_s = \frac{f}{f_{sl}} \left( \frac{2}{P} \omega \right) = \frac{f}{f_{sl}} \left( \frac{2}{P} (2\pi f) \right)$   
 ดังนั้น

$$\omega_{sl} = \frac{4\pi}{P} f_{sl} \quad (2.37)$$

ดังนั้นจึงประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วมอเตอร์ได้เป็น

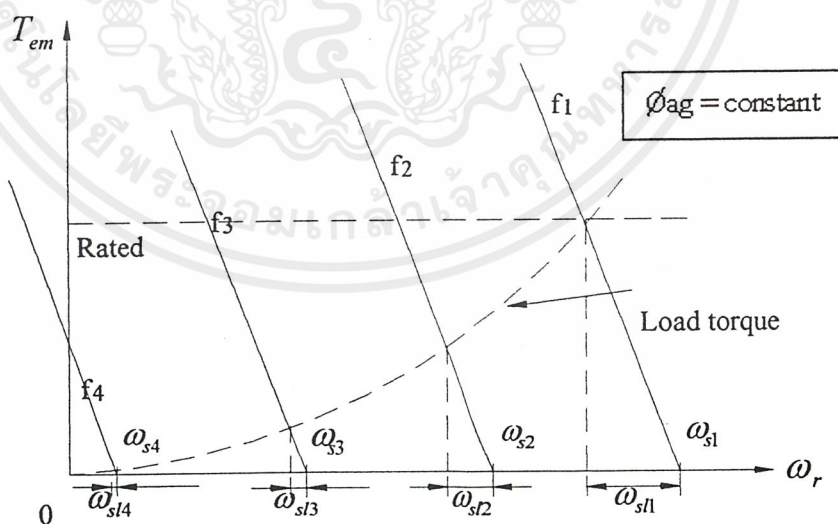
$$T_{em} \approx k_{10} \omega_{sl} \quad (2.38)$$

ถ้านำความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.36-2.38 ไปพิจารณาจะได้กราฟที่มีลักษณะดังรูป 2.9 พิจารณาที่  $f_1$  และ  $f_2$  จะมีความเร็ว Synchronous เป็น  $\omega_{s1}$  และ  $\omega_{s2}$  ตามลำดับซึ่งขึ้นอยู่กับ  $f_1$  หรือ  $f_2$  ถ้าแรงบิดที่ขับโหลดมีค่าเท่ากัน จะได้ว่า  $\omega_{s1} = \omega_{s2}$  ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงบิดกับความเร็วดังรูป แรงบิดและความเร็วมอเตอร์จะมีค่าเท่ากันทุกความเร็ว เพียงแต่เป็นการเลื่อนความเร็ว Synchronous ขนานกันไปตามแนวแกนอนเท่านั้นเอง



รูปที่ 2.9 กราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่สลลิปมีค่าต่ำโดยที่ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ  $\phi_{ag}$  และภาระแรงบิดคงที่

โปรดสังเกตว่า ถ้าแรงบิดขับโหลดมีค่าคงที่ ความถี่ในวงจรรโรเตอร์(ทั้ง กระแสและแรงดัน) จะมีค่าคงที่ด้วย ดังนั้นจากสมการ  $f_{sl} = Sf$  ก็หมายความว่าถ้า  $f$  ต่ำลง Slip ต้องมีค่าสูงขึ้น เพื่อให้  $f_{sl}$  มีค่าคงที่ และจาก  $\%P_r = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}}$  ก็หมายความว่าถ้า  $f$  ลด  $f_{sl}$  คงที่  $\%P_r$  จะเพิ่มขึ้นนั่นเอง

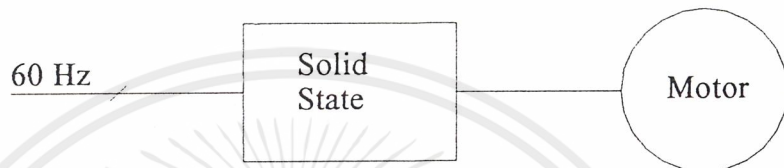


รูปที่ 2.10 กราฟคุณสมบัติของแรงบิดกับความเร็วเมื่อแรงบิดเปลี่ยนแปลงตามความเร็วกำลังสอง(เช่น โหลดประเภท Centrifugal)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโหลดบางอย่างเช่น Centrifugal Pump , Compressor, พัดลม (ดูรูป 2.10) ซึ่งเป็นโหลดที่มี แรงบิด  $\propto (Speed)^2$  กรณีแบบนี้ทั้ง  $f_{sl}$  และ S จะลดลงทั้งคู่ เมื่อลดความถี่  $f$  ลง ดังนั้น การสูญเสียในวงจร โรเตอร์จึงมีค่าต่ำเนื่องจากกระแสโรเตอร์ไหลน้อยลง

## 2.4 การพิจารณาการเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



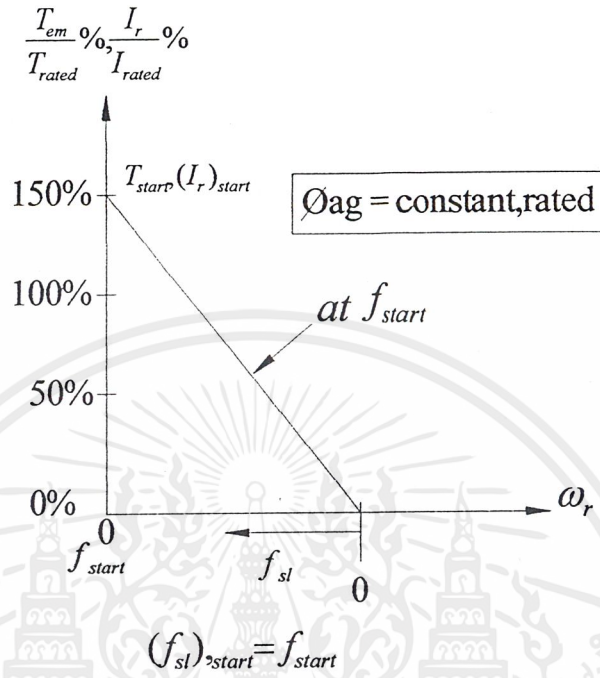
รูปที่ 2.11 แสดงรูปสำหรับพิจารณาการสตาร์ท

จากรูปที่ 2.11 ถ้าเราป้อนความถี่ตรงๆที่ 50 Hz ขณะเริ่มหมุน กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์จะมีค่าสูงมากประมาณ 5-7 เท่าของกระแสพิกัด จะทำให้อุปกรณ์พวก Solid State ชำรุดได้แต่เราสามารถที่จะหลีกเลี่ยงได้โดยจากความสัมพันธ์  $I_r \approx k_5 \phi_{ag} f_{sl}$  เมื่อ  $\phi_{ag}$  คงที่ จะได้ว่า

$$I_r \approx k_{11} f_{sl} \quad I_r = k_{11} f_{sl} \quad (2.39)$$

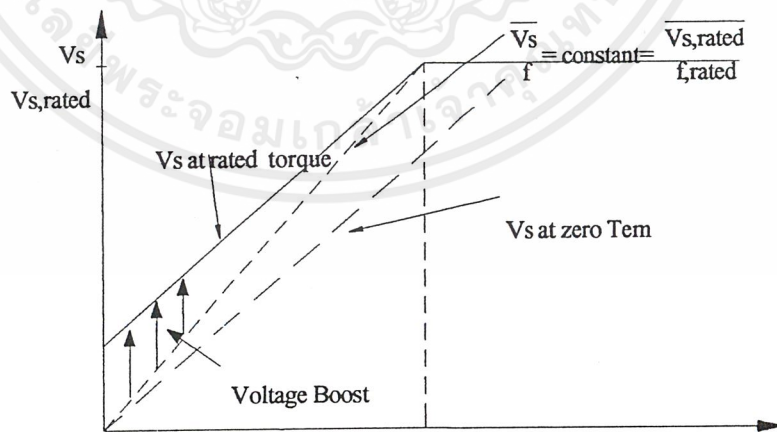
จากความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12

ในขณะที่มีการเริ่มหมุน ความถี่สลลิปจะมีค่าเท่ากับความเร็วเริ่มหมุน ดังนั้นการจำกัดกระแสในวงจร โรเตอร์จึงสามารถที่จะทำได้โดยการเลือกความถี่ขณะเริ่มหมุน ทั้งนี้เนื่องจากเราให้เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศมีค่าคงที่ ดังนั้นกระแสในส่วนที่สร้างเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศจึงมีค่าคงที่ด้วย นั่นคือกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ทั้งหมดจะขึ้นอยู่กับ กระแสในวงจรโรเตอร์นั่นเอง เช่น ถ้าใช้ความถี่ในการเริ่มหมุนต่ำๆ กระแสในวงจรโรเตอร์ก็จะต่ำ ทำให้กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ทั้งหมดต่ำลงไปด้วย



รูปที่ 2.12 รูปแสดงการพิจารณาเลือกความถี่ในการสตาร์ท

2.5 การชดเชยแรงดันเพิ่มเมื่อความถี่ป้อนมีค่าต่ำๆ



รูปที่ 2.13 แสดงความต้องการแรงดันชดเชยเพื่อรักษาฟลักซ์คงที่เมื่อความถี่ต่ำๆ

เมื่อความถี่ป้อนเข้าต่ำลง ผลกระทบของความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์จะไม่สามารถละทิ้งไปได้ถึงแม้ว่าความถี่สลลิปจะมีค่าต่ำก็ตาม ซึ่งสามารถที่จะแสดงให้เห็นได้ดังต่อไปนี้: ในการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไปเทอมของ  $2\pi fL_r$  จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับเทอม  $R_r \frac{f}{f_{sl}}$  ในวงจรสมมูลย์ ดังนั้นกระแสที่ไหลเข้าวงจรโรเตอร์ ( $I_r$ ) จึงอินเฟสกันกับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์ ( $E_{ag}$ ) ถ้าเราใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์เป็นเฟสเซอร์อ้างอิง เนื่องจาก  $\hat{I}_s = I_r + jI_m$  ดังนั้นสามารถที่จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\hat{V}_s \approx [E_{ag} + (2\pi fL_{ls})I_m + R_s I_r] + j[(2\pi fL_{ls})I_r - R_s I_m] \quad (2.40)$$

เทอมที่สองทางด้านขวามือของสมการที่ 2.36 จะเป็นส่วนที่ตั้งฉากกันกับ  $V_s$  ซึ่งจะไม่มีส่วนต่อขนาดของ  $V_s$  มากนักดังนั้นจึงสามารถที่จะละทิ้งไปได้นั่นคือ

$$V_s \approx [E_{ag} + (2\pi fL_{ls})I_m + R_s I_r] \quad (2.41)$$

- เมื่อ  $\phi_{ag}$  คงที่  $E_{ag}$  จึงแปรผันไปตามความถี่ที่ป้อน ( $E_{ag} = k_3 \phi_{ag} f$ )

- และถ้า  $\phi_{ag}$  คงที่  $I_m$  ก็จะมีค่าคงที่ด้วย

จากสมการที่ 2.41 จึงเขียนได้ว่า

$$V_s \approx k_{13} f + R_s I_r \quad (2.42)$$

- ถ้า  $f$  สูงๆ  $R_s I_r$  จะไม่มีผลมากนัก ละทิ้งไปได้จึงประมาณ  $V_s \approx E_{ag}$

- ถ้า  $f$  ต่ำๆ  $R_s I_r$  จะมีผลมากขึ้น ละทิ้งไม่ได้จึงต้องเพิ่มแรงดันป้อนเพื่อให้อัตราส่วน  $\frac{E_{ag}}{f}$  คงที่ เพื่อรักษาแรงบิดให้คงที่ที่พิกัด

## 2.6 ความสามารถของมอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้ความเร็วต่ำกว่าและเหนือกว่าความเร็วพิกัด

ถ้าการควบคุมความเร็วทำโดยการควบคุมทั้งแรงดันและความถี่ไปด้วยกันจะเป็นการควบคุมความเร็วที่ต่ำกว่าพิกัด แต่เนื่องจากโครงสร้างของมอเตอร์เหล่านี้ค่อนข้างแข็งแรง ดังนั้นเราจึงสามารถที่จะควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้สูงเกินกว่าพิกัดได้ถึง 2 เท่า โดยไม่มีปัญหาในเรื่องทางกล

### 2.6.1 การควบคุมความเร็วต่ำกว่าพิกัด(Constant Torque region)

เมื่อความถี่สลลิปมีค่าต่ำและ เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศมีค่าคงที่โดยการควบคุมให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ มอเตอร์จะสามารถรับโหลดได้ด้วยแรงบิดคงที่

ที่ค่าพิกัด มอเตอร์จะดึงกระแสเต็มที่ที่พิกัด ดังนั้นจึงเรียกการทำงานย่านนี้ว่า ย่านแรงบิดคงที่ (Constant torque region) และในย่านนี้ความถี่สลิป จะมีค่าเท่ากับค่าความถี่สลิปที่พิกัดตลอดย่านความเร็วด้วย และที่สำคัญจาก  $P_r = 3R_r I_r^2$  เมื่อกระแสโรเตอร์คงที่จึงกล่าวได้ว่าการสูญเสียที่ทองแดงในขดลวดโรเตอร์มีค่าคงที่ด้วย ดังนั้นในย่านนี้จึงมีปัญหาในเรื่องของการระบายความร้อนเมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วต่างๆ ถ้าจะให้ดีจึงควรจะติดพัดลมระบายความร้อนแยกไว้ต่างหาก ส่วนในโพลประเภท Centrifugal Pump นั้นจะไม่ค่อยมีปัญหาในเรื่องนี้เท่าไรนักเนื่องจากการต้องการแรงบิดจะต่ำลงเมื่อความเร็วลดลง

### 2.6.2 การควบคุมความเร็วเหนือกว่าพิกัด (Constant power region)

ถ้าเราป้อนความถี่ให้สูงกว่าความถี่ที่พิกัดจะสามารถปรับความเร็วให้สูงกว่าความเร็วที่พิกัดได้ แต่ว่าแรงดันจะป้อนขึ้นตามด้วยไม่ได้เพราะขณะนี้แรงดันถึงพิกัดแล้ว ดังนั้น  $V_r$  จึงคงที่ และเมื่อแรงดันป้อนคงที่ แต่เพิ่มเฉพาะความถี่ดังนั้นจะทำให้เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศลดลงไป ( $\phi_{ag} \approx \frac{V_r}{f}$ ) มีผลทำให้แรงบิดลดลงตามไปด้วย และจาก  $P_{em} = \omega_r T_{em}$  เมื่อ  $\omega_r$  เพิ่มขึ้นตามความถี่ แต่  $T_{em}$  ลดลงเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศลดลงดังนั้นจึงเรียกการทำงานย่านนี้ว่า ย่านกำลังคงที่ (Constant Power) ย่านการทำงานนี้ในทางปฏิบัติมอเตอร์จะจ่ายกำลังได้สูงกว่าพิกัดเพราะ

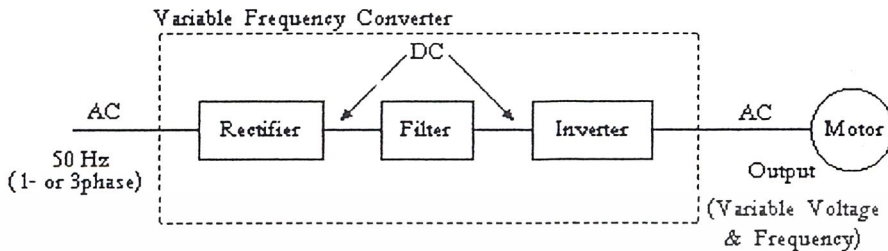
1. เมื่อ  $I_m$  ลดลงเพราะ  $\phi_{ag}$  ลดลง ขณะที่  $I_r$  เท่าเดิมที่พิกัด  $I_r$  จึงเพิ่มขึ้นดังนั้นแรงบิดและกำลังจึงเพิ่มขึ้น
2. เนื่องจาก  $I_m$  ลดลง Core loss ก็จะลดลงด้วยและระบบการระบายความร้อนก็จะดีขึ้น

### 2.7 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟและมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมี คุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาท์พุทเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ

3. สามารถจ่ายกระแสได้ตามพิกัดที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในรูปที่ 2.14 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้า เอซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน ดีซี โดยการใช้เร็คติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled Or Uncontrolled Rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็น เอซี ที่สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของ อินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ประเภท คือ

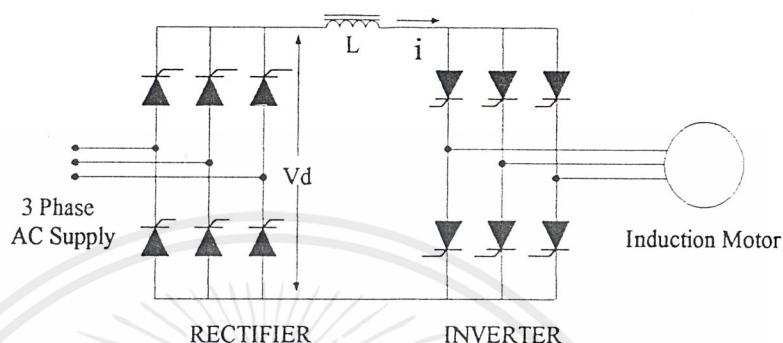
- 1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current-Source Inverter : CSI)
- 2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของกระแส และ แรงดันที่แตกต่างกัน และเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

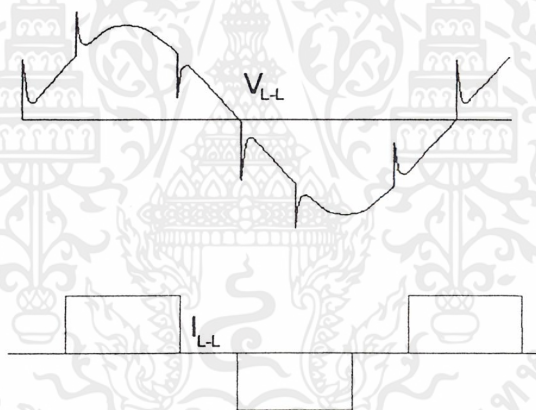
### 2.7.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI)

วงจรกำลังของแหล่งจ่ายกระแส(Current source) อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.10 จะประกอบด้วยไทรสเตอร์เร็คติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้ โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจาก Voltage-source Inverter และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุท จะขึ้นอยู่กับแพทเทิร์น(Pattern)ของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจจะเป็น 6 สเต็ป หรือ พัลส์บวลิวม ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาต์พุทจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์

(ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากแบบจ่ายแรงดันในเรื่องของรูปคลื่น) นอกจากนี้ แรงดันทางค้ำานเอาท์พุทจะยังเกิดสไปรค์ เนื่องจากการคอมมิวเตทด้วย



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.16 แสดงแรงดันและกระแสทางค้ำานเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

ถึงแม้ว่า จะมีข้อดีมากมายดังที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายกระแส (Current-Source Inverter) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมากคือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ค่อนข้างต่ำและไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้โหลด ซึ่งต้องมีกระแสโหลดอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ขนาดของดีซีลิงค์อินดักแตนซ์ และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทจะใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างมีราคาแพง การตอบสนองของไคร์ฟนี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการมีเสถียรภาพที่โหลดต่ำ

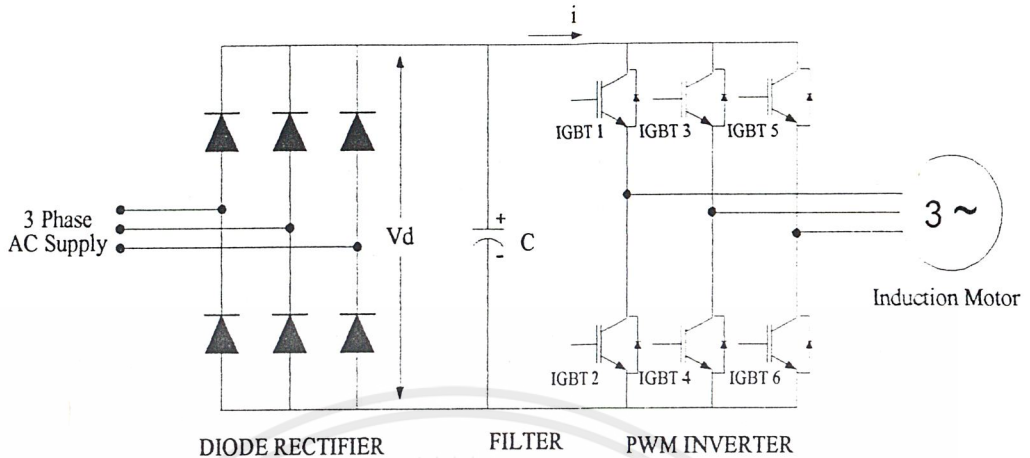
### 2.7.2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

โครงสร้างแรงดันคิซึลิ่งที่มีขนาดตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของ อินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลดและ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ 6-สแต็ปอินเวอร์เตอร์และพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดันคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง ส่วนข้อเสียมักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในกึ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรถอดเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

ในที่นี้จะขอกกล่าวเพียงชนิด พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์เท่านั้น ทั้งนี้เพราะในการศึกษาครั้งนี้เป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งโดยทั่วไปจะไม่นิยมใช้อินเวอร์เตอร์ชนิด 6-สแต็ป เพราะมีข้อเสียมากกว่าชนิดพีดับบลิวเอ็ม

### 2.7.3 พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter)

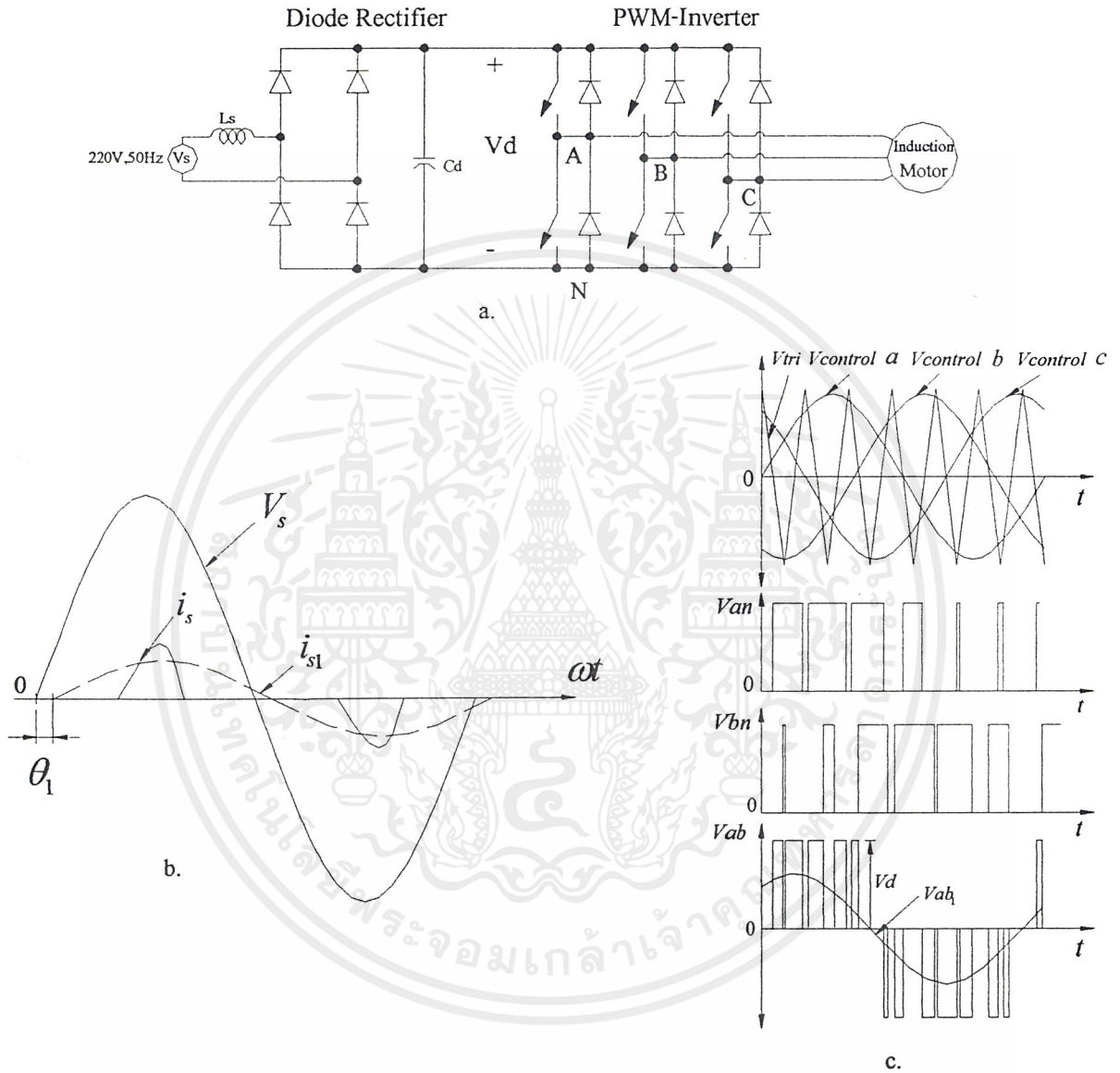
โครงสร้างของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันคิซึลิ่งโดยทั่วไปจะใช้เร็คติไฟเออร์ที่เป็นไดโอด(ทั้ง1เฟสและ3เฟสดังรูปที่ 2.17และ2.18) ทำให้แรงดันของคิซึลิ่งมีค่าคงที่ ซึ่งไม่สามารถควบคุมแรงดันคิซึได้ ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาต์พุทของแรงดันมูลฐาน สามารถควบคุมโดยใช้เทคนิคและความสัมพันธ์ของตัวแปรของพีดับบลิวเอ็มแต่ละชนิด เทคนิคพีดับบลิวเอ็มนี้จะให้แรงดันเอาต์พุทที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำน้อยลง แต่จำนวนครั้งของการสวิตซ์ซึ่งสูงขึ้น ดังนั้นจึงมีปัญหของการสวิตซ์ซึ่งแต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ทำให้แรงบิดเริ่มต้นสูงและลดปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิด



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรกำลังของฟีดแบคอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.18a. เป็นการแสดงลักษณะทางโครงสร้างของ ฟีดแบคอินเวอร์เตอร์แบบ แหล่งจ่ายแรงดัน โดยรับแรงดันไฟฟ้า 1 เฟสจากแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าผ่านไดโอด เร็คติไฟเออร์ซึ่งเป็นวงจรสร้างแรงดันดีซี ป้อนให้กับฟีดแบคอินเวอร์เตอร์และใน ส่วนของฟีดแบคอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุม ทั้งความถี่และแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ หลักการหนึ่งที่ใช้ในการกำหนดสัญญาณควบคุมสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ก็คือ จะใช้การเปรียบเทียบระหว่าง แรงดันควบคุมที่เป็นรูป คลื่นไซน์ 3 เฟส ( $V_{control}$ ) ที่มีเฟสต่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้าและมีคุณสมบัติที่สามารถ ปรับแอมพลิจูดให้แปรผันไปตามความถี่ได้ด้วย โดยจะนำสัญญาณควบคุมนี้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle waveform) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิทช์ซึ่งดัง ที่แสดงในรูปที่ 2.18c จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบไปควบคุมลำดับของ การสับสวิทช์อีกทีเมื่อพิจารณาแรงดันทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ดังที่แสดงในรูปที่ 2.18c. รูปด้านล่างนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุทจะประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่สูง จำนวนมากดังนั้นค่ากระแสเพื่อมอเตอร์ จึงมีค่าต่ำเนื่องจากมอเตอร์จะมีลักษณะแอก แคนช้อยอยู่และกำลังงานสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในลวดทองแดงเนื่องจากแรงดันที่ไม่เป็นไซน์ใน มอเตอร์ จึงต่ำลงไปด้วยเนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์ ลำดับต่ำไม่ปรากฏแต่เนื่องจากแรงดัน ฮาร์โมนิกส์ ที่มีค่าสูงๆนี้ ถ้ามีค่านีการมีคูลดต่ำๆแล้ว จะมีแอมพลิจูดที่สูงมาก เมื่อ เทียบกับพินคาเมนทอล ดังรูปที่ 2.18a และ b ดังนั้นการสูญเสียในแกนเหล็ก (Eddy Current และ Hysteresis ทั้งใน Stator และ Rotor) จะเพิ่มขึ้นมากซึ่งการสูญเสียในแกนเหล็กนี้ทำ ให้มอเตอร์บางตัวอาจมีการสูญเสียโดยรวม สูงกว่า การสวิทช์แบบ Six- step อีกก็เป็นได้

โดยทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับคลาสของมอเตอร์ วัสดุสารแม่เหล็กที่นำมาใช้ทำมอเตอร์ และ ความถี่การสวิตซ์ซิ่ง



รูปที่ 2.18 พีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

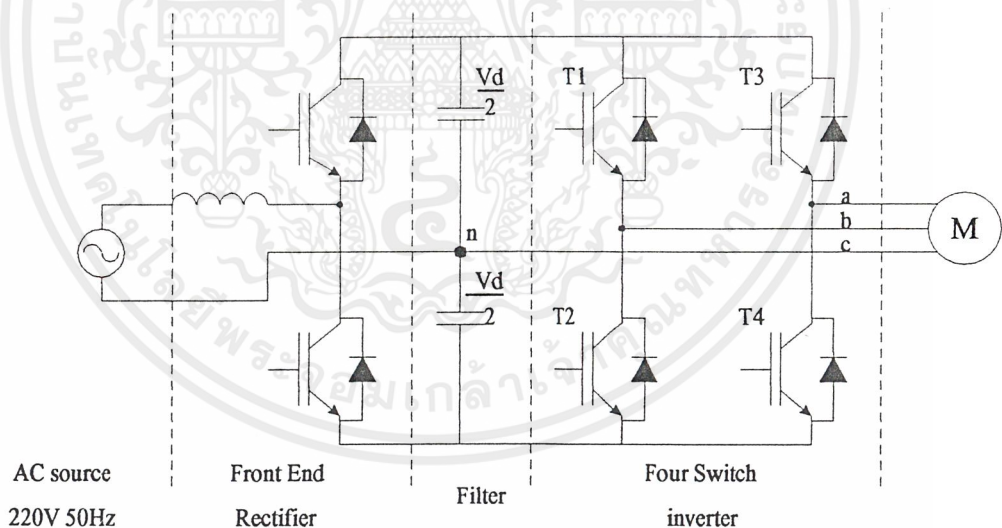
### บทที่ 3

## เทคนิคการสร้างอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์

ในอดีตในการแปลงสัญญาณไฟฟ้า AC จาก 1 เฟส ให้เป็น 3 เฟส นั้น เราจะต้องใช้สวิตช์ 6 ตัว ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้าจาก DC link ให้เป็นสัญญาณ AC แบบ 3 เฟส แต่ในปัจจุบันเราสามารถที่จะใช้สวิตช์ 4 ตัว นำมาสร้างสัญญาณไฟฟ้าแบบ 3 เฟส การลดสวิตช์จาก 6 ตัว ลงมาเป็นสวิตช์ 4 ตัวนั้น จะมีข้อดีหลายอย่างคือจำนวนสวิตช์จะน้อยลงทำให้ขนาดของ Inverter ก็จะเล็กลงและทำให้ค่าความสูญเสีย(losses) ของสวิตช์ลดลงด้วย เพราะจำนวนของสวิตช์น้อยลง

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ 4 ตัว เป็นดังรูปที่ 3.1 โดยสวิตช์ทั้ง 4 ตัว ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายเรกติไฟเออร์และวงจรฟิลเตอร์

หลักการในการสร้างสัญญาณ PWM ที่ใช้ใน 4 สวิตช์ 3 เฟส INVERTER



รูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ 4 ตัว

จากหลักการของไฟฟ้า 3 เฟส เราได้แรงดันเฟสคือ

$$V_a = V_0 \sin \omega t \quad (3.1)$$

$$V_b = V_0 \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (3.2)$$

$$V_c = V_0 \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $V_0$  คือ ขนาดของแรงดันเอาต์พุท

เราสามารถที่จะหาสมการของสวิตช์ที่สร้างแรงดันไลน์ได้โดย

$$V_{ac} = S_1V - S_2V = (S_1 - S_2)V \quad (3.4)$$

$$V_{bc} = S_3V - S_4V = (S_3 - S_4)V \quad (3.5)$$

โดยที่  $S_1 + S_2 = 1$  และ  $S_3 + S_4 = 1$

$$0 \leq S_n \leq 1 \quad \text{โดยที่ } n=1, \dots, 4$$

เราสามารถเขียนสมการข้างต้น เป็นเมทริกซ์ ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ -V_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

สมการข้างต้นนั้นเป็นการบอกคุณลักษณะของแรงดัน เมื่อสวิตช์ตัดต่อ โดยที่  $V_{ac} = (S_1 - S_2)V$  โดยมีเงื่อนไข  $S_1 + S_2 = 1$  เงื่อนไขนี้หมายความว่า  $S_1$  และ  $S_2$  นั้น จะทำงานไม่พร้อมกัน โดยที่ 1 คือ ON, 0 คือ OFF ดังนั้นเมื่อ  $S_1$  ON,  $S_2$  จะ OFF ดังนั้น

$V_{ac}$  จะเท่ากับ  $\frac{vd}{2}$  ในทางตรงกันข้ามถ้า  $S_2$  ON,  $S_1$  จะ OFF  $V_{ac}$  จะเท่ากับ  $-\frac{vd}{2}$

จากรูปที่ 3.1 เราหา  $V_{ac}$  ได้โดย

$$\begin{aligned} V_{ac} &= V_a - V_c \\ &= V_o \sin \omega t - V_o \sin(\omega t + 120^\circ) \\ &= V_o \left[ \frac{3}{2} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \right] \\ &= \sqrt{3}V_o \sin(\omega t - 30^\circ) \end{aligned} \quad (3.7)$$

และสามารถหา  $V_{bc}$  ได้ในทำนองเดียวกันคือ

$$\begin{aligned} V_{bc} &= V_b - V_c \\ &= V_o [\sin(\omega t - 120^\circ) - \sin(\omega t + 120^\circ)] \\ &= -\sqrt{3}V_o \cos \omega t \end{aligned} \quad (3.8)$$

จากกฎของตรีโกณมิติจะได้ว่า

$$\sin\left(-\frac{\pi}{2} + \omega t\right) = -\cos \omega t$$

ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$V_{bc} = \sqrt{3}V_o \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (3.9)$$

จากสมการ  $V_{ac}$  และ  $V_{bc}$  ข้างต้นเราจะพบว่าในการสร้างสัญญาณ PWM นั้นเราต้องนำสัญญาณไซน์ 2 ชุด ที่ต่างเฟสกันกัน 60 องศา มาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อสร้างสัญญาณ PWM นำมาขับสวิตช์ทั้ง 4 ตัว

การควบคุมสวิตช์  $T_1, T_2$  และ  $T_3, T_4$  ในระบบ PWM นั้นเราจะได้แรงดัน  $V_{ac}$  จากสวิตช์  $T_3, T_4$  และ  $V_{bc}$  จากสวิตช์  $T_1, T_2$  เพื่อที่จะสร้างแรงดันแบบสามเฟสสมมูลย์ มุมของแรงดัน  $V_{bc}$  ต้องเลื่อนเฟส ( Shift Phase ) กับ  $V_{ac}$  เป็นมุม  $-60$  องศา ดังนั้นเราจะควบคุมสวิตช์  $T_1$  ถึง  $T_4$  เพื่อที่จะทำให้  $V_{ac}$  มีมุมต่างเฟสกับ  $V_{bc}$  เป็นมุม  $-60$  องศา หรือ  $V_{ca}$  กับ  $V_{bc}$  มีมุมต่างเฟสกัน  $120$  องศา นั่นเองซึ่งทำให้ขนาดแรงดันมูลฐาน ( fundamental ) ของ  $V_{ab}$  เท่ากับแรงดันมูลฐาน ( fundamental ) ของ  $V_{bc}$  และ  $V_{ac}$  ตามกฎของไฟสามเฟส



รูปที่ 3.2 ลูกคลื่นของแรงดันเอาต์พุตทั้ง 3 เฟส

รูปที่ 3.2 แสดงแรงดันเอาต์พุตของ inverter  $V_{ac}, V_{bc}$  และ  $V_{ab}$  โดยที่แรงดัน  $V_{ac}$  และ  $V_{bc}$  จะเป็น 2 ระดับ โดยแกว่งระหว่าง  $\frac{V_d}{2}$  และ  $-\frac{V_d}{2}$  และแรงดัน  $V_{ab}$  จะเป็น 3 ระดับ โดยจะแกว่งระหว่าง  $V_d, 0$  และ  $-V_d$  โดยขนาดของ fundamental ต้องเท่ากันทั้งสามเฟส

การวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุต เนื่องจากความไม่สมมาตรของแรงดันเอาต์พุตที่มีทั้ง 2 ระดับและ 3 ระดับ ให้เกิดฮาร์โมนิกส์ที่เอาต์พุตสังเกตว่าฮาร์โมนิกส์ที่ 3 เท่าของฮาร์โมนิกส์ที่ 1 ไม่สามารถกำจัดออกได้จากแรงดันเอาต์พุตที่เป็นแบบ 2 ระดับ ( bipolar )

เราประมาณแรงดันเอาต์พุต  $V_{ac}$  ให้ประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ที่และลำดับเฟสของฮาร์โมนิกส์ที่ ไม่ใช่ 3 เท่า

$$V_{ac} = V_1 \sin \omega t + V_{trip} \sin n_{trip} \omega t + V_{nseq} \sin n_{seq} \omega t \quad (3.10)$$

เมื่อ

$$n_{trip} = 3, 9, 15, \dots$$

$$n_{nseq} = 5, 11, 17, \dots$$

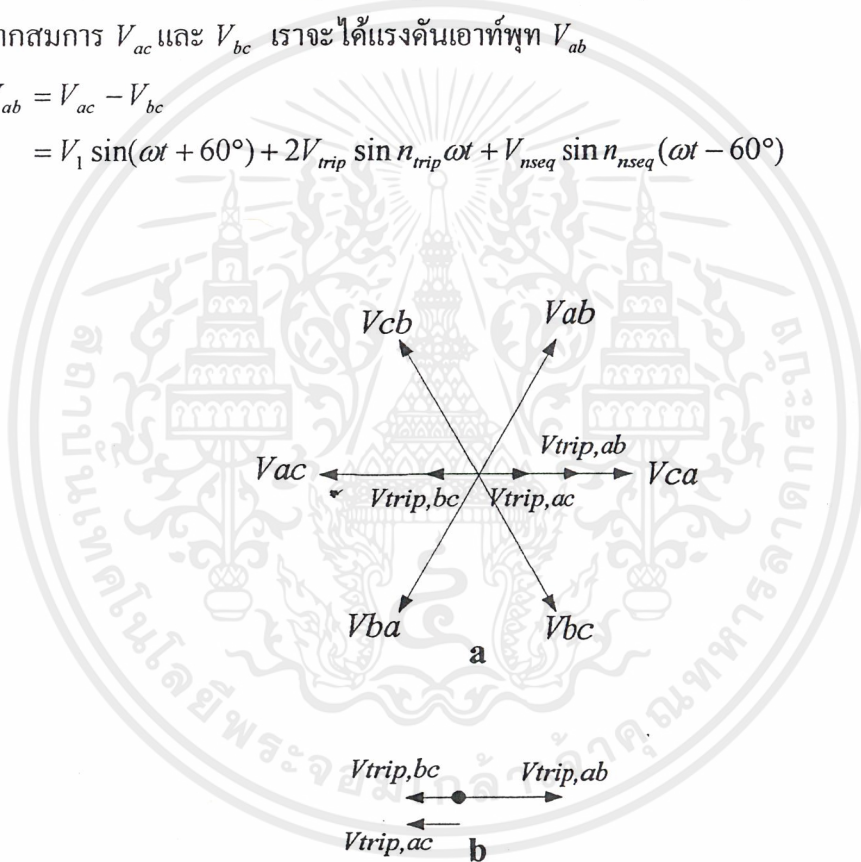
จากสมการ เราสามารถนำมาเขียนแรงดันเอาต์พุต  $V_{bc}$  ได้เป็น

$$V_{bc} \approx V_1 \sin(\omega t - 60^\circ) + V_{trip} \sin n_{trip}(\omega t - 60^\circ) + V_{nseq} \sin n_{nseq}(\omega t - 60^\circ) \quad (3.11)$$

$$= V_1 \sin(\omega t - 60^\circ) + V_{trip} \sin n_{trip}(\omega t - 180^\circ) + V_{nseq} \sin n_{nseq}(\omega t - 60^\circ) \quad (3.12)$$

จากสมการ  $V_{ac}$  และ  $V_{bc}$  เราจะได้แรงดันเอาต์พุต  $V_{ab}$

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ac} - V_{bc} \\ &= V_1 \sin(\omega t + 60^\circ) + 2V_{trip} \sin n_{trip} \omega t + V_{nseq} \sin n_{nseq}(\omega t - 60^\circ) \end{aligned} \quad (3.13)$$



รูปที่ 3.3 (a) เฟสเซอร์ของแรงดันเอาต์พุตและฮาร์โมนิกส์ที่ 3 เท่าของฮาร์โมนิกส์  
(b) ขนาดและเฟสของฮาร์โมนิกส์ที่ 3 เท่าของฮาร์โมนิกส์ในอินเวอร์เตอร์



## บทที่ 4

# การสร้างส่วนประกอบต่างๆ

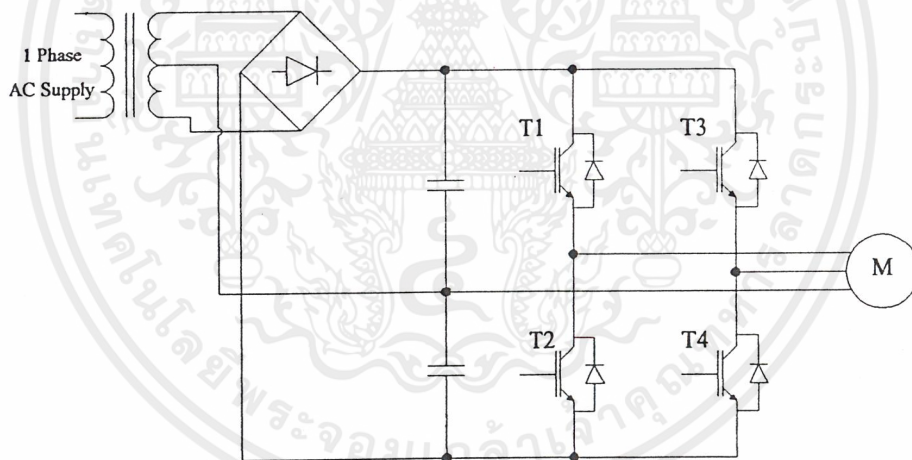
### 4.1 วงจรเพาเวอร์

วงจรเพาเวอร์ประกอบด้วยวงจร Rectifier วงจร filter และวงจร Inverter

วงจร Rectifier จะใช้ Diode Bridge เป็นตัวเรียงกระแสไฟสลับให้เป็นไฟกระแสตรง โดยรับ input จากหม้อแปลงแบบ center tap เพื่อสร้างแรงดันไฟกระแสตรง 3 ระดับ คือ ไฟบวก ไฟลบ และกราวด์

วงจร filter ประกอบด้วย capacitor 2 ตัว โดยต่ออยู่ระหว่างไฟบวกกับกราวด์และกราวด์กับไฟลบ

วงจร inverter จะใช้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเป็น IGBT ซึ่งประกอบด้วยสวิตซ์ 4 ตัว



รูปที่ 4.1 วงจรเพาเวอร์

### 4.2 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง 2 เฟส

การสร้างสัญญาณอ้างอิง 2 เฟส ทำได้โดยการเก็บข้อมูลของสัญญาณอ้างอิงในรูปแบบ look up table ไว้ในหน่วยความจำแบบ อิพรอม โดยที่แต่ละข้อมูลเป็นเลขคี่จិតอลที่แทนแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ที่แทนค่าที่มุมต่างๆค่าความละเอียดของสัญญาณอ้างอิงที่เก็บไว้ ดังนั้นถ้าสมมติว่ามีการเก็บข้อมูลรูปไซน์หนึ่งไซเคิลจำนวน  $2^8$  หรือ 256 ข้อมูล ดังนั้นข้อมูลแต่ละตำแหน่งอยู่ห่างกัน 1.406 องศา ข้อมูลที่จะเก็บในหน่วยความจำนี้เก็บอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหก ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าข้อมูลเหล่านี้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_M \sin \omega t = \frac{V_{ref} R_0}{R_{14}} \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right) - \frac{V_{ref}}{R_B}$$

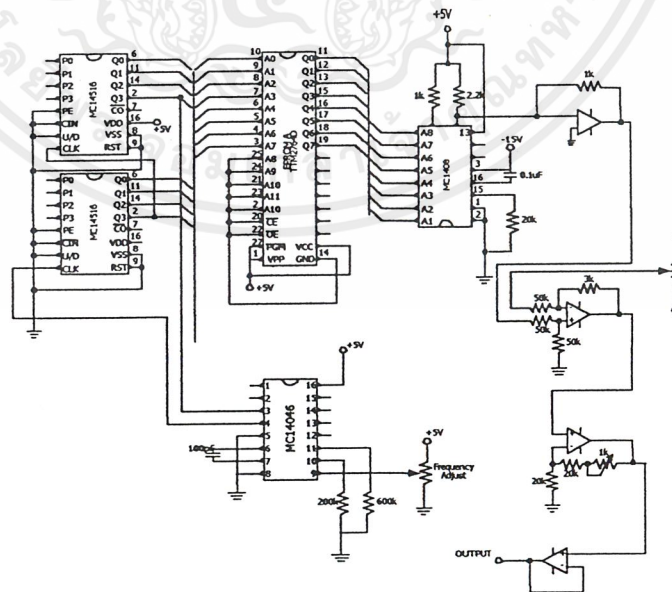
เมื่อ  $V_M$  คือ แรงดันสูงสุดคลื่นไซน์

$V_{ref}$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง

$A_1 - A_8$  คือ ข้อมูลที่คำนวณได้เมื่อแปลงเป็นเลขฐาน 2

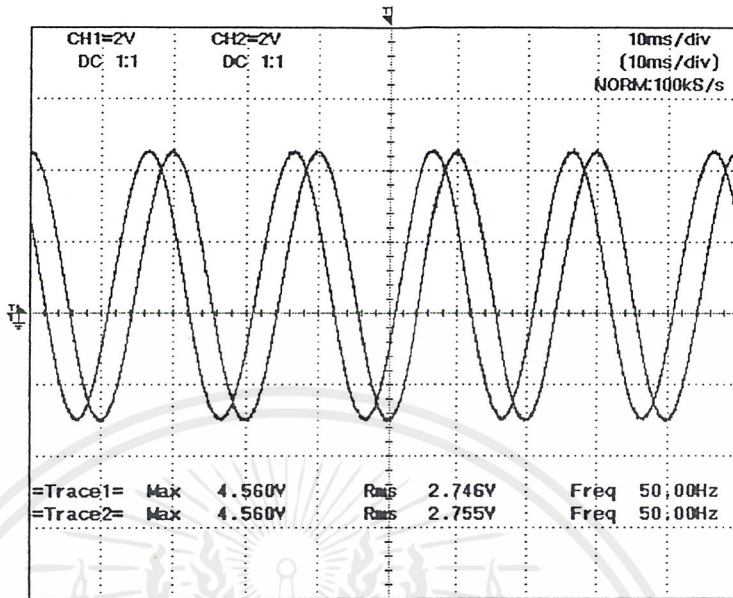
$R_0, R_{14}, R_B$  คือ ค่าความต้านทานโดยที่  $R_B = 2R_{14}$

ค่าของข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลตามตำแหน่งที่อยู่ใน อีพรอม การสร้างสัญญาณอ้างอิง โดยการเก็บค่าไว้ในหน่วยความจำแล้วใช้อ้างอิงแอดเดรสเพื่อเรียกข้อมูลออกมาใช้งาน เป็นวิธีการของการเปิดตาราง ( look-up table ) การอ้างอิงแอดเดรสจะใช้ไอซีเบอร์ 4516 ซึ่งเป็น 8 bit up / down counter เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกา ในการนับนี้จะนับขึ้นจาก 0 ถึง 255 หรือนับลงจาก 255 ถึง 0 ซึ่งเป็นการนับคลื่นอ้างอิงครบหนึ่งไซเคิล ตัวนับจะมีการรีเซ็ตแล้วกลับมาเริ่มนับใหม่เพื่อสร้างคลื่นอ้างอิงไซเคิลถัดไป ในการออกแบบถ้าต้องการสัญญาณไซน์มีความถี่จาก 0-100 Hz จะต้องใช้สัญญาณในการออกสวิตช์ ประมาณ 0-26.5 KHz โดยประมาณ ที่เอาท์พุทของอีพรอม เป็นสัญญาณดิจิทัลจึงต้องเปลี่ยนเป็นสัญญาณอะนาล็อกของรูปไซน์ โดยใช้ DAC ไอซีเบอร์ 1408 ที่สามารถควบคุม voltage command เพื่อปรับเปลี่ยนแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ได้และสัญญาณอะนาล็อกรูปไซน์ที่จะต้องผ่านวงจร current to voltage converter เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอะนาล็อกที่อยู่ในรูปกระแสให้เป็นแรงดันที่เป็นคลื่นไซน์สามารถนำไปใช้งานได้



รูปที่ 4.2 วงจรสร้างสัญญาณ ไซน์จากอีพรอม

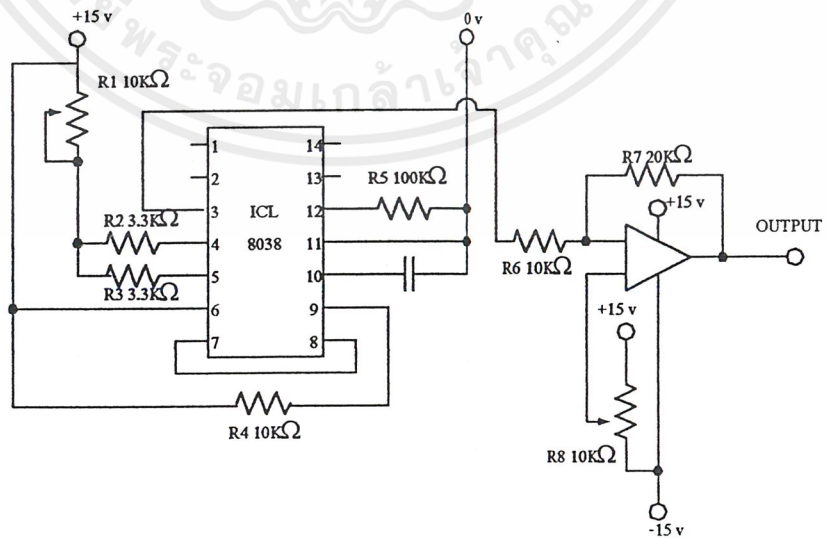
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณไซน์จากอ็พรอม

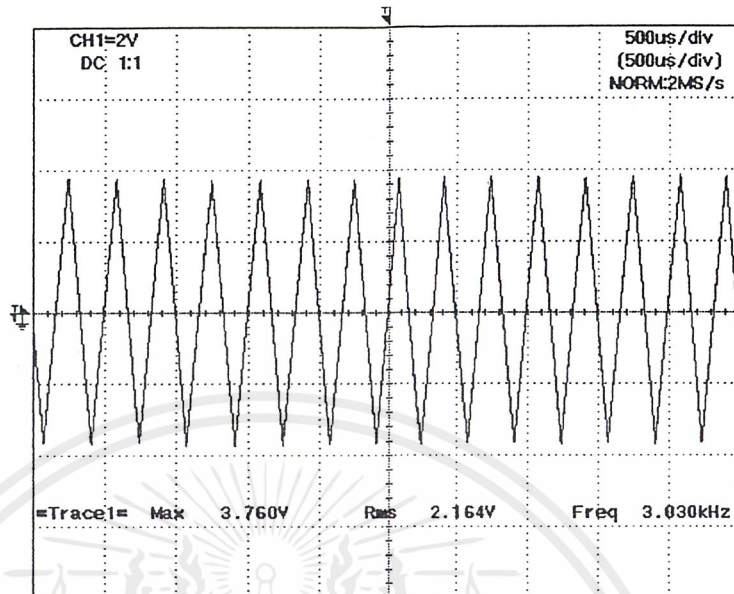
### 4.3 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้ IC 8038 สามารถปรับความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมได้โดยการปรับ R1 ซึ่งจากวงจรสามารถปรับความถี่ได้ในช่วง 1 KHz ถึง 6 KHz โดย R2 และ R3 จะเป็นตัวปรับ Slope ขาขึ้นและขาลงของรูปคลื่นสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งถ้าค่า R2 และ R3 เท่ากันจะทำให้ Slope ขาขึ้นและขาลงเท่ากัน โดยสัญญาณที่ได้จะนำไปผ่าน Op-Amp เพื่อทำการปรับเทียบศูนย์และทำการขยายสัญญาณ ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

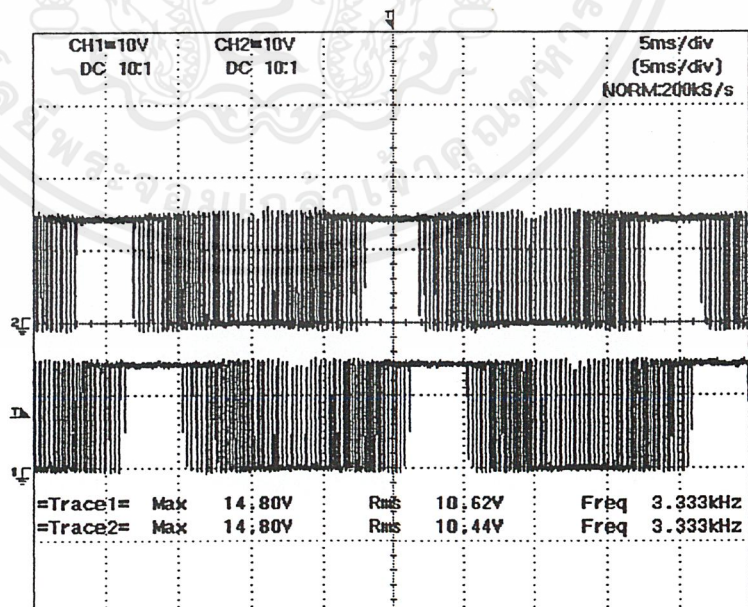
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณสามเหลี่ยม

#### 4.4 ชุดสร้างสัญญาณมอดูเลชัน

เมื่อเราได้สัญญาณอ้างอิงและสัญญาณสามเหลี่ยมแล้ว เราจะทำการผสมสัญญาณ หรือที่เรียกว่าการมอดูเลชัน (Modulation) ในที่นี้เราจะทำการมอดูเลชันสัญญาณอ้างอิง และสัญญาณสามเหลี่ยม โดยใช้ไอซีเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) เบอร์ LM311 โดยรูปของสัญญาณที่มีมอดูเลชันได้จากวงจรแสดงไว้ในรูปที่ 4.6

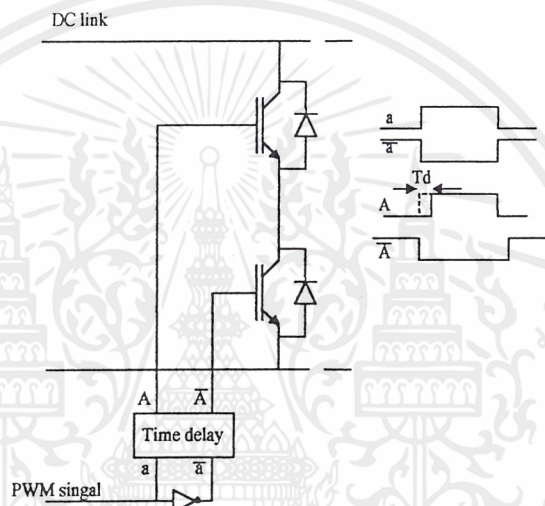


รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณมอดูเลชันทั้งสองเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

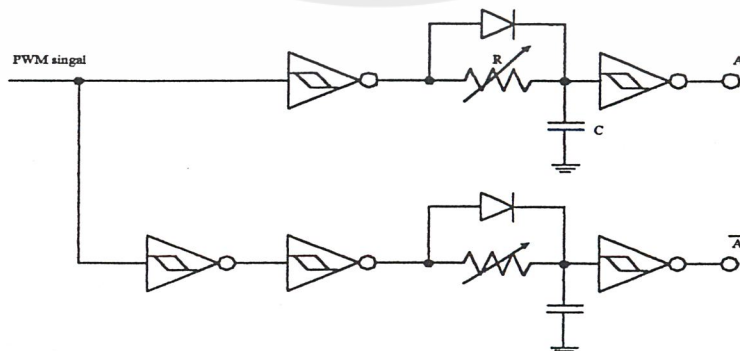
#### 4.5 วงจรล๊อคเอาท์ (Lock Out Circuit)

วงจรล๊อคเอาท์เป็นวงจรที่แยกสัญญาณ ที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ตัวบน และตัวล่างของกิ่ง (Branch) เดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ตามรูปที่ 4.7 โดยมีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตซ์ทั้งสองทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการสับเปลี่ยนการนำกระแสอันเนื่องมาจากผลของเวลาสะสม (Storage Time) ของอุปกรณ์ ซึ่งจะ ทำให้เกิดการลัดวงจรชั่วขณะและอาจทำให้อุปกรณ์สวิตซ์เสียหายได้ หลักการสร้างเดดไทม์ ทำได้โดยการหน่วงสัญญาณการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัวออกไป



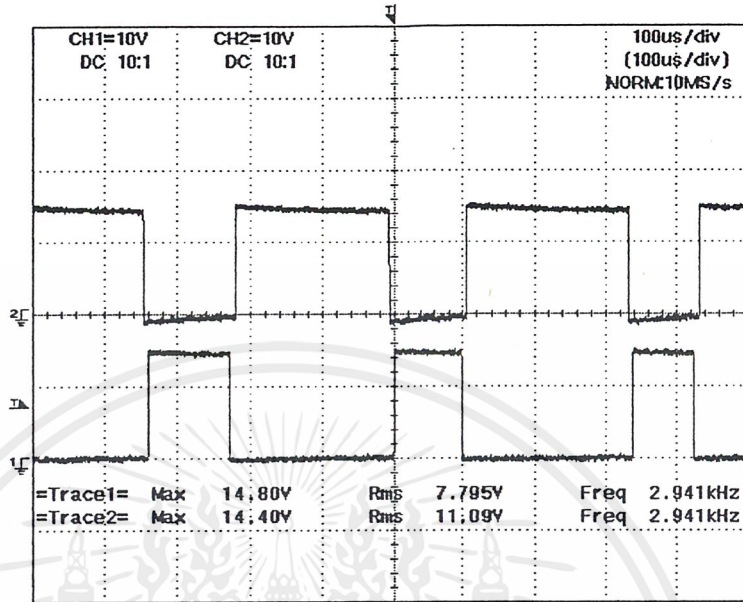
รูปที่ 4.7 หลักการของวงจรล๊อคเอาท์

ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าของเดดไทม์สูงจะทำให้แรงดันมูลฐานมีค่าลดลงไปจากเดิมและจะมีผลทำให้ฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำๆ มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นการกำหนดค่าเดดไทม์ควรจะกำหนดให้มีค่าที่เหมาะสม และสัมพันธ์กับค่า Turn-off time ของอุปกรณ์โดยสามารถตั้งค่าได้จากวงจร RC ในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 วงจรล๊อคเอาท์

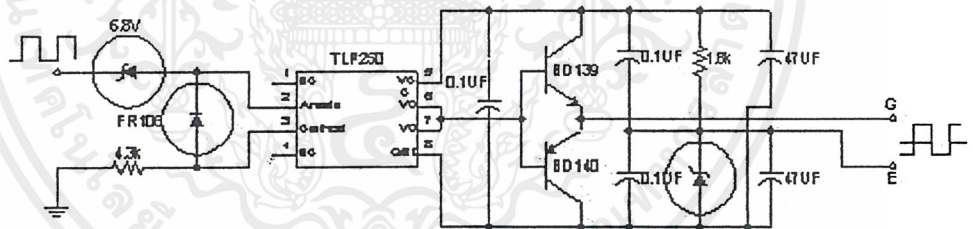
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ผ่านวงจรถักเอาท์

#### 4.6 วงจรขับเกท

วงจรถักเกทจะใช้ IC เบอร์ TLP250ซึ่งจะขับแยกชุด



รูปที่ 4.10 วงจรถักเกท

## บทที่ 5

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 5.1 การทดลองที่ 1

##### จุดประสงค์การทดลอง

เพื่อศึกษาลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและ Spectrum ของฮาร์โมนิกส์แรงดันที่ป้อนเข้าภาระโหลดไฟ กรณีที่ใช้ PWM อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ แบบคงที่แรงดัน DC-Link โดยการปรับดัชนีการมอดูเลต

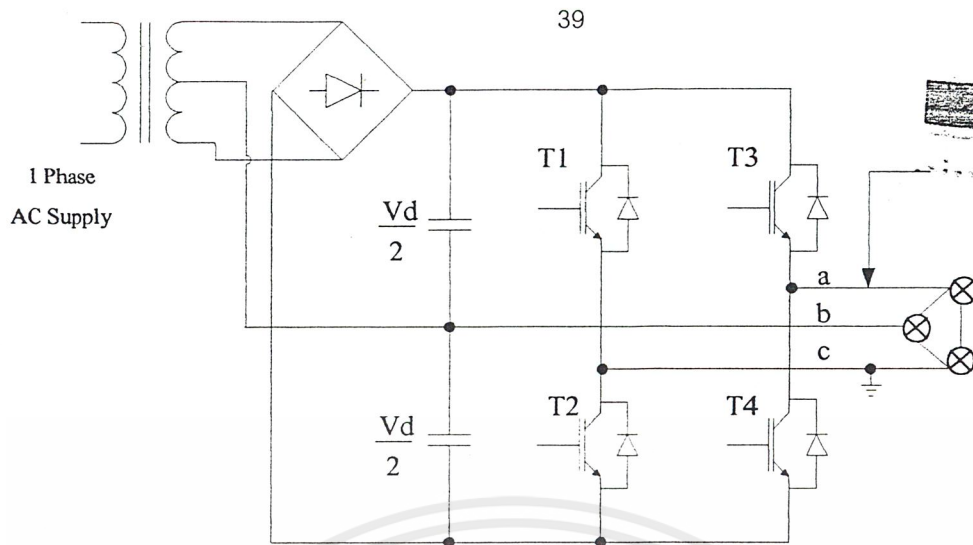
##### อุปกรณ์การทดลอง

- |   |           |
|---|-----------|
| 1. Storage Scope รุ่น<br>-DL 1520 8 bits 200MS/s 150MHz. Yokogawa | 1 เครื่อง |
| 2. สายไฟ  | 10 เส้น   |
| 3. วงจรเร็คติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการ               |           |
| 4. Variac 1 $\phi$ 15 A.  | 1 เครื่อง |
| 5. ชุดโหลดไฟ 100W 2โหลดอนุกรมต่อแบบเคลด้า                         | 1 ชุด     |

##### วิธีการทดลอง

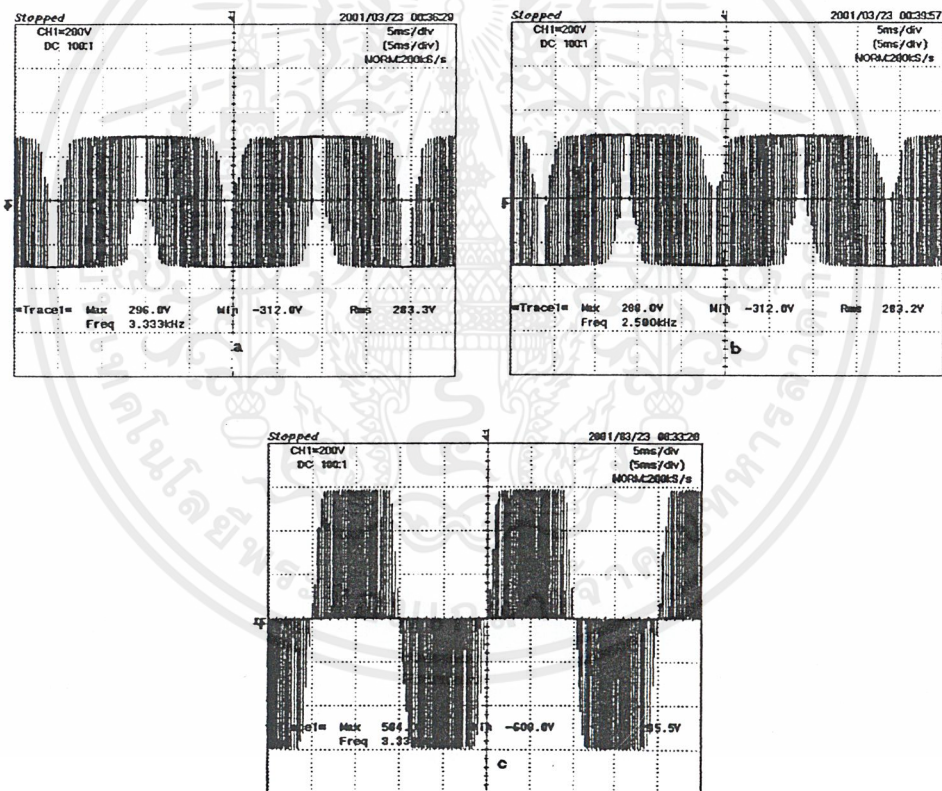
1. ต่อยวงจรของโครงการดังรูปที่ 5.1 โดยป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าทางด้านอินพุทของวงจเร็คติไฟเออร์ จากนั้นจึงนำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากการเร็คติไฟเออร์และฟิวเตอร์แล้วป้อนให้กับPWM.อินเวอร์เตอร์แบบโดยรักษาแรงดัน DC ให้คงที่ที่ 600 โวลต์ตลอดการทดลอง

2. ปรับแอมพลิจูดของแรงดันป้อนเข้ามอดูเลตโดยการปรับดัชนีการมอดูเลต แต่คงความถี่ที่ป้อนเข้ามอดูเลตที่ 50Hzและปรับความถี่การสวิตช์ซึ่ง พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นแรงดันป้อนเข้ามอดูเลตเป็นไฟล์ ASCII และ BMP



รูปที่ 5.1 แสดงการวัดรูปคลื่นแรงดัน Line to Line ที่ป้อนเข้าหลอดไฟ

ผลการทดลอง



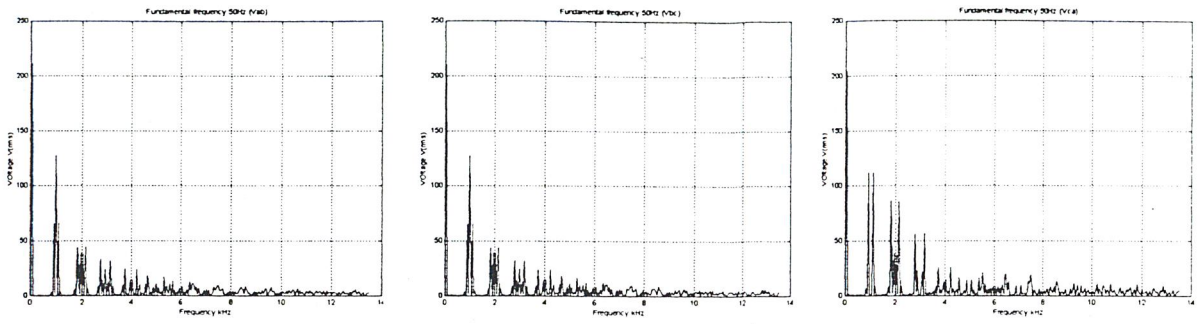
รูปที่ 5.2 รูปแรงดันทั้งสามเฟส

a รูปคลื่นแรงดันเฟส AB

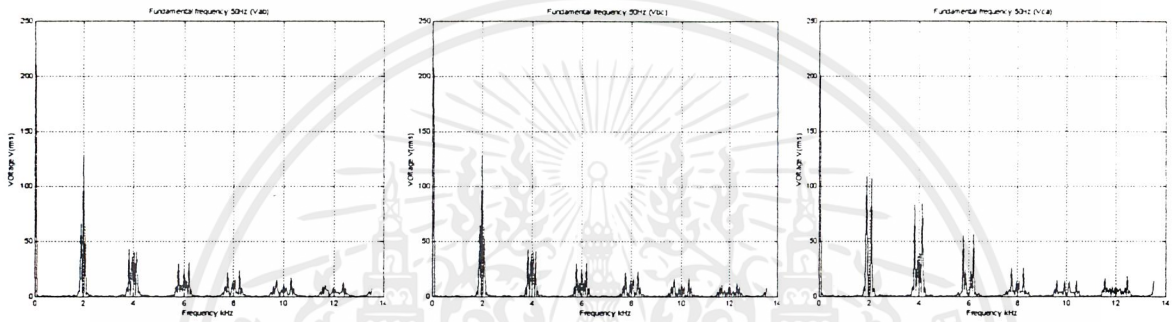
b รูปคลื่นแรงดันเฟส BC

c รูปคลื่นแรงดันเฟส CA

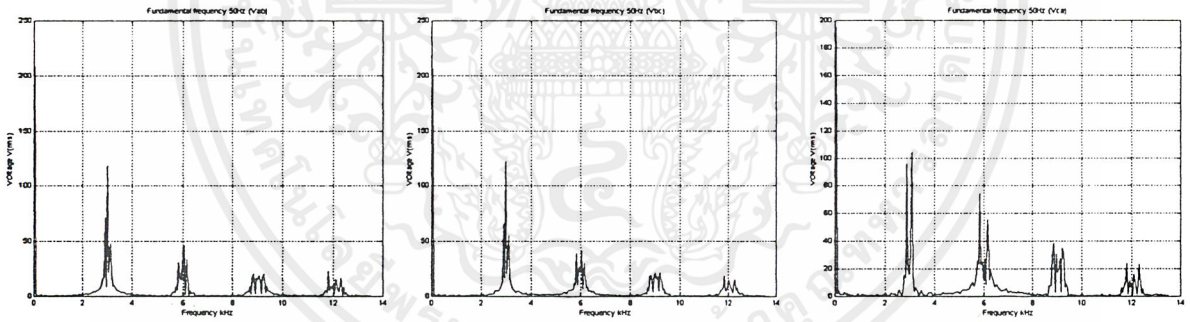
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



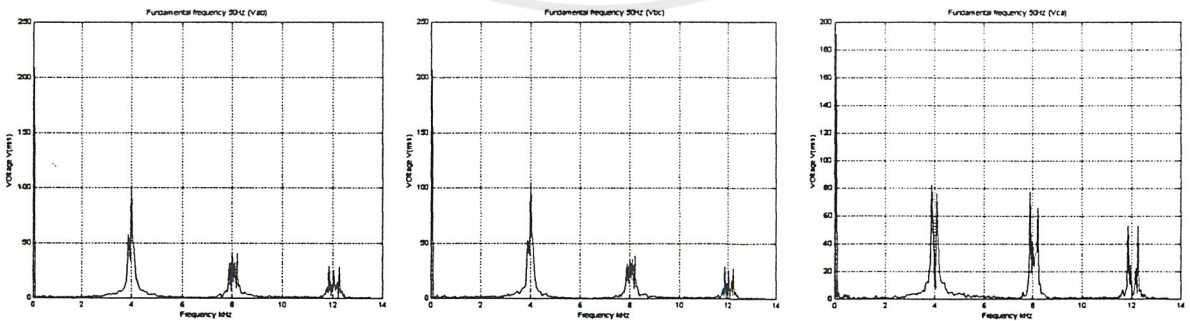
ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 1 kHz  $ma=1$



ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 2 kHz  $ma=1$

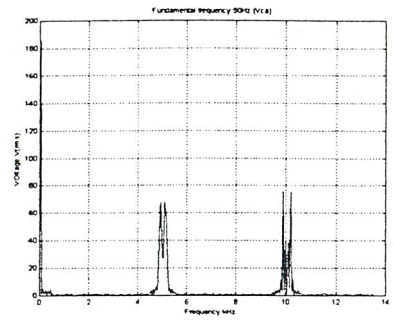
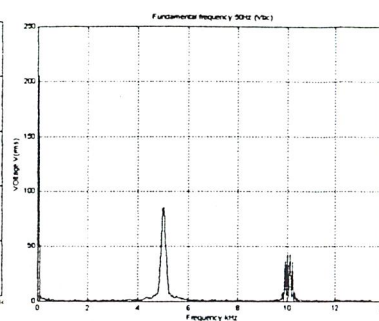
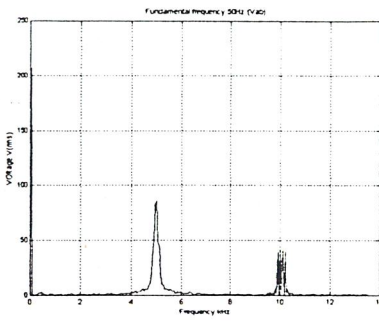


ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 3 kHz  $ma=1$

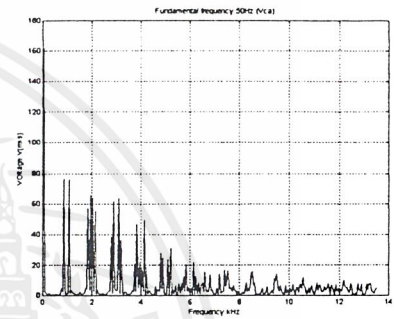
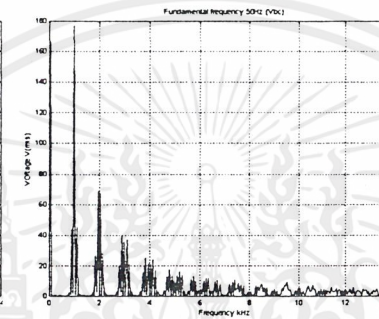
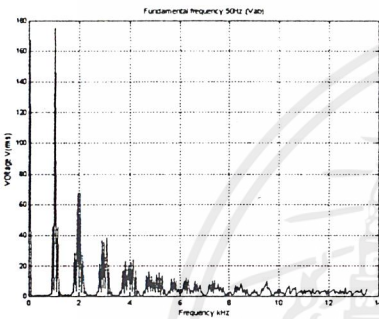


ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 4 kHz  $ma=1$

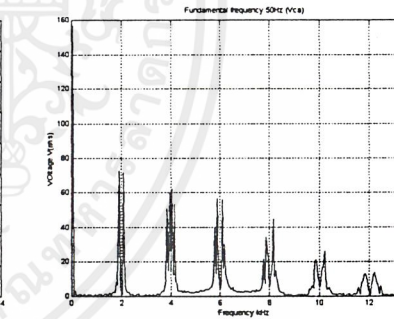
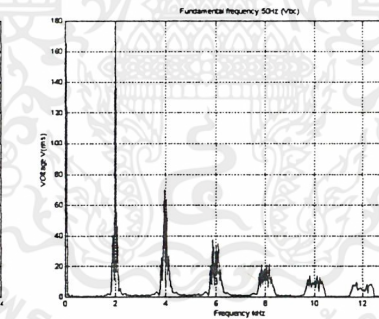
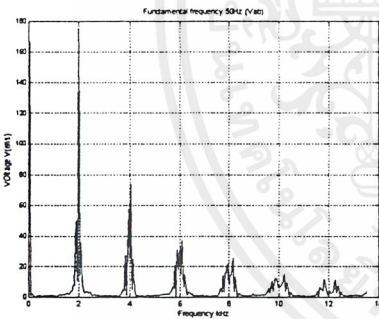
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



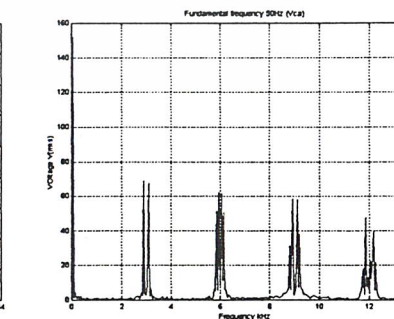
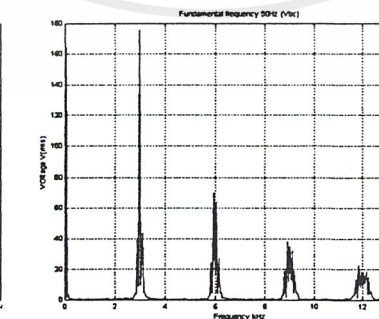
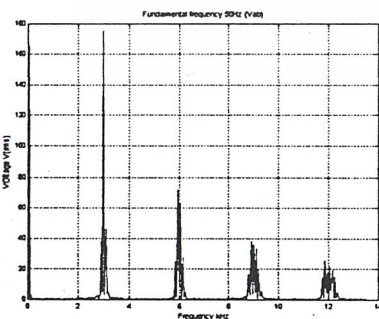
ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 5 kHz  $m_a=1$



ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 1 kHz  $m_a=0.8$

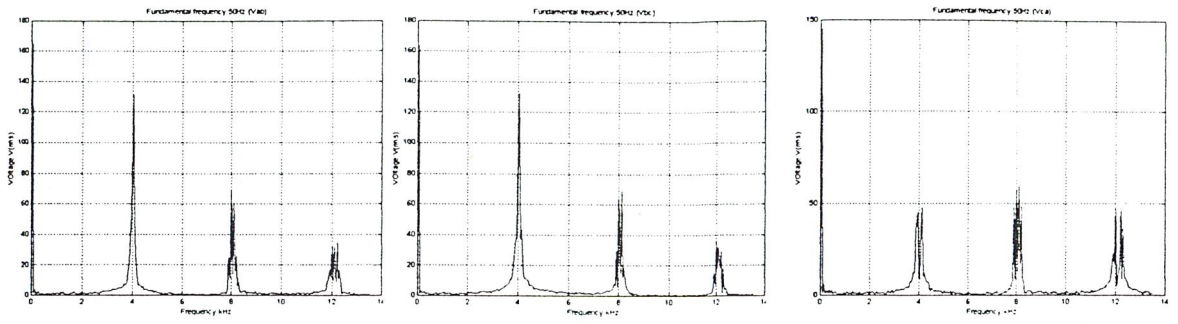


ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 2 kHz  $m_a=0.8$

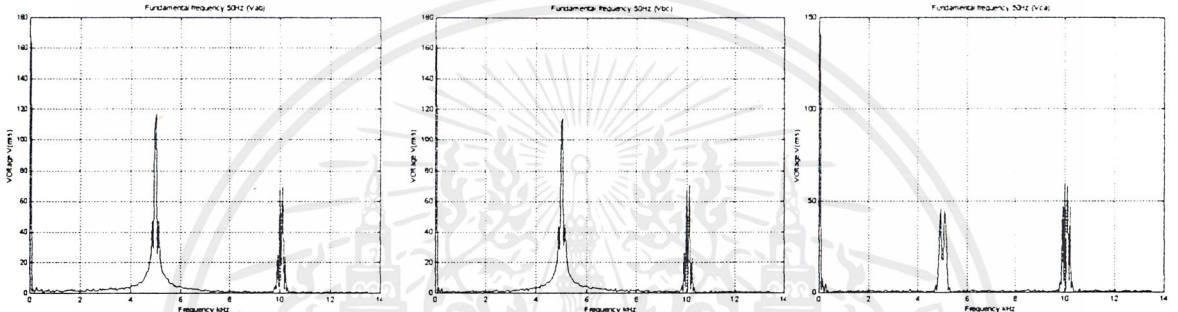


ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 3 kHz  $m_a=0.8$

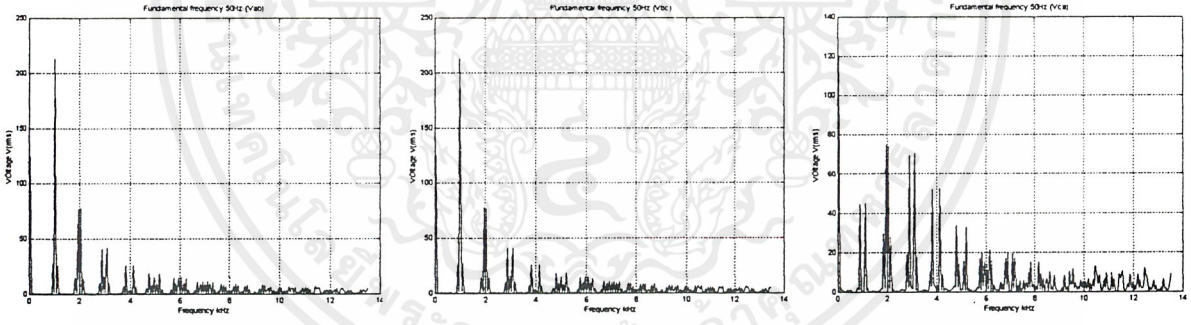
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



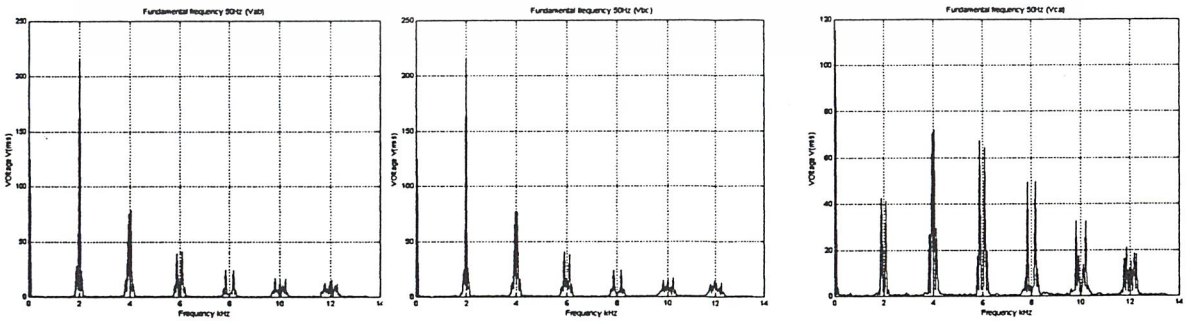
ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 4 kHz  $m_a=0.8$



ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 5 kHz  $m_a=0.8$

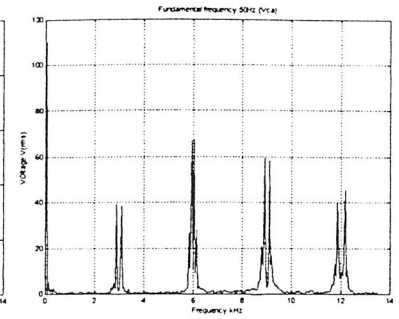
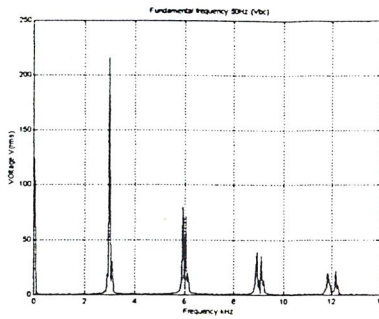
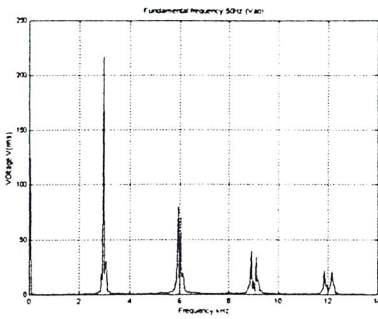


ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 1 kHz  $m_a=0.6$

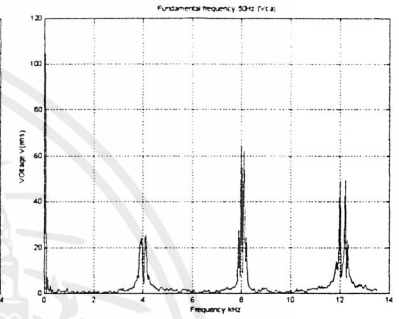
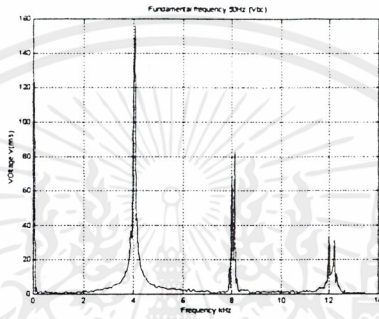
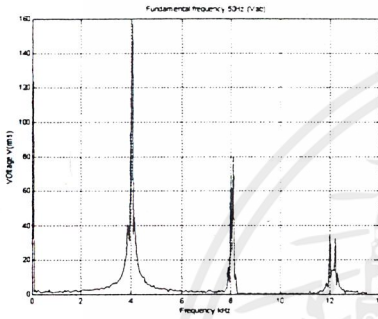


ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 2 kHz  $m_a=0.6$

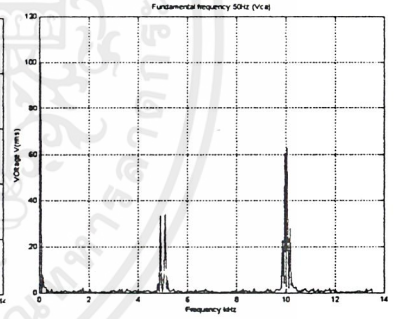
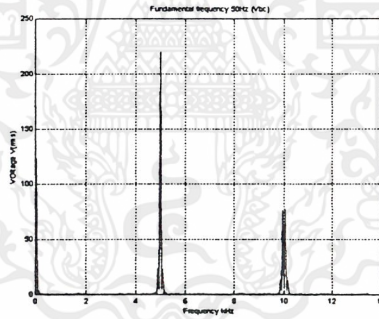
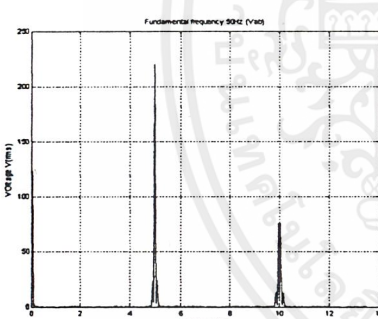
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ความถี่สวิทซ์ซิ่ง 3 kHz ma=0.6



ความถี่สวิทซ์ซิ่ง 4 kHz ma=0.6



ความถี่สวิทซ์ซิ่ง 5 kHz ma=0.6

รูปที่ 5.3 Spectrum ของฮาร์โมนิคส์ที่ความถี่สวิทซ์ซิ่งต่างๆ

สรุปผลการทดลอง

จากกราฟผลการทดลอง ปรับค่าดัชนีการมอดูเลตและความถี่สวิทซ์ซิ่ง

-เมื่อความถี่สวิทซ์ซิ่งคงที่ตลอดผ่านการปรับ ma เราจะเห็นว่าที่ ma ต่ำๆ ขนาดของฮาร์โมนิคส์ที่เกิดขึ้น จะมีค่ามากกว่าขนาดของแรงดันมูลฐาน เป็นผลทำให้เกิดการสูญเสียมาก

-เมื่อ ma คงที่ตลอดผ่านการปรับความถี่สวิทซ์ซิ่ง เราจะเห็นได้ว่าที่ความถี่สวิทซ์ซิ่งต่ำๆ ขนาดของฮาร์โมนิคส์ที่สำคัญ จะมีขนาดมากกว่าและเกิดใกล้เคียงกับความถี่มูลฐาน เมื่อเทียบกับที่ความถี่สวิทซ์ซิ่งสูงๆ ดังนั้นการสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ความถี่สวิทซ์ซิ่งสูงๆ จะมีค่าน้อยกว่าที่ความถี่สวิทซ์ซิ่งต่ำๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.2 การทดลองที่ 2

### จุดประสงค์การทดลอง

เพื่อหาประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโรงงาน

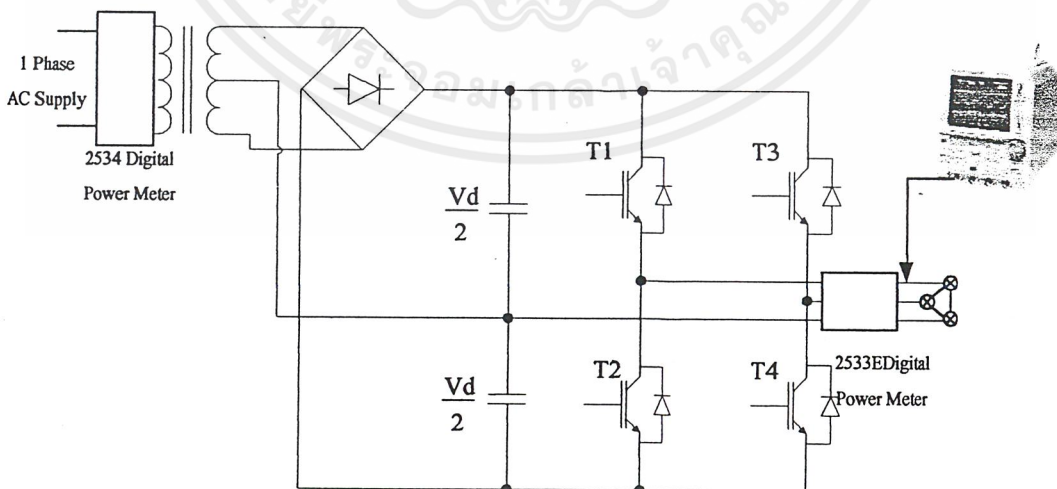
### อุปกรณ์การทดลอง

1. Digital Power Meter รุ่น
  - 2533E (3 $\phi$ ) Yokogawa 1 เครื่อง
  - 2534 (1 $\phi$ ) Yokogawa 1 เครื่อง
2. สายไฟ 10 เส้น
3. วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโรงงาน
4. Variac 1 $\phi$  10 A. 1 เครื่อง
5. หลอด Incandescent 100 Watts 6 หลอด

### วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโรงงานดังรูปที่ 5.1 แล้วป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าทางด้านอินพุท
2. จ่ายโหลดทางด้านเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยที่โหลดต่อแบบเดลต้า เปลี่ยนค่าความถี่และดัชนีการมอดูเลตตามตารางที่ 5.1
3. บันทึกค่าต่างๆดังตารางที่ 5.1 แล้วหาประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้

จากสมการ 
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100$$



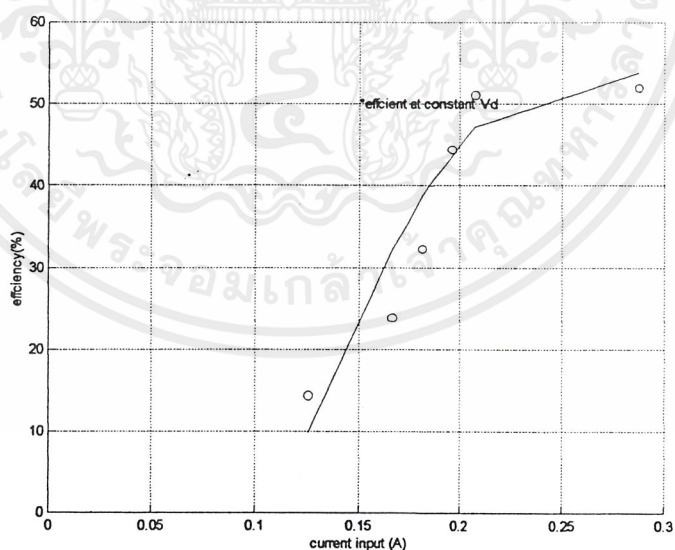
รูปที่ 5.4 แสดงการวัดประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโรงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง แรงดัน DC เอาท์พุทคงที่ที่ 270 โวลท์

f (Hz)	ma	P input (Watts)	V <sub>input</sub> (Volts)	I <sub>input</sub> (Amps)	P <sub>output</sub> (Watts)	I <sub>output</sub> (Amps.)	$\eta$ (%)
10	0.280	70	80.8	1.26	10	0.152	14.29
20	0.409	80	81.0	1.32	19	0.166	23.75
30	0.59	90	81.6	1.43	29	0.182	32.22
40	0.803	90	82.0	1.53	40	0.196	44.44
50	1	100	82.7	1.64	51	0.208	51
60	1	100	82.6	1.64	51	0.208	51
70	1	100	82.6	1.64	51	0.208	51
80	1	100	82.7	1.64	52	0.208	52

ตารางที่ 5.1 แสดงการบันทึกผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการงาน



รูปที่ 5.5 . แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุทกับประสิทธิภาพของระบบ  
สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรค่อนข้างมีค่าคงที่อยู่ที่ประมาณ  
50 เปอร์เซ็นต์ในย่านเพาเวอร์คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 การทดลองที่ 3

### จุดประสงค์การทดลอง

เพื่อศึกษาลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและ Spectrum ของฮาร์โมนิกส์แรงดันที่ป้อนเข้าภาระโหลดไฟ กรณีที่ใช้ PWM อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์และอินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิตช์ โดยให้แรงดันมูลฐานเท่ากัน

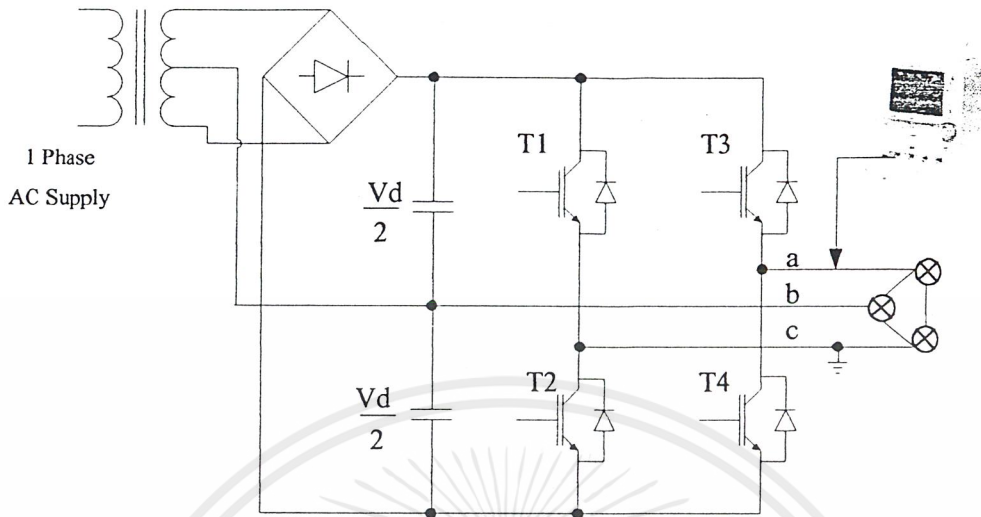
### อุปกรณ์การทดลอง

- |   |  |           |
|---|--|-----------|
| 1 | Storage Scope รุ่น<br>-DL 1520 8 bits 200MS/s 150MHz. Yokogawa | 1 เครื่อง |
| 2 | สายไฟ  | 10 เส้น   |
| 3 | วงจรเรกติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน โครงการงาน            |           |
| 4 | วงจรเรกติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิตช์                   |           |
| 5 | Variac 1 $\phi$ 15 A.  | 1 เครื่อง |
| 6 | ชุดโหลดไฟ 100W 2โหลดคอนูกรมต่อแบบเคลด้า                        | 1 ชุด     |

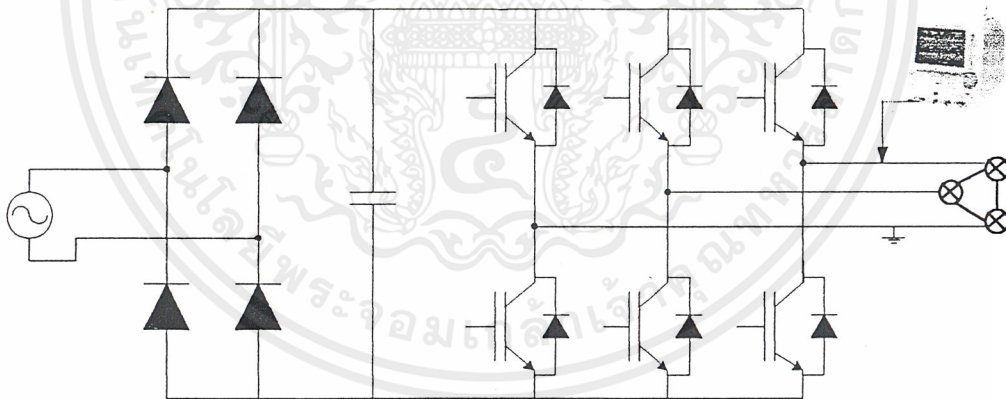
### วิธีการทดลอง

1 ต่อวงจรของโครงการดังรูปที่ 5.6 และ 5.7 โดยป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าทางด้านอินพุทของวงจรเรกติไฟเออร์ จากนั้นจึงนำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากการเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์แล้วป้อนให้กับPWM.อินเวอร์เตอร์

2 ปรับแอมพลิจูดของแรงดันป้อนเข้ามอเตอร์โดยการปรับค่านีการมีอคดูเลขแต่คงความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ที่ 50Hz พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นแรงดันป้อนเข้ามอเตอร์เป็นไฟล์ ASCII



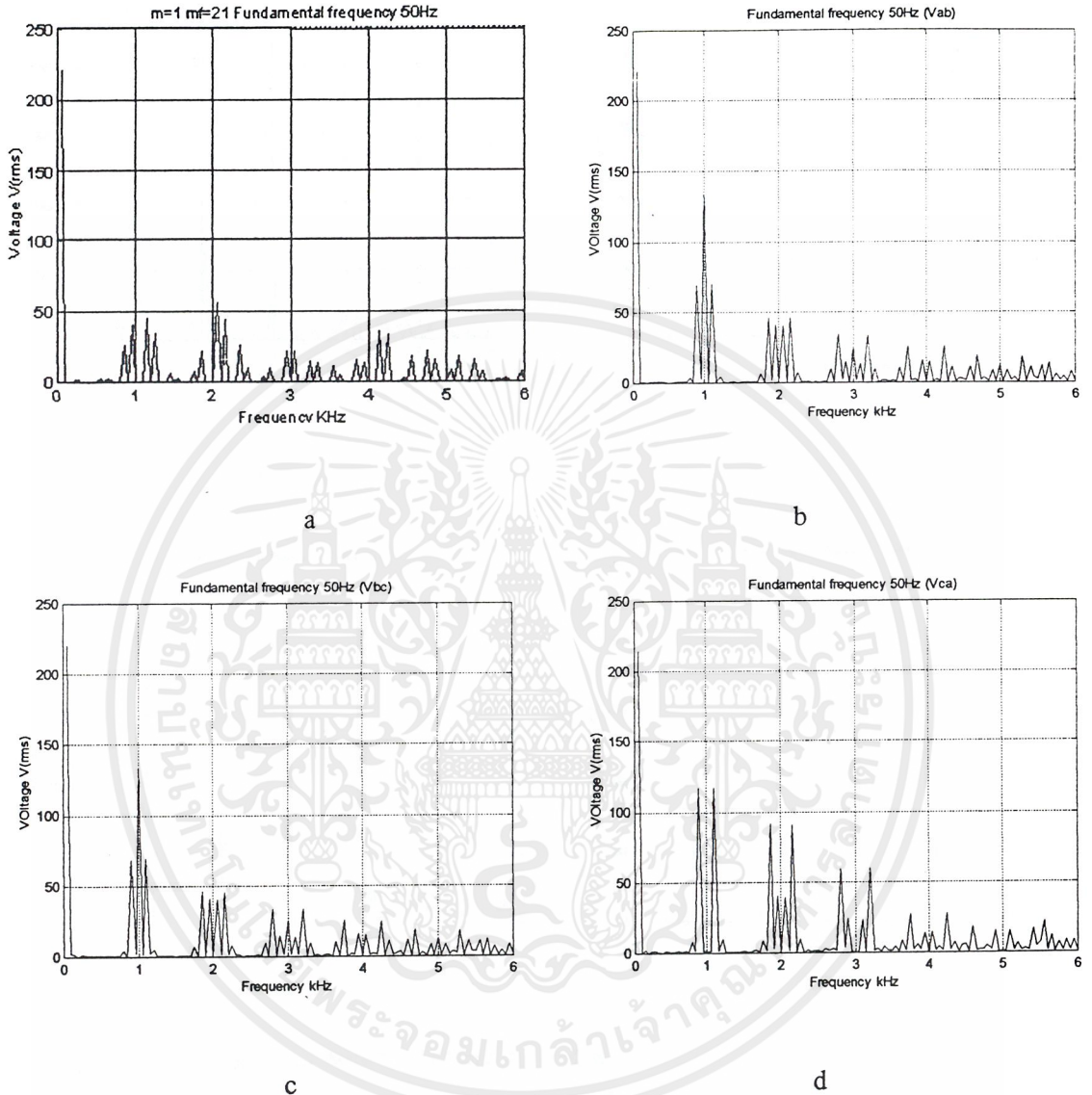
รูปที่ 5.6 แสดงการวัดรูปคลื่นแรงดัน Line to Line ที่ป้อนเข้าหลอดไฟของอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์



รูปที่ 5.7 แสดงการวัดรูปคลื่นแรงดัน Line to Line ที่ป้อนเข้าหลอดไฟของอินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.8 รูป Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ที่  $ma=1$

- a. Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิตช์
- b. Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ phase AB
- c. Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ phase BC
- d. Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ phase CA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว่า อินเวอร์เตอร์แบบ 6 สวิตช์ ดังนั้นเมื่อภาระเป็นมอเตอร์แรงดันฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น จะทำให้เกิดค่าความสูญเสียขึ้นในมอเตอร์ ซึ่งได้แก่ Core Loss และ Copper Loss โดยทั่วไปแล้ว PWM Voltage Source Inverter จะเกิด Core Loss มากกว่า Copper Loss เพราะความถี่ของฮาร์โมนิกส์จะเกิดที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งซึ่งมีค่ามากจึงทำให้กระแสฮาร์โมนิกส์มีค่าต่ำผลของ Copper Loss จึงมีค่าน้อย ส่วน Core Loss นั้นจะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดัน และความถี่ของ ฮาร์โมนิกส์ ที่เกิดขึ้น ซึ่งมีค่ามากจึงทำให้ผลของ Core Loss มีค่ามาก



### 5.3 การทดลองที่ 4

#### จุดประสงค์การทดลอง

1. เพื่อหาการสูญเสียขณะ ไร้อโหลดที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ ณ. โดยปรับดัชนีการมอดดูเลทและปรับระดับแรงดัน DC-Link ที่ 640 Vdc

2. เพื่อศึกษาลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและ Spectrum ของฮาร์โมนิกส์แรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำกรณีที่ใช้ PWM. อินเวอร์เตอร์แบบปรับดัชนีการมอดดูเลทแล้วคงค่าระดับแรงดัน DC-Link เพื่อปรับแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุท

#### 5.5.1 การทดลองตอนที่ 1

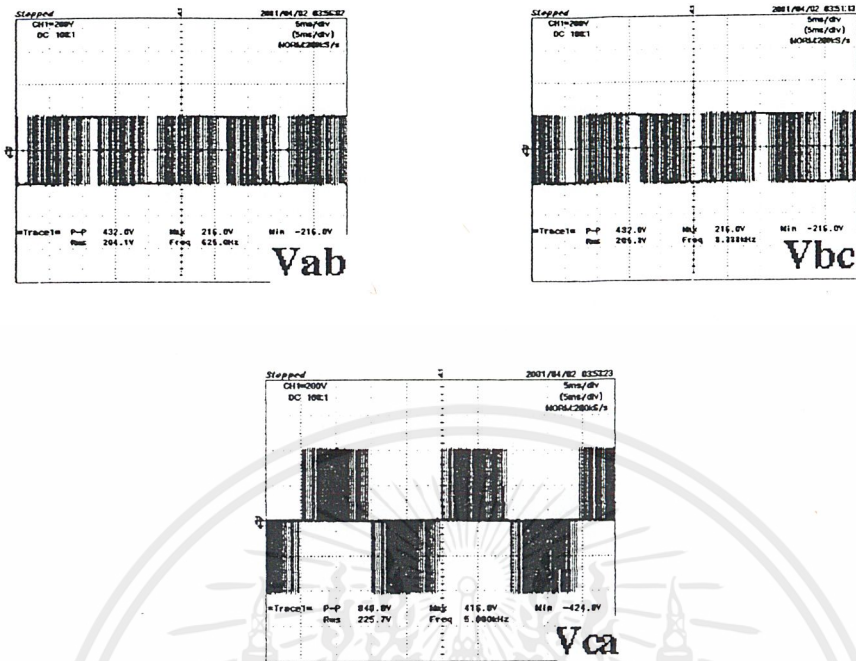
##### อุปกรณ์การทดลอง

- |   |  |           |
|---|--|-----------|
| 1. Digital Power Meter รุ่น   |  |           |
| - 2533E (3 $\phi$ ) Yokogawa  |  | 1 เครื่อง |
| - 2534 (1 $\phi$ ) Yokogawa   |  | 1 เครื่อง |
| 2. Storage Scope รุ่น   |  |           |
| -DL 1520 8 bits 200MS/s 150MHz. Yokogawa                            |  | 1 เครื่อง |
| 3. สายไฟ  |  | 10 เส้น   |
| 1. วงจรเร็คติไฟเออร์และวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการ             |  |           |
| 2. มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสพิกัด 1/2 Hp. 220 Volt 50 Hz. 4 Pole Delta |  | 1 ตัว     |

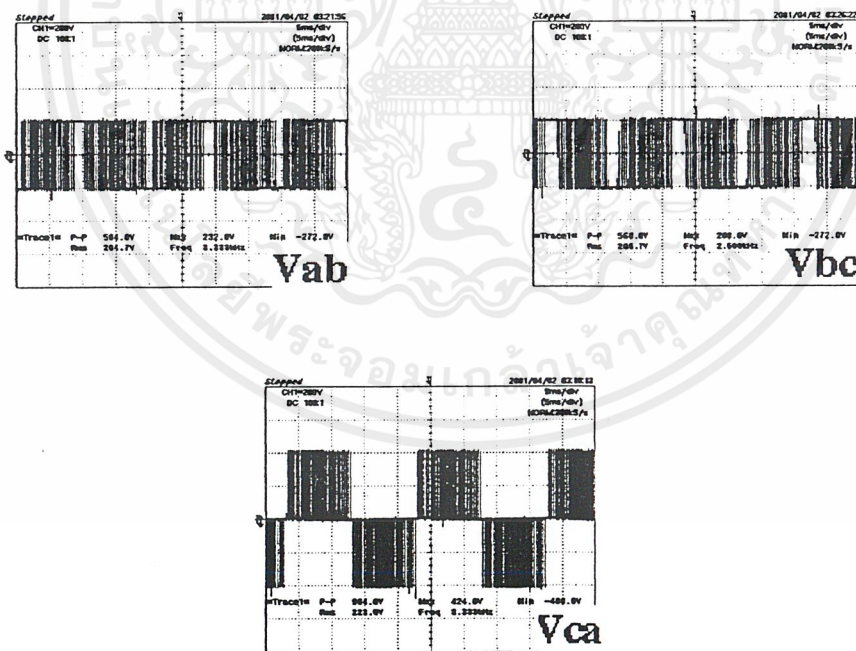
##### วิธีการทดลอง

1. ต่อวงจรที่ใช้ในโครงการและเครื่องมือวัดดังรูปที่ 5.10
2. ปรับแรงดันป้อนทางด้านอินพุทจนกระทั่งแรงดัน DC-Link ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 640 โวลท์คงที่ตลอดย่านการทดลอง
3. ปรับแอมพลิจูดการมอดดูเลทดังตารางที่ 5.2 โดยทดลองที่ความถี่ต่างๆตามลำดับ
4. บันทึกค่าต่างๆลงในตารางที่ 5.2



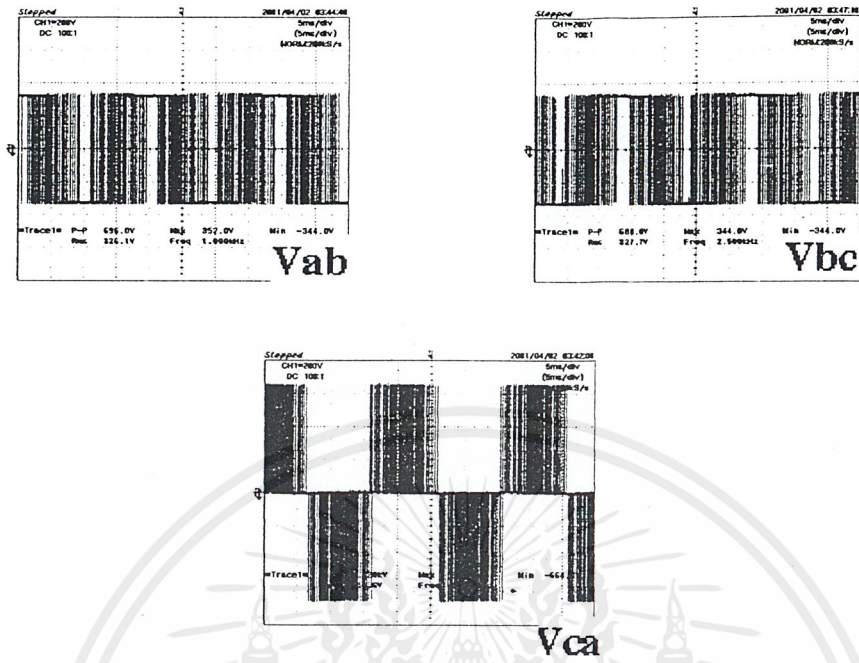


รูปที่ 5.11 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 400V โดยโหลดต่อแบบเดลต้า

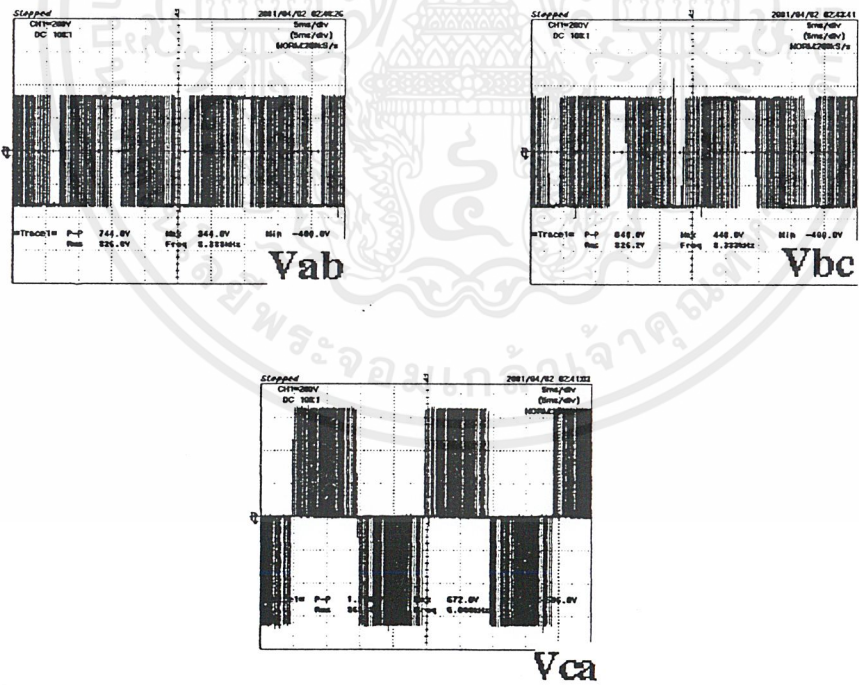


รูปที่ 5.12 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 400V โดยโหลดต่อแบบสตาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

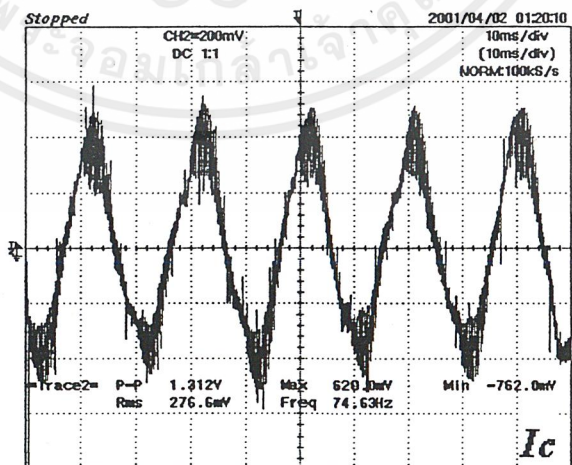
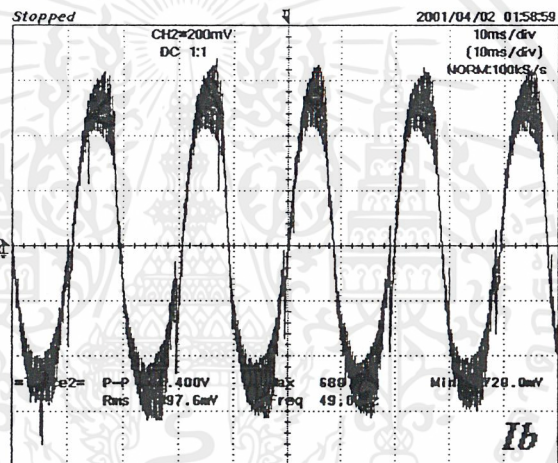
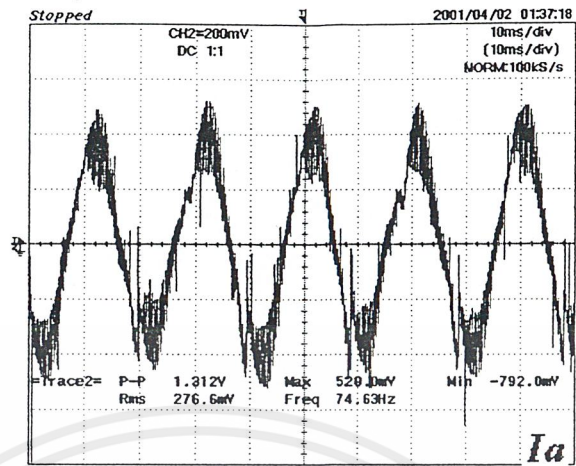


รูปที่ 5.13 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 640V โดยโหนดต่อแบบเคลด้า



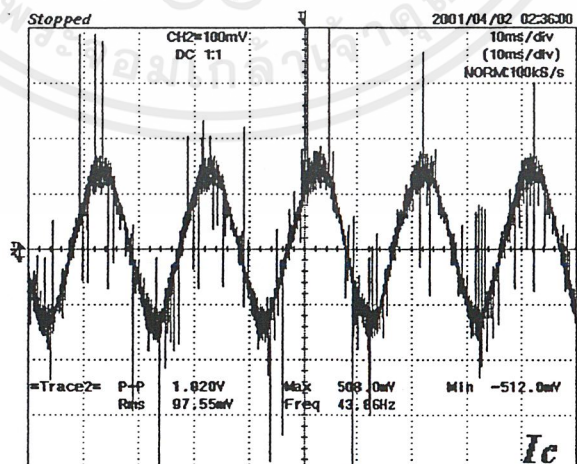
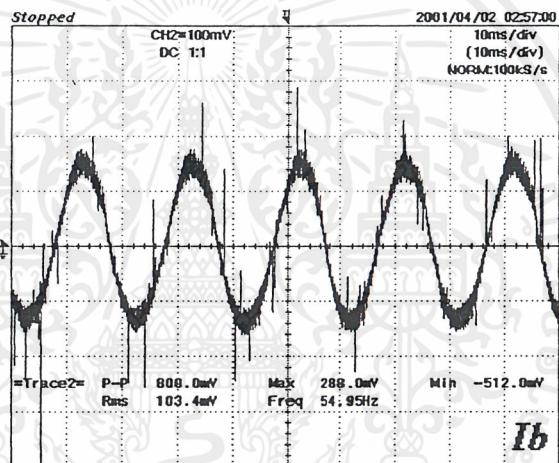
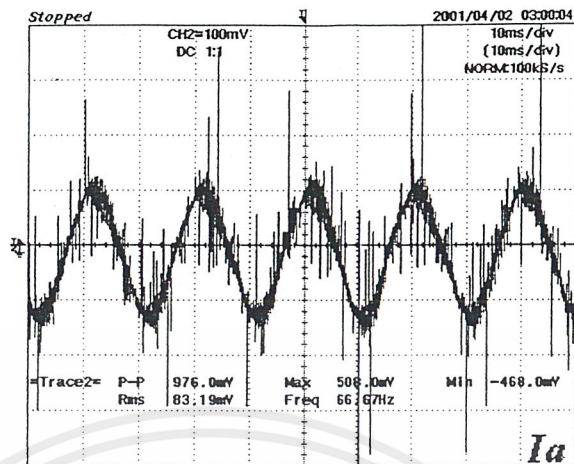
รูปที่ 5.14 แรงดันทั้งสามเฟสที่แรงดัน DC-Link 640V โดยโหนดต่อแบบสตาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



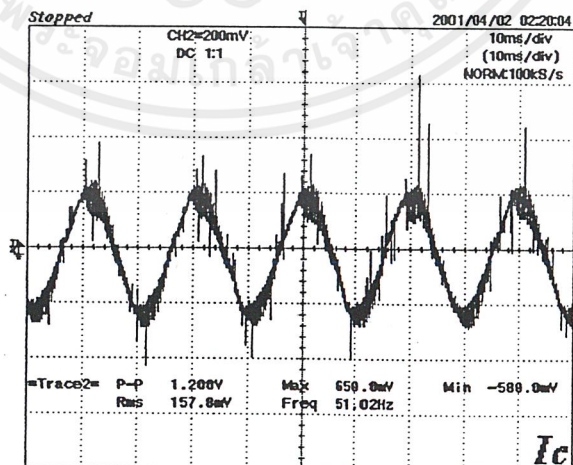
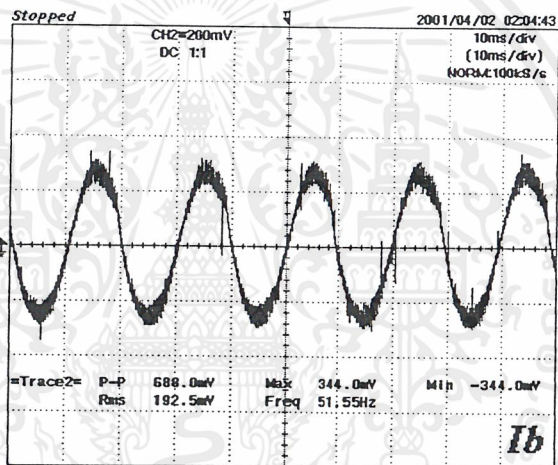
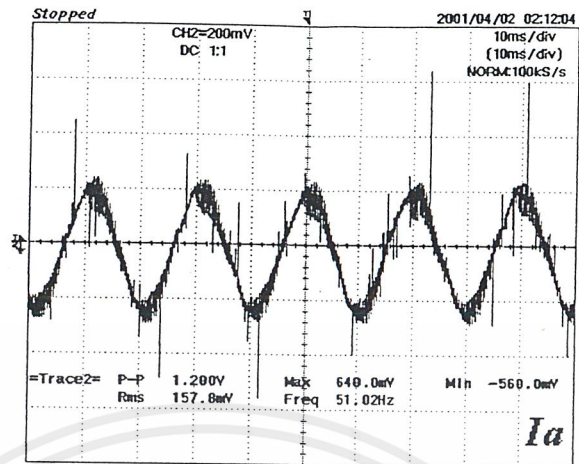
รูปที่ 5.15 กระแส Motor No-load ต่อแบบเคลดต้าที่แรงดัน DC-Link 640V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



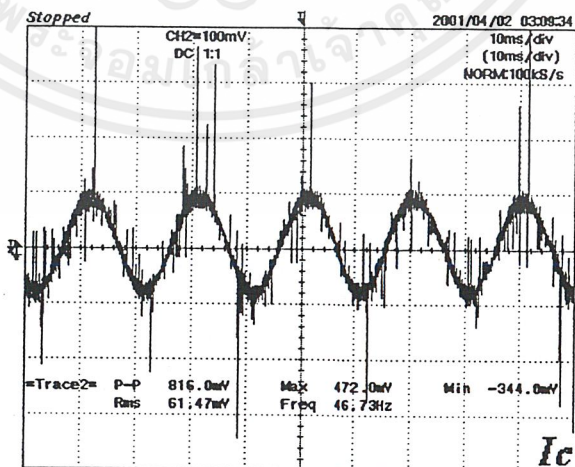
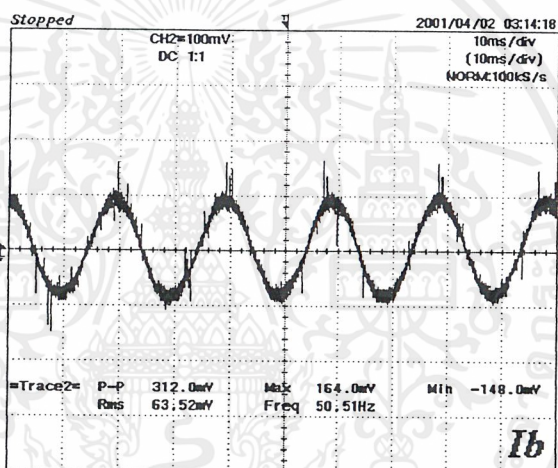
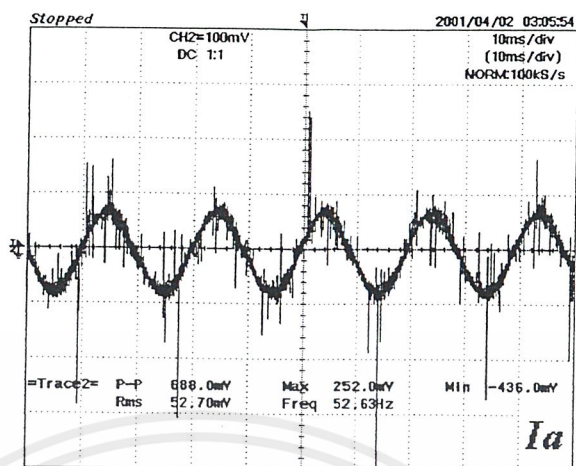
รูปที่ 5.16 กระแส Motor No-load ต่อแบบสตาร์ทที่แรงดัน DC-Link 640V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



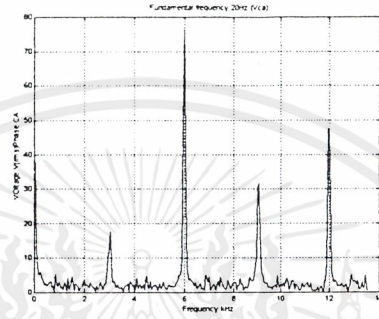
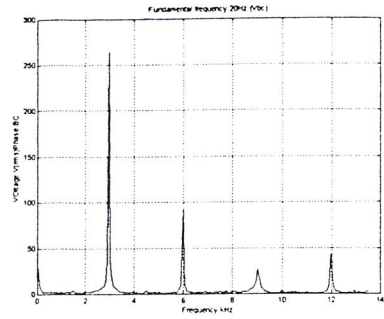
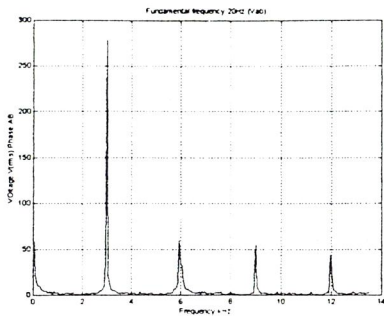
รูปที่ 5.17 กระแส Motor No-load ต่อแบบเคลด้าที่แรงดัน DC-Link 640V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

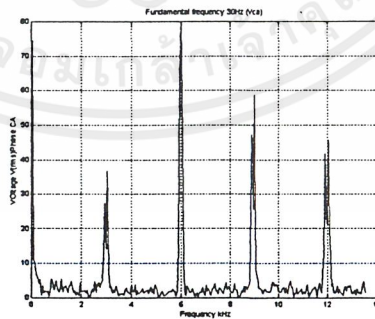
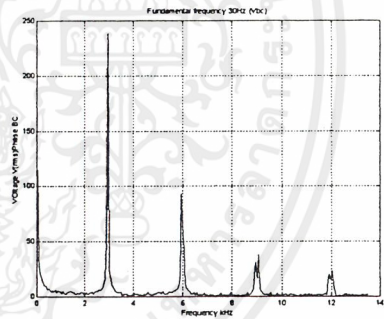
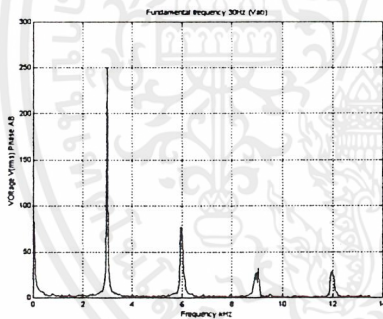


รูปที่ 5.18 กระแส Motor No-load ต่อแบบสตาร์ที่แรงดัน DC-Link 400V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

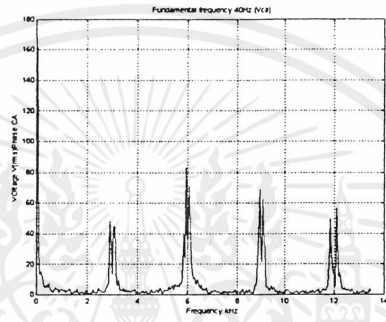
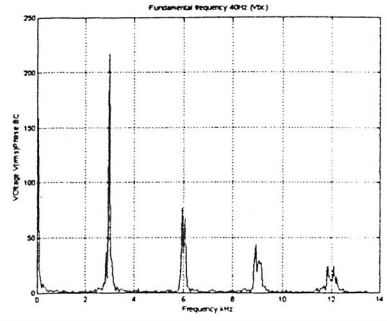
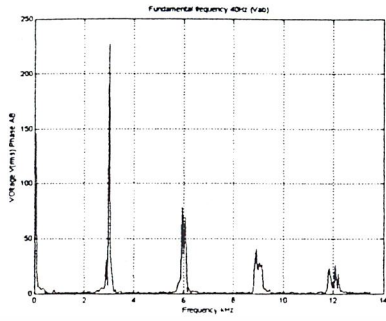


ผลการทดลอง no load motor 1/2Hp  $m_a=0.4$

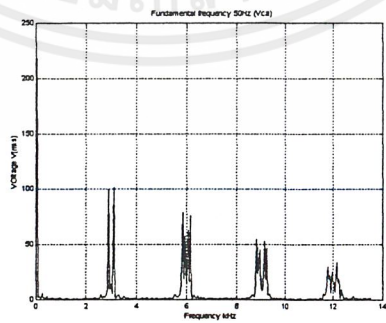
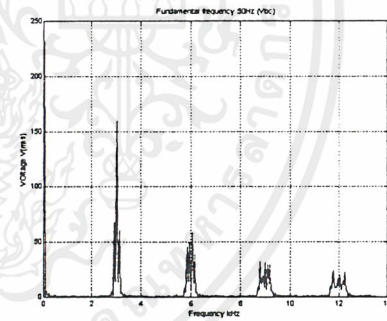
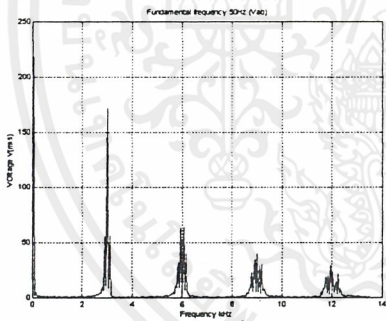


ผลการทดลอง no load motor 1/2Hp  $m_a=0.6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

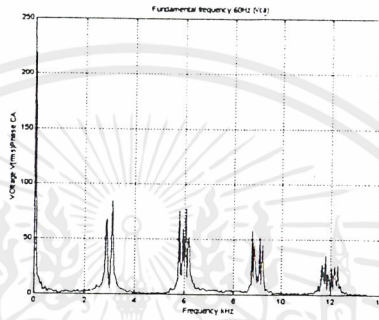
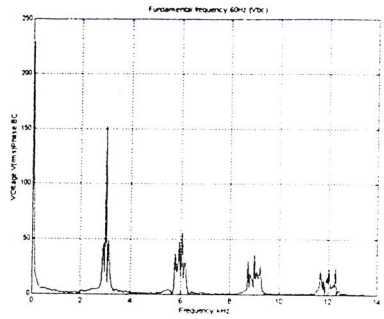
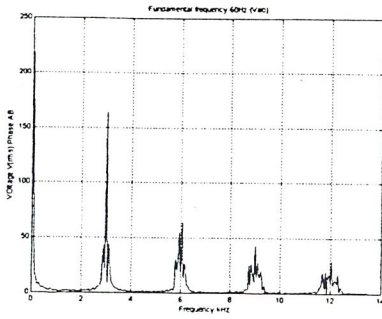


ผลการทดลอง no load motor 1/2Hp  $m_a=0.8$

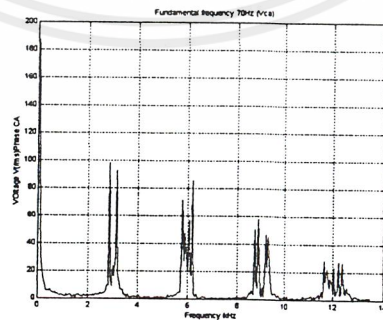
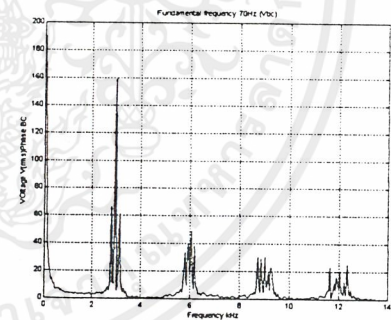
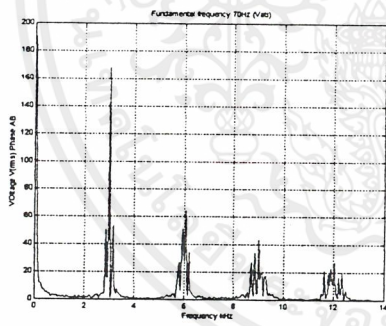


ผลการทดลอง no load motor 1/2Hp  $m_a=1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

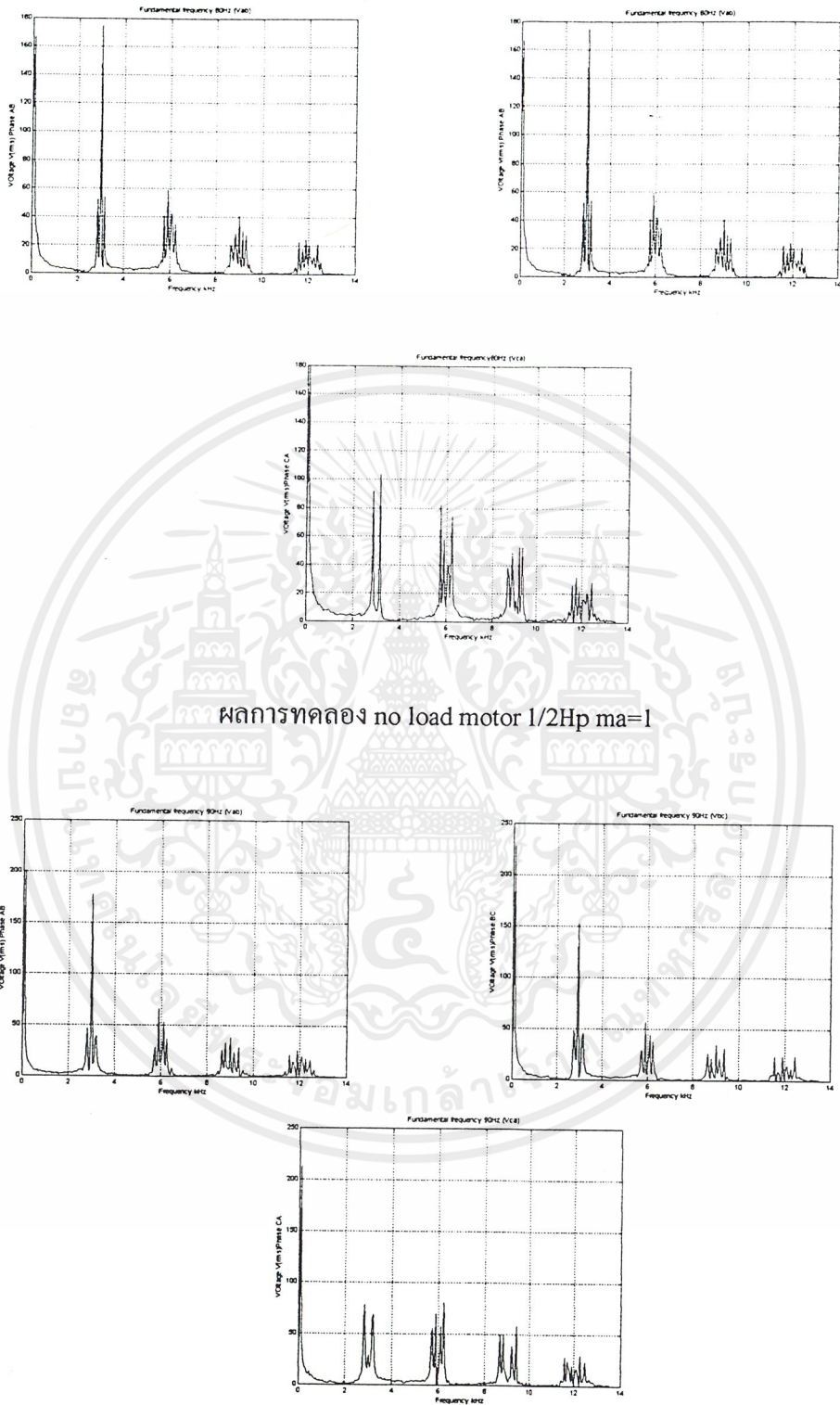


ผลการทดลอง no load motor 1/2Hp ma=1



ผลการทดลอง no load motor 1/2Hp ma=1

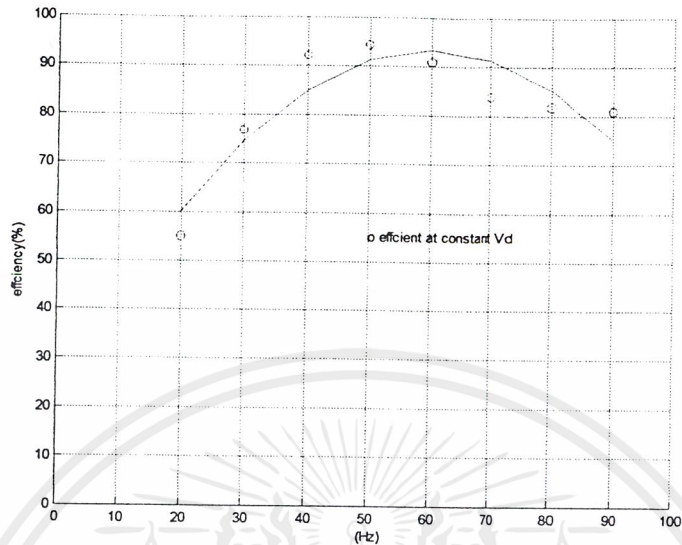
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลการทดลอง no load motor 1/2Hp ma=1

รูปที่ 5.19 Spectrum ของฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่มูลฐานต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐาน&ประสิทธิภาพที่ motor no-load  
สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นว่าค่า No load loss ซึ่งได้แก่ Core loss, Copper loss และ Friction and windage loss ซึ่งในการทดลองจะแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงที่ความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าพิกัดและช่วงที่ความเร็วของมอเตอร์สูงกว่าพิกัด

ในช่วงที่ความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าพิกัดค่า No-load loss จะเพิ่มขึ้นตามค่าแรงดันเนื่องจาก Core loss เพิ่มขึ้น ในขณะที่ Copper loss คงที่ เนื่องจาก Airgap Flux คงที่

ในช่วงที่ความเร็วของมอเตอร์มากกว่าพิกัดค่า No-load loss จะลดลงเนื่องจากในช่วงนี้ค่าแรงดันสเตเตอร์คงที่ และเพิ่มความถี่ขึ้นไปเป็นผลให้อิมพีแดนซ์ของมอเตอร์เพิ่มขึ้นทำให้กระแสของมอเตอร์ลดลงจึงทำให้ Copper Loss ลดลงในขณะที่ Core loss ค่อนข้างคงที่ จึงทำให้ค่า No-load loss ลดลง

เมื่อพิจารณากลุ่มของฮาร์โมนิกส์ เมื่อเปลี่ยนค่า Modulation Index ให้มีค่าต่ำลงทำให้ค่าแรงดันมูลฐานมีค่าลดลงในขณะที่ขนาดของแรงดันฮาร์โมนิกส์มีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจากแรงดัน DC Link เท่าเดิม ในขณะที่แรงดันมูลฐานลดลง จึงทำให้ขนาดของแรงดันฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้น

## บทที่ 6

# บทวิจารณ์และสรุป

### 6.1 บทวิจารณ์

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้เทคนิคของอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ ในด้านของราคาแล้วอินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ จะมีราคาถูกกว่าอินเวอร์เตอร์ทั่วไป เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้มีจำนวนน้อยกว่า ทำให้อินเวอร์เตอร์มีขนาดเล็กลงตามไปด้วย แต่ในด้านของประสิทธิภาพนั้น อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ จะมีประสิทธิภาพโดยรวมต่ำกว่าอินเวอร์เตอร์ทั่วไป เนื่องจากจะเกิดฮาร์โมนิกส์มากกว่าอินเวอร์เตอร์ทั่วไปและต้องใช้แรงดันดีซีลิงค์สูงกว่าที่แรงดันมูลฐานเท่าๆกัน

เมื่อมอเตอร์ต้องทำงานที่แรงดันซึ่งไม่ใช่ค่าไซน์ ทำให้ตัวมอเตอร์เองได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งก่อให้เกิดผลเสียกับตัวมอเตอร์ เพราะไม่สามารถจะใช้พลังงานทั้งหมดที่ได้รับมาให้เป็นประโยชน์ได้อย่างเต็มที่ เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากอินเวอร์เตอร์จะก่อให้เกิดการสูญเสียขึ้นในมอเตอร์ การสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นแต่ละแบบจะไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ลำดับนั้นๆ ยิ่งแอมพลิจูดสูงจะก่อให้เกิดการสูญเสียในตัวมอเตอร์สูงด้วย

### 6.2 บทสรุป

จากการที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เราพบปัญหาคือ ไม่สามารถปรับค่าดัชนีการบิดคูลูกและค่าความถี่ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้หลักการ  $\frac{E}{f}$  ได้ ปัญหาอีกอย่างหนึ่งคือแรงดันมูลฐานทั้งสามเฟสไม่สมดุลย์แต่มีค่าต่างกันไม่มาก สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาดครึ่งแรงม้าได้เป็นอย่างดี แต่ไม่สามารถนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาดใหญ่ได้

ในการวิเคราะห์ค่าการสูญเสียที่ได้ทำการทดลองมา จะเห็นได้ว่า

- ลักษณะของสัญญาณควบคุมที่ไม่ใช่สัญญาณไซน์ทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นในมอเตอร์เป็นเหตุให้เกิดการสูญเสียขึ้นในมอเตอร์

- การทำงานของมอเตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งสูงๆ จะทำให้เกิดการกระเพื่อมของมอเตอร์น้อย สังเกตเห็นได้ว่าเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งสูงๆ จะมีเสียงเสียบกว่าเมื่อทำงานที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งต่ำกว่า

- ค่าดัชนีการมีอคคูลูเลทของสัญญาณจะมีผลต่อค่าการสูญเสียของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดกับมอเตอร์ เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ค่าดัชนีการมีอคคูลูเลทค่าทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ในกลุ่มที่ 2 สูงมากนั่นคือ การสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์จะมีค่ามาก แต่เมื่อมีการเพิ่มดัชนีการมีอคคูลูเลทให้มากขึ้นพบว่า แรงดันฮาร์โมนิกส์ในกลุ่มต่างๆมีขนาดลดลงโดยเฉพาะฮาร์โมนิกส์ในกลุ่มที่ 2 จะมีขนาดลดลงอย่างรวดเร็ว ทำให้การสูญเสียในตัวมอเตอร์ลดลงด้วย

- จากการที่โครงการนี้ใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งอาจจะใช้เป็น MOSFET หรือ Transister แทนก็ได้ แต่คุณสมบัติของตัว IGBT จะมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานต่ำ จึงเกิดการสูญเสียในตัวมันเองต่ำ เป็นเหตุให้ความสูญเสียที่เกิดจากอินเวอร์เตอร์ต่ำลง ในขณะที่อุปกรณ์อื่นมีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันเองสูงกว่า IGBT ทำให้ความสูญเสียที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์มากกว่าถ้าเทียบกับการใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

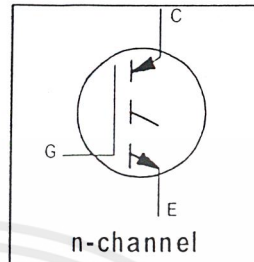
# IRG4PH50K

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



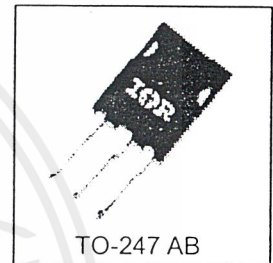
$$V_{CES} = 1200V$$

$$V_{CE(on) \text{ typ.}} = 2.77V$$

$$@V_{GE} = 15V, I_C = 24A$$

## 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



TO-247 AB

## 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)

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0\text{V}, I_C = 250\mu\text{A}$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage	18	—	—	V	$V_{GE} = 0\text{V}, I_C = 1.0\text{A}$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.91	—	$\text{V}/^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0\text{V}, I_C = 2.0\text{mA}$
$V_{CE(ON)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.77	3.5	V	$I_C = 24\text{A}$ $V_{GE} = 15\text{V}$ see figures 2, 5 $I_C = 45\text{A}$ $I_C = 24\text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$
		—	3.28	—		
		—	2.54	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-10	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 2.0\text{mA}$
$g_{fe}$	Forward Transconductance	13	19	—	S	$V_{CE} = 100\text{V}, I_C = 24\text{A}$
$I_{CES}$	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	$\mu\text{A}$	$V_{GE} = 0\text{V}, V_{CE} = 1200\text{V}$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0\text{V}, V_{CE} = 10\text{V}, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	5000		$V_{GE} = 0\text{V}, V_{CE} = 1200\text{V}, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GES}$	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	$\pm 100$	nA	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$Q_g$	Total Gate Charge (turn-on)	—	180	270	nC	$I_C = 24\text{A}$ $V_{CC} = 400\text{V}$ see figure 8 $V_{GE} = 15\text{V}$
$Q_{ge}$	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	25	38		
$Q_{gc}$	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	70	110		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	36	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 24\text{A}, V_{CC} = 960\text{V}$ $V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 5.0\Omega$
$t_r$	Rise Time	—	27	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	200	300		
$t_f$	Fall Time	—	130	190		
$E_{on}$	Turn-On Switching Loss	—	1.21	—	mJ	Energy losses include "tail" see figures 9,10,14
$E_{off}$	Turn-Off Switching Loss	—	2.25	—		
$E_{is}$	Total Switching Loss	—	3.46	4.1		
$t_{sc}$	Short Circuit Withstand Time	10	—	—	$\mu\text{s}$	$V_{CC} = 720\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 5.0\Omega$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	35	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , $I_C = 24\text{A}, V_{CC} = 960\text{V}$ $V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" see figures 10,11,14
$t_r$	Rise Time	—	29	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	380	—		
$t_f$	Fall Time	—	280	—		
$E_{is}$	Total Switching Loss	—	7.80	—	mJ	see figures 10,11,14
$L_E$	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
$C_{ies}$	Input Capacitance	—	2800	—	pF	$V_{GE} = 0\text{V}$ $V_{CC} = 30\text{V}$ see figure 7 $f = 1.0\text{MHz}$
$C_{oes}$	Output Capacitance	—	140	—		
$C_{res}$	Reverse Transfer Capacitance	—	53	—		

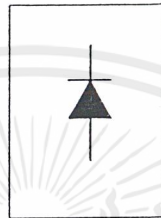
## Notes:

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

# International IOR Rectifier

## QUIETIR Series 10ETF..

### FAST SOFT RECOVERY RECTIFIER DIODE



$$V_F < 1.33V @ 10A$$

$$t_{rr} = 80ns$$

$$V_{RRM} 1000 \text{ to } 1200V$$

#### Description/Features

The 10ETF.. fast soft recovery QUIETIR rectifier series has been optimized for combined short reverse recovery time and low forward voltage drop.

The glass passivation ensures stable reliable operation in the most severe temperature and power cycling conditions.

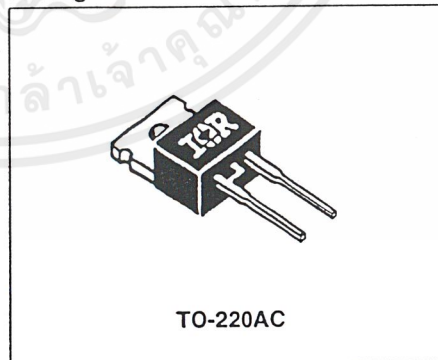
Typical applications are both:

- output rectification and freewheeling in inverters, choppers and converters
- and input rectifications where severe restrictions on conducted EMI should be met.

#### Major Ratings and Characteristics

Characteristics	10ETF..	Units
$I_{F(AV)}$ Sinusoidal waveform	10	A
$V_{RRM}$	1000 to 1200	V
$I_{FSM}$	160	A
$V_F$ @ 10A, $T_J = 25^\circ C$	1.33	V
$t_{rr}$ @ 1A, 100A/ $\mu s$	80	ns
$T_J$	-40 to 150	$^\circ C$

#### Package Outline



# 10ETF.. QUIETIR Series

12146 rev. A 11/99

International  
IOR Rectifier

## Voltage Ratings

Part Number	$V_{RRM}$ , maximum peak reverse voltage V	$V_{RSM}$ , maximum non repetitive peak reverse voltage V	$I_{RRM}$ 150°C mA
10ETF10	1000	1100	4
10ETF12	1200	1300	

## Absolute Maximum Ratings

Parameters	10ETF..	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Max. Average Forward Current	10	A	@ $T_C = 125^\circ\text{C}$ , 180° conduction half sine wave
$I_{FSM}$ Max. Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current	160	A	10ms Sine pulse, rated $V_{RRM}$ applied
	185		10ms Sine pulse, no voltage reapplied
$I^2t$ Max. $I^2t$ for fusing	128	$A^2s$	10ms Sine pulse, rated $V_{RRM}$ applied
	180		10ms Sine pulse, no voltage reapplied
$I^2\sqrt{t}$ Max. $I^2\sqrt{t}$ for fusing	1800	$A^2\sqrt{s}$	$t = 0.1$ to 10ms, no voltage reapplied

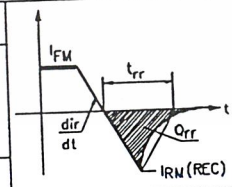
## Electrical Specifications

Parameters	10ETF..	Units	Conditions
$V_{FM}$ Max. Forward Voltage Drop	1.33	V	@ 10A, $T_J = 25^\circ\text{C}$
$r_t$ Forward slope resistance	22.9	$m\Omega$	$T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{F(TO)}$ Threshold voltage	0.96	V	
$I_{RM}$ Max. Reverse Leakage Current	0.1	mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	4		$T_J = 150^\circ\text{C}$

$V_R = \text{rated } V_{RRM}$

## Recovery Characteristics

Parameters	10ETF..	Units	Conditions
$t_{rr}$ Reverse Recovery Time	310	ns	$I_F @ 10\text{Apk}$ @ 25A/ $\mu\text{s}$ @ 25°C
$I_{rr}$ Reverse Recovery Current	4.7	A	
$Q_{rr}$ Reverse Recovery Charge	1.05	$\mu\text{C}$	
S Typical Snap Factor	0.6		



Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	10ETF..	Units	Conditions
$T_J$ Max. Junction Temperature Range	-40 to 150	°C	
$T_{sig}$ Max. Storage Temperature Range	-40 to 150	°C	
$R_{thJC}$ Max. Thermal Resistance Junction to Case	1.5	°C/W	DC operation
$R_{thJA}$ Max. Thermal Resistance Junction to Ambient	62	°C/W	
$R_{thCS}$ Typical Thermal Resistance, Case to Heatsink	0.5	°C/W	Mounting surface, smooth and greased
wt Approximate Weight	2 (0.07)	g (oz.)	
T Mounting Torque	Min. 6 (5)	Kg-cm (lbf-in)	
	Max. 12 (10)		
Case Style	TO-220AC	JEDEC	

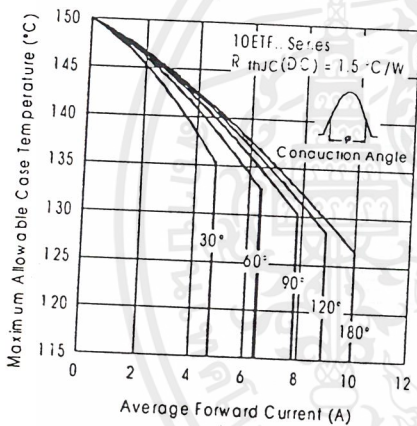


Fig. 1 - Current Rating Characteristics

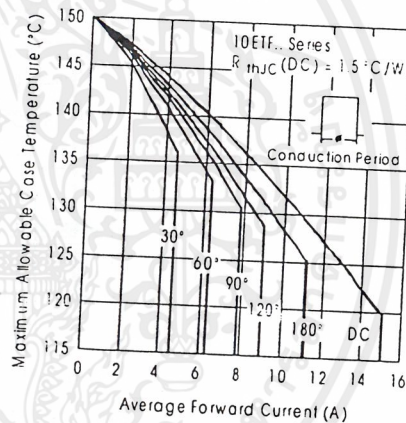


Fig. 2 - Current Rating Characteristics

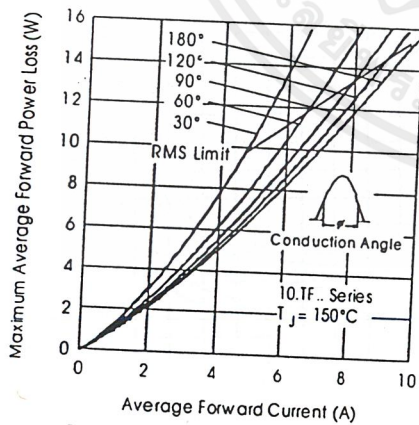


Fig. 3 - Forward Power Loss Characteristics

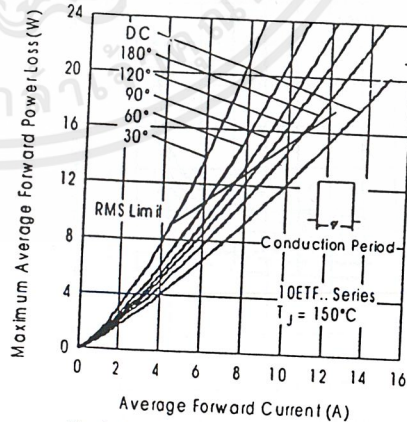


Fig. 4 - Forward Power Loss Characteristics

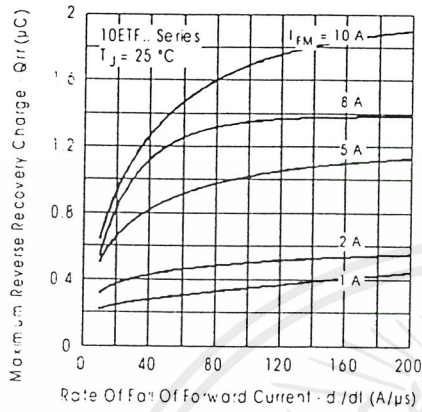


Fig. 10 - Recovery Charge Characteristics,  $T_J = 25^\circ\text{C}$

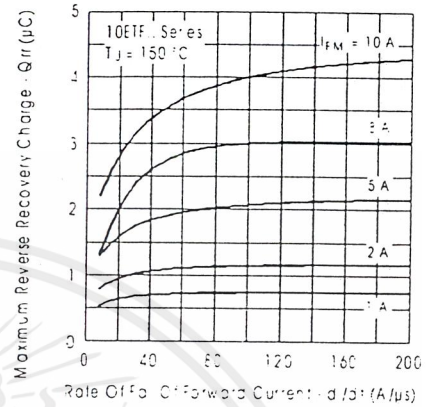


Fig. 11 - Recovery Charge Characteristics,  $T_J = 150^\circ\text{C}$

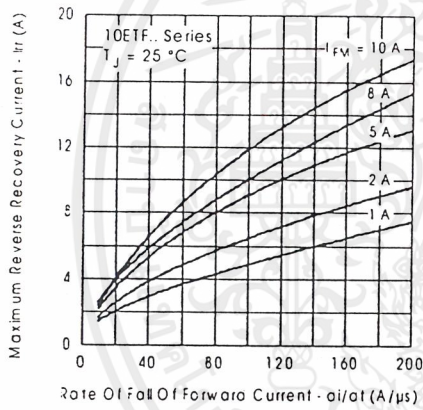


Fig. 12 - Recovery Current Characteristics,  $T_J = 25^\circ\text{C}$

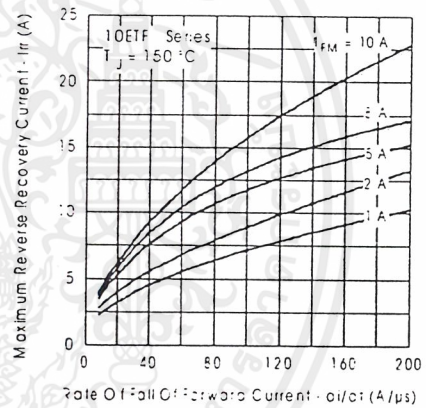


Fig. 13 - Recovery Current Characteristics,  $T_J = 150^\circ\text{C}$

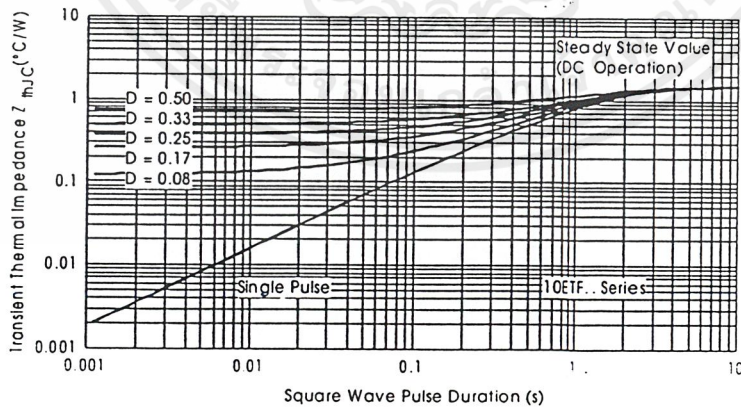
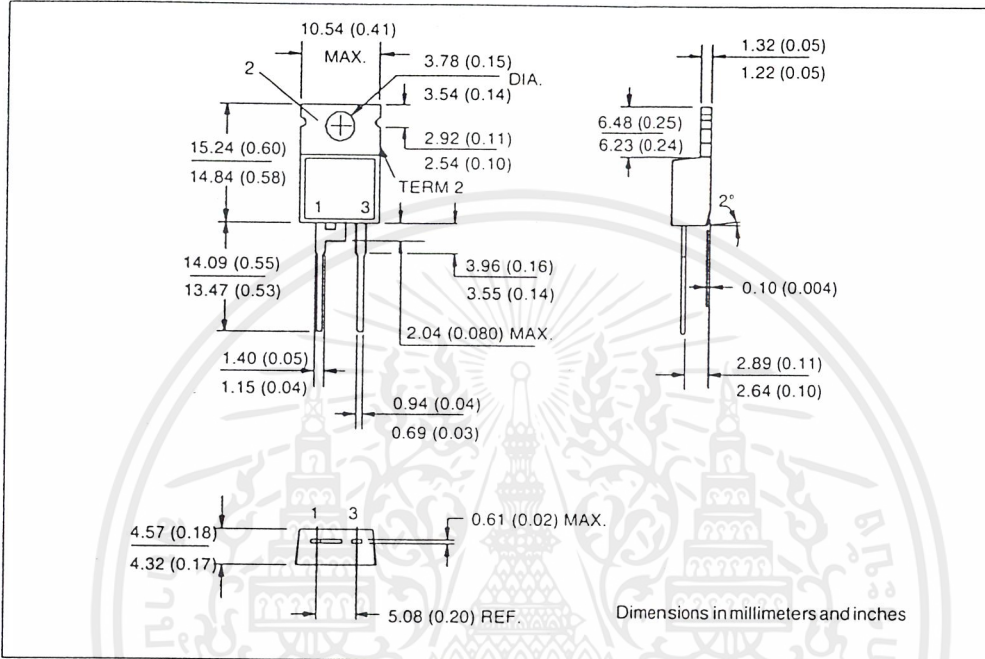


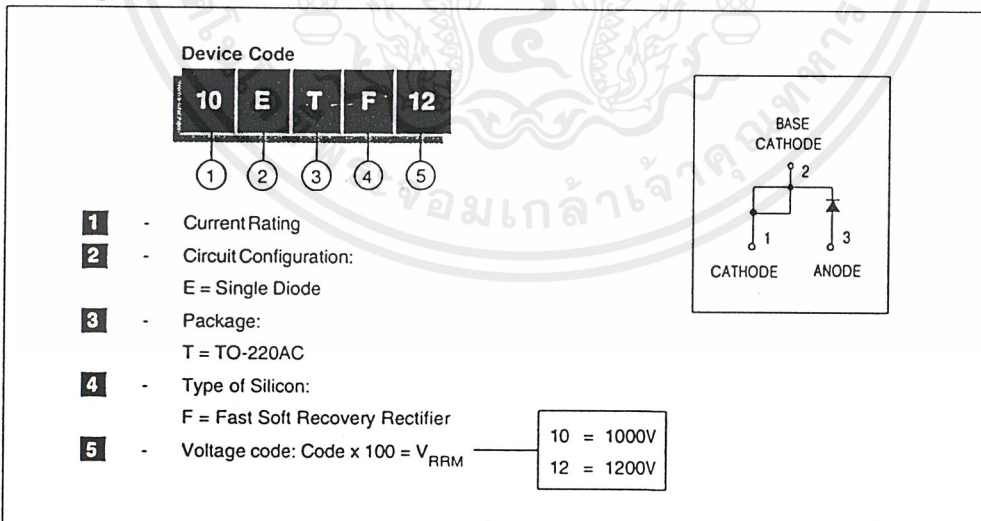
Fig. 14 - Thermal Impedance  $Z_{thJC}$  Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Outline Table



Ordering Information Table





International  
**IR** Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 U.S.A. Tel: (310) 322 3331. Fax: (310) 322 3332.  
EUROPEAN HEADQUARTERS: Hurst Green, Oxley, Surrey RH8 9BB, U.K. Tel: ++ 44 1883 732020. Fax: ++ 44 1883 733408.  
IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Markham, Ontario L6T3Z2. Tel: (905) 453 2200. Fax: (905) 475 8801.  
IR GERMANY: Saalburgstrasse 157. 61350 Bad Homburg. Tel: ++ 49 6172 96590. Fax: ++ 49 6172 965933.  
IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino. Tel: ++ 39 11 4510111. Fax: ++ 39 11 4510220.  
IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo, Japan 171. Tel: 81 3 3983 0086.  
IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994. Tel: ++ 65 838 4630.  
IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D.207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan. Tel: 886 2 2377 9936.

<http://www.irf.com>

Fax-On-Demand: +44 1883 733420

Data and specifications subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)  
 ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIR-CUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT
Input Forward Voltage		V <sub>F</sub>	—	I <sub>F</sub> = 10mA, Ta = 25°C		1.6	1.8	V
Temperature Coefficient of Forward Voltage		ΔV <sub>F</sub> /ΔTa	—	I <sub>F</sub> = 10mA	—	-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> = 10mA V <sub>8-6</sub> = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" Level	I <sub>OPL</sub>	2		I <sub>F</sub> = 0 V <sub>6-5</sub> = 2.5V	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"	V <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%	5 × 10 <sup>10</sup>	10 <sup>14</sup>	—	Ω

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

TLP250-3
1996-4-8
TOSHIBA CORPORATION

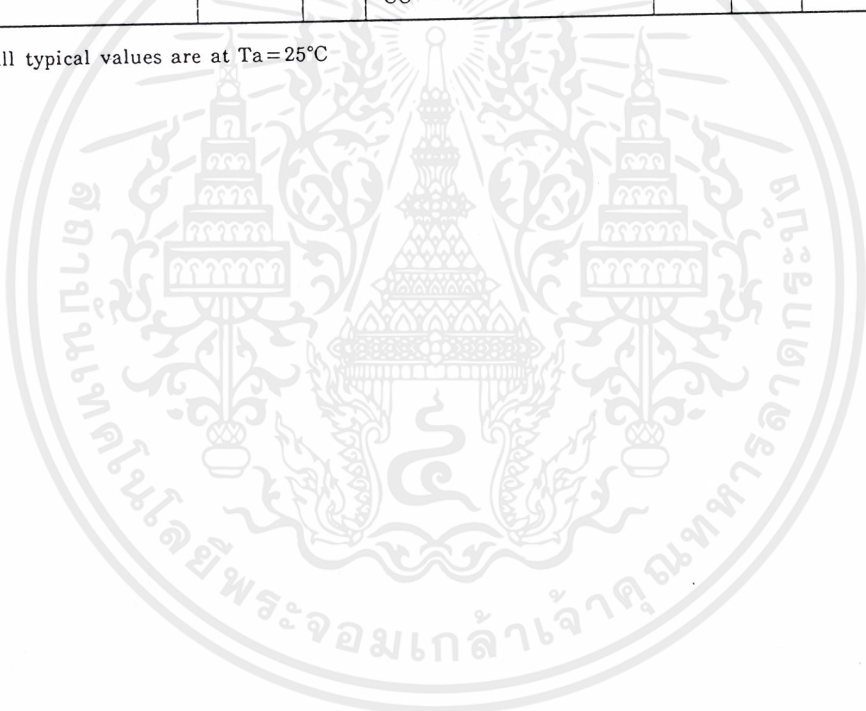
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

SWITCHING CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIR-CUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT
Propagation Delay Time	L→H	t <sub>pLH</sub>	6	I <sub>F</sub> = 8mA V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t <sub>pHL</sub>			—	0.15	0.5	
Output Rise Time		t <sub>r</sub>			—	—	—	
Output Fall Time		t <sub>f</sub>			—	—	—	
Common Mode Transient Immunity at High Level Output		C <sub>MH</sub>	7	V <sub>CM</sub> = 600V, I <sub>F</sub> = 8mA V <sub>CC</sub> = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common Mode Transient Immunity at Low Level Output		C <sub>ML</sub>	7	V <sub>CM</sub> = 600V, I <sub>F</sub> = 0mA V <sub>CC</sub> = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

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

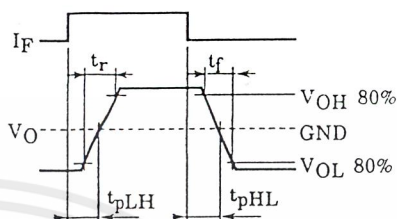
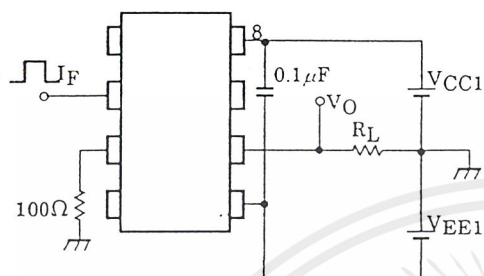


TLP250 - 4
1996 - 4 - 8
TOSHIBA CORPORATION

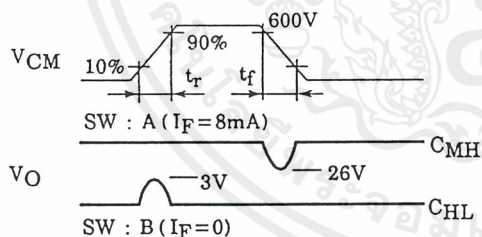
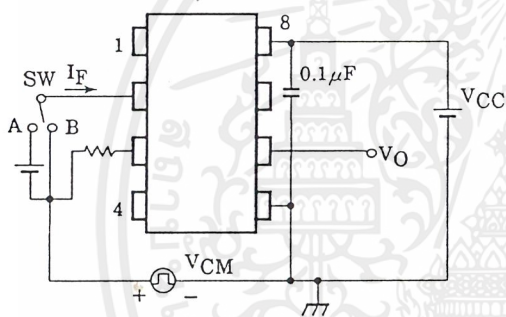
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

TEST CIRCUIT 6 :  $t_{pLH}$ ,  $t_{pHL}$ ,  $t_r$ ,  $t_f$



TEST CIRCUIT 7 :  $C_{MH}$ ,  $C_{ML}$



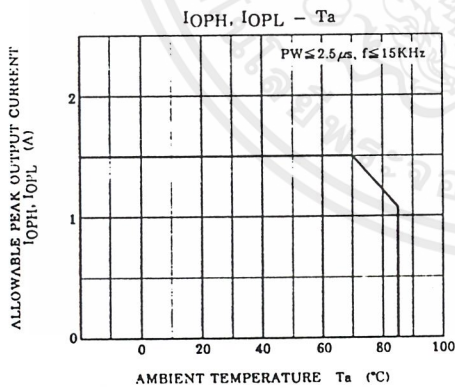
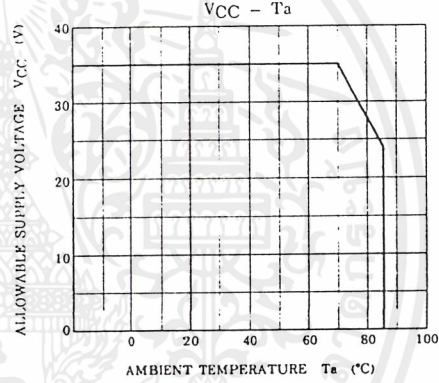
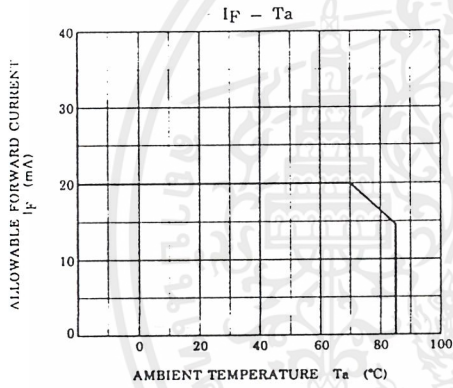
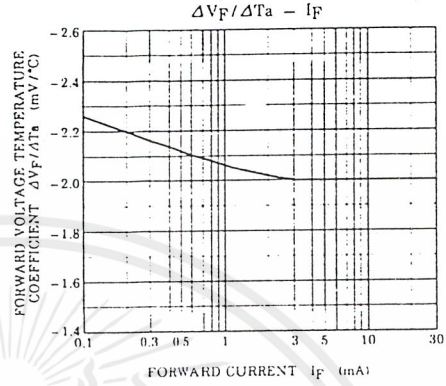
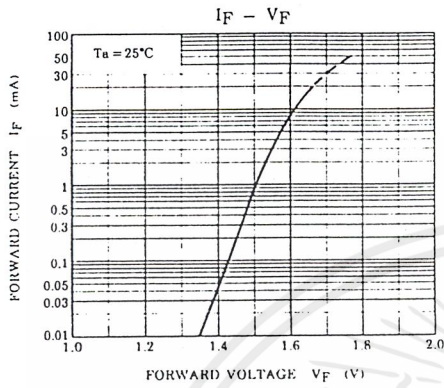
$$C_{ML} = \frac{480(V)}{t_r(\mu s)}$$

$$C_{MH} = \frac{480(V)}{t_f(\mu s)}$$

$C_{ML}$  ( $C_{MH}$ ) 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.

TLP250-6
1996-4-8
TOSHIBA CORPORATION

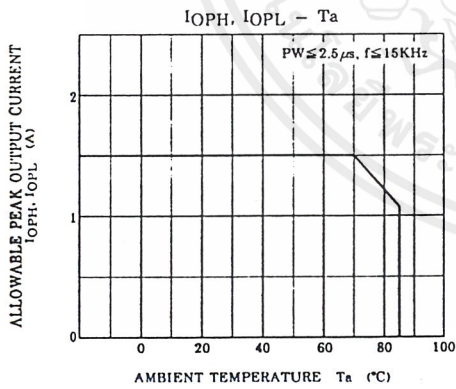
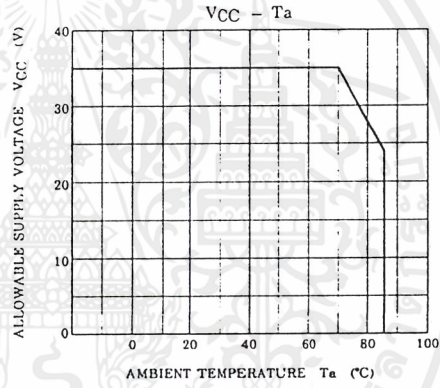
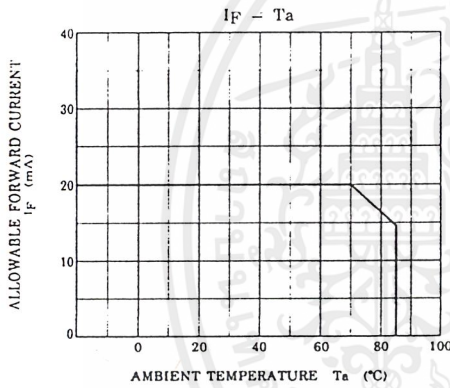
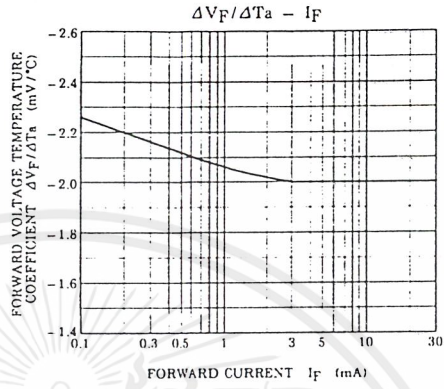
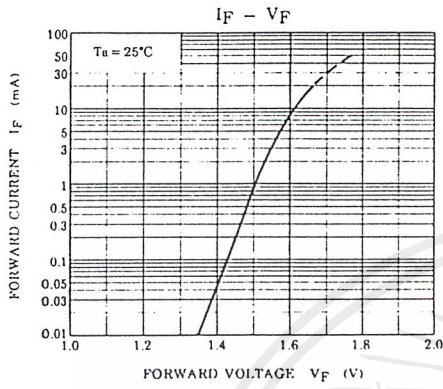
(TLP250)



TLP250-7*
1996-4-8
<b>TOSHIBA CORPORATION</b>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)



TLP250 - 7*
1996 - 4 - 8
<b>TOSHIBA CORPORATION</b>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และญาติพี่น้องของพวกเราทุกคน ที่ให้การสนับสนุนในเรื่องของทุนการศึกษา ที่สร้างโอกาสให้พวกเรากระผมมาศึกษาต่อ ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จนได้ทำโครงการนี้

ต้องขอขอบคุณ รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ ดร.วิจิตร กิณเรศ และอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาและความช่วยเหลือในด้านต่างๆ

ต้องขอขอบคุณ พี่โรมัส พี่เอ และพี่ๆปริญญาโท ที่ให้คำปรึกษาและให้ยืมอุปกรณ์ต่างๆ

ต้องขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ร่วมห้อง โครงการทุกคน ที่ให้คำแนะนำ และอยู่เป็นๆ ทำโครงการ

ต้องขอขอบคุณพี่ตัวเล็ก ที่อำนวยความสะดวกในการยืมเครื่องมือและอุปกรณ์ สุดท้ายขอขอบคุณ อาจารย์ที่ปรึกษาของพวกเราคือ อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย ที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับ โครงการและแนะนำให้แก๊งค์ต่างๆ ตลอดมา

นายณัฐพงศ์	ศรีเหรียญ
นายประกอบ	โกเมศวารกุล
นายภูมิจัฐ	ถกพัฒน์กุล
นายโสฬส	ปานะศิษฐ์

## เอกสารอ้างอิง

1. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbin, “Power Electronics: Converter Application, and Design”, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & sons, Inc., USA, 1995
2. Rachid M.H., “Power Electronics”, Prentice-Hall, Inc., USA, 1998
3. A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen D. Umans, “Electric Machinery”, 5<sup>th</sup> ed., McCraw-Hill, Inc., Singapore, 1992
4. B.L. Tehraja, A.K. Theraja. “A Text-Book of Electrical Technology”, Nirja Construction & Development CO. (P) LTD, 1994
5. พิชิต ถ้ายอง “เครื่องจักรกลไฟฟ้า I”, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543
6. ดร. วิจิตร กิณเรศ “เอกสารประกอบคำบรรยาย Electric Drives (Ac Drives)” สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543