

ปีการศึกษา 2543

การควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสโดยวิธีการควบคุมความกว้างของพัลส์  
สำหรับขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์

Single Phase PWM AC /AC Converter for Induction Motor Drive



โดย

นายเมธา คิลปิติวิมานิชย์  
นายวิญญู ศรีสุรราช  
นายอภิชาติ นิลเพ็ชร

ม.อ.  
ม.ย. 57  
1543

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 42623  
วัน, เดือน, ปี 4 ส.ย. 2545

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

อาจารย์ที่ปรึกษา  
ผศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสโดยวิธีการควบคุมความกว้างของพัลส์สำหรับ  
ขับเคลื่อนอินดักชัน 1 เฟส

ผู้จัดทำ

1.นายเมธา ศิลป์ศิริวานิชย์  
2.นายวิญญู ศรีสุราช  
3.นายอภิชาติ นิลเพ็ชร

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสโดยวิธีการควบคุมความกว้างของพัลส์ สำหรับขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์

นายเมธา ศิลป์ศิริวานิชย์  
 นายวิญญู ศรีสุราช  
 นายอภิชาติ นิลเพ็ชร  
 ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา  
 ปีการศึกษา 2543

## บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้นำเสนอการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์หรือพัลส์ วิตซ์ มอดคูเลชั่น เอชซี ซอปเปอร์ (PWM Ac Chopper) ซึ่งใช้ ไอจีบีที (IGBT) เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่ง โดยมีจุดประสงค์เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมพลังงานที่จ่ายให้กับโหลดชนิดต่างๆ โดยเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสและได้นำเสนอหลักการอย่างง่ายในการออกแบบสัญญาณควบคุมการสวิตซ์ที่ดับบลิวเอ็ม นอกจากนี้ยังได้ศึกษาการทำงานโดยการจำลองการทำงานโดยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์และการเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง

## Single phase PWM AC/AC Converter for Induction Motor drive

Metha Silsirivanitch

Winyou Srisuratch

Apichat Ninphet

Asst.Prof.Dr. Vijit Kinnares Advisor

2000

### Abstract

This thesis presents the control of ac voltage using PWM ac chopper technique with switching component called IGBT. The use of fed energy control for various loads especially for a single-phase induction motor is the purpose of this Thesis. In addition, The simple for designing PWM switching control signal is proposed. Moreover, simulation results compared with experimental results are also included.

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	XI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 การนำไปใช้ขับโพลประเภทแรงบิดแปรผันตรงกับความเร็วกำลังสอง	1
1.2 ความเบื้องต้นของการใช้วงจรชอปเปลอร์	3
1.3 วัตถุประสงค์ของ โครงการงาน	3
1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานปริญญาานิพนธ์	4
1.5 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์	4
บทที่ 2 ทฤษฎี	5
2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	5
2.1.1 คำนำ	5
2.1.2 หลักการทำงาน	5
2.1.3 ไสล(Slip)	7
2.1.4 ความเร็วที่แท้จริงของสนามแม่เหล็กหมุนในอวกาศ	7
2.1.5 ความถี่ที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุน	8
2.1.6 แรงเคลื่อน ไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุน	8
2.1.7 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน	9
2.1.8 มอเตอร์ที่เริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุและวงจรวัดการเหนี่ยวนำ	11
2.1.9 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ประจุทั้งในขณะที่หมุนเริ่มแรกและในขณะที่วิ่งหรือทำงานตามปกติ	12
2.2 วงจรออปแอมป์พื้นฐาน	13
2.2.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน	13
2.2.2 วงจรขยายกลับเฟส	14

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.3 วงจรขยายไม่กลับเฟส	15
2.2.4 วงจรตามแรงดัน	16
2.2.5 วงจรอินทิเกรต	17
2.3 การมีอคติตามความกว้างของพัลส์	20
2.3.1 การมีอคติตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว	20
2.3.2 การมีอคติตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์	21
2.3.3 การมีอคติตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์	22
2.4 วงจรเคคไทม์	24
2.5 วงจรจับเกท	24
2.6 วงจรกำลัง	24
2.7 วงจรสับเบอร์	25
2.8 วงจรตรวจจับกระแส	25
2.9 คุณสมบัติของ ไอจีบีทีเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์สวิตชิงประเภทอื่น	25
บทที่ 3 หลักการที่นำมาใช้	26
3.1 การขับโดยใช้ความถี่การไฟฟ้าและปรับโวลต์	26
3.2 วงจรสับเบอร์	28
3.3 การควบคุมโวลเตจโดยการควบคุมความกว้างพัลส์	30
บทที่ 4 วงจรที่ใช้	34
4.1 วงจรกำลัง	34
4.2 วงจรควบคุม	36
4.2.1 โครงสร้างวงจรสร้างพัลส์	37
4.2.2 วงจรสร้างสามเหลี่ยม	37
4.2.3 วงจรสร้างสัญญาณ ไซน์	38
4.2.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	38
4.2.5 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S1 และ S2	39
4.2.6 วงจรปรับออฟเซตของกระแสเอาท์พุท	40
4.2.7 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S3 และ S4	40

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.8 วงจรเคคไทม์	41
4.2.9 วงจรจับเกท	42
4.2.10 วงจรตรวจจับกระแส	43
บทที่ 5 ผลการทดลอง	44
5.1 การจำลองการทำงาน โดยคอมพิวเตอร์	44
5.1.1 วงจรที่ใช้ในการจำลอง	44
5.1.2 โอเวอร์มีอดคูลเลชัน ( $Ma > 1$ )	45
5.1.2.1 โหลดความต้านทานอย่างเดียว	45
5.1.2.2 โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	45
5.1.3 มีอดคูลเลชันปกติ ( $Ma = 1$ )	46
5.1.3.1 โหลดความต้านทาน	46
5.1.3.2 โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	47
5.1.4 อันเดอร์มีอดคูลเลชัน ( $Ma < 1$ )	48
5.1.4.1 โหลดความต้านทาน	48
5.1.4.2 โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	48
5.2 วงจรควบคุมในการทดลอง	50
5.2.1 วงจรที่ใช้	50
5.2.1.1 วงจรสร้างพัลส์	50
5.2.1.2 ลักษณะสัญญาณควบคุมสวิตช์ S3-S4 ตามลำดับ	50
5.2.2 วงจรเคคไทม์	51
5.2.2.1 วงจรที่ใช้	51
5.2.2.2 ลักษณะสัญญาณที่ผ่านวงจรเคคไทม์	51
5.2.3 วงจรจับเกท	52
5.2.3.1 วงจรที่ใช้	52
5.2.3.2 ลักษณะสัญญาณ	52
5.3 ผลการทดลองกับ โหลดชนิดต่าง ๆ	53
5.3.1 วงจรกำลังที่ใช้	53

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3.2 โหลดความต้านทาน	53
5.3.2.1 ลักษณะสัญญาณควบคุม	53
5.3.2.2 สัญญาณเอาต์พุตที่มอดูลอินเด็กต่าง ๆ กัน	53
5.3.2.3 กราฟแสดงการเกิดฮาร์โมนิก	57
5.3.3 โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	64
5.3.3.1 สัญญาณควบคุม	64
5.3.3.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ค่ามอดูลอินเด็กต่าง ๆ กัน	64
5.3.3.3 กราฟแสดงการเกิดฮาร์โมนิก	68
5.3.4 โหลดอินคักซ์มอเตอร์ 1 เฟส ขนาด ¼ แรงม้า 220 โวลต์	75
5.3.4.1 สัญญาณควบคุมขาเกท	75
5.3.4.2 สัญญาณเอาต์พุตที่มีมอดูลอินเด็กต่าง ๆ กัน	75
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	77
ภาคผนวก	
ก. ดาต้าชีท (Ddatasheet)	
ข. เอกสารอ้างอิง	

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 เซ็นทริฟูกัล (Centrifugal) ป้อนจับด้วยความเร็วคงที่	1
รูปที่ 1.2 เซ็นทริฟูกัล (Centrifugal) ป้อนจับด้วยการปรับเปลี่ยนความเร็ว	2
รูปที่ 2.1 กระแสเหนี่ยวนำโรเตอร์และแรงบิด	6
รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอเตอร์	9
รูปที่ 2.3 วงจรมอเตอร์	10
รูปที่ 2.4 เวกเตอร์ของวงจร	10
รูปที่ 2.5 มอเตอร์ชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุและวงจรมอเตอร์เหนี่ยวนำ	11
รูปที่ 2.6 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวเก็บประจุทั้งในขณะเริ่มแรกและในขณะวิ่ง	12
รูปที่ 2.7 เวกเตอร์ของมอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวเก็บประจุทั้งในขณะเริ่มแรก และในขณะวิ่ง	12
รูปที่ 2.8 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน	13
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรกลับเฟสแบบมาตรฐาน	14
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขยายไม่กลับเฟส	15
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรตามแรงดัน	16
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐานที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ	17
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์	18
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรอินทิเกรต	19
รูปที่ 2.15 แสดงสัญญาณ PWM ที่เกิดจากการใช้ Double side triangular wave (a) และ (b) แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ (c) แสดงค่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากค่า Ma ต่าง ๆ	23 23
รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของอินดักชันมอเตอร์	26
รูปที่ 3.2 การควบคุมความเร็ว โดยการควบคุม โวลต์ที่สเตเตอร์ (a) มอเตอร์ที่มีค่าสลลิปที่พิกัดน้อย (b) มอเตอร์ที่มีค่าสลลิปที่พิกัดมาก	27 27
รูปที่ 3.3 (a) วงจรสับเบรแบบอนุกรมและขนาน (b) วงจรที่ใช้ทดลอง	29
รูปที่ 3.4 เอชซีชอปเปอร์เฟสเดียวที่มีอินพุทฟิลเตอร์	31
รูปที่ 3.5 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเอชซีชอปเปอร์เฟสเดียว	32

## สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.6 พฤติกรรมของเอชซีชอปเปอร์	32
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรถูกใช้ในโครงการงาน	34
รูปที่ 4.2 วงจรกำลัง	34
รูปที่ 4.3 การทำงานของสวิตช์แต่ละตัว	35
รูปที่ 4.4 การต่อสับเบอร์เข้ากับ IGBT	36
รูปที่ 4.5 โครงสร้างของวงจรถอบคุม	36
รูปที่ 4.6 โครงสร้างของวงจรถวลต์	37
รูปที่ 4.7 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	37
รูปที่ 4.8 วงจรสร้างสัญญาณไซน์	38
รูปที่ 4.9 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	39
รูปที่ 4.10 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S1 และ S2	39
รูปที่ 4.11 วงจรปรับออฟเซตและกระแสเอาต์พุต	40
รูปที่ 4.12 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S3 และ S4	41
รูปที่ 4.13 วงจรเคดใหม่	42
รูปที่ 4.14 วงจรจับเกท	42
รูปที่ 4.15 วงจรตรวจจับกระแส	43
รูปที่ 5.1 รูปวงจรถูกใช้ในการจำลองการทำงาน	44
รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะแรงดันอินพุตแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma > 1$ ) ตามลำดับ ของ โหลดความต้าน	45
รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma > 1$ ) ของ โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	45
รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma > 1$ ) ตามลำดับ ของ โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	46
รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma = 1$ ) ตามลำดับ ของ โหลดความต้านทาน	46
รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma = 1$ ) ของ โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	46

## สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.7 แสดงลักษณะแรงดันอินพุท แรงดันเอาต์พุทและกระแสเอาต์พุท ( $Ma=1$ ) ตามลำดับ ของ โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	47
รูปที่ 5.8 แสดงลักษณะแรงดันอินพุท แรงดันเอาต์พุทและกระแสเอาต์พุท ( $Ma<1$ ) ของ โหลดความต้านทาน ตามลำดับ	48
รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะแรงดันอินพุท แรงดันเอาต์พุทและกระแสเอาต์พุท ( $Ma<1$ ) ของ โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	48
รูปที่ 5.10 แสดงลักษณะแรงดันอินพุท แรงดันเอาต์พุทและกระแสเอาต์พุท ( $Ma<1$ ) ตามลำดับของ โหลดความต้านทานและเหนี่ยวนำ	49
รูปที่ 5.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจร	50
รูปที่ 5.12 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม	50
รูปที่ 5.13 ลักษณะสัญญาณควบคุมการสวิตช์ S1-S4 ตามลำดับ	50
รูปที่ 5.14 แสดงวงจรเคด ไทม์	51
รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรเคด ไทม์	51
รูปที่ 5.16 แสดงวงจรขั้วเกท	52
รูปที่ 5.17 สัญญาณก่อนเข้าวงจรขั้วเกท	52
รูปที่ 5.18 แสดงลักษณะสัญญาณหลังจากที่ผ่านวงจรขั้วเกท	52
รูปที่ 5.19 วงจรกำลัง	53
รูปที่ 5.20 แสดงสัญญาณควบคุมขาเกทของอุปกรณ์สวิตซ์ของ โหลดความต้านทาน	53
รูปที่ 5.21 แสดงกระแสเอาต์พุทและแรงดันเอาต์พุทที่ค่า $Ma$ ต่าง ๆ	53-55
รูปที่ 5.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมอดินเดกกับแรงดันเอาต์พุท	56
รูปที่ 5.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมอดินเดกกับกระแสอินพุท/เอาต์พุท	57
รูปที่ 5.24 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.2$	57
รูปที่ 5.25 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.3$	58
รูปที่ 5.26 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.4$	58
รูปที่ 5.27 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.5$	59
รูปที่ 5.28 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.6$	59
รูปที่ 5.29 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.7$	60
รูปที่ 5.30 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.8$	60

## สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.31 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.9$	61
รูปที่ 5.32 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.0$	61
รูปที่ 5.33 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.1$	62
รูปที่ 5.34 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.2$	62
รูปที่ 5.35 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.3$	63
รูปที่ 5.36 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.4$	63
รูปที่ 5.37 แสดงลักษณะสัญญาณซับซ้อนของไหลความดันทานและเหนี่ยวนำ	64
รูปที่ 5.38 แสดงแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตที่ค่า $Ma$ ต่าง ๆ	64-66
รูปที่ 5.39 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมอดคูล์อินเดคกับแรงดันเอาต์	67
รูปที่ 5.40 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างมอดคูล์อินเดค, กระแสอินพุท/เอาต์พุท	68
รูปที่ 5.41 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.2$	68
รูปที่ 5.42 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.3$	69
รูปที่ 5.43 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.4$	69
รูปที่ 5.44 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.5$	70
รูปที่ 5.45 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.6$	70
รูปที่ 5.46 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.7$	71
รูปที่ 5.47 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.8$	71
รูปที่ 5.48 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 0.9$	72
รูปที่ 5.49 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.0$	72
รูปที่ 5.50 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.1$	73
รูปที่ 5.51 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.2$	73
รูปที่ 5.52 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.3$	74
รูปที่ 5.53 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกที่ $Ma = 1.4$	74
รูปที่ 5.54 สัญญาณที่นำไปขับเคลื่อนประเภทไหลคอมอเตอร์เหนี่ยวนำ	75
รูปที่ 5.55 แสดงแรงดันเอาต์พุท/กระแสเอาต์พุตที่ค่า $Ma$ ต่างๆของไหลคอมอเตอร์	75-76

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 สภาวะการทำงานของสวิตช์	35
ตารางที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ามอดินเด็กซ์ แรงดันเอาต์พุท และกระแสเอาต์พุทของโหลดความต้านทาน	56
ตารางที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ามอดินเด็กซ์ แรงดันเอาต์พุทและ กระแสเอาต์พุทของโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำ	67



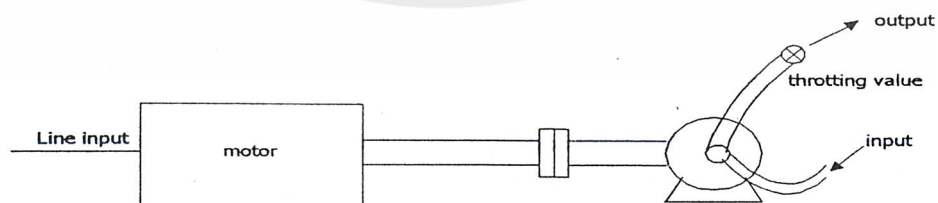
## บทที่ 1

### บทนำ

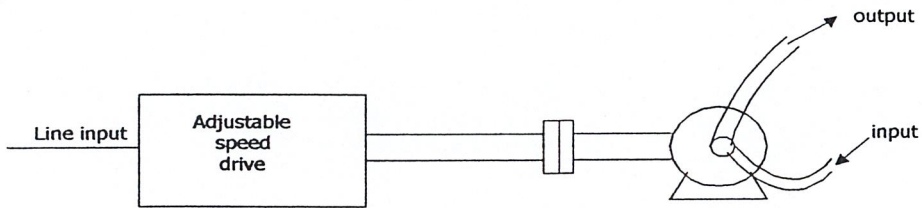
#### 1.1 การนำไปใช้ขับโหลดประเภทแรงบิดแปรผันตรงกับความเร็วกำลังสอง

เนื่องจากว่าการใช้งานมอเตอร์นั้นนอกจากจะพิจารณาเกี่ยวกับตัวมอเตอร์เองแล้วยังต้องพิจารณาถึงโหลดที่จะนำมอเตอร์นั้นไปขับด้วย ซึ่งในโครงการนี้เราจะพิจารณาถึงการนำมอเตอร์ไปใช้ขับโหลดประเภทที่แรงบิดแปรผันตรงกับความเร็วกำลังสอง เช่น ปัมหรือพัดลม เนื่องจากโหลดประเภทนี้ไม่ได้ต้องการแรงบิดคงที่เมื่อความเร็วเพิ่มแต่ต้องการแรงบิดเพิ่มขึ้นเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้น ดังนั้นมอเตอร์จึงควรปรับเปลี่ยนความเร็วได้เพื่อให้เหมาะสมกับโหลด โดยในที่นี้จะให้ความสนใจในเรื่องความเข้าใจในพฤติกรรมของอินดักชันมอเตอร์และวิธีที่จะสามารถควบคุมความเร็วของมันเมื่อการเปลี่ยนแปลงของการควบคุมความเร็ว ไม่ต้องการความเร็วและความแม่นยำ(precise)มากนัก สำหรับในด้านประโยชน์นั้นจะคำนึงถึงผลของการประหยัดพลังงาน (Conservation) ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

พิจารณาตัวอย่างง่าย ๆ ของการใช้อินดักชันมอเตอร์ขับ เช่น ทรูฟูกัด (Centrifugal) ปัม ดังแสดงในรูปที่ 1.1 เมื่อมอเตอร์และปัมทำงานใกล้เคียงกับความเร็วคงที่ เพื่อลดอัตราการไหลต้องปิดบางส่วนของลิ้น (throttle) ของเครื่องที่ปรับการไหล จากสาเหตุนี้ทำให้สูญเสียพลังงานไปกับการปรับอัตราการไหล พลังงานที่สูญเสียนี้สามารถหลบหนีได้ด้วยการใช้ (eliminate) การปรับลิ้นและขับปัมด้วยความเร็วค่าหนึ่ง ที่ให้อัตราไหลที่ต้องการดังแสดงในรูปที่ 1.2 ดังนั้นเมื่อต้องการอัตราการไหลมากหรือน้อยก็ใช้วิธีปรับความเร็วของมอเตอร์เพื่อให้ได้อัตราการไหลที่ต้องการแทนการปรับลิ้น (throttle)



รูปที่ 1.1 เซ็นทรูฟูกัด (centrifugal) ปัม ขับด้วยความเร็วคงที่



รูปที่ 1.2 เซ็นทริฟูกัล (Centrifugal) ปัมป์ขับเคลื่อนด้วยเครื่องปรับเปลี่ยนความเร็ว

ระบบในรูปที่ 1.2 นั้น พลังงานอินพุตลดลงอย่างเห็นได้ชัด (Significantly) เมื่อความเร็วลดลงเพื่อลดอัตราการไหล การลดลงของพลังงานที่ต้องการนี้สามารถคำนวณโดยการยอมรับ (recognize) ว่าในปั๊มนั้น

$$\text{Torque} \approx k_1(\text{speed})^2 \quad 14-1$$

และดังนั้นพลังงานที่ต้องการของปั๊มจากมอเตอร์คือ

$$\text{Power} \approx k_2(\text{speed})^3 \quad 14-2$$

เมื่อ  $k_1, k_2$  เป็นค่าคงที่ของการเป็นสัดส่วนกัน

ถ้าสมมติว่าประสิทธิภาพของมอเตอร์และปั๊มนั้นคงที่เมื่อความเร็วและโหลดเปลี่ยนแล้วพลังงานอินพุตที่ต้องการของอินดักชั่นมอเตอร์จะแปรผันกับความเร็วยกกำลังสามด้วย ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบกับ การปรับอัตราการไหลโดยใช้ลิ้นปั๊มที่ขับเคลื่อนโดยการควบคุมความเร็วสามารถให้ผลในการประหยัดพลังงานอย่างเห็นได้ชัดเมื่อต้องการลดอัตราการไหลเป็นเวลานาน นอกจากนี้ ระบบของปั๊มนั้นออกแบบช่วงความกว้างของขอบเขต (Margin) อัตราการไหลจริงให้มากกว่าอัตราการไหลสูงสุด 20 - 30 % ดังนั้นแล้ว ปั๊มที่ปรับความเร็วสามารถให้ผลในการประหยัดพลังงานได้มากมาย บทสรุปนี้ใช้ได้ เฉพาะในกรณีที่สามารถปรับความเร็วมอเตอร์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพด้านพลังงานเท่านั้น นอกจากนี้ประสิทธิภาพยังสัมพันธ์กับเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์อินเวอร์เตอร์ที่สามารถใช้ควบคุมความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์ได้ในช่วงกว้างของทั้งความเร็วและโหลด

## 1.2 ความเบื้องต้นของการใช้วงจรชอปเปอร์

เนื่องจากว่าวงจรที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไปแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกควบคุมด้วยวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ โดยสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจากย่านเพาเวอร์ต่ำๆจนถึงเพาเวอร์สูงๆ(เช่นระบบการสตาร์ทอินดักชั่นมอเตอร์) โดยมุมของการควบคุมจะเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันไฟไลน์ ซึ่งมีลักษณะเดียวกับการควบคุมไทรสเตอร์ ซึ่งในการควบคุมแบบต่างๆนี้จะเน้นทางด้านการใช้งานที่ง่ายพร้อมกับการควบคุมได้กว้าง อย่างไรก็ตามผลที่ได้รับจากการทำงานของการควบคุมแบบนี้ คือทำให้มุมเฟสโวลติจ์ด้านหลังเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทในขณะที่มีมุมมากๆ และจะเกิดฮาร์โมนิกส์ระดับต่างๆจากการต่อโหลดในขณะที่แรงดันและกระแสที่ใช้งานตามพิกัด ซึ่งจะไม่เกี่ยวข้องกับการกำลังงานทางด้านอินพุทและเอาต์พุท

ในปัจจุบันนี้ความก้าวหน้าทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ สามารถช่วยแก้ปัญหาของระบบกำลังไฟฟ้าให้ดีขึ้น เช่นการควบคุมมุมเฟสของเอซีไลน์ โดยสามารถเปลี่ยนเป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์ในวงจรเอซีชอปเปอร์ ซึ่งมันจะทำให้สมรรถนะในการใช้งานดีขึ้น โดยอาศัยการออกแบบวงจรควบคุม ตลอดจนการทำงานในโหมดชอปเปอร์ ในทางปฏิบัติแรงดันอินพุทจะถูกมอดูเลต ซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นสม่ำเสมอ ไม่ทำให้เกิดปัญหาในการควบคุม Duty Cycle ซึ่งประโยชน์ที่ได้จากการควบคุมความกว้างของพัลส์ คือรูปคลื่นของกระแสอินพุท/เอาต์พุทและรูปคลื่นแรงดันอินพุท/เอาต์พุทจะใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพตัวประกอบกำลังดีขึ้น และสามารถกำจัดฮาร์โมนิกส์อันดับต่างๆได้และผลสืบเนื่องคือสามารถลดขนาดของฟิลเตอร์ ในการกรองให้น้อยลง

## 1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาและออกแบบวงจรควบคุมสัญญาณสวิดชิ่งพีคดับบลิวเอ็ม เอซี ชอปเปอร์
2. จำลองการทำงานของวงจรพีคดับบลิวเอ็ม โดยใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์และเปรียบเทียบการทดลองจริง
3. นำวงจรที่ได้ทดสอบขับโหลดประเภทต่างๆ เช่น โหลดความต้านทาน โหลดความเหนี่ยวนำและโหลดอินดักชั่นมอเตอร์ 1 เฟส
4. เพื่อเป็นต้นแบบในการนำไปปรับปรุงใช้ต่อไป

#### 1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานปริญญาโท

1. เป็นการสร้างแบบจำลอง พีคับบลิวเอ็ม 1 เฟส พร้อมทั้งสร้างวงจรทดลองจริงเพื่อใช้ในวงจรเอซีซีอ็อปเปอร์
2. ได้เรียนรู้เพื่อความเข้าใจในเทคนิคพีคับบลิวเอ็มเอซีซีอ็อปเปอร์
3. ได้เรียนรู้และเข้าใจหลักการทำงานของอุปกรณ์ทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ
4. ได้เรียนรู้และฝึกฝนการใช้งานอุปกรณ์การวัดต่าง ๆ

#### 1.5 ขอบเขตของปริญญาโท

1. จำลองการทำงานของพีคับบลิวเอ็มเอซีซีอ็อปเปอร์โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์
2. จำลองการทำงานของวงจรควบคุมโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์
3. ออกแบบสร้างวงจรควบคุม 1 เฟส
4. สามารถขับเคลื่อนอินคักชั่นมอเตอร์ 1 เฟส (พิกัด) ขนาด  $\frac{1}{4}$  แรงม้า 220 โวลต์ได้

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single-Phase Induction Motors)

##### 2.1.1 คำนำ

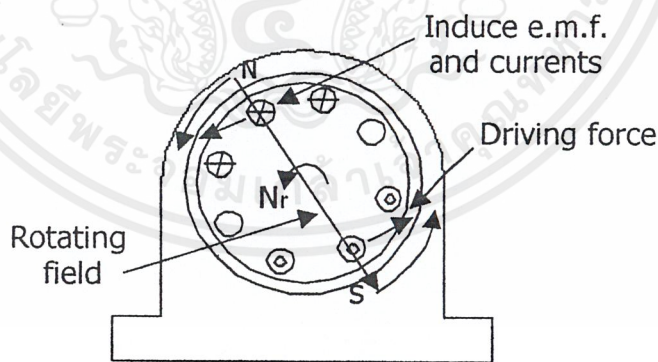
มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single-phase induction motors) เป็นมอเตอร์ที่มีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้หมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟสจะมีแตกต่างกันที่ตรงที่ตัวอยู่กับที่มีการพันขดลวดเป็นแบบเฟสเดียวและได้รับไฟจากไฟเฟสเดียวกัน ดังนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสลับกันไปมาขึ้นที่ตัวอยู่กับที่ซึ่งไม่ใช่สนามแม่เหล็กหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส(Synchronous Speed)เหมือนอย่างกับพวกที่มีการพันแบบสองเฟสหรือสามเฟส จากเหตุผลนี้จึงทำให้เส้นแรงที่สลับไปมานี้ไม่สามารถที่จะทำให้เกิดแรงบิดหมุนขึ้นได้ในขณะที่ตัวหมุนยังหยุดอยู่ นี่ก็คือสาเหตุว่าทำไมมอเตอร์เฟสเดียวจึงไม่มีแรงบิดเริ่มแรกในตัวของมันเอง

อย่างไรก็ดีถ้าหากว่าตัวหมุนถูกทำให้หมุนไปด้วยมือหรือวิธีใดวิธีหนึ่งในทิศทางใดทิศทางหนึ่งแล้วย่อมทำให้เกิดแรงบิดและอัตราเร่งเกิดขึ้นกับมอเตอร์นั้นจนกระทั่งมีความเร็วเต็มที่ในตัวหมุน (Rotor) ของมอเตอร์แบบนี้ส่วนใหญ่เป็นแบบกรงกระรอก (Squirrelcage) ส่วนทางตัวอยู่กับที่นั้นจะมีการพันขดลวดตัวนำผิวด้านนอกแตกต่างกันไปบ้างแล้วแต่วิธีการของมอเตอร์ การที่กล่าวว่ามีมอเตอร์เฟสเดียวมีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้หมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟสนั้นหมายความว่ามอเตอร์แบบนี้มีทั้งตัวอยู่กับที่และตัวหมุน โดยที่ตัวอยู่กับที่นั้นจะมีการพันขดลวดเพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในช่วงเริ่มแรกหรือมีอยู่ตลอดไปก็ได้โดยอาศัยอุปกรณ์ช่วยอื่นๆ เช่น ขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) หรือประจุ (capacitor) ต่อลวดกับขดทำให้หมุน หรืออาจทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเลื่อนหรือเคลื่อนที่ไปรอบหรือเกิดสนามแม่เหล็กโดยที่อาศัยคุณสมบัติของตัวหมุนและตัวอยู่กับที่ร่วมกันได้ ส่วนตัวหมุนนั้นอาจเป็นแบบ โครงกระรอกหรืออาจไม่เป็นก็ได้แต่ก็ต้องเป็นตัวที่จะทำให้เกิดมีการเหนี่ยวนำขึ้นในตัวมันเพื่อทำให้เกิดแรงบิดขึ้นได้เมื่อมีสนามแม่เหล็กหมุนหรือเลื่อนได้หมุนผ่านตัวมัน ซึ่งจะกล่าวแยกเป็นเรื่องๆ ไปตามชนิดของมอเตอร์แบบต่างๆ

##### 2.1.2 หลักการทำงาน (Principle of Operation)

มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำนี้ ไม่มีวงจรไฟฟ้าต่อเชื่อมกันระหว่างตัวอยู่กับที่กับตัวหมุน กระแสที่เกิดขึ้นในตัวหมุนที่ไหลอยู่ภายในแท่งตัวนำที่ฝังอยู่รอบๆ ตัวหมุนนั้น เกิดจากแรง

เคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุนนั้น แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนที่มาจากตัวอยู่กับที่ ซึ่งได้รับกำลังไฟฟ้าสลับมาจากค้วนอกขนาดของแรงเคลื่อนที่ก็ขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนตัวนำของตัวหมุน ปรากฏการณ์ต่างๆ ที่เกิดขึ้นนี้ มีหลักการคล้ายคลึงกับหม้อแปลงที่มีส่วนที่สองที่สามารถเคลื่อนที่ได้ แต่สำหรับมอเตอร์แบบเฟสเดียว ซึ่งมีการพันอยู่บนตัวอยู่กับที่นั้น ไม่อาจทำให้ส่วนที่สองหรือตัวหมุนเคลื่อนที่ได้ ทั้งนี้เพราะแรงบิดที่เกิดขึ้นบนตัวหมุนนั้น มีทิศทางตรงกันข้ามในแต่ละครั้งรอบ (Cycle) ของแต่ละครั้งของไฟที่ใส่เข้าไปในหนึ่ง (Cycle) แต่ถ้าหากว่ามีการพันขดลวดบนตัวอยู่กับที่ตั้งแต่สองชุดขึ้นไปแล้ว ก็จะทำให้มอเตอร์หมุนได้ เช่น ถ้ามีการพันขดลวดสองชุดก็เป็นมอเตอร์สองเฟส ถ้าสามชุดก็เป็นมอเตอร์สามเฟส เป็นต้น อย่างไรก็ตาม มอเตอร์เฟสเดียวนั้น มีวิธีการทำให้หมุนได้หลายวิธี ซึ่งจะกล่าวในเรื่องของมอเตอร์เฟสเดียวต่อไปในตอนหลัง สนามแม่เหล็กถาวรที่เกิดขึ้นบนตัวอยู่กับที่นี้ จะหมุนคล้ายกับการหมุนแม่เหล็กถาวรด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ซึ่งทำให้เกิดการตัดของสนามแม่เหล็กหรือมีการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กขึ้นบนตัวนำที่อยู่บนตัวหมุน ซึ่งมีหลักการเช่นเดียวกับหม้อแปลงนั่นเองเมื่อมีสนามแม่เหล็กวิ่งผ่านตัวนำบนตัวหมุน จะทำให้เกิดกระแสไหลในตัวนำขึ้น ซึ่งทำให้เกิดแรงบิด (torque) ขึ้นที่ตัวหมุนในทิศทางที่หมุนไปทางเดียวกับการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็ก หมุนทิศทางของแรงเคลื่อนไฟนั้นหาได้โดยใช้กฎมือขวาของเฟลมมิ่ง ส่วนทิศทางการเคลื่อนที่ก็หาได้จากกฎมือซ้ายของเฟลมมิ่งเช่นเดียวกับการหาทิศทางของมอเตอร์ไฟตรงดังรูป 2.1



รูปที่ 2.1 กระแสเหนี่ยวนำที่โรเตอร์และแรงบิด

จากรูปเห็นได้ว่าทิศทางการเคลื่อนที่ของหมุนนั้น ไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน ดังนั้นแรงบิดจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อความเร็วของตัวหมุน มีค่าน้อยกว่าความเร็วที่ ซิงโครนัส (Synchronous Speed)

### 2.1.3 สลิป (Slip)

สลิป(Slip) ก็คือ อัตราส่วนของความเร็ว ที่เกิดจากความแตกต่างของความเร็วที่ตัว หมุน กับความเร็วที่ซิงโครนัส(Synchronous Speed) ของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นในเครื่อง กลไฟฟ้าต่างๆ ดังสมการ 2.3-1 ซึ่งคิดเป็นเปอร์เซ็นต์

$$\text{ไถล (Slip=S)} = \frac{N_s - N_r}{N_s} \times 100$$

$$\text{ในเมื่อ } N_s = \text{ความเร็วที่ Synchronous} = \frac{120f}{P} \text{ (รอบ/นาที)}$$

$$\text{หรือ } N_s = \frac{2f}{P} \text{ (รอบ/วินาที)}$$

$$N_r = \text{ความเร็วของตัวหมุน} \text{ (รอบ/นาที) หรือ (รอบ/วินาที)}$$

$$f = \text{ความถี่ของไฟที่จ่ายให้กับตัวอยู่กับที่} \text{ (คลื่น/วินาที)}$$

$$P = \text{จำนวนขั้วแม่เหล็ก} \text{ (ขั้ว)}$$

$$N_r = N_s (1 - S)$$

จาก (2.3-2) ได้ว่า

$$\text{เมื่อ } S = 1$$

$$\text{นั่นคือ } N_r = 0$$

$$\text{หรือ } S = 0$$

$$\text{นั่นคือ } N_r = N_s$$

ปกติแล้วมอเตอร์จะมีไถล  $S$  ประมาณ 1 ถึง 5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อได้รับภาระ (Load) โดยมีภาระเต็มทีประมาณ 5 เปอร์เซ็นต์ แต่เมื่อภาระที่ได้รับน้อยลงไปก็จะทำให้ไถล  $S$  ลดลงไปด้วย นั่นคือความเร็วที่ไถลไปจาก synchronous

$$N_{rs} = N_s - N_r = SN_s$$

เมื่อ  $N_{rs}$  = ความเร็วไถลที่เกิดบนตัวหมุน (รอบ/นาที)

= ความเร็วบนตัวหมุนเมื่อเทียบความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (รอบ/นาที)

**2.1.4 ความเร็วที่แท้จริงของสนามแม่เหล็กของตัวหมุนในอวกาศ ( The Actual Speed of the Rotor Field Space)** เมื่อทำการเทียบกับตัวอยู่กับที่ที่มีค่า  $N_r$

$N_r$  = ความเร็วตัวหมุน + ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุนเมื่อเปรียบกับตัวมันเอง

$$= N_r + N_{rs} = N_r + SN_s$$

$$= N_r + \frac{S}{P} 2f = N_r + N_s - N_r = N_s$$

$$\begin{aligned} \text{หรือ } N_r &= N_s(1 - S) + SN_s \\ &= N_s \\ &= \text{ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดจากตัวอยู่กับที่} \end{aligned}$$

### 2.1.5 ความถี่ที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุน (Rotor Frequency)

ความถี่ที่เกิดขึ้นภายในตัวหมุนเมื่อต่อไฟจากภายนอกเข้าไปยังตัวอยู่กับที่แล้ว ก็ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่ขั้วที่มี  $p$  ขั้ว เคลื่อนด้วยความเร็วไปรอบภายในมอเตอร์ด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) คือ

$N_s = \frac{2f}{P}$  รอบ/วินาที สนามแม่เหล็กนี้ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นจำนวนหนึ่งที่มีความถี่เป็น  $f_r$  ขึ้นบนตัวหมุน ฉะนั้นในขณะเริ่มแรกที่ตัวหมุนยังอยู่กับที่ ก็เกิดขั้วแม่เหล็กขึ้น  $P$  ขั้วเช่นเดียวกับบนตัวอยู่กับที่ด้วย นั่นคือ ตัวหมุนมีความถี่ของไฟเกิดขึ้นในขณะที่  $= \frac{PN_s}{2} = f_r = f$  ด้วย แต่เมื่อตัวหมุนวิ่งด้วยความเร็ว  $N_r$  ย่อมทำให้ความเร็วของตัวหมุนแตกต่างไปจากความเร็วที่ซิงโครนัส (Synchronous Speed) อยู่  $N_s - N_r$  นั่นคือ ตัวหมุนมีความถี่เป็น

$f_r$  คังสมการ

$$f_r = \frac{P(N_s - N_r)}{2}$$

$$f_r = \frac{PN_{rs}}{2}$$

$$= P \frac{SN_s}{2} \quad (\because N_{rs} = SN_s) \text{ รอบต่อวินาที}$$

$$= Sf$$

เมื่อ  $f$  = ความถี่ที่ได้รับจากไฟที่จ่ายให้กับมอเตอร์ (cycle/sec)

$f_r$  = ความถี่ที่เกิดขึ้นในตัวหมุน (cycle/sec)

### 2.1.6 แรงเคลื่อนไฟที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุน เมื่อมอเตอร์ยังไม่หมุนนั้น จะเกิดแรงเคลื่อนไฟ

ในตัวหมุนขึ้นเช่นเดียวกับ การเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ทางด้านที่สองของหม้อแปลง คังสมการ

$$E_{ph} = 2.22 N_{ph}$$

$$O_m \times f \times K_s \times K_c = E_2$$

$$E_2 = \text{แรงเคลื่อนไฟของตัวหมุนเมื่อยังอยู่กับที่ (โวลต์)}$$

เมื่อ  $N_{ph} = N \times P \times g$  = จำนวนตัวนำที่ต่ออนุกรมกัน ในหนึ่งเฟส

$N$  = จำนวนรอบที่ต่ออนุกรมกันในหนึ่งช่อง

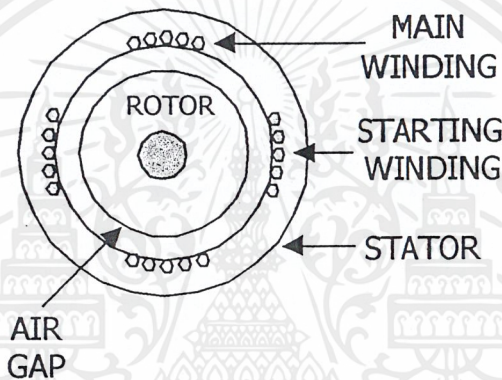
$P$  = จำนวนขั้วแม่เหล็กทั้งหมด

$g$  = จำนวนช่อง/ขั้ว/เฟส

แรงเคลื่อนไฟขณะตัวหมุนยังไม่หมุนนั้นมีค่า  $= E_2$  นั่นคือโกล  $S = 1$

แต่เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุน นั่นคือ Slip น้อยกว่า 1 แล้ว เพราะฉะนั้น แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตัวหมุนก็จะเปลี่ยนจากเดิม ( $E_2$ ) ไป คือเปลี่ยนเป็น  $SE_2$  นั่นเอง

### 2.1.7 มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน (Split-Phase Motor)



รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอเตอร์

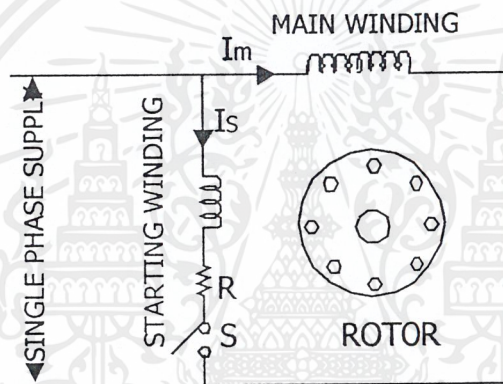
โครงสร้างของมอเตอร์ประกอบด้วย

1. ตัวอยู่กับที่ (Stator) มีขดลวดอยู่ 2 ชุด ชุดหนึ่งมีไว้สำหรับใช้งานตามปกติเรียกว่าชุดสำหรับวิ่ง (running winding หรือ main winding) ชุดขดลวดชุดนี้มีความต้านทานต่ำ แต่ reactance สูงกว่าชุดสำหรับทำให้มอเตอร์เริ่มหมุน โดยที่มีขนาดเส้นลวดใหญ่กว่าชุดหมุน ชุดสำหรับวิ่งหรือใช้งานนี้เป็นชุดหลักที่มีไฟผ่านตลอดเวลา ไม่ว่าจะเป็นขณะเริ่มหมุนที่แรกหรือขณะที่ทำงานปกติ ชุดที่สองเป็นชุดสำหรับทำให้หมุน (starting winding) ขดลวดชุดนี้พันไว้ที่ตัวอยู่กับที่เช่นกัน แต่จะให้ลงในช่อง (slot) เป็นมุมห่างไปจากชุดหลัก 90 องศา ไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นในขณะเริ่มแรก ชุดนี้มีความต้านทานของขดลวดตัวนำสูง แต่ reactance ต่ำและเส้นลวดมีขนาดเล็กขดลวดชุดนี้ต่ออนุกรมกับสวิทช์หนีศูนย์กลาง (centrifugal switch) แล้วจึงนำไปต่อขนานกับชุดสำหรับวิ่งถ้าไม่ใช้สวิทช์หนีศูนย์กลางก็อาจใช้ relay เป็นตัวตัดชุดเริ่มทำให้หมุนหรือชุดช่วยทำให้หมุน (Starting winding or auxiliary winding) ก็ได้ ดังเช่นที่ใช้กับมอเตอร์อัดน้ำยา (compressor) ของตู้เย็นหรือเครื่องปรับอากาศก็

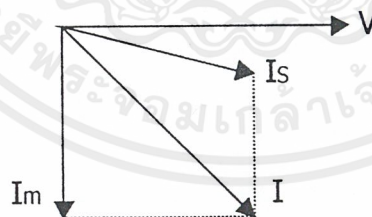
ได้ โดยปกติแล้วมอเตอร์ที่ใช้ฉนวนน้ำยาของผู้ย่นหรือเครื่องปรับอากาศที่ใช้กับไฟเฟสเดียวนั้น จะใช้ตัวประจูดัดด้วย ซึ่งจะได้กล่าวถึงอีกทีหนึ่ง

2. ตัวหมุน (Rotor) เป็นแบบทรงกระบอกธรรมดาซึ่งอาจจะมี 2 กรงซ้อนกันหรือกรงเดียวก็ได้แล้วแต่จุดประสงค์การใช้งาน ตัวนำที่ฝังอยู่ในตัวหมุนมีรูปทรงกระบอกนี้อาจฝังเฉียงๆ (skew) ก็ได้ ที่แกนหมุนของตัวหมุนมี สวิตช์หนีศูนย์กลางติดอยู่ด้วย ทั้งนี้เพื่อตัดบทเริ่มให้หมุนออกไปหลังจากที่มอเตอร์มีความเร็วประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของ synchronous

รูปตัดและวงจรของมอเตอร์ชนิดนี้ดูได้จากรูป 2.2 และ 2.3 จากรูป 2.3 พบว่ามีแรงต้านทานที่มีค่าสูงอีก 1 ตัวต่ออนุกรมเข้ากับขดทำให้หมุน (Starting winding) ความต้านทานนี้อาจไม่ต้องใช้ก็ได้ ถ้าหากว่าความต้านทานของขดเริ่มทำให้หมุนมีค่าสูงพอ



รูปที่ 2.3 วงจรมอเตอร์



รูปที่ 2.4 เวกเตอร์ของวงจร

จากคุณสมบัติของขดลวดทั้งสองที่กล่าวมาแล้ว จึงทำให้กระแส  $I_s$  และ  $I_m$  มีมุมแตกต่างกันเกือบ 90 องศา ดังรูปที่ 2.4 กระแส  $I_s$  มาทีหลัง (Lag) แรงเคลื่อนไฟ  $V$  ไปเป็นมุมเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะค่าความต้านทานสูงกว่าค่า reactance มาก ฉะนั้น จึงทำให้กระแส  $I_s$  เกือบทับกัน (inphase)  $V$  แต่ว่ากระแส  $I_m$  อันเนื่องมาจากขดหลัก (Main winding) นั้นมีความ

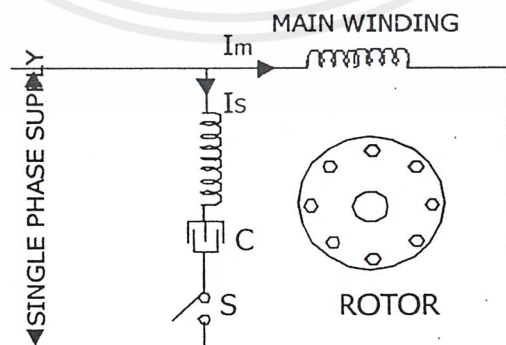
ด้านทานค่าแต่ reactance สูง ดังนั้นจึงทำให้  $I_m$  มาที่หลัง V เกือบ 90 องศา เมื่อเป็นเช่นนั้นจึงเกิดทำให้สนามแม่เหล็กหมุนขึ้น เพิ่มใช้ในการเริ่มหมุนมอเตอร์ ส่วนสวิทช์ หนีศูนย์กลาง S นี้ จะทำหน้าที่ตัดไฟของขดเริ่มหมุน (starting winding) ออกไป หลังจากที่มีมอเตอร์วิ่งได้เกือบใกล้ความเร็วพิกัด หรือประมาณที่ 75 เปอร์เซ็นต์ ของความเร็วที่ synchronous

มอเตอร์แบบนี้มีแรงบิดเริ่มแรกประมาณ 1 ถึง 2 เท่าของแรงบิดที่พิกัด โดยใช้กระแสเริ่มแรกตั้งแต่ 5 ถึง 7 เท่าของกระแสที่พิกัด จึงทำให้เหมาะสมกับการใช้งานกับเครื่องกลึงชนิดเล็ก ตัวแยกโดยอาศัยแรงหนีศูนย์กลาง (Centrifugal separators) และตัวเป่า (blowers) เหล่านี้เป็นต้น

ทิศทางการหมุนของมอเตอร์เหล่านี้กลับทิศได้โดยการสลับขั้วต่อไฟของขดใดขดหนึ่งจาก 2 ขุดนั้น (แต่ไม่ใช่สลับทั้ง 2 ขุด) หลังจากนั้นจึงจ่ายไฟกับขดทั้งสอง ก็จะทำให้มอเตอร์หมุนกลับทิศ มอเตอร์แบบนี้บางทีเรียกว่า “ มอเตอร์ที่เริ่มหมุนโดยใช้ความต้านทาน” นอกจากมอเตอร์แบบที่กล่าวข้างบนแล้ว ยังมีมอเตอร์แยกเฟสที่อาศัย Capacitor เป็นตัวแยกเฟสอีก 2 แบบคือ แบบ capacitor-start induction run และ capacitor-start capacitor run ดังนั้นเพื่อแยกให้ถึงความแตกต่างของมอเตอร์ทั้ง 2 ชนิด นี้จึงแยกได้ดังต่อไปนี้

### 2.1.8 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยต่อประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ (Capacitor Start Induction-Run Motor)

มอเตอร์แบบนี้คล้ายกับแบบ 2.7 ต่างกันที่ว่ามีมอเตอร์แบบนี้ทำให้กระแส  $I_s$  และ  $I_m$  มีเฟสแยกกัน โดยใช้ตัวประจุหรือตัวควบแน่น (Capacitor or condenser) ต่ออนุกรมเข้ากับขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ดังรูปที่ 2.8 ตัวประจุไฟฟ้าที่ใช้นี้เป็นชนิดสารละลาย (electrolytic) ดังนั้นจึงต้องต่อขั้วบวกและลบให้ถูกต้อง



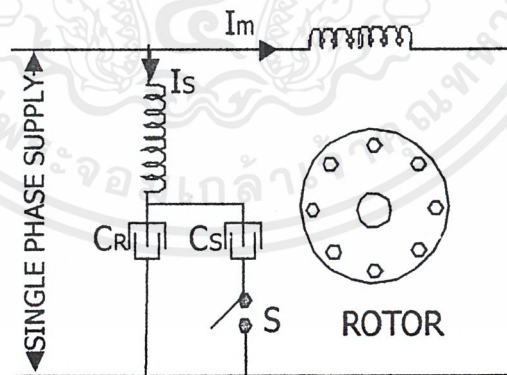
รูปที่ 2.5 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวประจุและวิ่งด้วยการเหนี่ยวนำ

ด้วยตัวประจุนี้จะ โคนตัดออกไปโดยสวิทช์หนีศูนย์กลางหลังจากที่มันมีความเร็วประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วจึงที่ Synchronous ตัวประจุนี้ติดอยู่ที่เปลือกหรือแยกออกต่างหากจากมอเตอร์ก็ได้

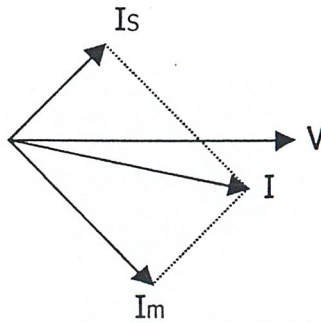
กระแส  $I_m$  นี้มาทีหลัง  $V$  เป็นมุมใหญ่มุมหนึ่ง ในขณะเดียวกัน  $I_s$  มาก่อน  $V$  ดังนั้นจึงทำให้แรงบิดเริ่มแรกสูง ซึ่งทำให้ทำให้เหมาะสมที่จะนำไปขับตัวอัด (Compressor) ปั้นเครื่องผสมเหนียว (doughmixers) และอื่นๆ

### 2.1.9 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ประจู่ทั้งในขณะหมุนเริ่มแรกและในขณะวิ่งหรือทำงานตามปกติ (Capacitor-Start Capacitor-Run Motor)

มอเตอร์แบบนี้จะมีประจู่ไฟ 2 ตัว คือ  $C_s$  และ  $C_R$  รูป 2.6 ตัว  $C_s$  ซึ่งใช้เป็นตัวทำให้มอเตอร์เริ่มหมุนนี้ มีความจุเกือบ 3 เท่าของ  $C_R$  ซึ่งใช้สำหรับวิ่งและเป็นตัวประจู่แบบชนิด Paper (กระดาษ) ตัว  $C_s$  นี้จะ โคนตัดออกไปโดยอัตโนมัติ หลังจากทีมอเตอร์หมุนได้ใกล้เคียงความเร็วที่พิกัด ในการตัด  $C_s$  นี้ นอกจากใช้สวิทช์หนีศูนย์กลางเป็นตัวตัดแล้ว ก็อาจใช้ current coil relay เป็นตัวตัดก็ได้ ส่วนใหญ่ในปัจจุบันนิยมใช้ current coil relay เป็นตัวตัด โดยการ ใช้  $C_R$  ที่เหมาะสมจึงทำให้กระแส  $I_s$  และ  $I_m$  แยกต่างกันเกือบ 90 องศา (2.7) ซึ่งทำให้เหมือนกับว่ามอเตอร์นั้นได้รับไฟจากไฟ 2 เฟส



รูปที่ 2.6 มอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจู่ทั้งในขณะหมุนเริ่มแรกและในขณะวิ่ง



รูปที่ 2.7 เวกเตอร์วงจรมอเตอร์ชนิดที่ใช้ตัวประจุทั้งในขณะหมุนเริ่มแรกและในขณะวิ่ง

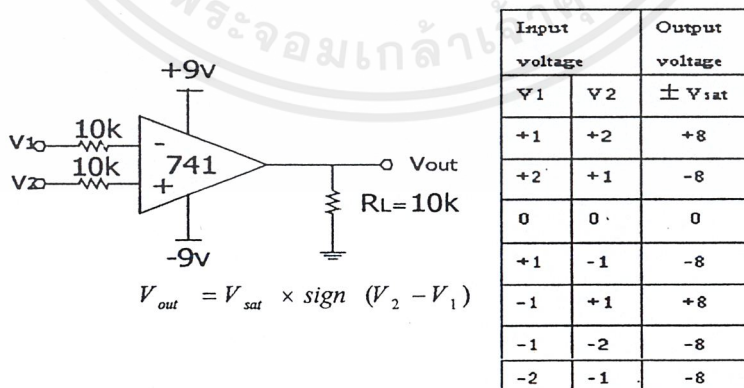
ข้อดีของการต่อตัวประจุนขนาดเล็กไว้ในวงจรของมอเตอร์ก็คือ

- (1) ทำให้สามารถทน over-load ได้ดีขึ้น
- (2) มีตัวประกอบกำลัง (p.f.) สูงขึ้นกว่าเดิม
- (3) ทำให้วิ่งได้เสียบกว่าซึ่งเป็นสิ่งที่มีปรารถนามากในการใช้ในท้องตลาดหรือสำนักงาน

## 2.2 วงจรออปแอมป์พื้นฐาน

### 2.2.1. วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator Amp)

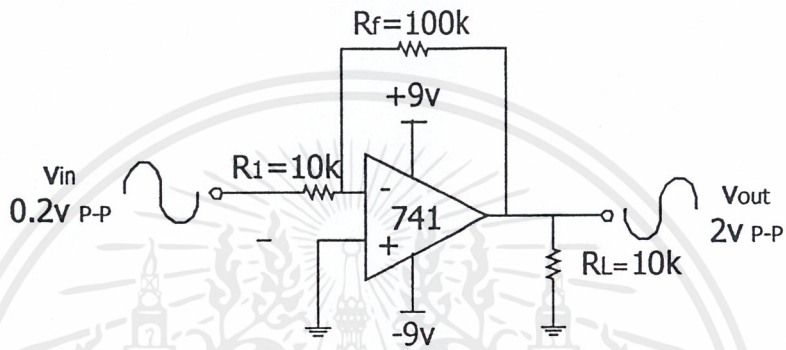
การทำงานเป็นคอมพาราเตอร์ในขณะเปิดลูปนั้น ออมแอมป์จะสามารถเปรียบเทียบระดับสัญญาณระหว่างขั้วอินพุตที่ขั้วบวก ซึ่งอธิบายได้ว่าเมื่อแรงดันที่ขั้วลบมีค่าเป็นบวกสูงกว่าแรงดันอินพุตที่ขั้วบวก สัญญาณที่เอาต์พุตจะเป็นลบ และมีค่าเกือบเท่า  $-V_{\infty}$  จากแหล่งจ่ายไฟดังตัวอย่างในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

### 2.2.2. วงจรขยายกลับเฟส (Inverting Amp)

โดยทั่วไปวงจรขยายจะหมายความถึงวงจรที่เปลี่ยนอินพุทน้อยๆมาเป็นสัญญาณเอาต์พุทที่มีขนาดสูงจึ้นกว่าเดิมซึ่งสัญญาณที่ว่าอาจเป็นได้ทั้งแรงดันหรือกระแสในลักษณะเดียวกัน วงจรขยายของออปแอมป์ก็คือวงจรที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมาก และยังมีลักษณะของการขยายเป็นเส้นตรง นั่นคืออัตราส่วนระหว่างเอาต์พุทต่ออินพุทจะคงที่เสมอ(ในอุดมคติ) และนอกจากนี้เรายังสามารถควบคุมอัตราขยายของออปแอมป์ได้โดยใช้อุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัว



$$A_v = -\frac{R_f}{R_1} \therefore V_{out} = -\frac{R_f}{R_1} V_{in}$$

a)

$V_{in}$	$V_{out}$
+0.3	-3
-0.3	+3
+0.52	-5.2
-0.52	+5.2

b)

รูปที่ 2.9 แสดงวงจรขยายกลับเฟสแบบมาตรฐาน

จากรูปที่ 2.9 ซึ่งวิธีที่ใช้เป็นแบบลูปปิด เรียกว่า “การป้อนกลับแบบลบ” โดยนำเอาต์พุทซึ่งกลับเฟสกับอินพุทมาป้อนที่จุดอินพุทอีกที ผลก็คือวงจรภายในออปแอมป์จะพยายามปรับเอาต์พุทจนกระทั่งความต่างศักย์ระหว่างอินพุทมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ (แต่ต้องเข้าใจว่าแรงดันระหว่างขั้วอินพุทจะต้องไม่เท่ากับศูนย์โวลต์ด้วยกล่าวคือ ผลต่างระหว่าง  $V_{in}$  และบางส่วนของ  $V_{out}$  ที่ขั้วอินพุทลบเพียงมีค่าพอที่จะทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุทได้พอดิเท่านั้น)

จากสมการของอัตราขยายแรงดัน  $A_v$

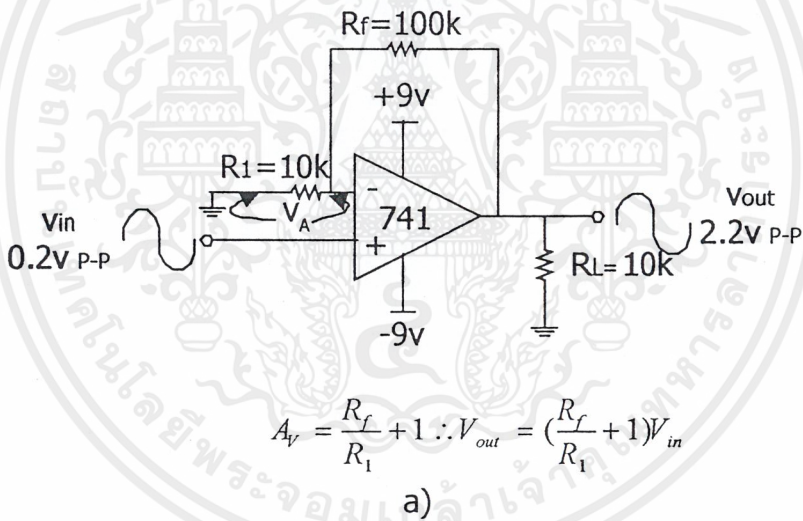
$$A_v = \frac{V_{in}}{V_{out}}$$

เราจะพิสูจน์ให้เห็นว่า ค่าขยายแรงดัน  $A_v$  ของออปแอมป์เมื่อใช้ในโหมดของลูปปิดจะสามารถหาได้ในสมการ

$$A_v = \frac{-R_F}{R_{in}}$$

### 2.2.3 .วงจรขยายไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amp)

วงจรขยายไม่กลับเฟสหรือนันอินเวอร์ติงแอมป์จะแตกต่างกับอินเวอร์ติงแอมป์ในแง่ของอัตราขยายและเฟสของเอาต์พุต แต่อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของวงจรมันอินเวอร์ติงก็ยังควบคุมจากอุปกรณ์ภายนอกเช่นเดิม โดยเราจะวิเคราะห์วงจรเพื่อหาค่าขยายสำหรับวงจรชนิดนี้



V <sub>in</sub>	V <sub>out</sub>
+0.3	+3.3
-0.3	-3.3
+0.52	+5.72
-0.52	-5.72

b)

รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขยายไม่กลับเฟส

จากรูปที่ 2.10 แรงดันอินพุตจะถูกป้อนที่ขั้วบวก (ในขณะที่สัญญาณอินพุตในวงจรชนิดอินเวอร์ตติงจะถูกป้อนเข้าที่ขั้วลบ) และมีแรงดัน  $V_A$  ซึ่งเกิดจากการแบ่งแรงดันของเอาท์พุตต่อคร่อมตัวต้านทาน  $R_1$  จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ว่า สัปดาห์ที่ขั้วอินพุตลบจะถูกบังคับให้มีขนาดเข้าใกล้สัปดาห์ที่ขั้วอินพุตบวกเสมอจะได้ว่า

$$V_{in} = V_A$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนค่าขยายแรงดัน  $A_v$  ได้เท่ากับ

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

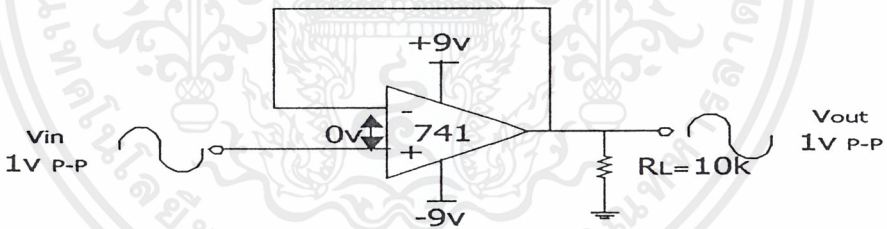
และเนื่องจาก  $V_A$  เกิดจากการแบ่งแรงดัน  $V_{out}$  จะได้

$$V_A = \frac{R_{in}}{R_F + R_{in}} V_{out}$$

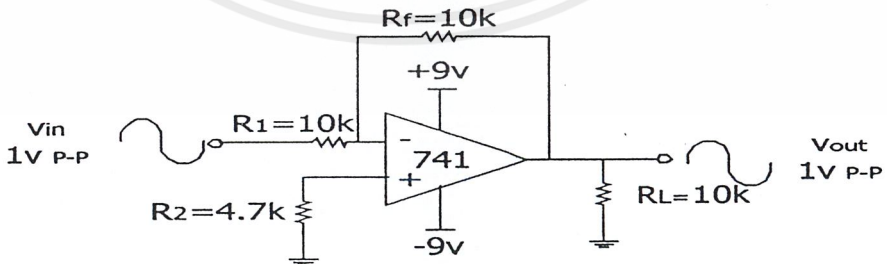
จัดสมการใหม่ได้เป็น

$$V_{out} = \left( \frac{R_F}{R_{in}} + 1 \right) V_{in}$$

### 2.2.4. วงจรตามแรงดัน (Voltage Follower)



$$A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1 = 1$$



$$R = R_1 // R_f = 5k$$

$$A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1 \dots V_{out} = \left( \frac{R_f}{R_1} + 1 \right) V_{in}$$

รูปที่ 2.11 แสดงวงจรตามแรงดัน

ในบางครั้งเราอาจต้องการวงจรออปแอมป์ซึ่งให้อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง เพื่อนำไปใช้เป็นบัฟเฟอร์ ในกรณีนี้สามารถใช้วงจรอินเวอร์ตติ้ง หรือ ชนิดอินเวอร์ตติ้งก็ได้ดังในรูปที่ 2.11 ซึ่งจะสามารถอธิบายได้ดังนี้

จากรูปเมื่อ  $R_f$  มีค่าเป็นศูนย์อัตราขยายแรงดันจะมีค่าเป็น

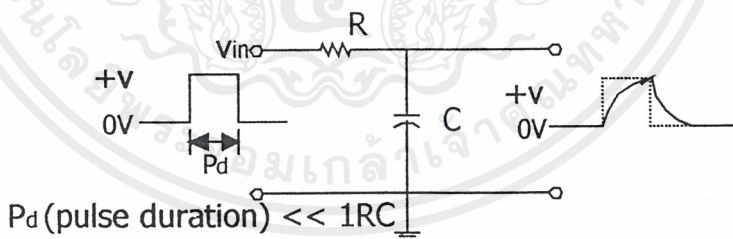
$$A = \frac{R_f}{R_{in}} + 1 = \frac{0}{R_{in}} + 1 = 1$$

โดยที่แรงดันเอาต์พุตจะมีเฟสตรงกับอินพุต และยังมีขนาดเท่ากับอินพุตด้วย แต่เมื่อวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมป์เป็นวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.14 (b)

นั่นคือ แรงดันเอาต์พุตจะกลับเฟส 180 องศาเทียบกลับอินพุต แต่จะมีขนาดเท่ากัน อย่างไรก็ตามข้อเสียของการใช้วงจรอินเวอร์ตติ้ง คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่าลดลงเหลือเพียงเท่ากับความต้านทานของ  $R_{in}$  ( $10k\Omega$ ) ส่วนตัวต้านทาน  $R_x$  ที่ขั้วบวกมีไว้เพื่อลดกระแสออฟเซตที่อินพุต (ทำให้เกิดสมดุลที่ขั้วอินพุตทั้งสอง) ค่า  $R_x$  นี้ควรมีขนาดประมาณ  $R_{in}$  ขนานกับ  $R_f$  ( $R_{in} // R_f$ )

### 2.2.5. วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator)

วงจรอินทิเกรเตอร์ก็คือ วงจรที่สามารถทำการอินทิเกรตสัญญาณที่ป้อน ณ ขั้วอินพุต หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ วงจรนี้จะสะสมสัญญาณที่ป้อนเข้าจากขั้วอินพุตเรื่อยๆ ภายในช่วงเวลาหนึ่งและแสดงผลของการสะสมนี้ออกทางเอาต์พุต



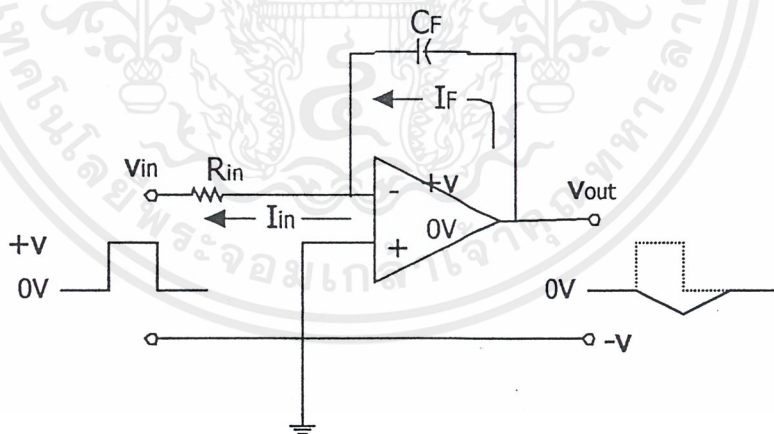
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐานที่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ

รูปที่ 2.12 แสดงวงจรอินทิเกรเตอร์พื้นฐานซึ่งใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ) แต่ก่อนที่จะวิเคราะห์ห้วงจรนี้ ควรทราบคุณสมบัติบางอย่างของตัวเก็บประจุเสียก่อน คือ

1. แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไม่สามารถเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดได้และแรงดันเริ่มขึ้นมักจะให้มีค่าเท่ากับศูนย์

2. ขณะที่ตัวเก็บประจุกำลังเก็บ (ชาร์จ) ประจุอยู่นั้น กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะค่อยๆลดลง

เมื่อทราบคุณสมบัติดังกล่าวแล้ว เราสามารถศึกษาการทำงานของวงจรในรูป ได้ง่ายขึ้นจากข้อกำหนดแรก เมื่อเริ่มขึ้นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ (C) จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเมื่อเราวัดเอาท์พุทคร่อมตัวเก็บประจุ แรงดันที่ได้จึงมีค่าเป็นศูนย์ หลังจากนั้นเมื่อตัวเก็บประจุค่อยๆถูกชาร์จขึ้น แรงดันคร่อม (C) จึงมีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ (ความเร็วในชาร์จประจุจะขึ้นกับค่าคงตัวเวลามีค่าเท่ากับผลคูณของ R และ C) ซึ่งเป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ (C) มีค่าลดลง นั่นคือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะต่ำลง และทำให้แรงดันเอาท์พุทตกลงเหลือศูนย์ โวลท์ตัวเก็บประจุก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน (R) ลงกราวด์ (ในขณะนั้นตัวเก็บประจุทำตัวเสมือนเป็นแหล่งจ่ายไฟเอง) จากลักษณะของวงจรพาสซีฟที่ได้แสดงมานี้ จะเห็นว่าแรงดันที่เอาท์พุทจะไม่มีทางสูงกว่าแรงดันอินพุทได้เลย นอกจากนี้ต้องระวังด้วยว่า วงจรนี้จะทำงานได้ดีเมื่อความกว้างของสัญญาณพัลส์มีค่าต่ำกว่าค่าคงตัวเวลา RC มากเท่านั้น (RC คือผลคูณของความต้านทานและคาปาซิแตนซ์)



รูปที่ 2.13 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์

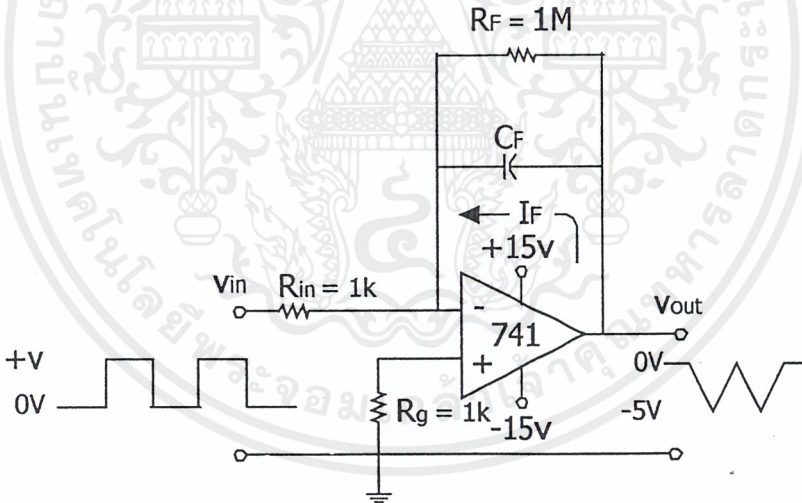
เมื่อนำโอปแอมป์มาใช้ในวงจรอินทิเกรเตอร์ดังรูปที่ 2.17 ตัวเก็บประจุจะทำหน้าทีเป็นอุปกรณ์สำหรับป้อนสัญญาณกลับ จากการศึกษาคุณสมบัติของโอปแอมป์ เราสามารถวิเคราะห์ห้วงจรนี้ได้โดยยึดหลักที่ว่ากระแส  $I_m$  จะเท่ากับ  $I_F$  และเกิดกราวด์เสมือนที่ขั้วอินพุทลบ นอกจากนั้นหากนั่นคือ  $I_F$  จะมีค่าคงที่ตามด้วยและจากสมการของตัวเก็บประจุ

$$I_F = -C \frac{dV_{out}}{dt}$$

จะพบว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุตจะมีค่าคงที่ด้วย หรืออีกนัยหนึ่ง ความชันของแรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นแบบเส้นตรง และเมื่อแรงดันอินพุตตกลงเหลือศูนย์โวลต์ตัวเก็บประจุก็คายประจุแบบเชิงเส้นเช่นกัน ผลคือ แรงดันที่เอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นรูปสามเหลี่ยมกลับเฟส (เนื่องจากอินพุตถูกป้อน ณ ชั่วโมงอินพุต ลบ เอาต์พุตจะกลับเฟส 180 องศา

วงจรเช่นในรูป 2.13 มีข้อเสียหลักที่ว่า ถึงแม้ในขณะที่  $V_{in}$  มีค่าเป็นศูนย์โวลต์ก็ตาม กระแสไบอัสอินพุตจะทำให้ตัวเก็บประจุชารจ์อยู่ตลอดเวลา จนกระทั่งผลสุดท้ายแรงดันเอาต์พุตจะอิ่มตัวและมีค่าสูงประมาณแหล่งจ่ายไฟซีกลบ (ทั้งๆ ที่ยังไม่มีมีการป้อนสัญญาณอินพุตเลย) ดังนั้นการนำวงจรในรูปที่ 2.14 มาใช้ โดยมีการต่อตัวต้านทานป้อนกลับขนานกับตัวเก็บประจุจะทำให้วงจรมีเสถียรภาพดีขึ้น และจะมีค่าของอัตราขยายตั้งแต่ 10 ถึง 100 โดยมีขนาดของแรงดันเอาต์พุตตามสมการ

$$V_{out} = -\frac{1}{R_{in}C_F} \int_0^t dV_{in} dt$$



$$V_{out} = -\frac{1}{R_{in}C_F} \int_0^t V_{in} dt$$

รูปที่ 2.14 แสดงวงจรอินทิเกรต

โดยเครื่องหมาย  $\int_0^t$  แสดงการอินทิเกรต และ dt คือช่วงเวลาในการอินทิเกรต

## 2.3 การมอดูเลตความกว้างพัลส์(Pulse With Modulation: PWM)

เทคนิคของ PWM จะเริ่มการผลิตที่มีแอมพลิจูดคงที่ (อาจเป็นสามเหลี่ยมหรือฟันเลื่อยก็ได้) และนำไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นแบบต่างๆ ขึ้นอยู่กับรูปแบบในการทำ PWM รูปแบบในการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบ่งได้ 3 แบบ คือ

1. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (single-pulse modulation)
2. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ (Multiple-pulse modulation)
3. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal pulse modulation)

### 2.3.1 มอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (Single pulse modulation)

เป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์ที่สัญญาณที่นำไปสวิตซ์ไทรสเตอร์มีจำนวน 1 พัลส์ในครึ่งไซเคิลทำให้รูปคลื่นแรงดันมีจำนวน 1 รูปคลื่นในครึ่งไซเคิลเช่นกัน

การควบคุมความกว้างของพัลส์ทำได้โดย

- คงที่ขอบเขตบน (leading edge) แต่เปลี่ยนแปลงของขอบเขตล่าง (trailing edge) ของพัลส์
- คงที่ขอบเขตล่าง (trailing edge) แต่แปรเปลี่ยนขอบเขตบน (leading edge) ของพัลส์
- แปรเปลี่ยนทั้งขอบเขตบนและล่างโดยคงความสมมาตรของมาตราของรูปพัลส์เอาไว้

ลักษณะของการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยวจะมีเส้นสมมาตรอยู่ที่  $\frac{\pi}{2}$ ,  $\frac{3\pi}{2}$ ,  $\frac{5\pi}{2}$ , ... และจะสามารถหาอนุกรมฟูเรียร์ของ รูปคลื่นแรงดันออกมาได้ ดังนี้

$$V(\omega t) = \frac{4V}{\pi} \left( \frac{\sin \delta}{2 \sin \omega t} - \frac{1}{3} \frac{\sin 3\delta}{2 \sin 3\omega t} + \frac{1}{5} \frac{\sin 5\delta}{2 \sin 5\omega t} - + \dots \right) \quad (2.1)$$

$\delta$  เป็นความกว้างของพัลส์และมีค่าสูงสุด =  $\pi$

สำหรับฮาร์โมนิกลำดับที่  $n$  ค่าสูงสุดของความกว้างพัลส์หาได้จาก

$$\delta = 2\pi / n \quad (2.2)$$

จะเห็นว่ามีฮาร์โมนิกลำดับต่างๆมาเกี่ยวข้องด้วยทำให้ค่าของแรงดันมูลฐานมีค่าลดลงเรื่อยๆ และค่า rms ของรูปคลื่นแบบพัลส์เดี่ยวหาได้จาก

$$V_{rms} = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\left(\frac{\pi-\alpha}{2}\right)}^{\left(\frac{\pi+\alpha}{2}\right)} V^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.3)$$

สำหรับฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $n$  จะมีค่าสูงสุดของรูปคลื่นแรงดัน  $V_n$  เท่ากับ

$$V_n = \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \quad (2.4)$$

ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Distortion Factor: DF) จะมีค่าเท่ากับ

$$DF = \frac{\left(\frac{V_1}{\sqrt{2}}\right)}{V_{rms}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}\delta} \sin \frac{\delta}{2} \quad (2.5)$$

จะเห็นว่าค่าสูงสุดมีค่า = 0.8 เมื่อ  $\delta = \pi$

### 2.3.2 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ (Multiple-pulse modulation)

เป็นการทำให้จำนวนพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลของรูปคลื่นแรงดันมีจำนวนมากขึ้นกว่าเดิมและสามารถลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ในคลื่นแรงดันเอาท์พุทจะเห็นว่าพื้นที่ใต้กราฟในครึ่งไซเคิลของการมอดูเลตแบบพัลส์เดี่ยวเป็นผลให้ค่าของแรงดัน rms มีค่าเท่ากันแต่ฮาร์โมนิกส์จะแตกต่างกันออกไปถ้าความถี่ของพัลส์แครีเรีย (carrier) เป็น  $f_c$  และความถี่ของการมอดูเลตมีค่า  $f$  โดยที่  $f_c > f$  แล้วจำนวนลูกคลื่นใน 1 ไซเคิล (N) จะมีค่าเท่ากับ

$$N = \frac{f_c}{2f} = \frac{\omega_c}{2\omega} \quad (2.6)$$

และค่า rms ของแรงดันเอาท์พุทหาได้จาก

$$V_{rms} = \left[ \frac{2N}{2\pi} \int_{\left(\frac{\pi/2-\delta}{2}\right)}^{\left(\frac{\pi/2+\delta}{2}\right)} V^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.7)$$

### 2.3.3 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal pulse width modulation: SPWM)

เป็นการนำสัญญาณไซน์มาทำเป็นสัญญาณมอดูเลต(modulation Signal) แทนสัญญาณสี่เหลี่ยม ความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์จะมีค่าไม่คงที่เหมือนที่ผ่านมาโดยจะแปรตามรูปของสัญญาณไซน์ สัญญาณมอดูเลตซึ่งเป็นสัญญาณไซน์  $V_m(\omega t) = V_m \sin \omega t$  ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ  $V_c(\omega t)$  ที่มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $V_c$  จุดตัดของสัญญาณทั้งสองจะทำให้เกิดช่วงเวลาของการ On-off ก็เกิดจากการจำสัญญาณดังกล่าวนี้ไปใช้

ความกว้างของพัลส์จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของค่าสูงสุดของสัญญาณมอดูเลต ( $V_m$ ) กับค่าสูงสุดของสัญญาณคลื่นพาหะ ( $V_c$ ) หรือเรียกว่ามอดูเลตชันอินเด็กซ์ ( $M_a$ ) นั่นคือ

$$M_a = \frac{V_m}{V_c} \quad (2.8)$$

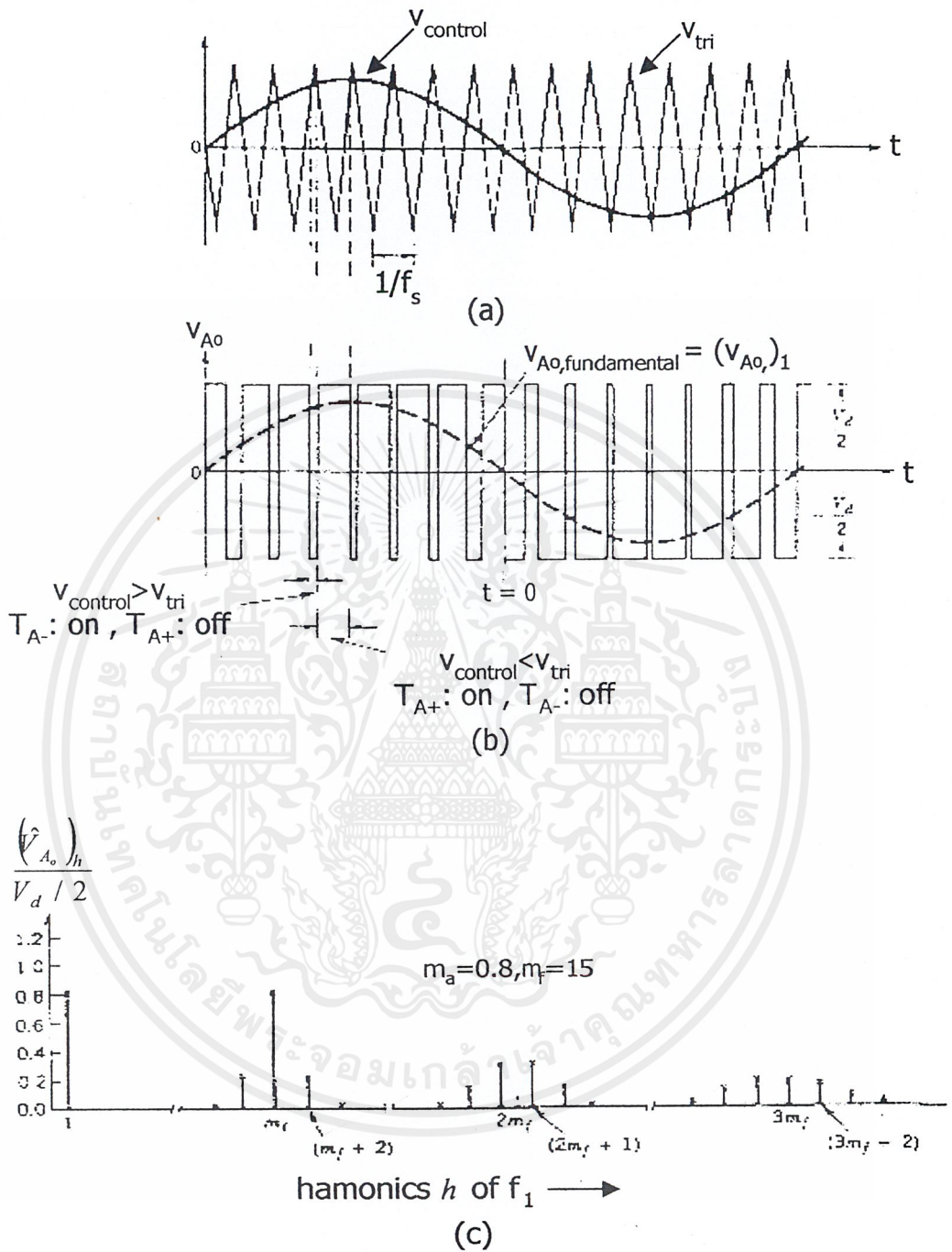
ค่าแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตจะแปรตามค่า (Modulation index) โดยที่ค่าสูงสุดของ  $M_a$  คือ 1 ถ้า  $M_a > 1$  หรือ  $V_m > V_c$  จะเกิดฮาโมนิกส์ค่าๆ ที่ไม่ต้องการขึ้น อัตราส่วน  $N = \frac{f_c}{2f} = \frac{\omega_c}{2\omega}$  ยังสามารถนำมาใช้ได้และเราจะสามารถนำมาช่วยหาค่าฮาโมนิกส์ที่สูงสุดจะเกิดขึ้นที่ไหนจาก  $2N + 1$

การเพิ่มของ N จะทำให้เกิดความสูญเสียจากฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้นและจะมีผลให้

PWM - จะทำให้จำนวนฮาโมนิกส์เพิ่มขึ้นและขนาดของฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้น

SPWM - จำนวนฮาร์โมนิกส์จะเพิ่มขึ้นแต่ขนาดของฮาร์โมนิกส์ยังคงเดิม

การใช้สัญญาณสามเหลี่ยมที่มีทั้งซีกบวกและซีกลบมาเป็นสัญญาณพาหะ (Double-sided triangle wave) เป็นการนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีทั้งซีกบวกและซีกลบมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์ดังรูปที่ 2.15 จะมีผลดีหลายอย่างทั้งช่วยลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณและสามารถนำไปพัฒนาในวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆ ได้



รูปที่ 2.15 แสดงสัญญาณ PWM ที่เกิดจากใช้ double-side triangular wave

(a) และ (b) แสดงการเปรียบเทียบของสัญญาณ

(c) ค่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นที่ค่า  $M_f$  ต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.15 ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ (Modulation index) ของสัญญาณยังคงหาได้ดังเดิมคือ

$$M_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}}$$

ยังมีค่าอีกค่าที่จะกล่าวถึง คือ อัตราส่วนการมอดูเลชันของความถี่ (Frequency modulation ratio:  $M_f$ ) หาได้จาก

$$M_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.9)$$

ค่า  $M_f$  จะช่วยในการหาการเกิดฮาร์โมนิกส์ว่าเกิดขึ้นที่ใดได้ (ดังรูป 2.15(c)) และวิธีการในการหาจุดตัดต่างๆ บนกราฟหาได้จากสมการ

$$V_m \sin \omega t = V_c \left[ \left( 1 - \frac{4N}{\pi} \right) \omega t \right] \quad (2.10)$$

#### 2.4 วงจรเดดไทม์ (Death time circuit)

เนื่องจากในวงจรกำลัง สวิตช์ในกิ่งเดียวกันจะไม่สามารถเปิด - ปิดได้ในทันที เพราะอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งแต่ละชนิดจะมีช่วงเวลาหยุดนำกระแส (Turn off time) อยู่ จึงต้องมีการทำให้สัญญาณทริกของสวิตช์ในกิ่งเดียวกันมีขนาดช่วงเล็กน้อยเพื่อป้องกันการลัดวงจรซึ่งวงจรเดดไทม์ (Death time circuit) ก็คือ วงจรที่ใช้ในการหน่วงสัญญาณสวิตช์นั่นเอง

#### 2.5 วงจรขับเกท ( Gate drive circuit)

เป็นวงจรเพิ่มแรงดันจากสัญญาณอินพุท เพื่อให้แรงดันคงที่และเพียงพอกับสัญญาณขับของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งแต่ละชนิด โดยวงจรนี้จะแยกกราวด์ของวงจรที่จะไปขับสวิตช์แต่ละตัวออกจากกันเพื่อป้องกันการเสียหายอันเกิดจากการลัดวงจรเพราะถ้าระดับแรงดันอ้างอิงของสัญญาณขับสวิตช์ที่อยู่กิ่งเดียวกันเป็นค่าเดียวกันก็จะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นได้ รวมทั้งต้องแยกกราวด์ของวงจรควบคุมและวงจรกำลังเพื่อป้องกันการรบกวนกันของวงจรทั้งสอง

#### 2.6 วงจรกำลัง ( Power circuit)

วงจรกำลังเป็นวงจรที่ใช้จ่ายไฟให้กับมอเตอร์ ซึ่งจะมีแรงดันไฟฟ้าและกระแสที่ไหลผ่านสูงกว่าวงจรควบคุมเป็นอย่างมาก การควบคุม การควบคุมขนาดและทิศทางของระดับแรงดันไฟฟ้าจะใช้วงจร Ac to Ac Chopper ซึ่งมีวงจรสับเบรเตอร์ต่อขนานกับ IGBT เพื่อลดสไปคส์ของแรงดันไฟฟ้า (Voltage spikes) และลดแรงดันการสูญเสีย (Switching loss) ของ IGBT ในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแส

## 2.7 วงจรสับเบอรั

วงจรสับเบอรัเป็นวงจรช่วยภายนอกที่ใส่เพิ่มเข้าไปให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเพื่อป้องกันไม่ให้พิกกระแสและแรงดันเกินค่าพิกัด โดยไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรหลัก

## 2.8 วงจรตรวจจับกระแส (Current detector)

วงจรนี้ทำหน้าที่ตรวจจับกระแสเพื่อการควบคุม ในงานวิจัยนี้ใช้ LEM ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้หลักการ Hall-effect เป็นตัวตรวจจับกระแสเนื่องจากมีข้อดีมากกว่า CT. (Current transformer) ในด้านที่สามารถตรวจจับได้กับกระแสที่เป็นรูปคลื่นไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ สามารถตอบสนองกับงานความถี่สูงได้ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้ต่ำ มิให้เลือกใช้งานหลายชนิดและใช้งานง่าย ซึ่งในการควบคุมนี้ใช้ LEM ในการตรวจจับกระแสไหลเพื่อใช้เป็นสัญญาณในการสร้างพัลส์ให้กับสวิทช์ S3, S4 โดยเลือกพิกัดรุ่น LA 25 – NP สำหรับการใช้งาน LEM มีการเซตย่านในการลดระดับของกระแสลง ซึ่งในการใช้งานนี้เซตค่าไว้ที่ 1:1000 นอกจากนี้ต้องมีวงจรสนับสนุนการทำงานด้วย เช่น แหล่งจ่ายไฟขนาด +/- 15v วงจรบัฟเฟอร์และวงจรปรับค่าออฟเซตสัญญาณ

## 2.9 คุณสมบัติของ ไอจีบีทีเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งประเภทอื่น

ไอจีบีทีก็เป็นอุปกรณ์ตัวหนึ่งที่พัฒนามาจาก ทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟต ข้อดี ของ ทรานซิสเตอร์ ก็คือ มีการสูญเสียของพลังงานในขณะที่ใช้งานต่ำ แต่คุณสมบัติในการเป็นตัวสวิทซ์ไม่ดีเท่าที่ควร นั่นคือ สวิทซ์ได้ค่อนข้างช้า จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานที่ความถี่สูง ในขณะที่ มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงๆ แต่ก็มีข้อจำกัดคือ พลังสูญเสียในการใช้งาน จะแปรตามความถี่ นั่นคือ ยิ่งนำไปใช้งานความถี่สูง ก็จะทำให้เกิดพลังงานสูญเสียสูงดังที่ได้กล่าวไปแล้ว จึงได้นำข้อดีของทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟต มาพัฒนาเป็น ไอจีบีที ดังนั้น คุณสมบัติของไอจีบีที จึงอยู่ระหว่างอุปกรณ์ทั้งสอง คือ ใช้งานที่ความถี่สูงได้ดีกว่า ทรานซิสเตอร์ และพลังงานสูญเสียต่ำกว่า มอสเฟต ส่วนการนำไปใช้งาน ก็ใช้ได้เช่นเดียวกับ อุปกรณ์ตัวอื่น

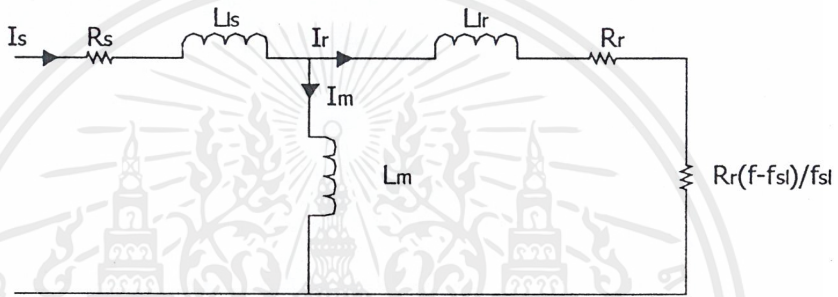
### บทที่ 3

#### หลักการที่นำมาใช้

#### 3.1 การขับโดยใช้ความถี่ตามการไฟฟ้าและปรับโวลเตจ

การขับโดยการปรับความถี่และปรับโวลเตจเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงที่สุดและเป็นวิธีที่สามารถควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอกได้อย่างสะดวก อย่างไรก็ตามในการใช้งานบางอย่างนั้นอาจจะต้องใช้การขับโดยใช้ความถี่ตามการไฟฟ้าและปรับโวลเตจ ดังที่จะได้อธิบายต่อไปนี้

ในวงจรสมมูลตามรูปที่ 2



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของอินดักชันมอเตอร์

ซึ่ง  $f$  เท่ากับความถี่ของการไฟฟ้า และค่าของ  $f_{sl}$  คงที่ , กำลังในความต้านทานทุกตัวเป็นสัดส่วนกันกับ  $V_s^2$  ดังนั้นจากสมการ  $P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2$

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} I_r^2$$

และสมการ

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r}$$

$$T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_s}$$

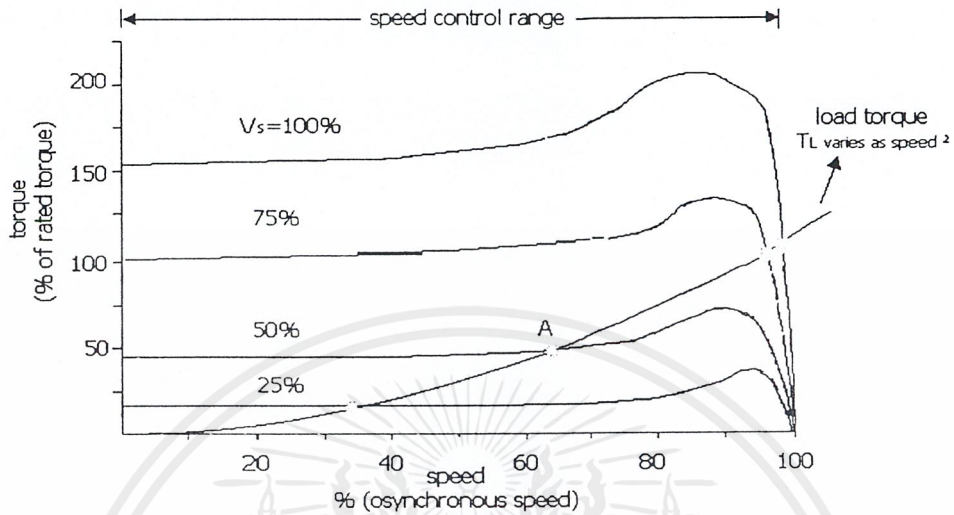
ค่าทอร์ค  $T_{em}$  จะเป็นสัดส่วนกันกับค่า  $V_s^2$  ถ้าหาค่าความเร็วของโรเตอร์ ( $\omega_r$ )ค่าหนึ่ง หาได้โดย  $f$  และ  $f_{sl}$

$$T_{em} = k_{21} V_s^2$$

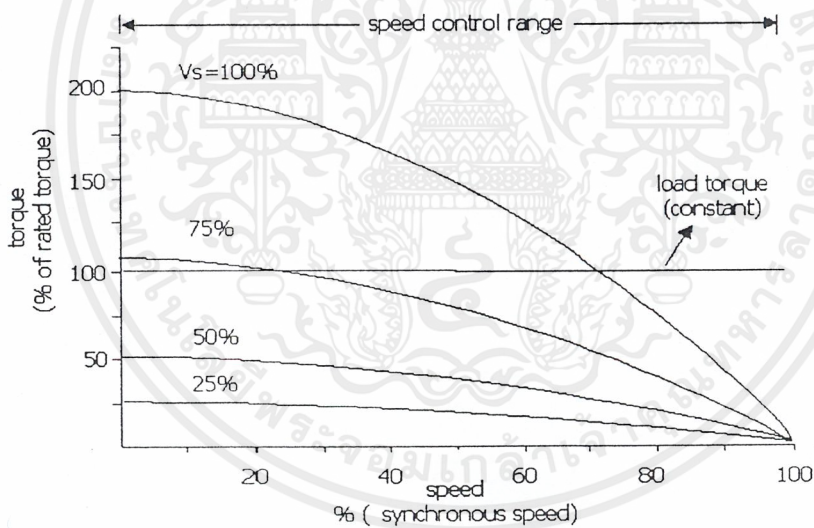
ตามสมการ  $T_{em} = k_{21} V_s^2$

และรูปที่ 3.2 a แสดงกราฟของทอร์คและความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วของ  $V_s$  ของอินดักชันมอเตอร์ทั่ว ๆ ไปโดยที่ค่าของสลลิปที่พิกัดมีค่าน้อยๆ ค่าโวลตทอร์คของโหลดประเภทพัด

ลมหรือปั้มนั้นจะเปลี่ยนแปลงประมาณได้ว่าแปรผันตรงกับความเร็วกกำลังสอง ดังนั้นแล้วค่าของทอร์คน้อย ๆ เท่านั้นที่ต้องใช้ความเร็วน้อย ๆ และตาม



a)



b)

รูปที่ 3.2 การควบคุมความเร็วโดยการควบคุมโวลเตจที่สเตเตอร์

a) มอเตอร์ที่มีค่าสลลิปที่พิกัด( $S_{rated}$ )น้อย เช่นมอเตอร์ประเภทพัดลม

b) มอเตอร์ที่มีค่าสลลิปที่พิกัด( $S_{rated}$ )มาก เช่น มอเตอร์ที่มีแรงบิดของภาระคงที่

รูปที่ 3.2a แสดงให้เห็นว่า ความเร็วสามารถควบคุมได้ช่วงระยะหนึ่ง เพราะว่าทอร์คขึ้นกับความเร็วย่างมาก,จุดของการดำเนินการกับมอเตอร์เช่น จุด A (จุดตัดกันของกราฟของโหลด

ทอร์คและกราฟมอเตอร์ทอร์ค – ความเร็ว) ดังในรูปที่ 3.2a นั้นมีเสถียรภาพ , จุดการดำเนินงาน จะไม่มีเสถียรภาพถ้าโหลดทอร์คคงที่เมื่อเทียบกับความเร็ว

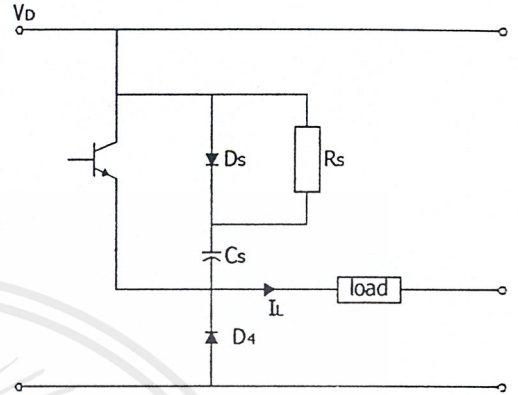
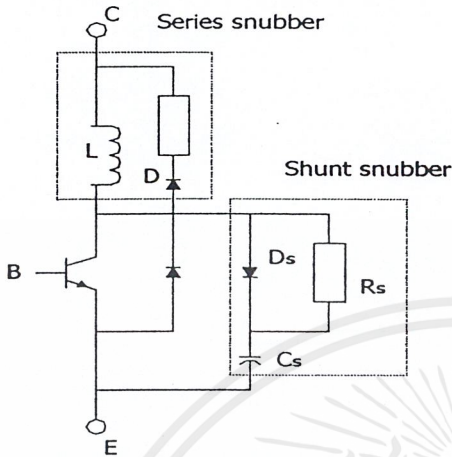
ถ้าสำหรับโหลดที่ต้องการทอร์คคงที่เมื่อเทียบกับความเร็วแล้วนั้นจำเป็นที่จะต้องใช้กับมอเตอร์ที่มีความต้านทานของมอเตอร์มากกว่าซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างทอร์คกับความเร็วดังแสดงในรูปที่ 3.2b มอเตอร์ที่มีความต้านทานของโรเตอร์มากกว่านั้นจะมีค่าของสลลิปมากกว่า ณ จุดที่ทอร์คมากขึ้น เช่นมอเตอร์ยอมให้ความเร็วถูกควบคุมในช่วงระยะหนึ่งเมื่อใช้กับโหลดที่ต้องการทอร์คคงที่

ผลจากการควบคุมความเร็ว โดยการควบคุมโวลเตจที่สเตเตอร์นั้นทำให้มีประสิทธิภาพต่ำที่ความเร็วต่ำเพราะว่ามีการสูญเสียที่โรเตอร์มากเนื่องจากสลลิปมาก สำหรับในมอเตอร์หนึ่งตัวแล้วค่าความสูญเสียในโรเตอร์จริง นั้นต้องน้อยกว่าค่าความสูญเสียที่พิกัดของมันเอง ( ซึ่งเกิดขึ้นที่มอเตอร์จ่ายทอร์คที่พิกัด , ได้รับการจ่ายโวลเตจที่พิกัด ) ดังที่ได้เห็นในรูปที่ 3.2a และ รูปที่ 3.2b ผลจากการควบคุมความเร็วโดยการปรับโวลเตจที่สเตเตอร์ที่สลลิปมาก ๆ และเนื่องจากเหตุนี้ทำให้เกิดความสูญเสียในโรเตอร์เมื่อลดความเร็วลง ดังนั้นในการเลือกมอเตอร์เพื่อนำมาใช้ในกรณีนี้จะต้องมีพิกัดสูงพอ ดังนั้น เมื่อใช้เทคนิคนี้จะต้องเผชิญหน้ากับการที่มีการสูญเสียที่โรเตอร์ ณ พิกัดจะมากกว่าค่าความสูญเสียของโรเตอร์สูงสุด เทคนิคนี้ครอบคลุมถึงการใช้มอเตอร์ไม่เต็มแรงม้าของมอเตอร์ การใช้มอเตอร์ไม่เต็มแรงม้านี้ใช้ทั่ว ๆ ไปสำหรับมอเตอร์เฟสเดียว แต่ต้องวิเคราะห์ก่อนสำหรับมอเตอร์สามเฟสจึงจะสามารถนำไปใช้ได้ การควบคุมความเร็ววิธีนี้ยังใช้สำหรับปั่นจั่นและเครื่องยก( ซึ่งความเร็วขึ้นกับโหลดทอร์ค ) ณ จุดที่สลลิปมีค่ามาก การทำงานที่ก้ำกึ่งสูญเสีย(power loss)มีค่ามากต้องใช้กับงานที่มีโหลดคิดสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ เท่านั้น

### 3.2 วงจรสับเบอ์

วงจรสับเบอ์เป็นวงจรช่วยภายนอกที่ใส่เพิ่มเข้าไปให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเพื่อป้องกันไม่ให้พิกัดกระแสและแรงดันเกินค่าพิกัดโดยไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรหลัก วงจรสับเบอ์มีทั้งแบบอนุกรมและแบบขนาน โดยแบบอนุกรมจะช่วยลดสไปค์ของกระแส (Current spikes) และลดกำลังการสูญเสียของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในขณะที่เริ่มนำกระแส ส่วนแบบขนานจะลดสไปค์ของแรงดัน (voltage spikes) และลดกำลังการสูญเสียของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแส ดังนั้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นมากที่จะต้องออกแบบวงจรสับเบอ์ให้มีค่าเหมาะสมกับงานที่ใช้ตัวอย่าง

ของวงจรสับเบอร์ที่ใช้ในการทดลอง จะใช้เพียงสับเบอร์แบบขนานก็เพียงพอแล้วตามรูปที่ 3.3 (b) ประกอบด้วย  $R_s, D_s, C_s$



รูปที่ 3.3(a) วงจรสับเบอร์แบบอนุกรมและขนาน      รูปที่ 3.3(b) วงจรที่ใช้ทดลอง

การทำงานของวงจรสับเบอร์

พิจารณา รูปที่ 3.3(b) ขณะทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส สมมติให้กระแส ทรานซิสเตอร์ตกลงเป็นเชิงเส้น กระแสผ่าน  $D_s$  เข้ามาชาร์จประจุที่  $C_s$  โดยค่าโวลเตจตกคร่อมแสดงได้ด้วยสมการ

$$V_{Cs} = (1 / C_s) \int_0^t I_L dt \tag{3.1}$$

$$V_{Cs} = (1 / C_s) \int_0^t (I_L / t_f) dt \tag{3.2}$$

เมื่อ  $I_L$  คือ ค่ากระแสโพลด  $t_f$  สมการ คือ Fall time

ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_s$  สมการ มีค่า  $V_{CD}$  สมการ ที่เวลา  $t = t_f$  สมการ

จะได้ว่า 
$$V_{CD} = 0.5(I_L t_f) / C_s \tag{3.3}$$

ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุที่จะใช้ในการออกแบบควรมีค่า

$$C_s \geq I_L t_f / 2V_{CD} \tag{3.4}$$

หลังจากเมื่อเวลาผ่าน  $t_f$  สมการ ไปแล้ว  $C_s$  ยังคงถูกชาร์จด้วยกระแสโพลดคงที่ต่อไปทำให้แรงดันตกคร่อม  $C_s$  มีค่าสูงกว่าแหล่งจ่าย  $V_D$  เพราะเนื่องจากมีอินดักแตนซ์ในวงจร และในที่สุดก็จะตกลงมาเท่ากับแหล่งจ่าย พลังงานที่เก็บสะสมไว้ใน  $C_s$  คือ

$$E_{Cs} = 0.5C_s (V_D)^2 \tag{3.5}$$

เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง พลังงานจะถูกสลายที่ความต้านทาน  $R_S$  สมการ ถ้าให้  $f$  เป็นค่าความถี่ในการใช้งานของทรานซิสเตอร์ ค่าพลังงานถูกสลายที่ความต้านทาน  $R_S$  คือ

$$P_{R_S} = 0.5C_S (V_D)^2 f \quad (3.6)$$

ในขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแส นั่น ความต้านทาน  $R_S$  จะจำกัดค่ากระแสดิซชาร์จ์ค่าหนึ่งให้อยู่ในช่วงที่ปลอดภัย ถ้าให้  $I_M$  สมการ คือค่ากระแสสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์ยอมให้ผ่านได้โดยปลอดภัยและ  $I_L$  สมการ คือค่ากระแสโหลดขณะนำกระแส และสมมติว่า  $R_S$  เท่านั้นที่จำกัดค่ากระแสดิซชาร์จ์ของตัวเก็บประจุ ดังนั้นค่า  $R_S$  หาได้จาก

$$R_S > V_D / (I_M - I_L) \quad (3.7)$$

ซึ่งสมการที่ (6.8) จะเป็นสมการที่หาค่าน้อยที่สุด ของ  $R_S$  โดยประมาณสำหรับค่า  $R_S$  ที่มากที่สุด สามารถหาได้จากช่วงคาบเวลาของการนำกระแสที่น้อยที่สุด  $T_{on(min)}$  สมการ ของทรานซิสเตอร์โดยไม่คิดผลของค่าอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่ การออกแบบคาบเวลานำกระแสที่น้อยที่สุดควรมีค่าน้อยเป็น 3 เท่าของค่าคงที่เวลา  $C_S R_S$  สมการ ดังสมการ

$$T_{on(min)} = 3R_S C_S \quad (3.8)$$

$$R_S < T_{on(min)} / 3C_S \quad (3.9)$$

นั่นคือการออกแบบค่า  $R_S$  ควรมีค่าน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุใน  $C_S$  สมการ เกิดขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อเริ่มสมการ (6.8) และ (6.10)

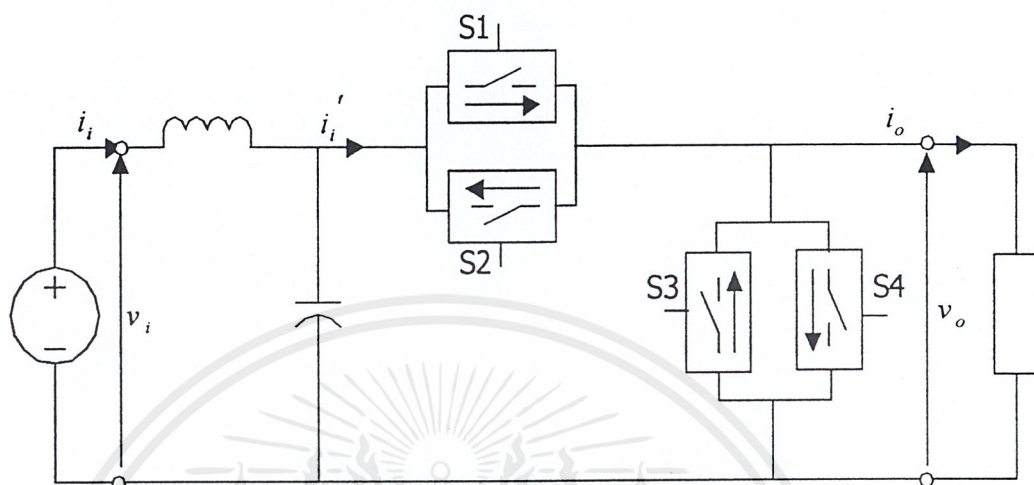
$$V_D / (I_M - I_L) \leq R_S \leq T_{on(min)} / 3C_S \quad (3.10)$$

จากสมการ 6.8, 6.9 แสดงให้เห็นว่าค่า  $R_S$  ควรเป็นค่าที่เหมาะสมเพื่อที่จะจำกัดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ ขณะเดียวกันควรเป็นค่าที่ให้ค่าไทม์คอนสแตนต์  $C_S R_S$  น้อยกว่าช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์ ทั้งนี้เราสามารถหาค่า  $R_S$  และ  $C_S$  ได้รวมทั้งหาค่าที่สูญเสียใน  $R_S$  ได้จากสมการ (6.7)

### 3.3 การควบคุมเอซีโวลเตจโดยควบคุมความกว้างของพัลส์ (PWM AC Voltage Controller or AC Chopper)

ภาพวงจรของการควบคุมเอซีโวลต์เตจเฟสเดียวแบบ PWM หรือที่เรียกว่า “Ac Chopper” แสดงดังรูป 5.17 อินพุทฟิลเตอร์ที่ใช้ใน PWM rectifier นั้นใช้เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิกความถี่สูงออกจากระบบ inductance ที่เกิดขึ้นในระบบนั้นมักจะมีค่าเพียงพอแล้ว ดังนั้นเฉพาะ capacitor เท่านั้นที่จะใส่เป็นอินพุทฟิลเตอร์ Ac Chopper นั้นพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้ในการ

ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางดำนอินพุท ควบคุมพฤติกรรมและคุณภาพของกระแสเอาต์พุท



รูปที่ 3.4 เอซีชอปเปอร์ เฟสเดียวที่มีอินพุทฟิลเตอร์

ในการควบคุมแบบเต็มลูกคลื่น สวิตช์หลัก S1 และ S2 ที่ต่อกันแบบขนานใช้สำหรับควบคุม rms ของโวลต์เดจเอาต์พุทและกระแส ส่วน S3 และ S4 ใช้สำหรับเป็นทางเดินของกระแสเมื่อ S1 และ S2 หยุดการทำงาน สวิตช์ S3 และ S4 นี้จะเปิด-ปิด ซ้ำกันหลายครั้งในหนึ่งไซเคิลของโวลต์เดจอินพุท กำหนดให้ตัวแปรการสวิตช์เป็น  $x_1$  ถึง  $x_4$  เพื่อใช้ในการสวิตช์ S1 ถึง S4 ตามลำดับ รูปแบบของการควบคุมสวิตช์ S1 และ S2 เป็นดังนี้

$$D_{1,n} = \begin{cases} F(m, \alpha_n) & \text{for } 0 < \alpha_n \leq \pi \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.11)$$

$$D_{2,n} = \begin{cases} F(m, \alpha_n) & \text{for } 0 < \alpha_n \leq 2\pi \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

รูปแบบของการควบคุมสวิตช์ S3 และ S4 เป็นดังนี้

$$x_3 = \bar{x}_1 \quad (3.12)$$

$$x_4 = \bar{x}_2$$

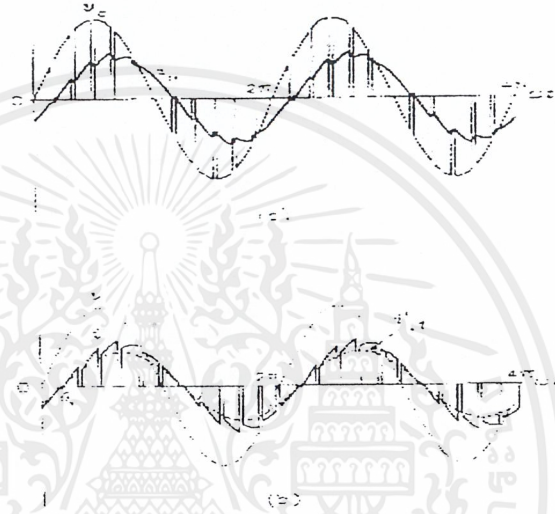
ในกรณีของ PWM rectifier นั้น กำหนด  $F(m, \alpha_n)$  คือค่าของฟังก์ชันการมอดดูเลชัน เมื่อ  $\omega t = \alpha_n$  จะได้ว่า  $F(m, \omega t)$  เมื่อ  $m$  คือมอดดูเลชันอินดิค และ  $\alpha_n$  คือ central angle ของช่วงสวิตช์ลำดับที่  $n$  สัญลักษณ์  $D_{1,n}$  และ  $D_{2,n}$  คือค่าคิวตี้ไซเคิลของสวิตช์ S1 และ S2 ตามลำดับ

ในทางปฏิบัตินี้การควบคุมการสวิตช์สามารถทำได้ง่ายด้วยการจ่ายสัญญาณ สวิตช์ เปิด-ปิด ให้สวิตช์แต่ละตัว คำนวณคิวดัชนีและตัวแปรการสวิตช์แสดงดังนี้

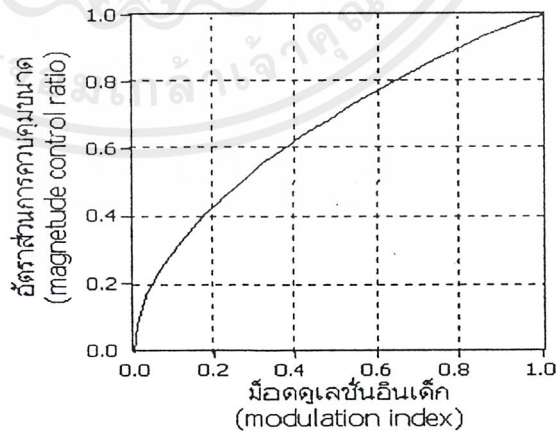
$$D_{1,n}^* = D_{2,n}^* = F(m, \alpha_n) \quad (3.13)$$

$$x_3^* = x_4^* = \bar{x}_1^*$$

เนื่องจากว่าความแตกต่างของไบอัสของการสวิตช์ในช่วงบวกและลบของอินพุทโวลเตจ ค่าที่แท้จริงของคิวดัชนีและตัวแปรสวิตช์เป็นไปตามสมการ 3.11 และ 3.12



รูปที่ 3.5 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสของเอชไอชอปเปอร์เฟสเดียว (a) แรงดันและกระแสเอาพุท (b) แรงดันและกระแสอินพุท (หลังจากผ่านฟิลเตอร์) และกระแสอินพุทพินคาเมนทอล ( $N = 12, m = 0.8$ )



รูปที่ 3.6 พฤติกรรมการควบคุมของเอชไอชอปเปอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของ AC Chopper เมื่อ  $N=12$  (สวิทช์ 12 ครั้งในหนึ่งไซเคิล) มีอัตรานินเด็กมีค่า 0.8 และ ฟังก์ชันการมอดูเลชันที่ง่ายที่สุด  $F(m, \omega t) = m$  นั้นอธิบายดังรูปที่ 5.18 เห็นได้ชัดว่ากระแสเอาต์พุตมีคุณภาพดีกว่าการควบคุมเอซีโวลเตจด้วยเฟสคอนโทรลกระแสพัลส์ ( $i_1'$ ) เป็นกระแสที่ออกถูกดึงจากฟิลเตอร์ ค่าพิกัดของกระแส ( $i_{1,1}'$ ) นี้จะล้าหลังอินพุตโวลเตจ ( $v_i$ ) เป็นมุม ( $\theta_1$ ) ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วจะเท่ากับมุมโหลด ( $\phi$ ) เห็นได้ว่า capacitor อินพุตตัวประกอบกำลังที่จุดต่อฟิลเตอร์มีค่ามากกว่า  $\cos \theta_1$  กระแสอินพุต ( $i_i$ ) ที่จ่ายโดยระบบจะเป็นรูปไซน์ และมีริบเบิลน้อยมาก

$$V_o = \sqrt{m} V_i \quad (3.14)$$

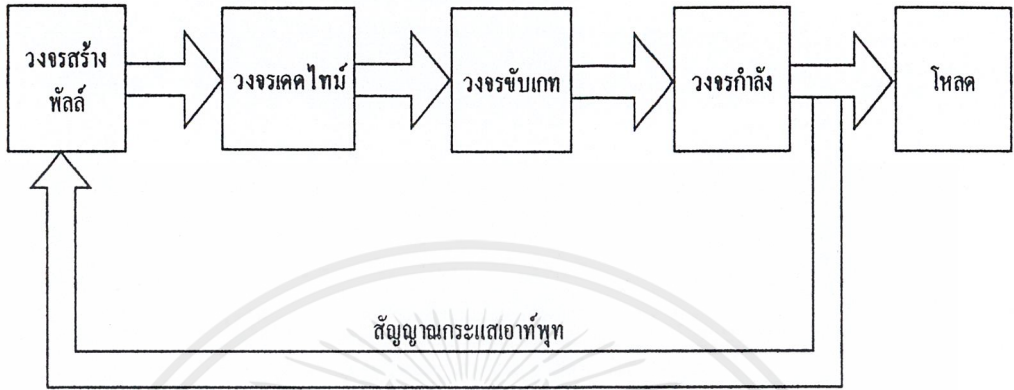
ผลของพฤติกรรมกรรมการควบคุม แสดงในรูป 5.19 อัตราส่วนของ  $V_{o,1} / V_{i,1}$  ของพิกัดของเอาต์พุตโวลเตจและอินพุตโวลเตจจะมีค่าเท่ากับอัตรานินเด็ก การพูดถึงเรื่องเทคนิคการมอดูเลชันเป็นเรื่องที่นิยมมากที่สุด และได้มีการพัฒนาประโยชน์หลายๆด้านของเทคนิค PWM ที่สามารถปรับดิวิซีไซเคิลได้ โดยมีจุดประสงค์เพื่อลดขนาดของฟิลเตอร์และปรับปรุงคุณภาพของกระแสอินพุตและเอาต์พุต

วิธี PWM ไม่สามารถที่จะเพิ่มอัตรานินเด็กได้เกินช่วง 0 ถึง 1 ตั้งแต่เวลาเปิด-ปิดของสวิทช์มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นอัตรานินเด็กจริงๆ จะอยู่ในช่วงระหว่าง  $m_{\min} > 0$  และ  $m_{\max} < 1$  ถ้าต้องการให้อัตรานินเด็ก ( $m$ ) น้อยกว่า  $m_{\min}$  ต้องจำกัดค่าต่ำสุดของอัตราส่วนการควบคุมขนาดให้มีค่า  $\sqrt{m_{\min}}$  เมื่อต้องการให้ค่าของอัตรานินเด็ก ( $m$ ) มากกว่า  $m_{\max}$  ต้องตั้งให้อัตรานินเด็ก ( $m$ ) มีค่าเท่ากับหนึ่งซึ่งจะทำให้ตัวควบคุมทำงานเหมือนกับเป็นสวิทช์เอซีที่ปิดอยู่

## บทที่ 4

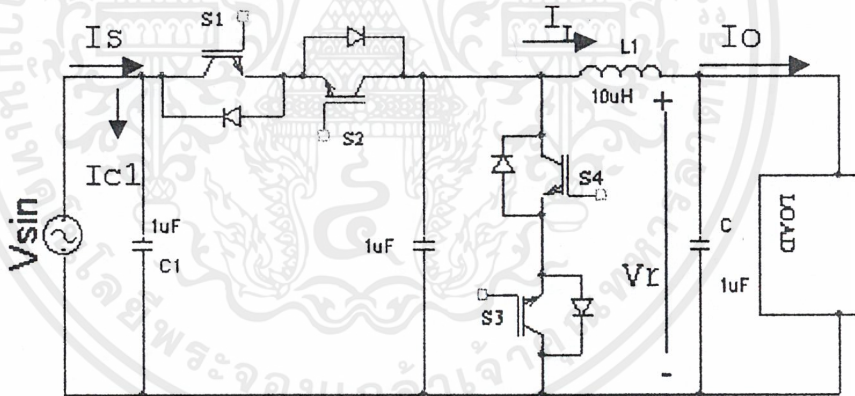
### การออกแบบและวงจรที่ใช้งาน

โครงสร้างของวงจรที่ใช้ในการทำโครงการงาน



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรที่ใช้ทำโครงการงาน

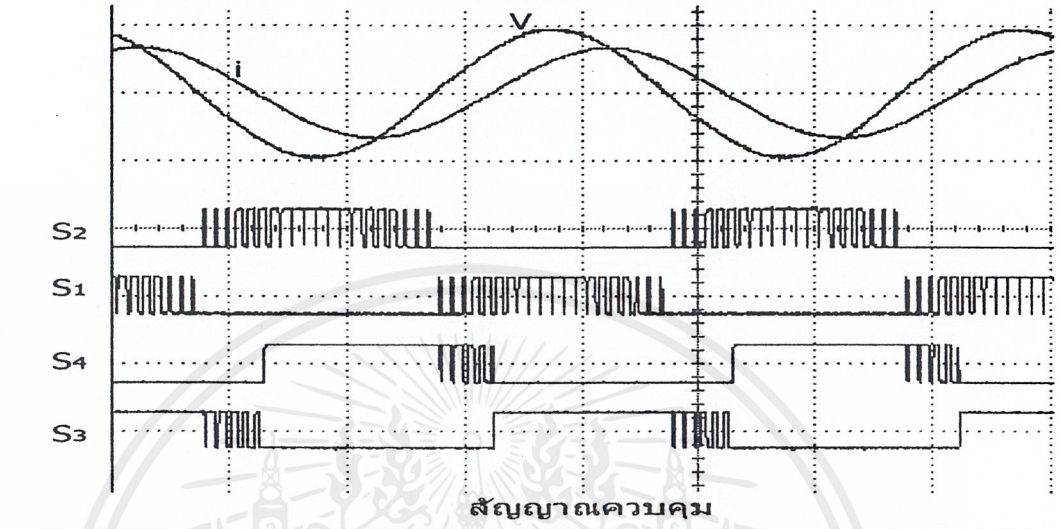
#### 4.1. วงจรกำลัง



รูปที่ 4.2 วงจรกำลัง

จากรูปที่ 4.2 แสดงรูปวงจรเอชี่ ซอปเปอร์ แบบ 1 เฟส โดยควบคุมความกว้างของพัลส์ วงจรนี้จะมีคุณสมบัติการทำงานตามทิศทางแรงดันไฟไลน์ 1 เฟส ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟไลน์ ในรูปแบบวงจรพาวเวอร์โดยสวิตซ์ S1 จะต่อขนานกับ S2 และต่ออนุกรมกับโหลด ในส่วนสวิตซ์ S3 และ S4 ซึ่งต่อขนานกับโหลด จะใช้สำหรับกำหนดทิศทางการไหลของกระแส สวิตซ์ S1 และ S2 ที่ต่ออนุกรม มีหน้าที่เพื่อใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปหาโหลด ส่วนสวิตซ์ S3 และ S4 มีหน้าที่เพื่อกำหนดทิศทางการไหลของ

กระแสของโหลดประเภทโหลดที่เก็บพลังงาน ได้แก่ โหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำ เช่น มอเตอร์ เหตุผลที่ใช้ไดโอดต่อคร่อมสวิตช์ที่ต่อขนานกันทั้ง S1 กับ S2 และ S3 กับ S4 ก็เพื่อป้องกันการย้อนกลับของแรงดันพร้อมกับกำหนดทิศทางการไหลของกระแส



รูปที่ 4.3 การทำงานของสวิตช์แต่ละตัว

TABLE 1  
Switching Sequence Of The Driving Signal.

STATB	S1	S2	S3	S4
$V_r > 0, I > 0$	1 0	0 0	1 1	0 0
$V_r < 0, I > 0$	0 0	1 0	0 1	0 0
$V_r < 0, I < 0$	0 0	1 0	0 0	1 1
$V_r > 0, I < 0$	1 0	0 0	0 0	0 1

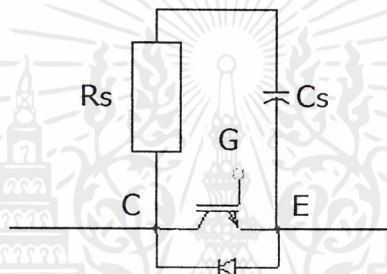
ตารางที่ 1

จากรูปที่ 4.3 และ ตารางที่ 1 แสดงลำดับการทำงานของ การควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งสวิตช์ S1 และ S2 จะทำงานเปิด-ปิดวงจรสลับกันที่สัญญาณแรงดัน ไฟบวกและลบของสัญญาณอินพุต สลับกันตามลำดับ ส่วนสวิตช์ S3 และ S4 ที่ขนานกับโหลด จะทำงานที่สัญญาณบวกและลบของกระแสเอาท์พุทสลับกันตามลำดับ S3 และ S4 จะมีประโยชน์ในช่วงที่เมื่อกระแสและแรงดันของโหลดนั้นไม่อินเฟสกัน ในช่วงที่แรงดันจากชีกบวกเปลี่ยนเป็นลบแล้วนั้นแต่กระแสยัง

อยู่ในซีกบนอยู่ S3 จะเป็นตัวช่วยให้กระแสไหลทิศทางเดิมและในช่วงที่แรงดันจากซีกบนเปลี่ยนเป็นบนแล้วแต่กระแสอยู่ในซีกบน S4 จะเป็นตัวช่วยให้กระแสไหลทิศทางเดิม

การทำงานจะแบ่งเป็น 2 โหมด คือ โหมด Active และ Freewheeling ในโหมด Active จะกล่าวได้ว่า เมื่อสวิตช์ S1 และ S2 อยู่ในภาวะปิด กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะถูกกำหนดให้ไหลผ่านแหล่งจ่ายแรงดัน โดยจะตามช่วงระยะเวลาปิด ส่วนโหมด Freewheeling กล่าวได้ว่า เมื่อสวิตช์ S1 และ S2 อยู่สถานะเปิด กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะไหลผ่าน Freewheeling ตามทิศทางของกระแสไหล

วงจรถับเบอร์

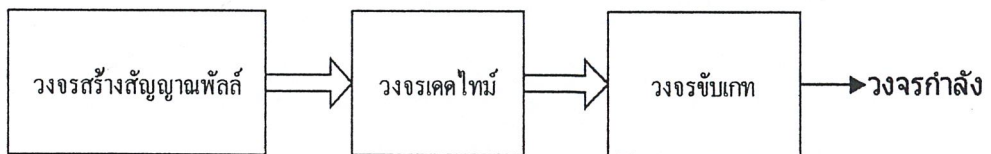


รูปที่ 4.4 การต่อสับเบอร์เข้ากับ IGBT

วงจรถับเบอร์ต่อขนานกับ IGBT เพื่อลดสไปค์ของแรงดันไฟฟ้า (Voltage spikes) และลดแรงดันการสูญเสีย (Switching loss) ของ IGBT ในขณะเริ่มหยุดนำกระแส การทำงานคือขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส สมมติให้กระแสทรานซิสเตอร์ลดลงเป็นเชิงเส้น เข้ามาหารัจประจุที่  $C_s$  เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง พลังงานจะถูกสลายที่ความต้านทาน  $R_s$

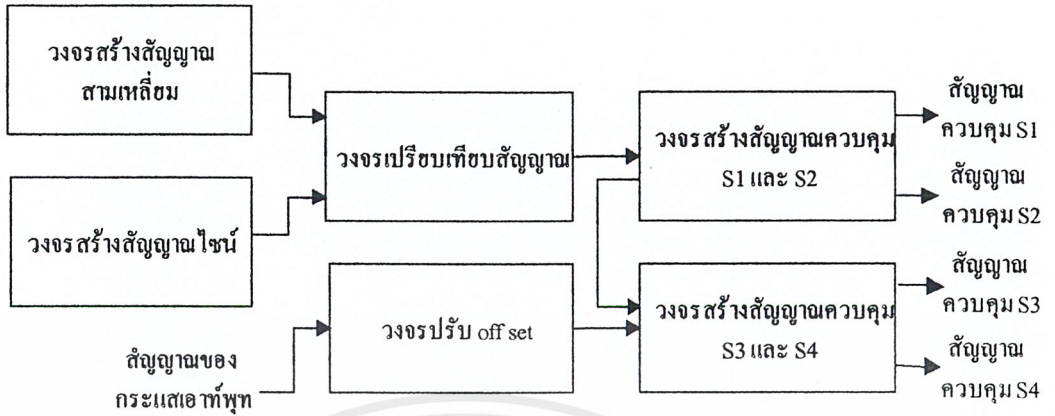
4.2 วงจรควบคุม

โครงสร้างของวงจรควบคุม



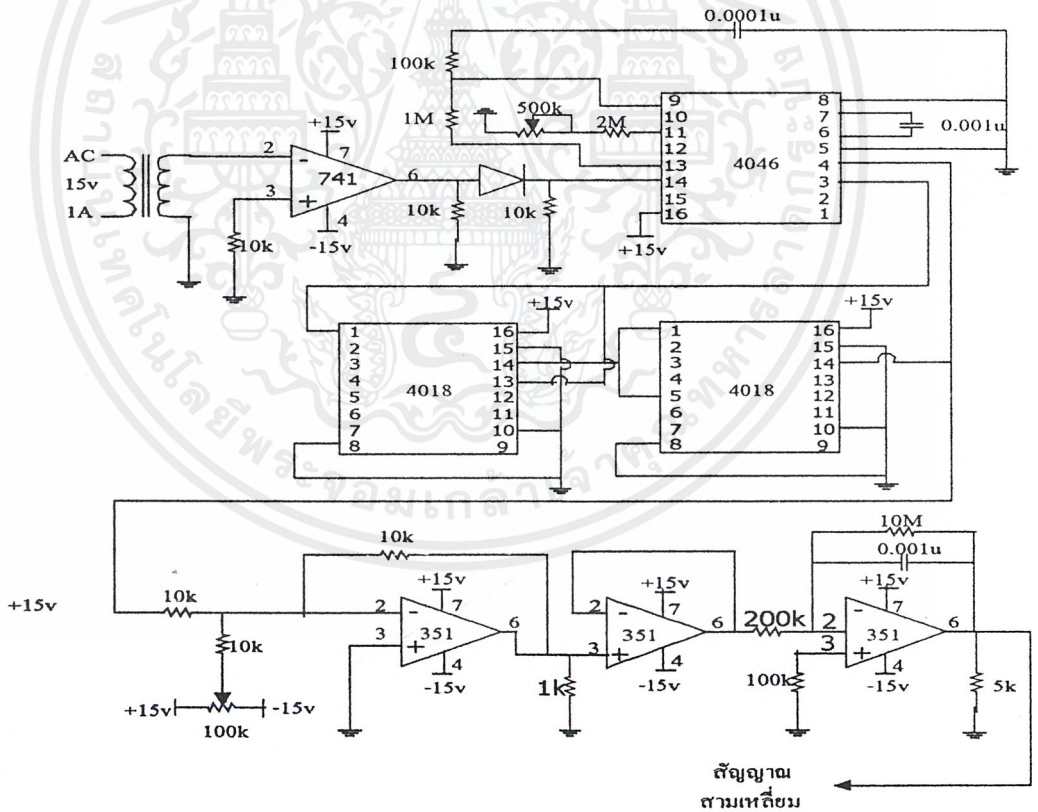
รูปที่ 4.5 โครงสร้างของวงจรควบคุม

4.2.1 โครงสร้างของวงจรสร้างพัลส์



รูปที่ 4.6 โครงสร้างของวงจรสร้างพัลส์

4.2.2 วงจรสร้างสัญญาณตามเหลี่ยม



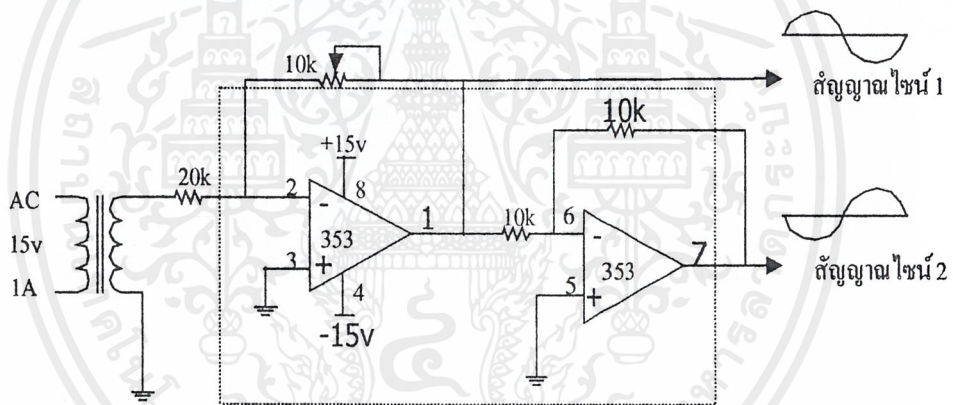
รูปที่ 4.7 วงจรสร้างสัญญาณตามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการนำสัญญาณไซน์จากหม้อแปลงผ่านวงจรซีโรครอสซิง ( Zero crossing) เพื่อให้สัญญาณไซน์ที่ได้เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความถี่ตามสัญญาณไซน์อินพุต สัญญาณที่ได้ผ่านไดโอดเพื่อเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีค่าอยู่ระหว่างค่าศูนย์และบวก ส่งต่อสัญญาณผ่านวงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase lock loop) ทำให้สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีค่าศูนย์และบวกที่มีความถี่หนึ่งกิโลเฮิร์ต สัญญาณที่ได้จะถูกทำให้เป็นสัญญาณบวกและลบโดยนำไปผ่านวงจรออฟเซต (Off set) ส่งต่อสัญญาณผ่านไปยังวงจรบัฟเฟอร์(Buffer) จากนั้นนำไปผ่านวงจรอินทิเกรตเพื่อให้สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่หนึ่งกิโลเฮิร์ต

#### 4.2.3 วงจรสร้างสัญญาณไซน์

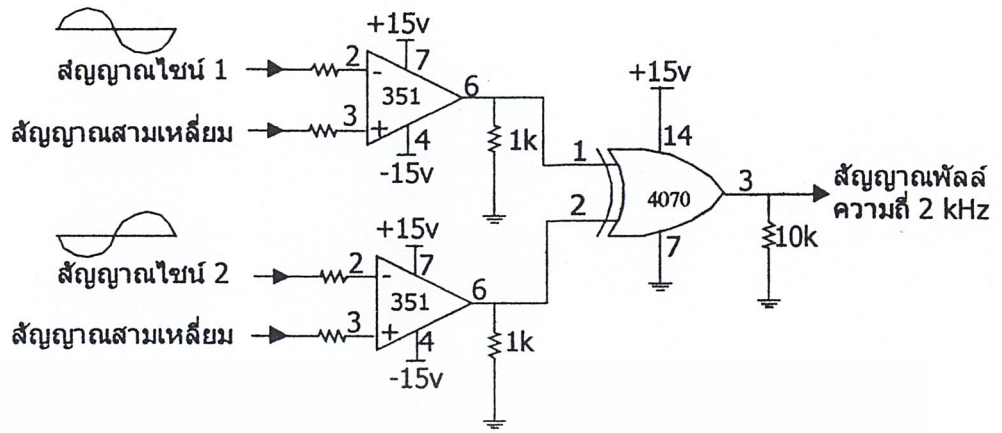
เป็นการนำสัญญาณ ไซน์จากหม้อแปลงมาทำให้เป็นสัญญาณ ไซน์สองสัญญาณ ไซน์ที่กลับเฟสกัน เพื่อนำไปใช้ในการมอดูเลชันกับสัญญาณสามเหลี่ยม โดยการนำสัญญาณ ไซน์ผ่านวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสและกลับเฟส



รูปที่ 4.8 วงจรสร้างสัญญาณ ไซน์

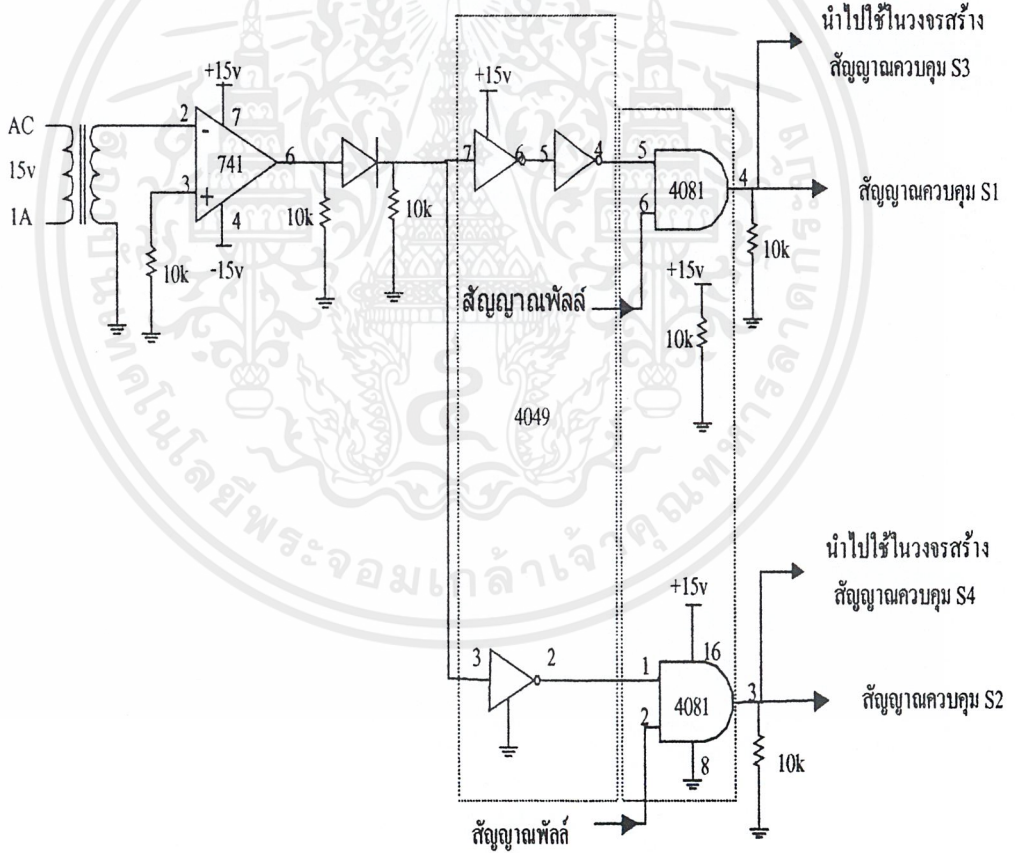
#### 4.2.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

เป็นการนำสัญญาณ ไซน์จากวงจรสร้างสัญญาณ ไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยมจากวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมมาทำการเปรียบเทียบกันโดยใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ทำให้ได้สัญญาณพัลส์ความถี่หนึ่งกิโลเฮิร์ตสองสัญญาณ จากนั้นนำสัญญาณทั้งสองสัญญาณที่ได้มาเปรียบเทียบกันอีกครั้งด้วยเอ็กคลูซีฟออททำให้ได้สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่สองกิโลเฮิร์ต



รูปที่ 4.9 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

4.2.5 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S1 และ S2

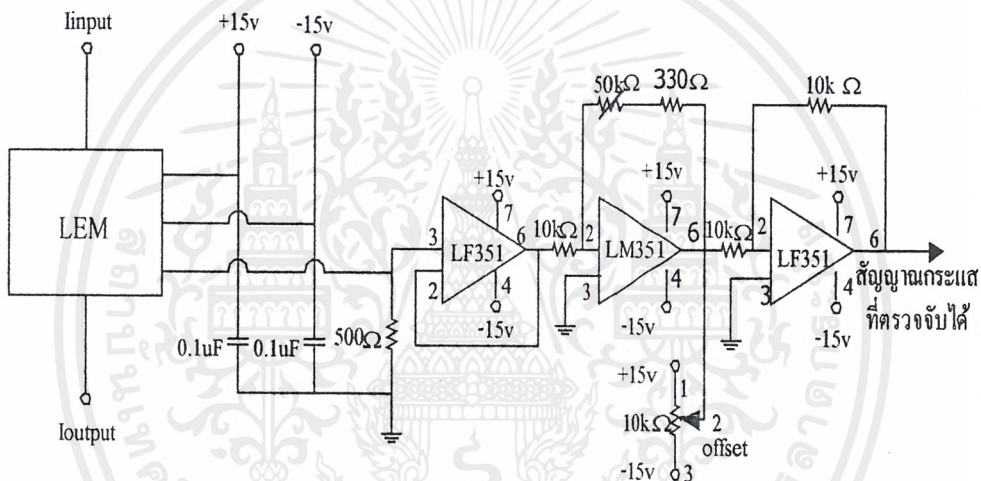


รูปที่ 4.10 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S1 และ S2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการสร้างสัญญาณเพื่อควบคุม S1 และ S2 โดยที่ S1 จะทำงานตามแรงดันอินพุทของวงจรกำลังในซีกบวก ส่วน S2 จะทำงานในซีกลบ ดังนั้นจึงนำสัญญาณที่ผ่านวงจรซีโรครอสซิง ( zero crossing ) และผ่านไดโอดมาเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม ( ศูนย์ - บวก) ที่มีความถี่ตามสัญญาณไซน์อินพุท นำมาแยกผ่านเนือตเกตเพื่อทำให้ได้เป็นสัญญาณที่กลับเฟสกันสองสัญญาณที่แยกกันเพื่อนำไปสร้างสัญญาณควบคุม S1 และ S2 จากนั้นนำสัญญาณทั้งสองมาแอนกับสัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณทำให้เกิดเป็นสัญญาณที่สามารถนำไปควบคุม S1 และ S2

#### 4.2.6 วงจรปรับออฟเซตของกระแสเอาต์พุท

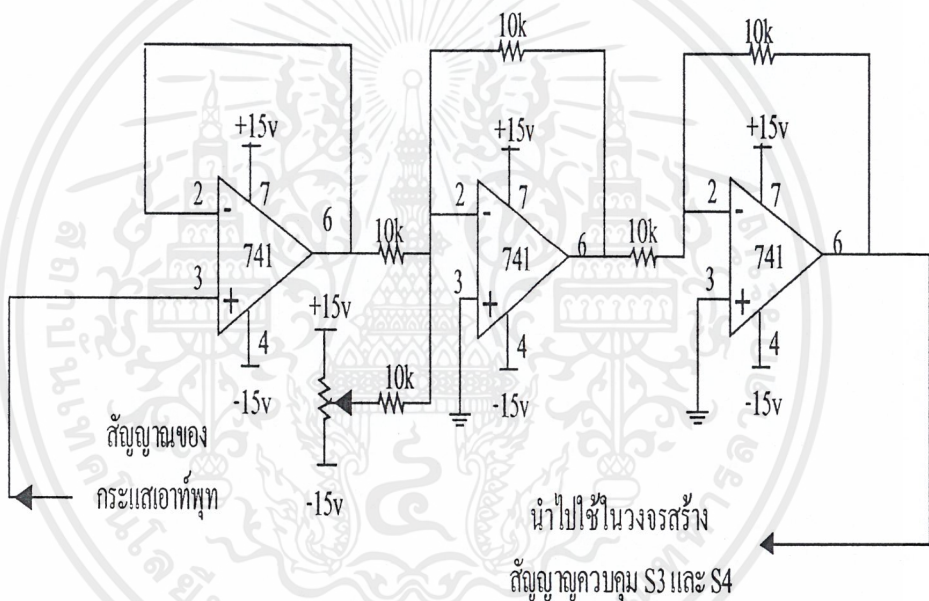


รูปที่ 4.11 วงจรปรับออฟเซตของกระแสเอาต์พุท

#### 4.2.7 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S3 และ S4

S3 และ S4 จะมีประโยชน์ในช่วงที่เมื่อกระแสและแรงดันของโหลดนั้น ไม่อินเฟสกัน ในช่วงที่แรงดันจากซีกบวกเปลี่ยนเป็นลบแล้วนั้นแต่กระแสน้อยอยู่ในซีกบวกอยู่ S3 จะเป็นตัวช่วยให้กระแสน้อยไหลทิศทางเดิมและในช่วงที่แรงดันจากซีกลบเปลี่ยนเป็นบวกแล้วแต่กระแสน้อยอยู่ในซีกลบ S4 จะเป็นตัวช่วยให้กระแสน้อยไหลทิศทางเดิม นั่นก็คือ S3 จะทำงานเกี่ยวข้องกับกระแสโหลดในซีกบวก S4 จะทำงานเกี่ยวข้องกับกระแสโหลดในซีกลบ เพราะฉะนั้นในการออกแบบจะต้องให้ S3 ทำงานสัมพันธ์กับ S2 และ S4 ทำงานสัมพันธ์กับ S1 คือ ในช่วงที่กระแสจากซีกลบถ้าเข้าไปในแรงดันซีกบวกนั้นช่วง on ของ S3 และ S2 จะต้องไม่เกิดขึ้น

พร้อมกัน ในช่วงที่กระแสจากซีกบวกถ้าเข้าไปในแรงดันซีกลบนั้นช่วง on ของ S4 และ S1 จะต้องไม่เกิดขึ้นพร้อมกัน ดังนั้นจึงออกแบบโดยนำสัญญาณที่ผ่านวงจรซีโรครอสซิง (zero crossing) และผ่านไดโอดมาเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม ( ศูนย์ – บวก ) ที่มีความถี่ตามสัญญาณไซน์อินพุต นำมาแยกผ่านนอเททเพื่อทำให้ได้เป็นสัญญาณที่กลับเฟสกันสองสัญญาณที่แยกกันนำไปสร้างสัญญาณควบคุม S3 และ S4 จากนั้นนำสัญญาณทั้งสองมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ส่งไปควบคุม S1 และ S2 โดยใช้เอ็กคลูซีฟอ ตามลำดับ จากนั้นนำสัญญาณที่ผ่านเอ็กคลูซีฟอมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ผ่านนอเททอีกครั้งหนึ่ง โดยใช้แอนเททให้ได้สัญญาณที่ใช้ควบคุม S3 และ S4



รูปที่ 4.12 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม S3 และ S4

#### 4.2.8 วงจรเดคไทม์

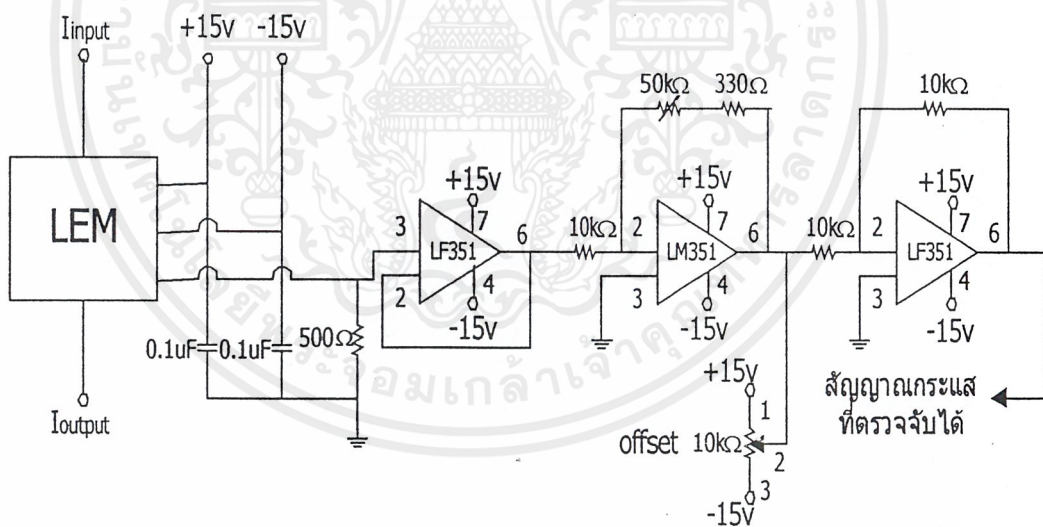
เนื่องจากช่วง on ของ S3 และ S2 และ ช่วง on ของ S4 และ S1 จะต้องไม่เกิดขึ้นพร้อมกัน แต่จากการออกแบบการสร้างสัญญาณควบคุมในช่วงที่ S2 off , S3 on และ S3 off , S2 on เช่นเดียวกันกับ S4 และ S1 จะเป็นช่วงเวลาเดียวกัน ดังนั้นจึงต้องมีวงจรเดคไทม์เพื่อทำให้ช่วงเวลาดังกล่าวห่างกันเล็กน้อยประมาณ 4 ไมโครวินาที



สัญญาณที่ออกจาก 6N136 จะมีลักษณะกลับหัว LM311 ทำหน้าที่เพื่อเป็นคอมพาราเตอร์เพื่อกลับเฟสให้เหมือนเดิมจากนั้นก็ผ่านทรานซิสเตอร์เพื่อขยายกระแส

**4.2.10 วงจรตรวจจับกระแส (Current detector)**

วงจรมีหน้าที่ตรวจจับกระแสเพื่อการควบคุม ในงานวิจัยนี้ใช้ LEM ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้หลักการ Hall-effect เป็นตัวตรวจจับกระแสเนื่องจากมีข้อดีมากกว่า CT. (Current transformer) ในด้านที่สามารถตรวจจับได้กับกระแสที่เป็นรูปคลื่นไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ สามารถตอบสนองกับงานความถี่สูงได้ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้ต่ำ มีให้เลือกใช้งานหลายชนิดและใช้งานง่าย ซึ่งในการควบคุมนี้ใช้ LEM ในการตรวจจับกระแสไหล เพื่อใช้เป็นสัญญาณในการสร้างพัลส์ให้กับสวิทช์ S3, S4 โดยเลือกพิกัดรุ่น LA 25 – NP สำหรับการใช้งาน LEM มีการเขตน่านในการลดระดับของกระแสลง ซึ่งในการใช้งานนี้ใช้ค่าไวที่ 1:1000 นอกจากนี้ต้องมีวงจรสนับสนุนการทำงานด้วย เช่น แหล่งจ่ายไฟขนาด +/- 15v วงจรบัฟเฟอร์และวงจรปรับค่าออฟเซตสัญญาณดังรูป



รูปที่ 4.15 วงจรตรวจจับกระแส

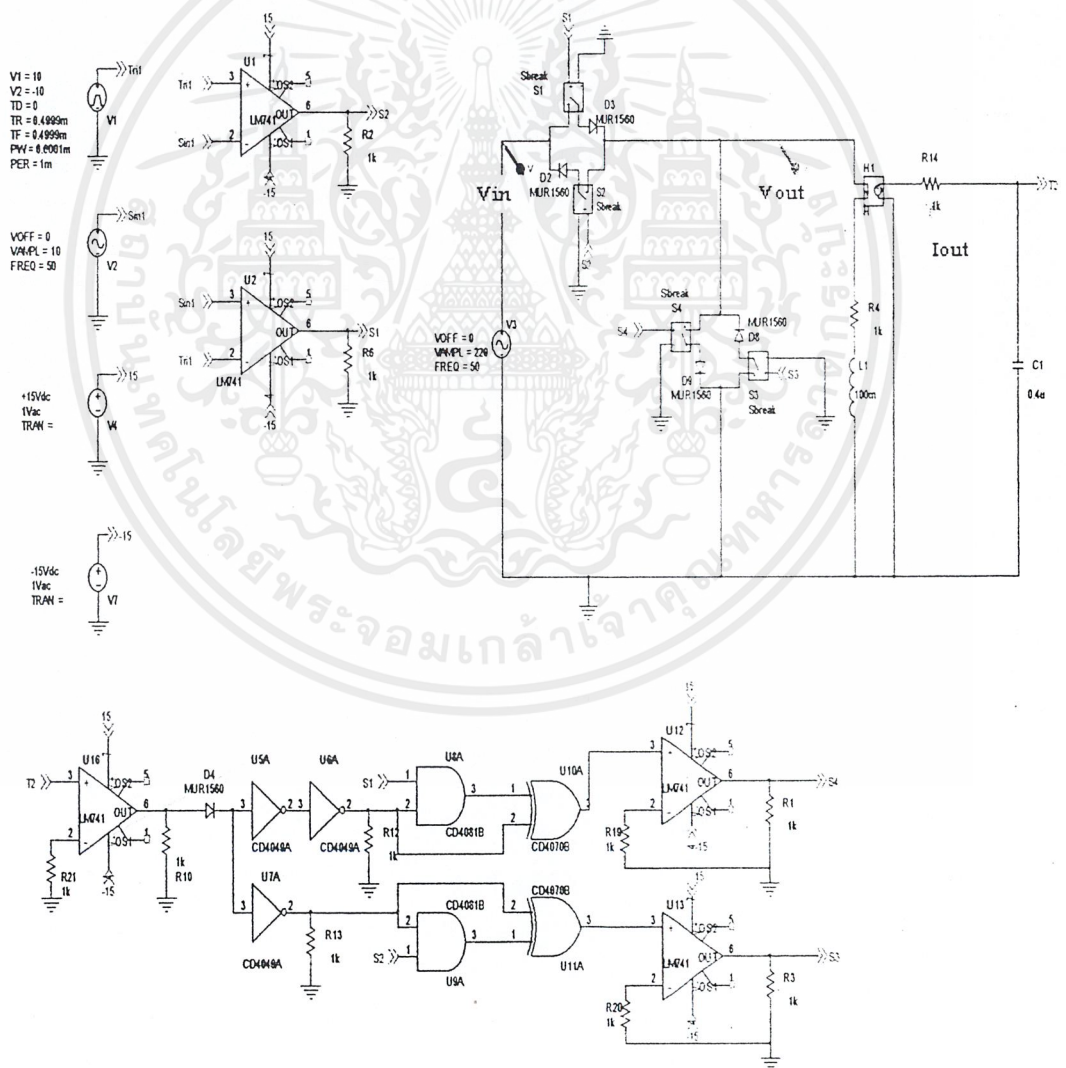
# บทที่ 5

## ผลการทดลอง

### 5.1 การจำลองการทำงานโดยคอมพิวเตอร์

การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์นั้นจะใช้โปรแกรม ออร์เทค (ORCAD9.1) ในการจำลองการทำงาน เพราะเป็นโปรแกรมที่ใช้ง่ายและมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองจำนวนมากหลายชนิดและหลายยี่ห้อ สำหรับการจำลองที่นำเสนอนี้จะทำการจำลองการทำงานเป็นช่วงๆ 3 ช่วงคือ การมอดคูเลชันเกิน(Over Mod) การมอดคูเลชันสมดุล และการมอดคูเลชันต่ำ (Under Mod) โดยที่เอาท์พุทที่ได้ในแต่ละช่วงมีลักษณะที่คล้ายกัน

#### 5.1.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

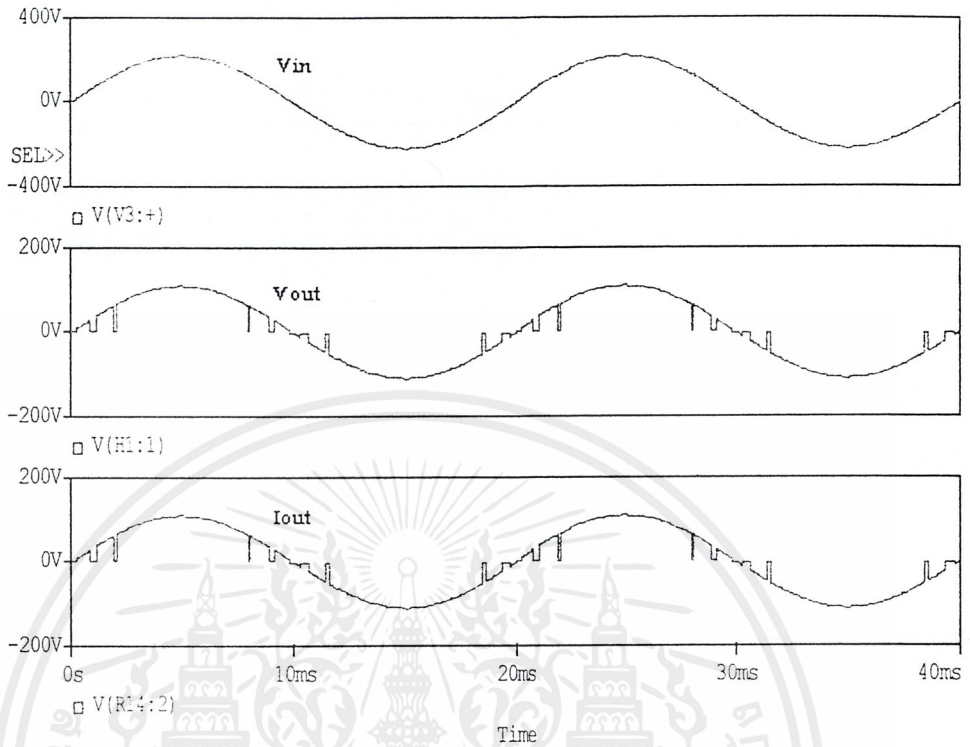


รูปที่ 5.1 รูปวงจรที่ใช้ในจำลองการทำงาน

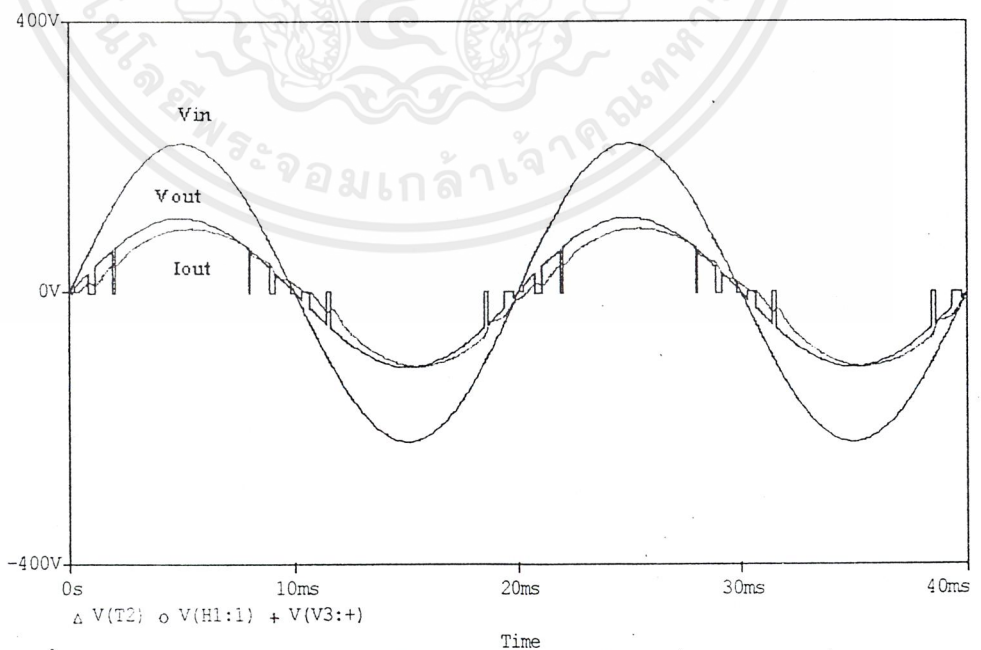
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2 โอเวอร์มอดคูเลชัน ( $Ma > 1$ )

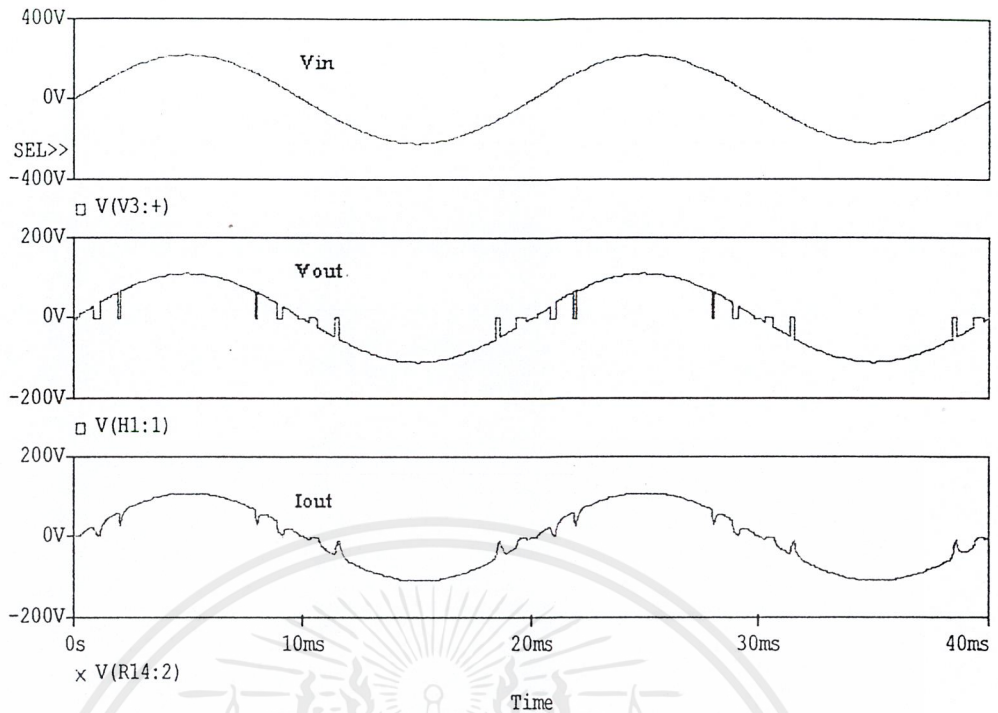
## 5.1.2.1 โหลดความต้านทาน (R)

รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma > 1$ ) ตามลำดับ

## 5.1.2.2 โหลดความเหนี่ยวนำ (R-L)

รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma > 1$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

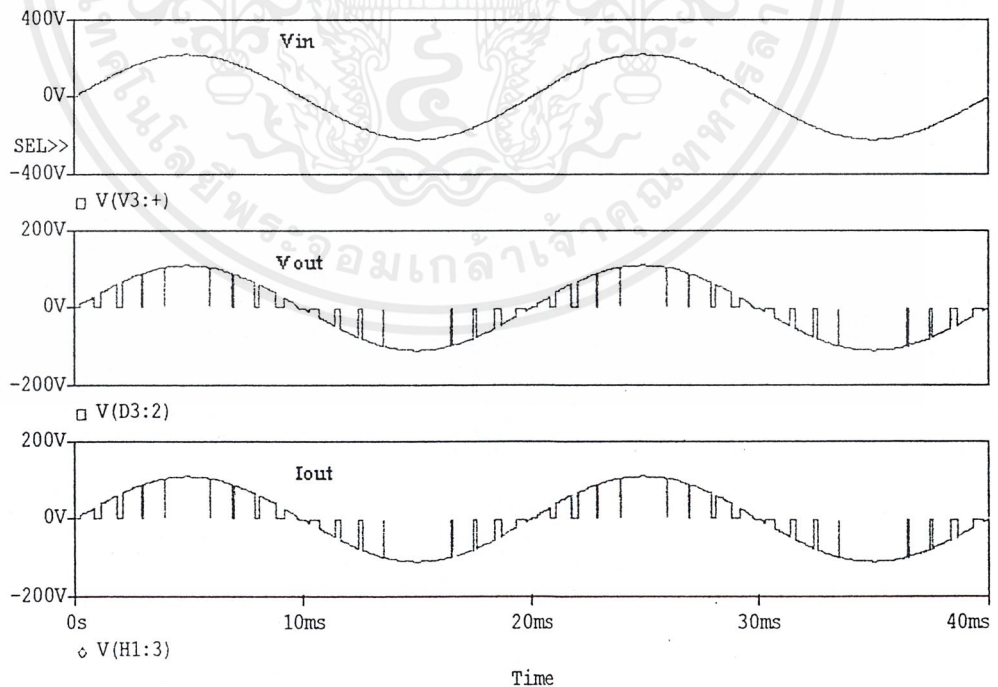


รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma > 1$ )

ตามลำดับ

5.1.3 มอดคูลเลชันปกติ ( $Ma = 1$ )

5.1.3.1 โหลดความต้านทาน (R)

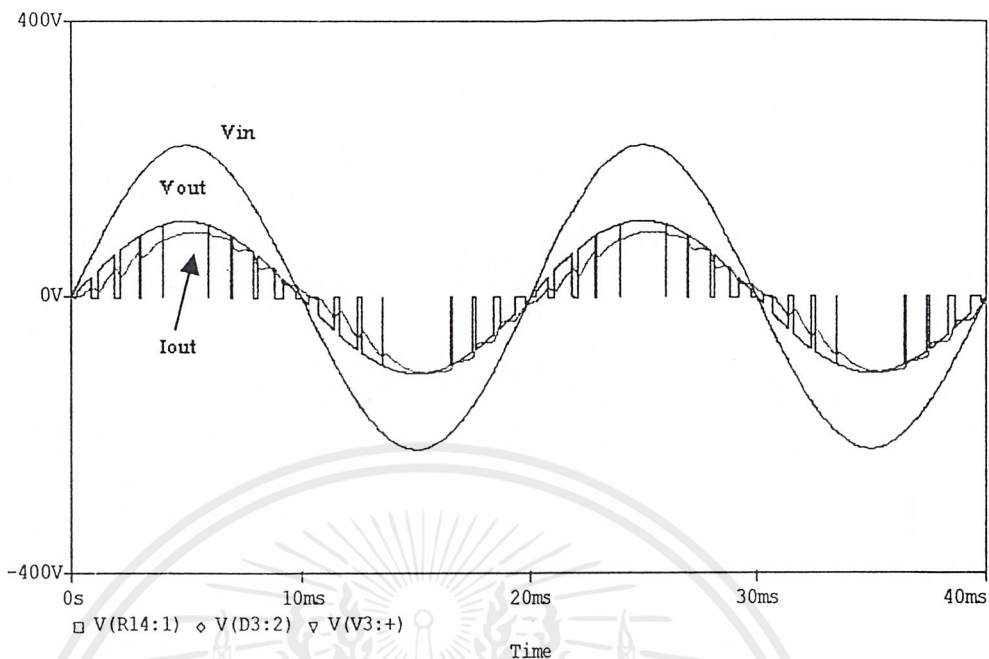
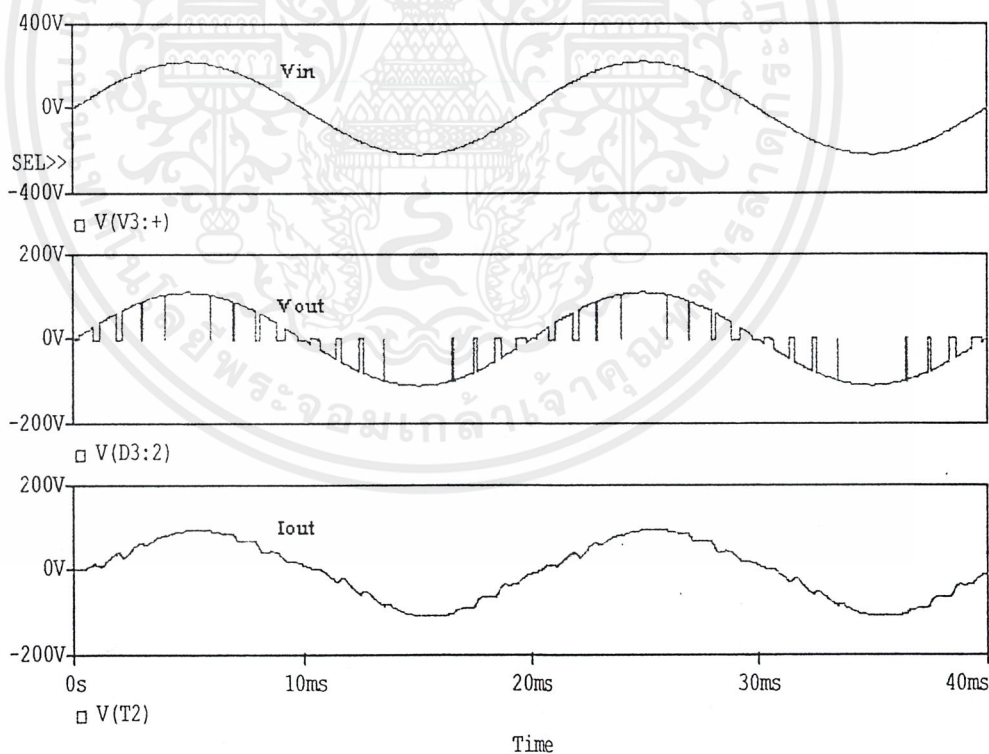


รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma=1$ )

ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.1.3.2 โหลดความเหนี่ยวนำ (R-L)

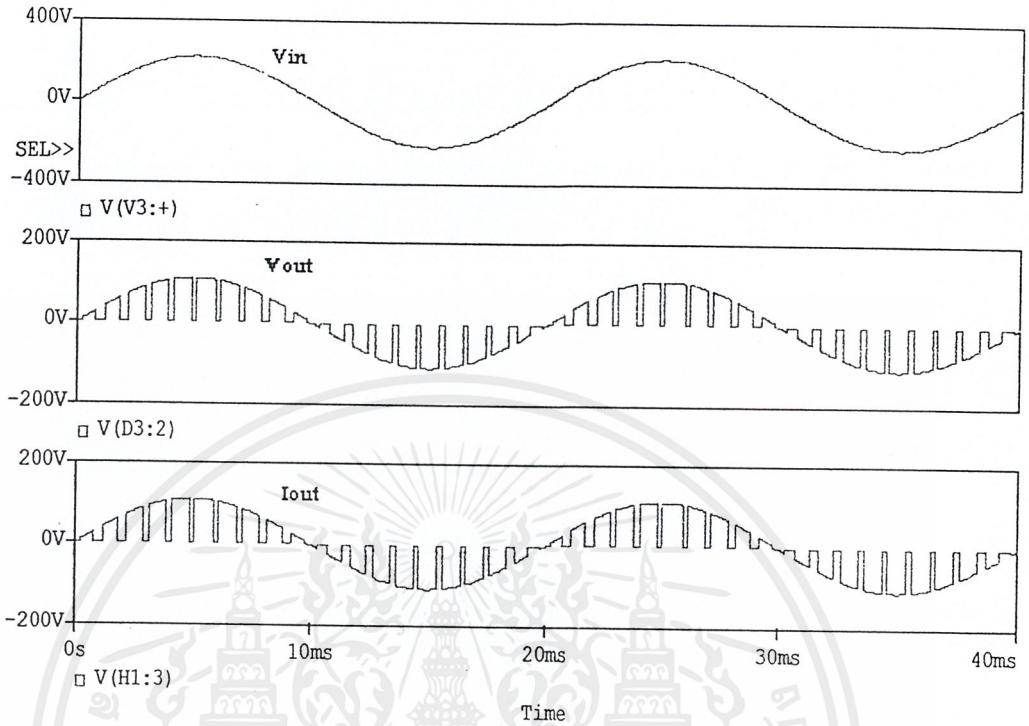
รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma=1$ )รูปที่ 5.7 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma=1$ )

ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

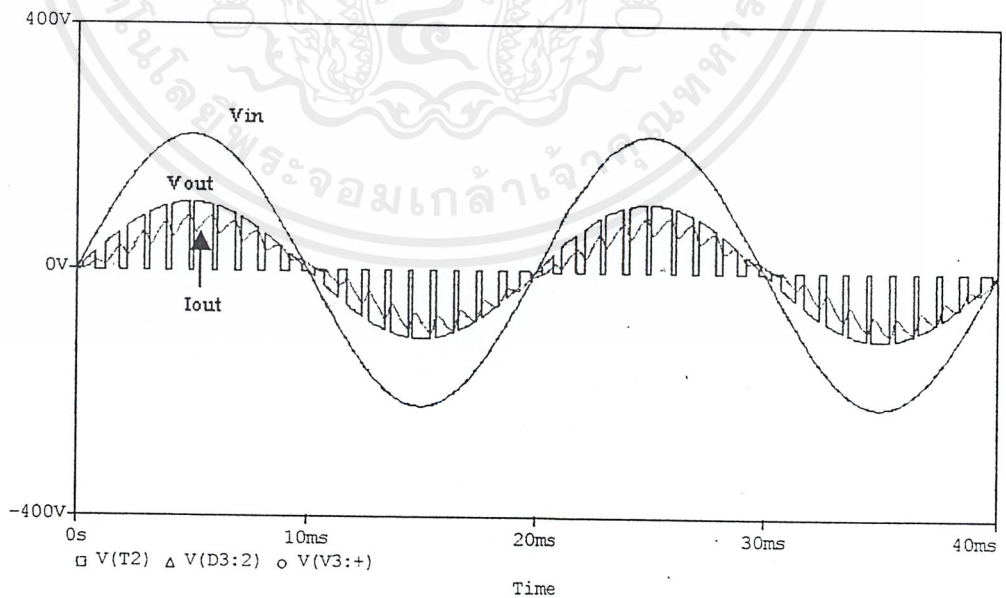
5.1.4 อันเดอร์มอดดูเลชั่น(Ma<1)

5.1.4.1 โหลดความต้าน (R)



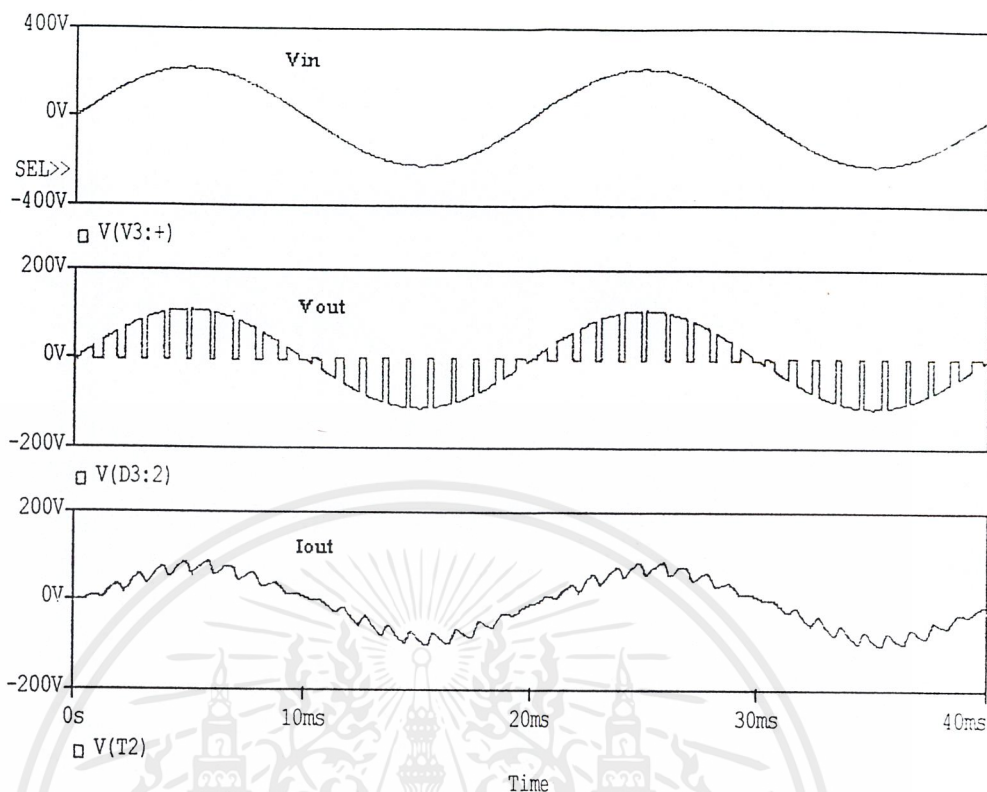
รูปที่ 5.8 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุท แรงดันเอาต์พุทและกระแสเอาต์

5.1.4.2 โหลดความเหนี่ยวนำ(R-L)



รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุท แรงดันเอาต์พุทและกระแสเอาต์(Ma<1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



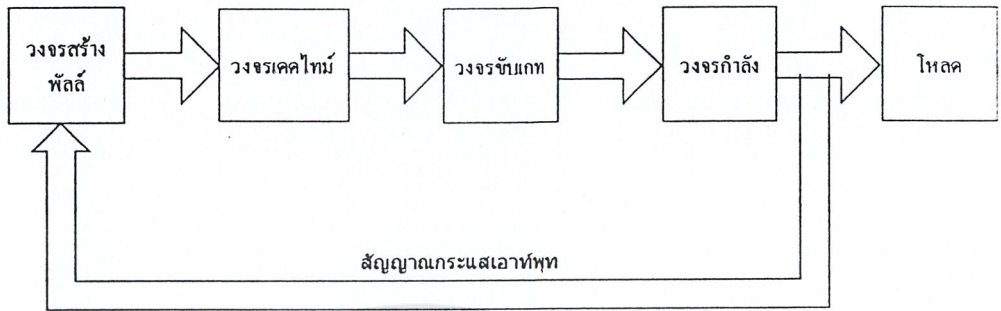
รูปที่ 5.10 แสดงลักษณะของแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ( $Ma < 1$ ) ตามลำดับ

#### สรุปผลการทดลองจากการจำลองทางคอมพิวเตอร์

จากการจำลองการทำงานจะเห็นว่าลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตจะมีลักษณะใกล้เคียงคลื่นรูปไซน์ แต่รูปคลื่นจะถูกตัด (Chopper) ทำให้ค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ลดลงซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของการมอดดูเลชัน ถ้าค่าการมอดดูเลชันสูงแรงดันอินพุตก็จะถูกตัด (chopper) น้อยลงค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของแรงดัน เอาต์พุตก็จะมีค่าสูงขึ้นแต่ถ้ามอดดูเลชันต่ำ แรงดันอินพุตก็จะถูกตัด (chopper) มากขึ้น ค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ก็จะน้อยลงด้วย ลักษณะของรูปคลื่นกระแสจะมีลักษณะที่แตกต่างกันสองลักษณะคือในกรณีโหลดความต้านทานอย่างเดียวรูปคลื่นของกระแสจะมีลักษณะเหมือนกับรูปคลื่นของแรงดันและกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง แต่อีกกรณีที่มีโหลดเหนี่ยวนำนั้นกระแสไหลจะไหลอย่างต่อเนื่อง เนื่องจากผลของตัวความเหนี่ยวนำ ดังนั้นเพื่อให้เกิดการต่อเนื่องของกระแสจึงต้องมีการทำงานของสวิตช์ฟรีวิลลิ่ง (Freewheeling)

## 5.2 วงจรควบคุมในการทดลอง

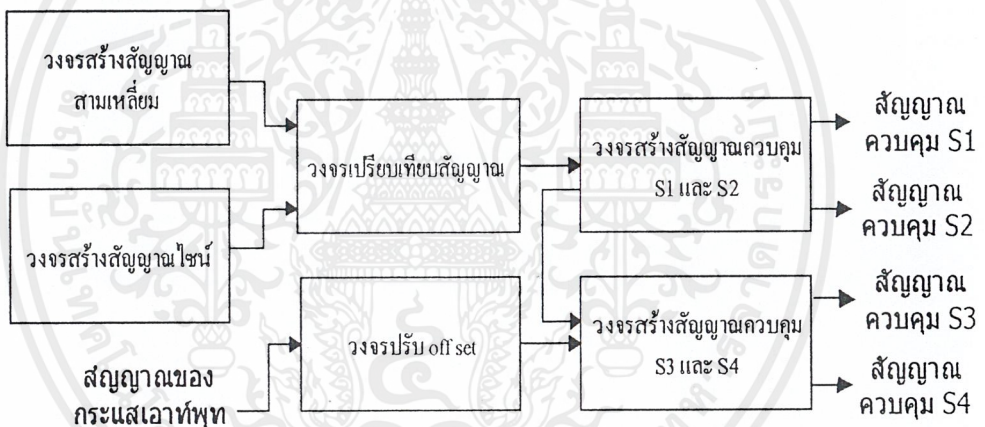
สำหรับวงจรควบคุมนี้จะสร้างสัญญาณที่ความถี่สวิทซ์ซึ่ง 2 กิโลเฮิร์ต เป็นความถี่ที่ทดลองใช้ในการทดลองจริง และสามารถปรับค่ามอดดูเลชันได้ตั้งแต่ 0 – 1.4



รูปที่ 5.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจร

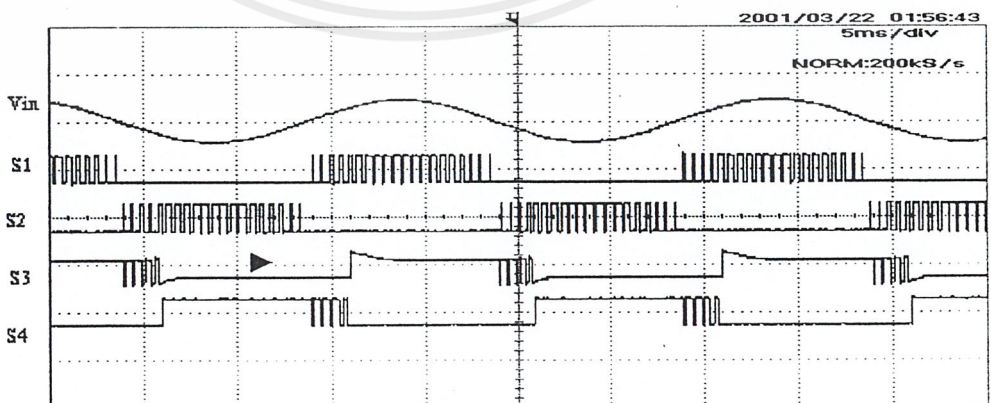
### 5.2.1 วงจรสร้างพัลส์

#### 5.2.1.1 วงจรที่ใช้



รูปที่ 5.12 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

#### 5.2.1.2 ลักษณะสัญญาณควบคุมสวิทซ์ S1-S4 ตามลำดับ

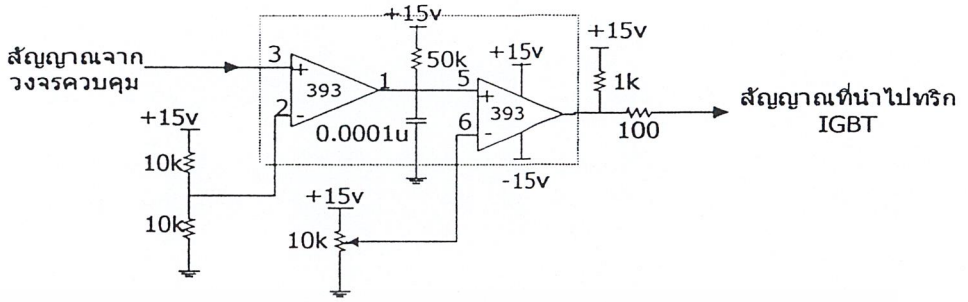


รูปที่ 5.13 ลักษณะสัญญาณควบคุมการสวิทซ์ซึ่ง S1-S4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

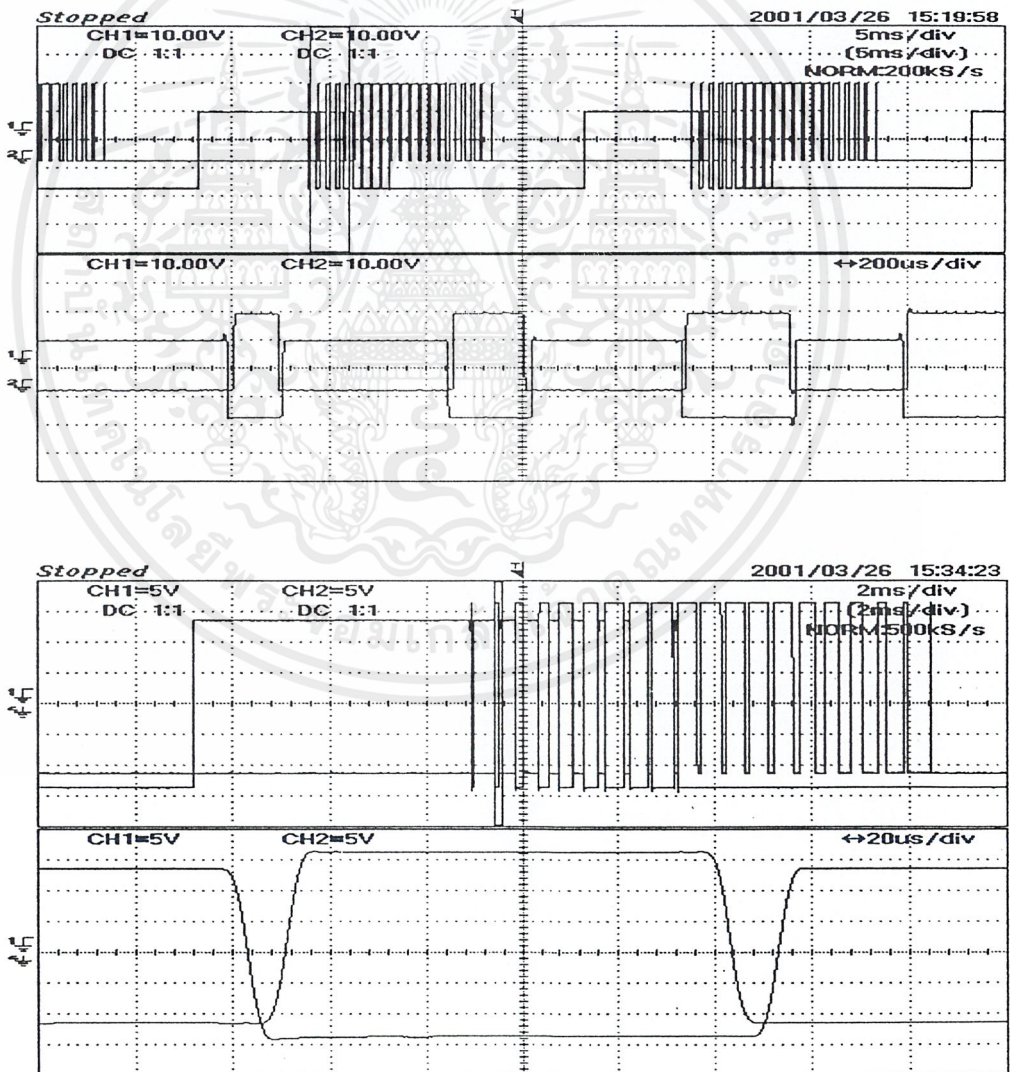
5.2.2 วงจรเคาท์ไทม์

5.2.2.1 วงจรที่ใช้



รูปที่ 5.14 แสดงวงจรเคาท์ไทม์

5.2.2.2 ลักษณะสัญญาณที่ผ่านวงจรเคาท์ไทม์

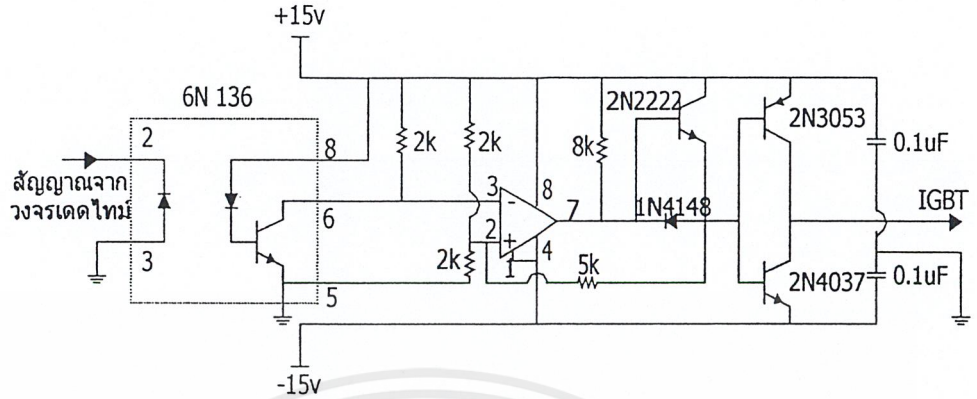


รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรเคาท์ไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

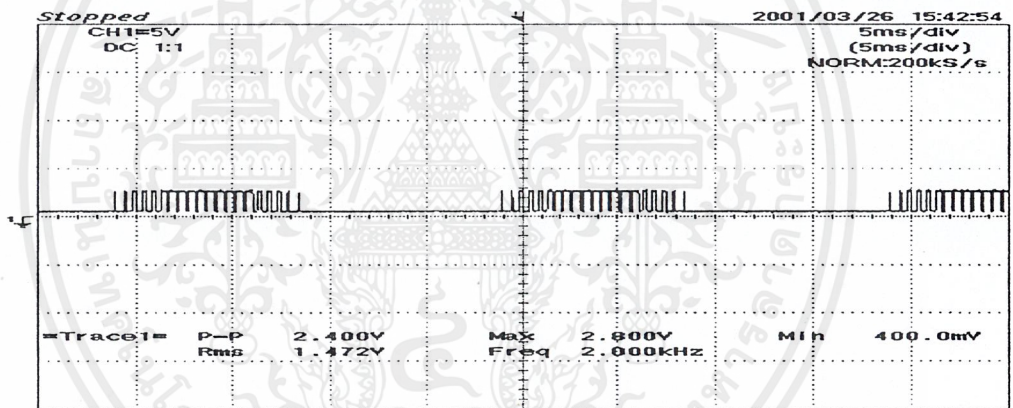
5.2.3 วงจรับเกต

5.2.3.1 วงจร

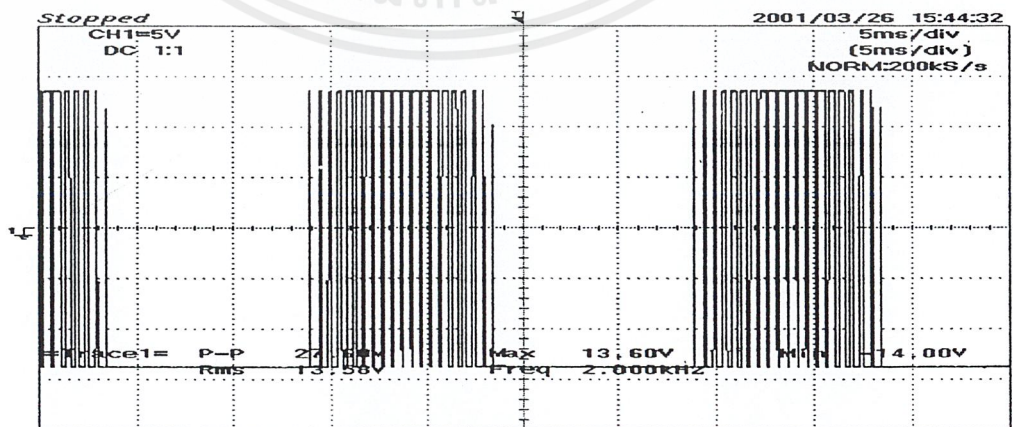


รูปที่ 5.16 แสดงวงจรจรับเกต

5.2.3.2 ลักษณะสัญญาณ



รูปที่ 5.17 สัญญาณก่อนเข้าวงจรจรับเกต

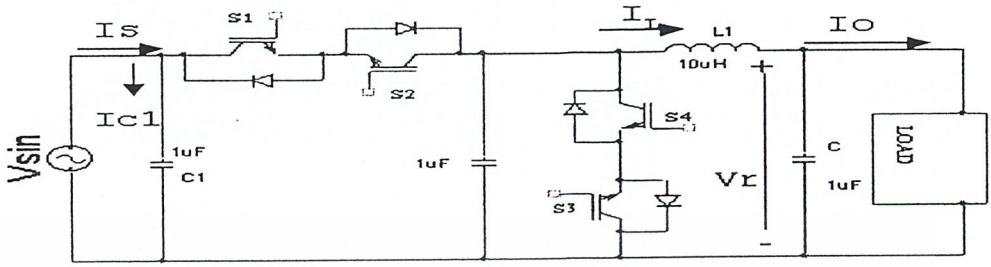


รูปที่ 5.18 ลักษณะสัญญาณหลังจากที่ผ่านวงจรจรับเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการทดลองกับโหลดชนิดต่างๆ (ที่ความถี่สวิตซ์ 2 กิโลเฮิร์ต , ปรับค่าการมอดดูเลชัน อินเด็กตั้งแต่ 0.2 ถึง 1.4)

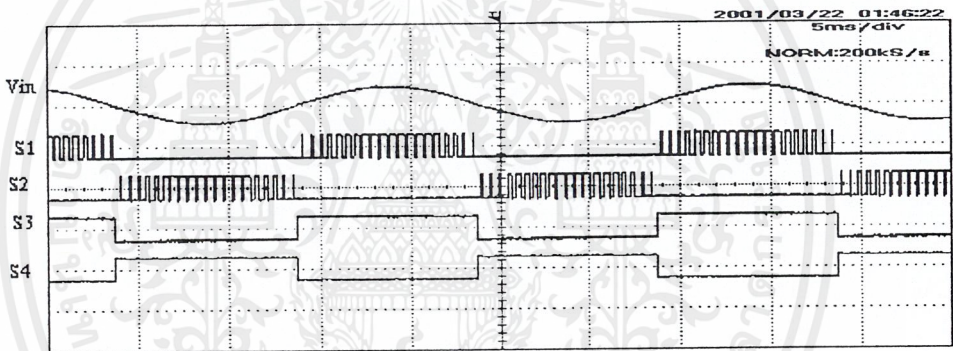
5.3.1 วงจรกำลังที่ใช้



รูปที่ 5.19 วงจรกำลัง

5.3.2 โหลดความต้านทาน (โหลดได้ 3 หลอดๆละ 100W, แรงดัน 245 โวลต์)

5.3.2.1 ลักษณะสัญญาณควบคุม

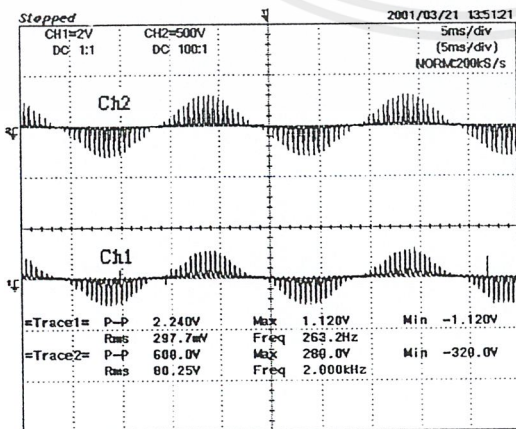


รูปที่ 5.20 แสดงลักษณะสัญญาณควบคุมขาเกทของอุปกรณ์สวิตซ์

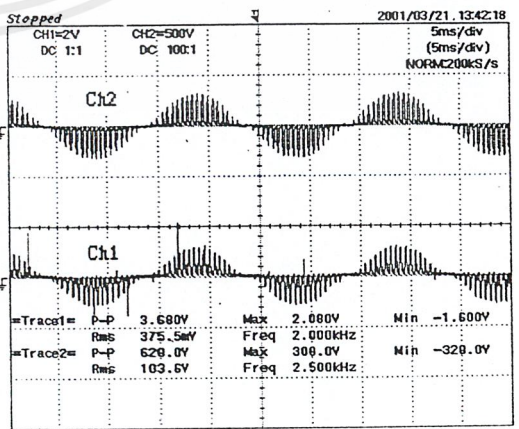
5.3.2.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ มอดอินเด็กต่างกัน (Ch1 กระแส, Ch2 แรงดัน)

1)  $Ma = 0.2$

2)  $Ma = 0.3$



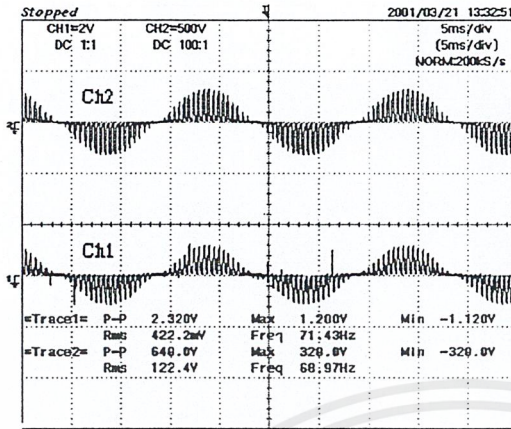
Ch1 กระแสเอาต์พุต 2V/div 5ms/div



Ch2 แรงดันเอาต์พุต 500V/div 5ms/div

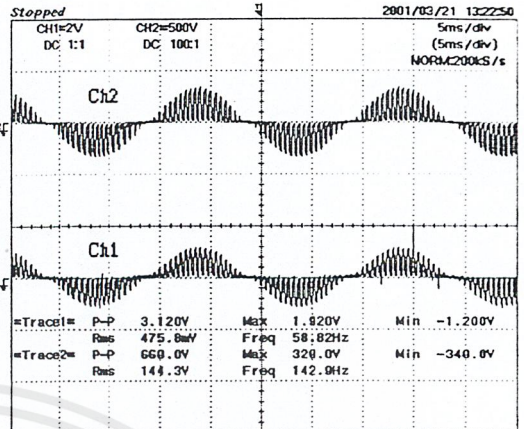
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) Ma = 0.4



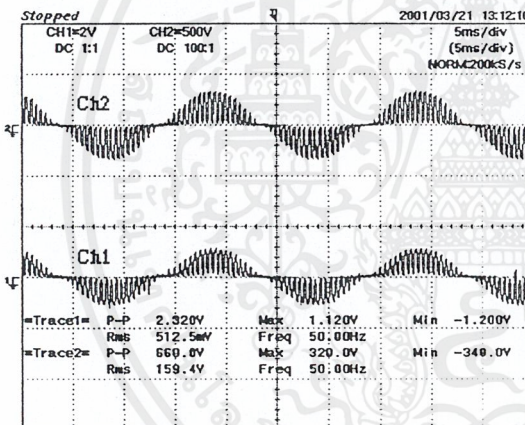
Ch1 กระแสเอาท์พุท 2V/div 5ms/div

4) Ma = 0.5



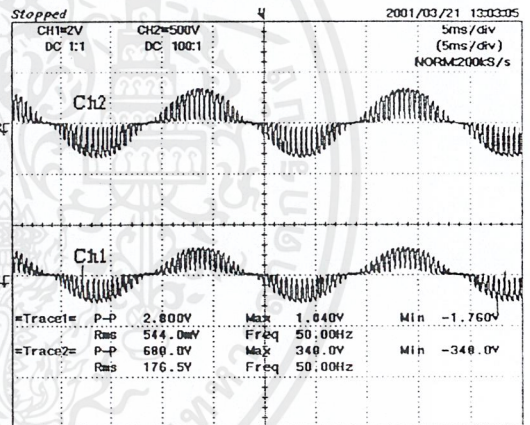
Ch2 แรงดันเอาท์พุท 500V/div 5ms/div

5) Ma = 0.6



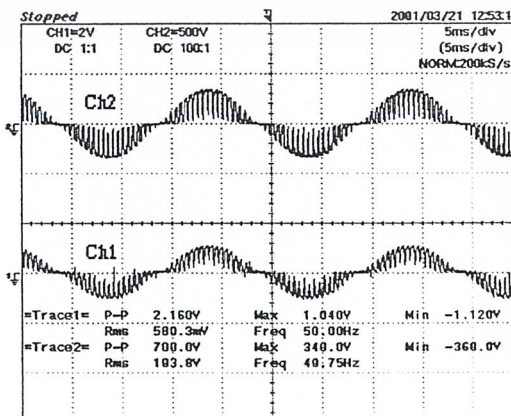
Ch1 กระแสเอาท์พุท 2V/div 5ms/div

6) Ma = 0.7



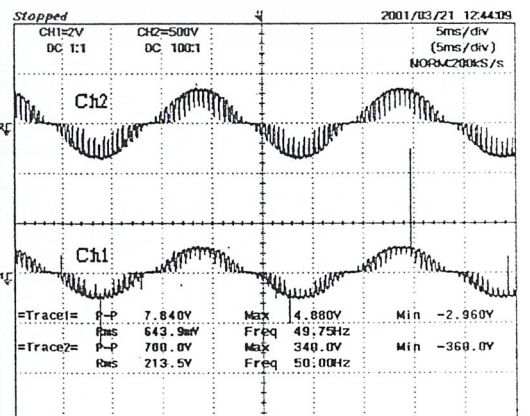
Ch2 แรงดันเอาท์พุท 500V/div 5ms/div

7) Ma = 0.8



Ch1 กระแสเอาท์พุท 2V/div 5ms/div

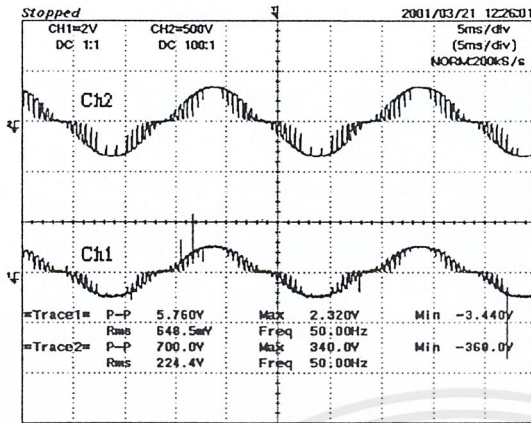
8) Ma = 0.9



Ch2 แรงดันเอาท์พุท 500V/div 5ms/div

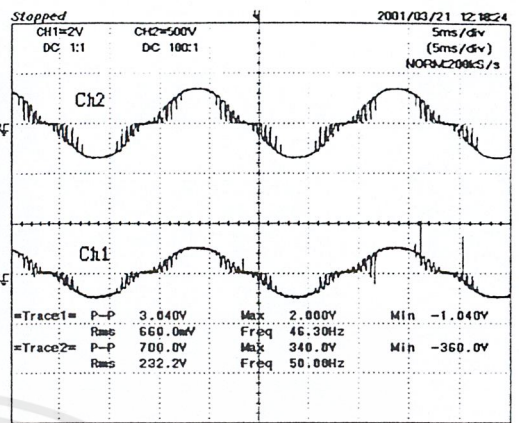
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9)  $Ma = 1$



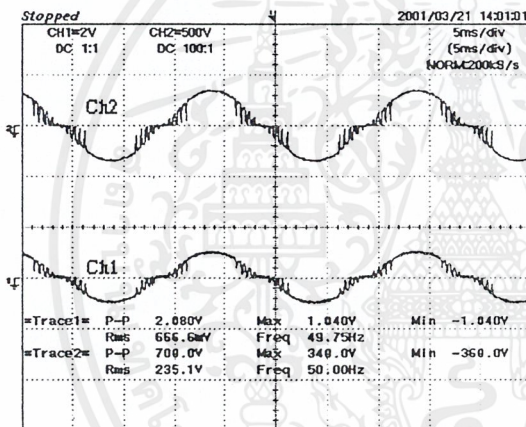
Ch1 กระแสเอาต์พุต 2V/div 5ms/div

10)  $Ma = 1.1$



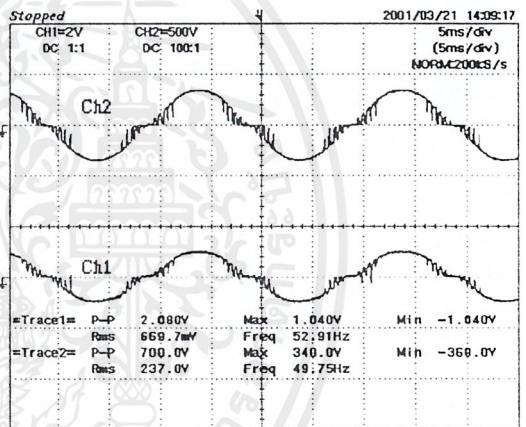
Ch2 แรงดันเอาต์พุต 500V/div 5ms/div

11)  $Ma = 1.2$



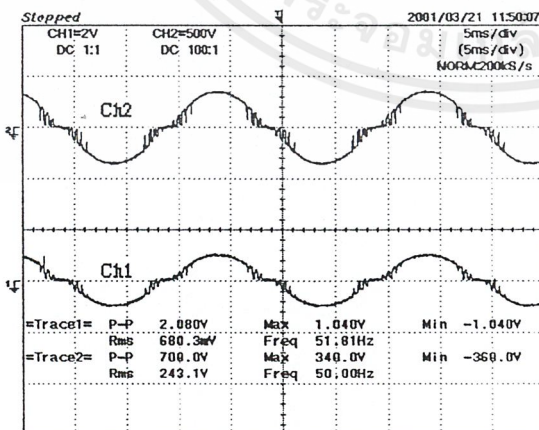
Ch1 กระแสเอาต์พุต 2V/div 5ms/div

12)  $Ma = 1.3$



Ch2 แรงดันเอาต์พุต 500V/div 5ms/div

13)  $Ma = 1.4$



Ch1 กระแสเอาต์พุต 2V/div 5ms/div

Ch2 แรงดันเอาต์พุต 500V/div 5ms/div

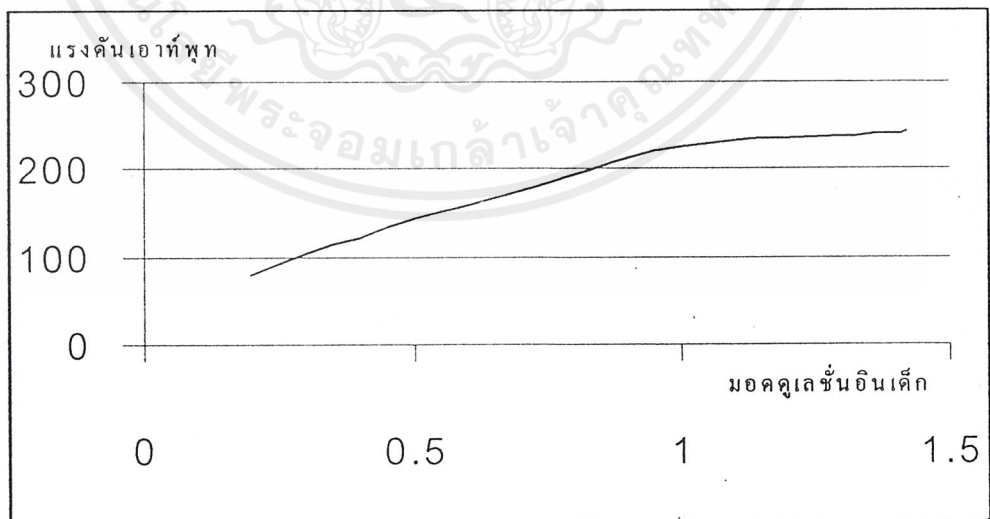
รูปที่ 5.21 แสดง Ch1 กระแสเอาต์พุต Ch2 แรงดันเอาต์พุตที่ค่า  $Ma$  ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองจะได้ค่าของเอาต์พุตที่การมอดดูเลขชั้นต่างๆกันดังตารางที่ 5.1

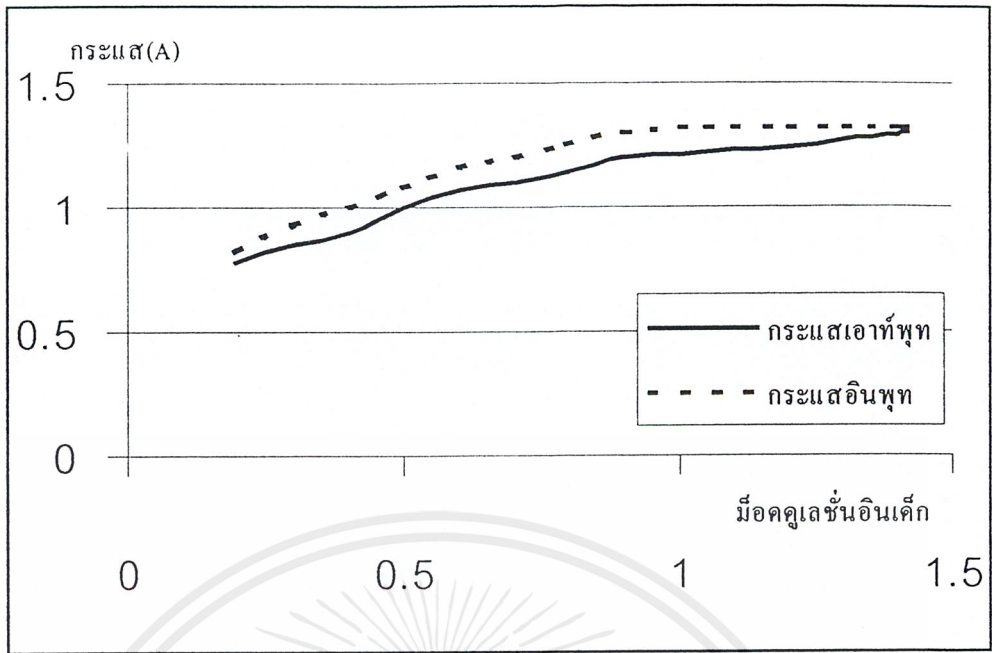
Ma	V sin (Volt)	V tri (Volt)	V in (Volt)	V out (Volt)	กระแส โหลต(A)	กระแสอิน พุท(A)
0.2	1.64	8.2	245	80.25	0.78	0.82
0.3	2.46	8.2	245	103.6	0.85	0.93
0.4	3.28	8.2	245	122.4	0.9	1.0
0.5	4.10	8.2	245	144.3	1.0	1.08
0.6	4.92	8.2	245	159.4	1.07	1.16
0.7	5.74	8.2	245	176.5	1.1	1.20
0.8	6.56	8.2	245	193.8	1.14	1.25
0.9	7.38	8.2	245	213.5	1.20	1.30
1.0	8.2	8.2	245	224.4	1.21	1.32
1.1	9.02	8.2	245	232.2	1.23	1.32
1.2	9.84	8.2	245	235	1.24	1.32
1.3	10.66	8.2	245	237	1.27	1.32
1.4	11.48	8.2	245	241	1.29	1.32

ตารางที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ามอดอินเด็ก แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต



รูปที่ 5.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ามอดอินเด็กกับแรงดันเอาต์พุต

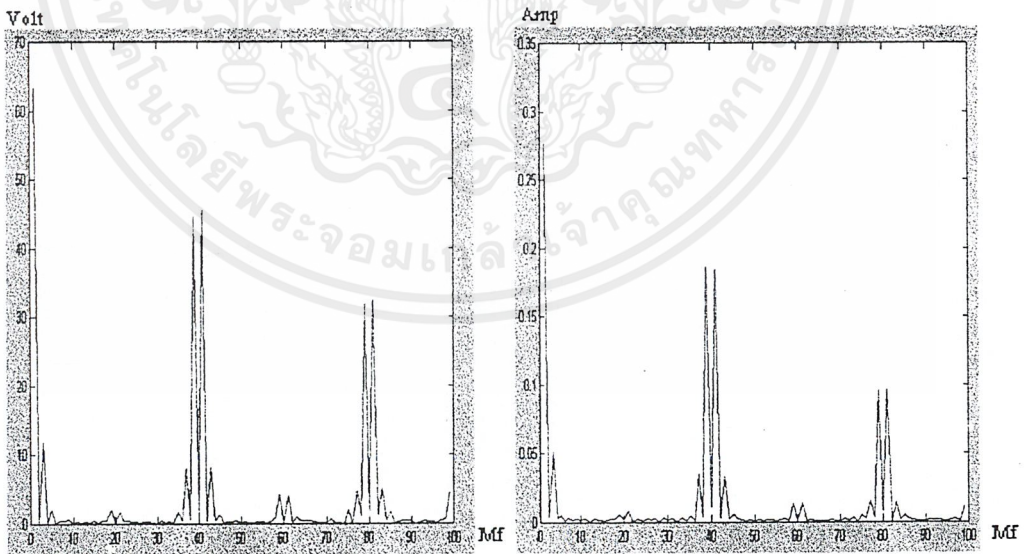
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่ามอดอินเด็กซ์กับกระแสอินพุท และกระแสเอาท์พุท

5.3.2.3 สเปกตรัมแสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์

1)  $Ma = 0.2$



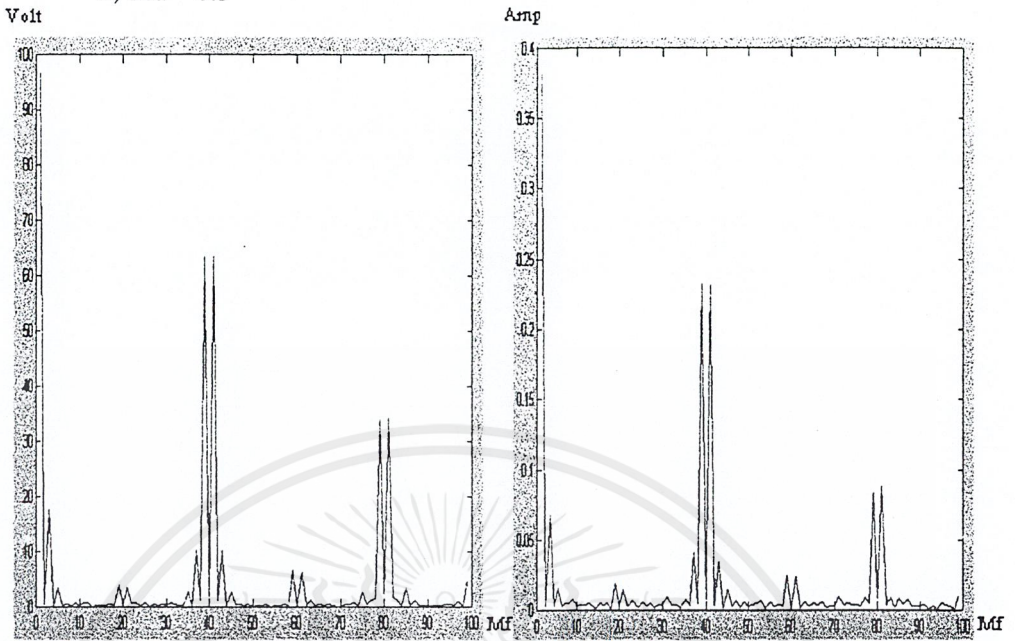
แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.24 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่ค่า  $Ma = 0.2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) Ma = 0.3

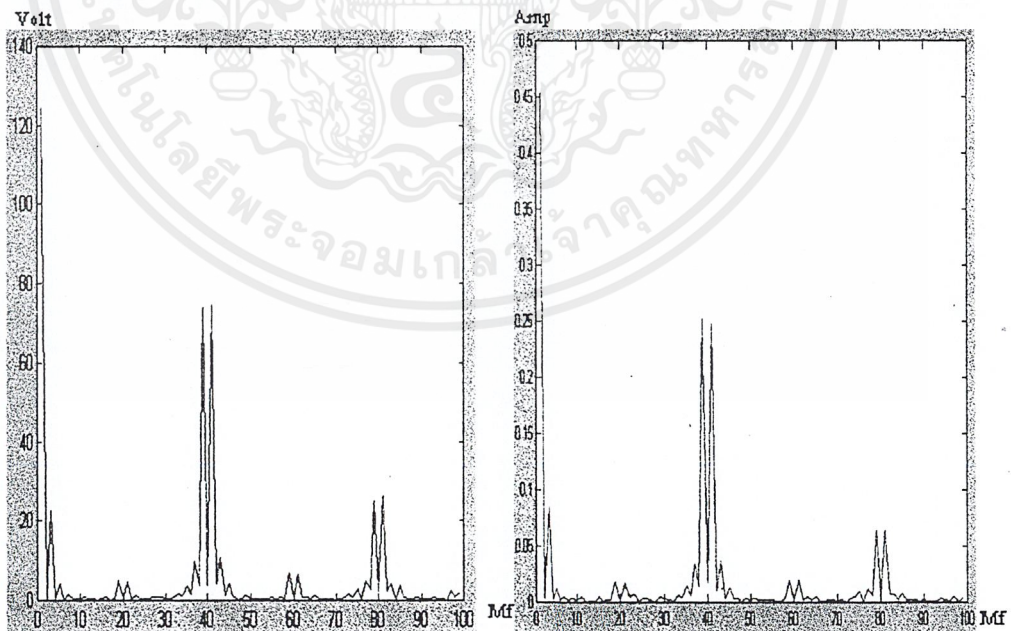


แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.25 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่ Ma = 0.3

3) Ma = 0.4



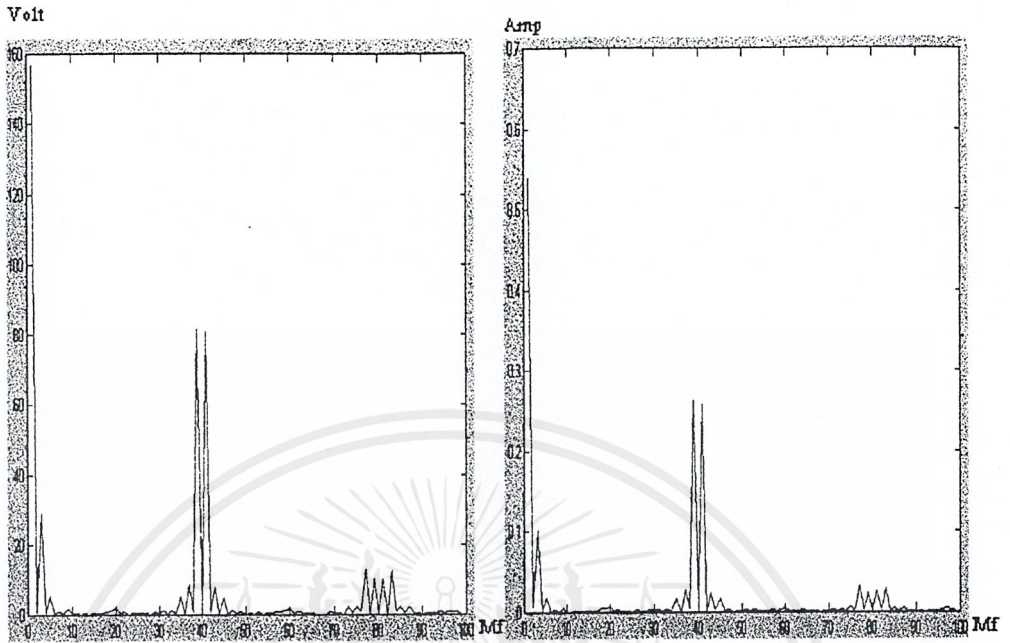
แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.26 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่ Ma = 0.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4)  $Ma = 0.5$

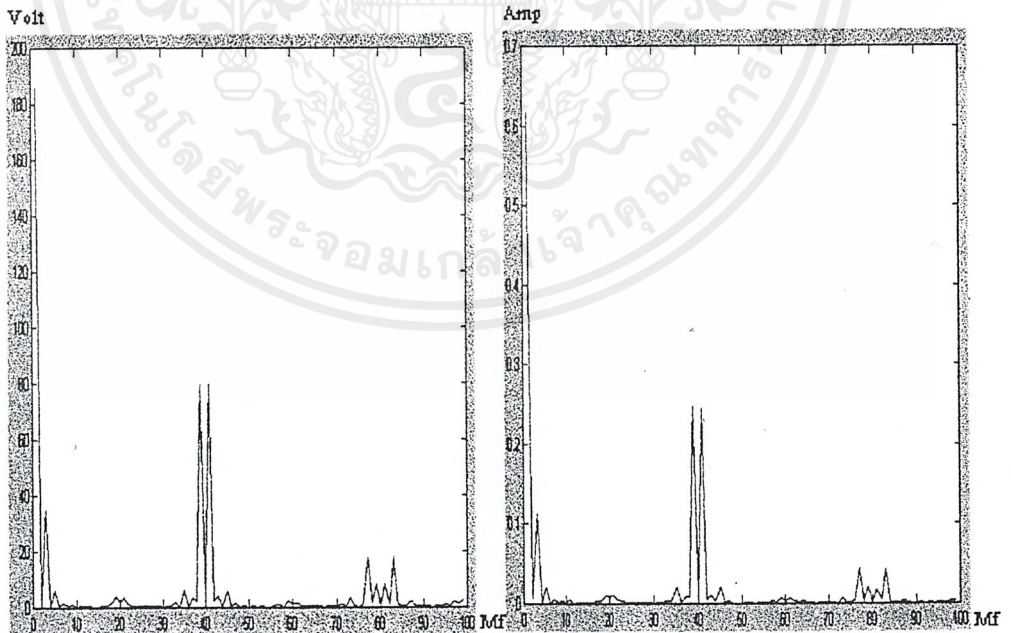


แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.27 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.5$

5)  $Ma = 0.6$

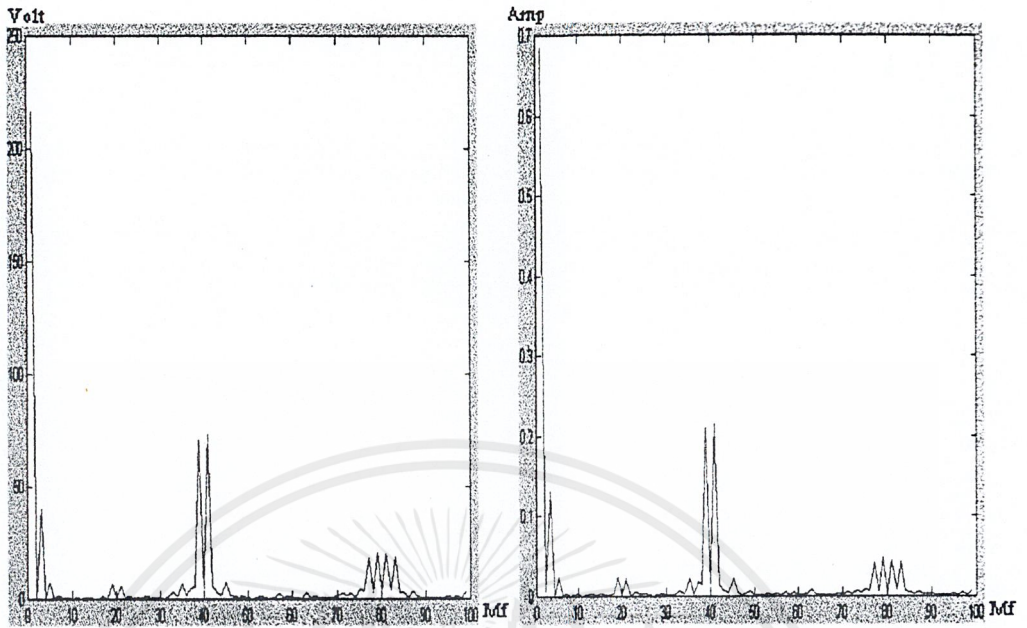


แรงดัน

กระแส

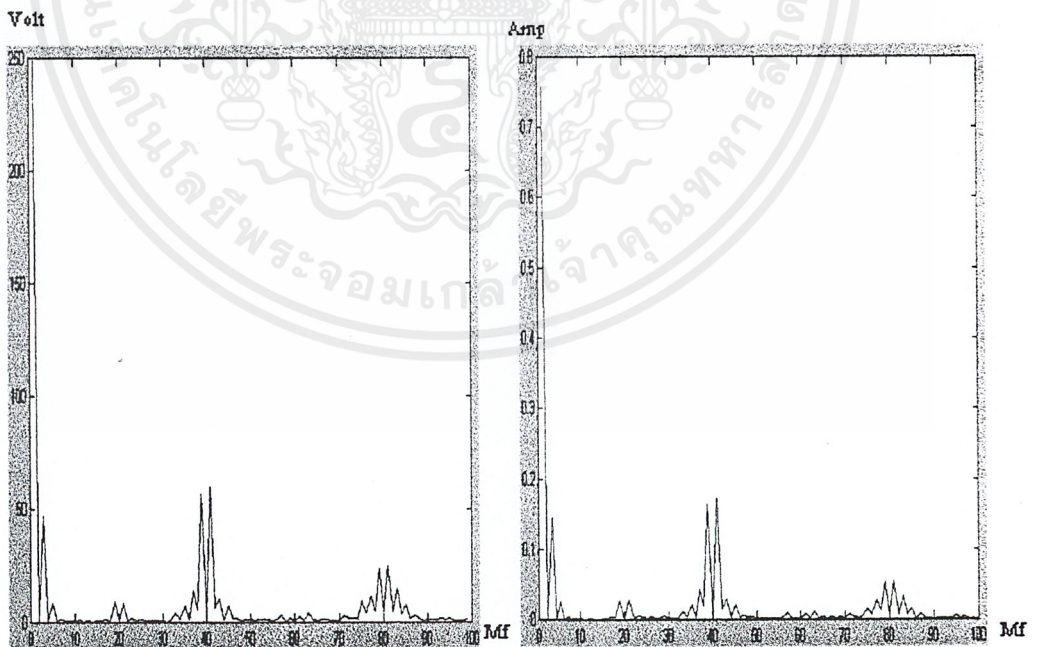
รูปที่ 5.28 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6)  $Ma = 0.7$ 

แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.29 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.7$ 7)  $Ma = 0.8$ 

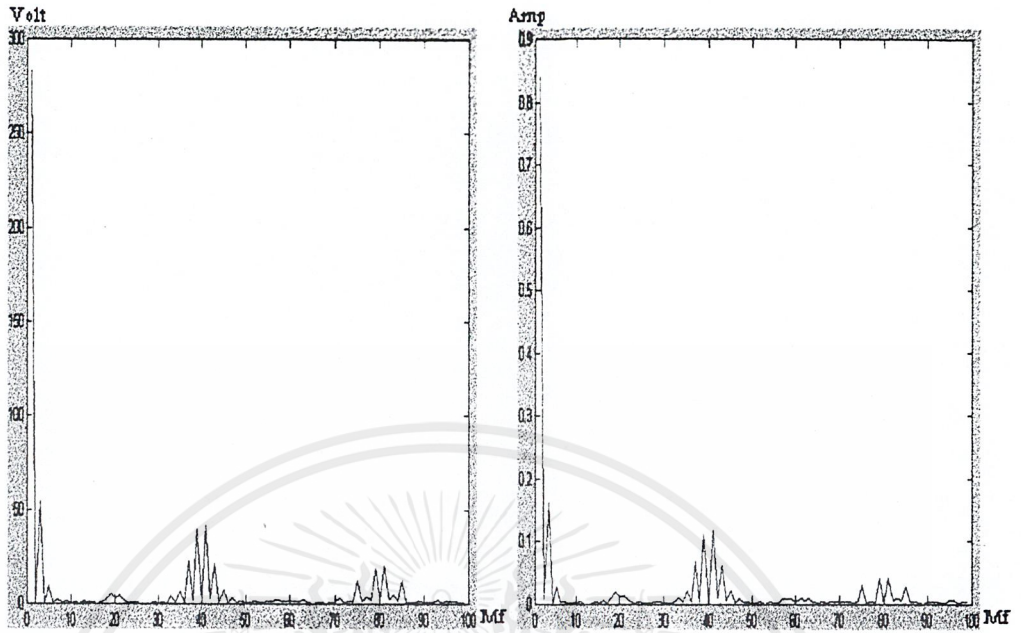
แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.30 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.8$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8)  $Ma = 0.9$

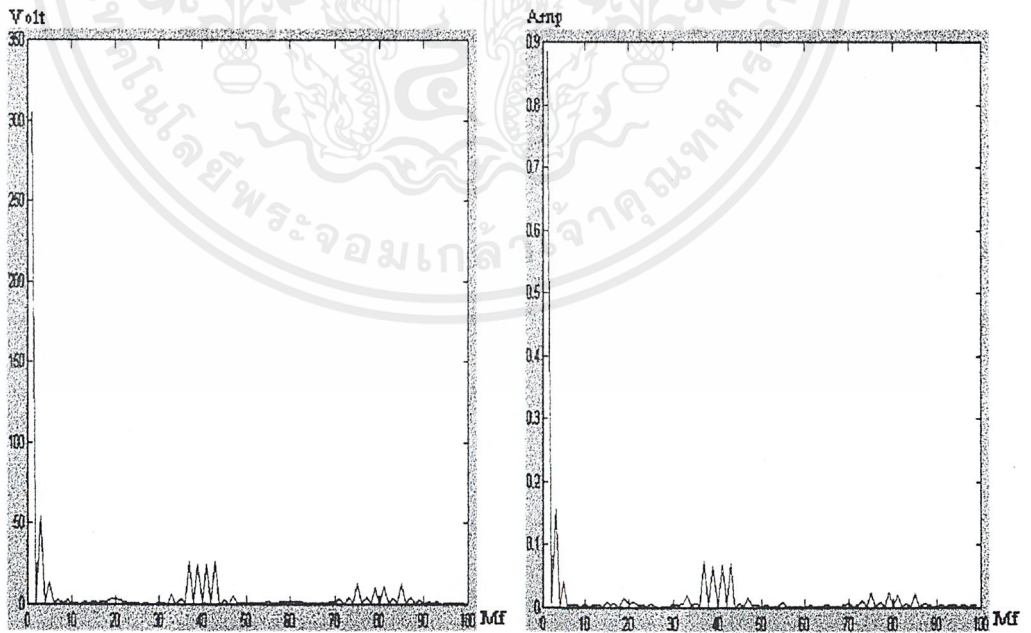


แรงคั้น

กระแทก

รูปที่ 5.31 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.9$

9)  $Ma = 1.0$

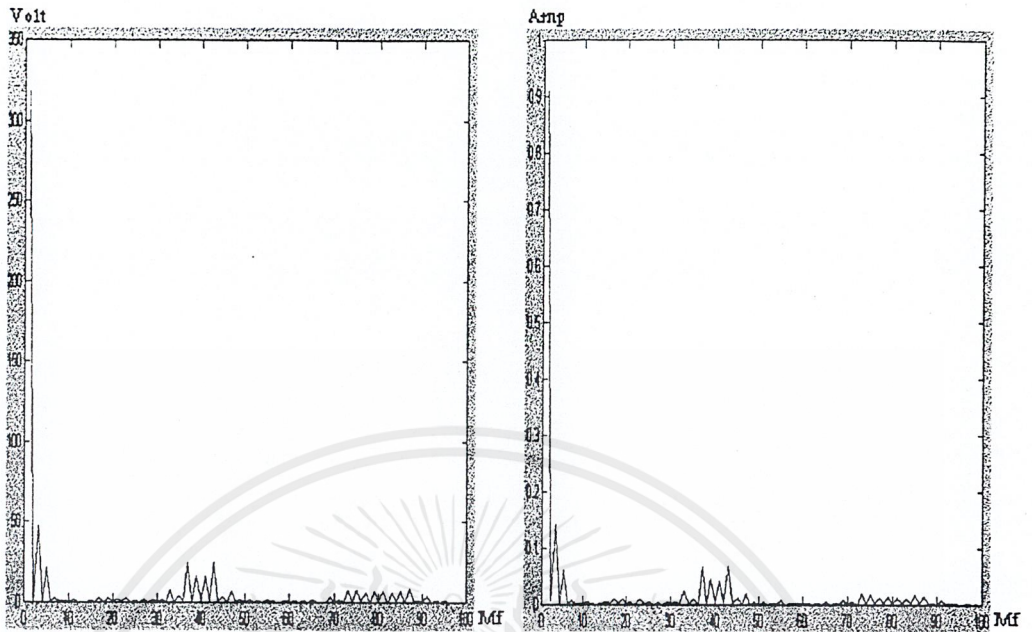


แรงคั้น

กระแทก

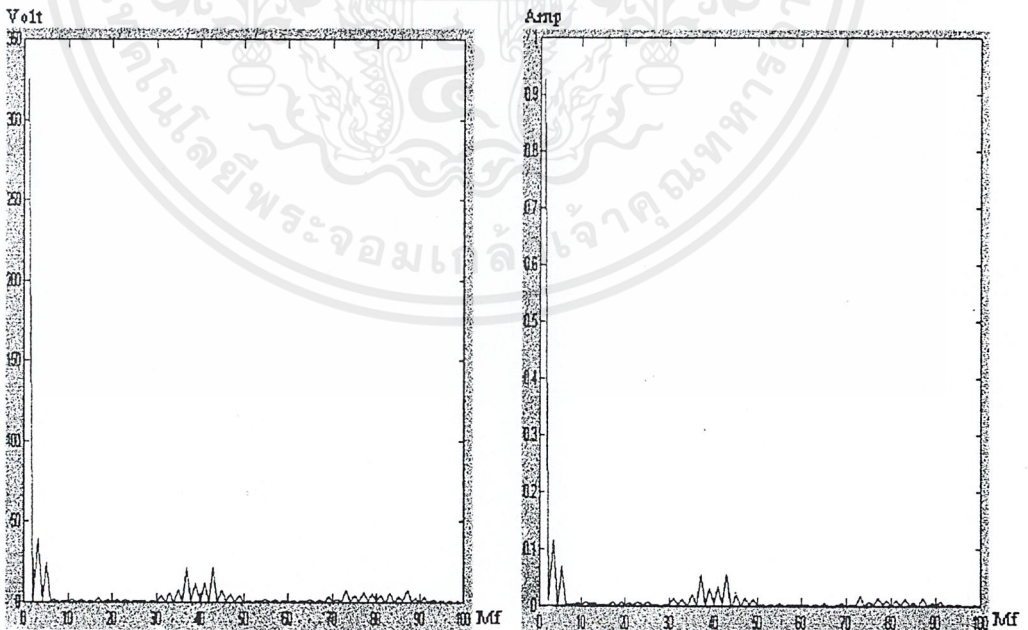
รูปที่ 5.32 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10)  $Ma = 1.1$ 

แรงดัน

กระแส

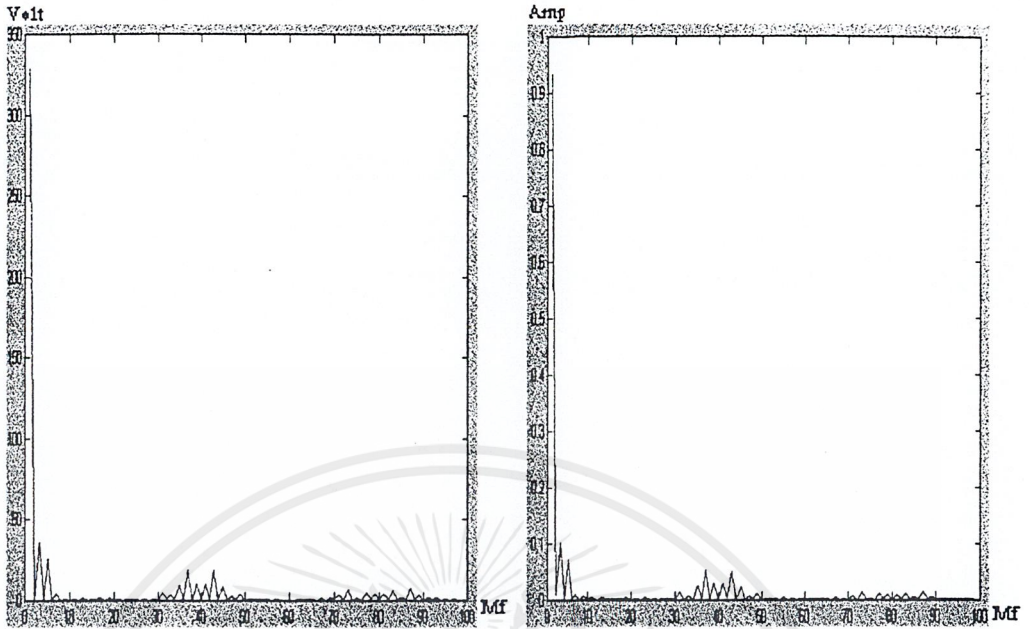
รูปที่ 5.33 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.1$ 11)  $Ma = 1.2$ 

แรงดัน

กระแส

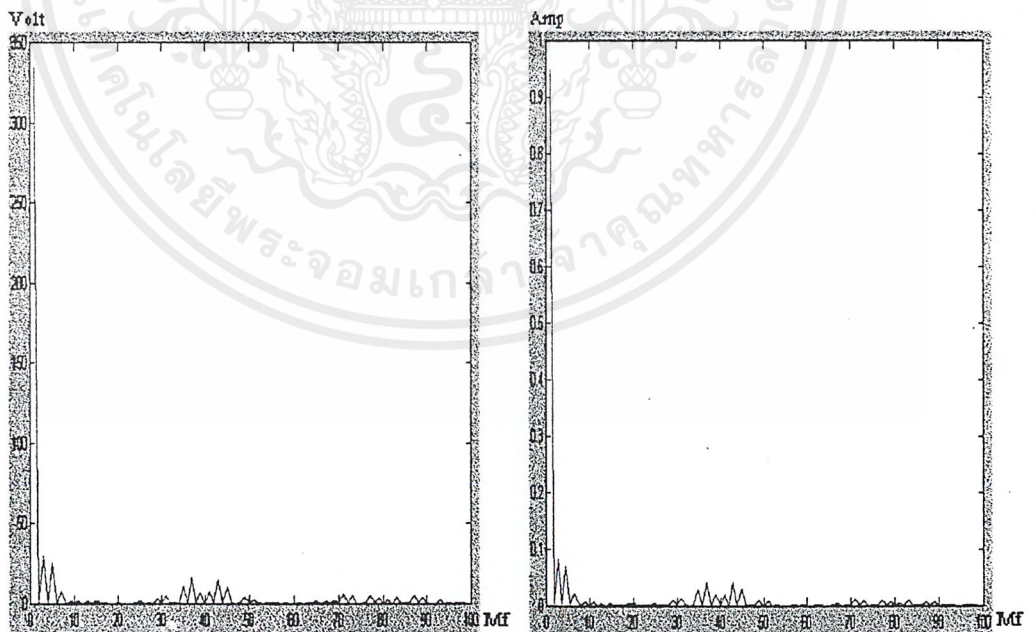
รูปที่ 5.34 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.2$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12)  $Ma = 1.3$ 

แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.35 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.3$ 13)  $Ma = 1.4$ 

แรงดัน

กระแส

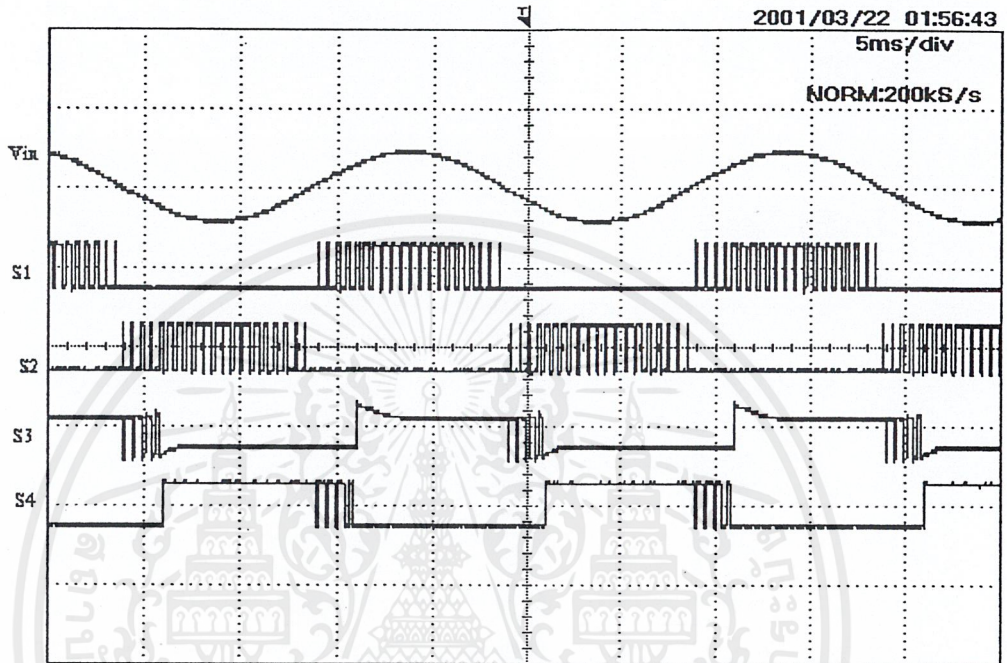
รูปที่ 5.36 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.4$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.3 โหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำ (RL-Load)

สำหรับโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลองคือ  
โหลดไส้ขนาด 100 วัตต์ 3 หลอด และความเหนี่ยวนำขนาด 30 มิลลิเฮนรี ที่พิกัดแรงดัน  
220 V

#### 5.3.3.1 สัญญาณควบคุม

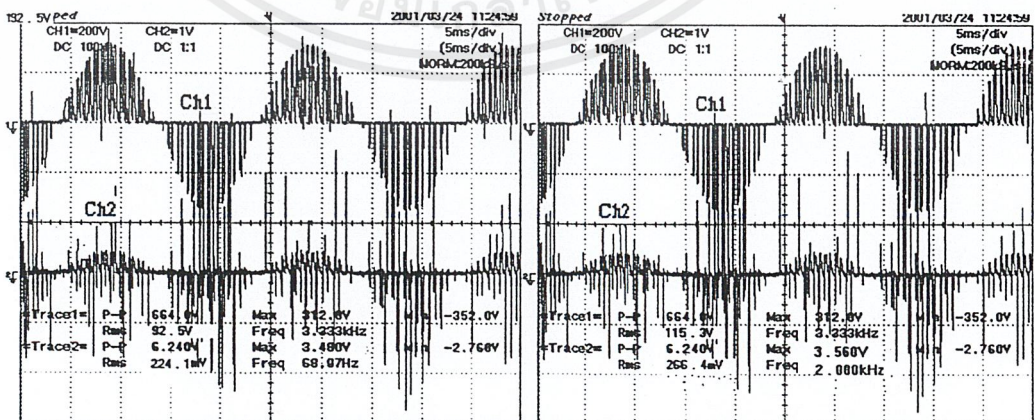


รูปที่ 5.37 แสดงลักษณะสัญญาณขับขาเกท

#### 5.3.3.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ค่ามอดินเด็กต่างกัน

1)  $Ma = 0.2$

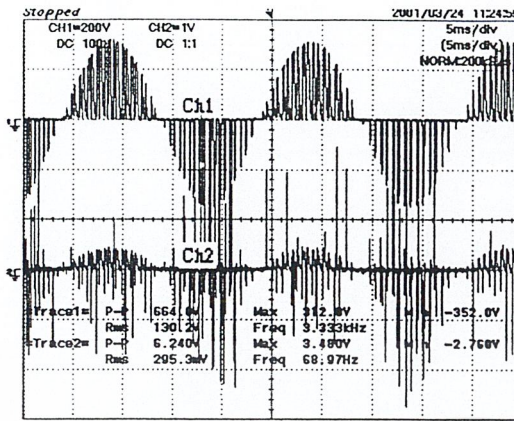
2)  $Ma = 0.3$



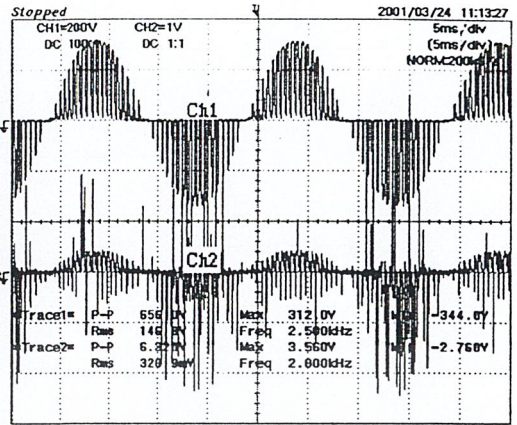
Ch1 แรงดันเอาต์พุต 200v/div 5ms/div

Ch2 กระแสเอาต์พุต 1v/div 5ms/div

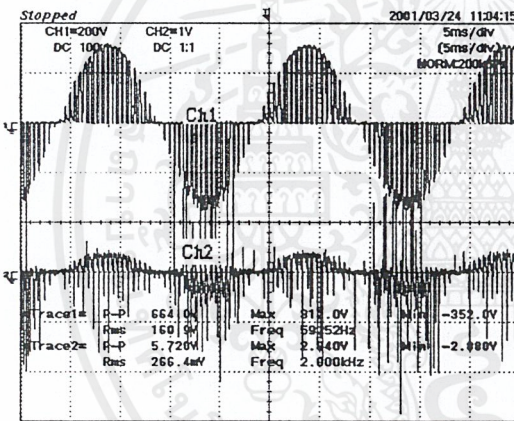
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3)  $Ma = 0.4$ 

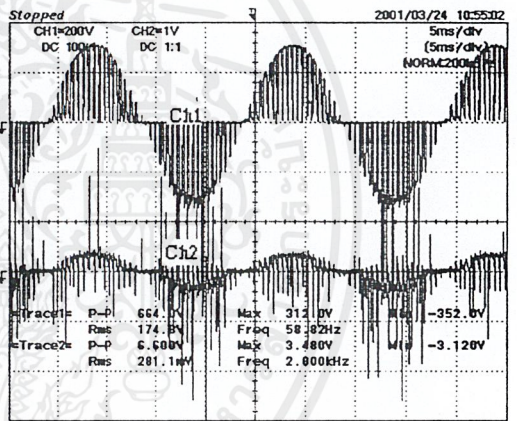
Ch1 แรงดันเอาต์พุต 200v/div 5ms/div

4)  $Ma = 0.5$ 

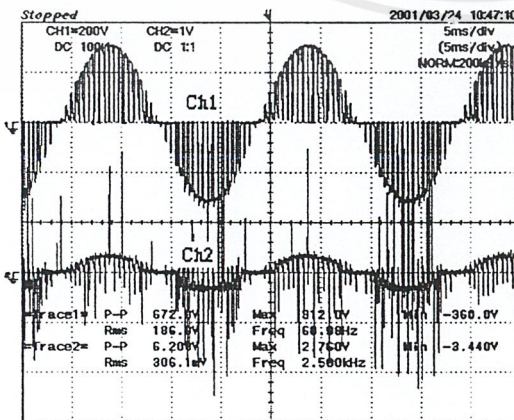
Ch2 กระแสเอาต์พุต 1v/div 5ms/div

5)  $Ma = 0.6$ 

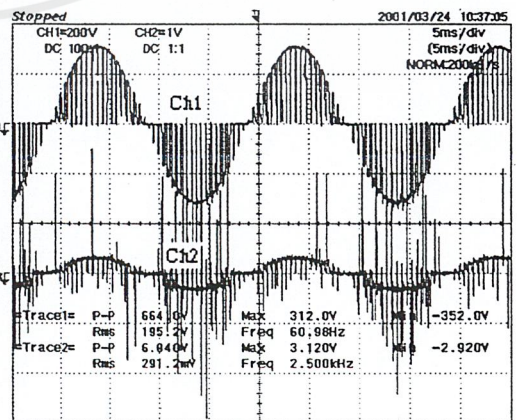
Ch1 แรงดันเอาต์พุต 200v/div 5ms/div

6)  $Ma = 0.7$ 

Ch2 กระแสเอาต์พุต 1v/div 5ms/div

7)  $Ma = 0.8$ 

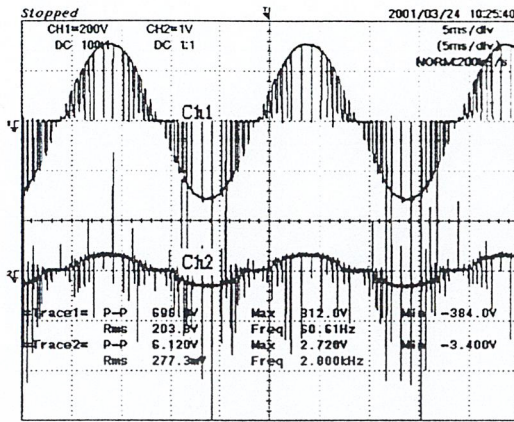
Ch1 แรงดันเอาต์พุต 200v/div 5ms/div

8)  $Ma = 0.9$ 

Ch2 กระแสเอาต์พุต 1v/div 5ms/div

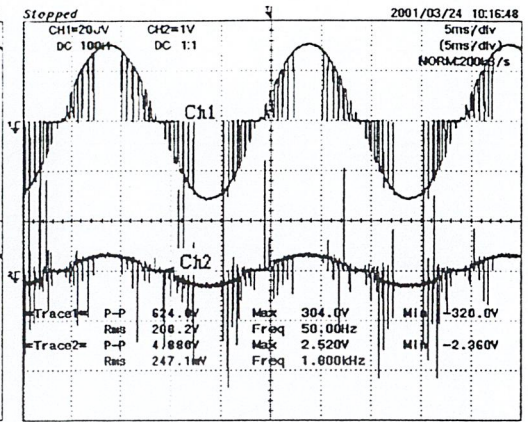
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9)  $Ma = 1.0$



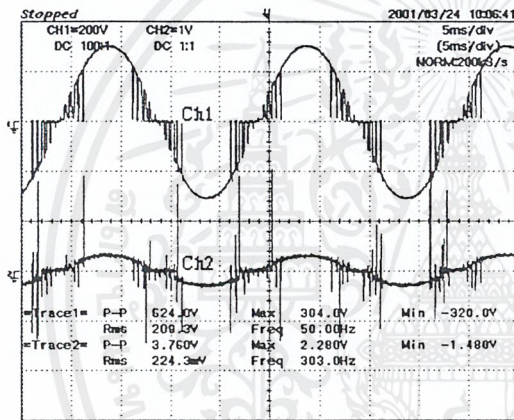
Ch1 แรงดันเอาต์พุต 200v/div 5ms/div

10)  $Ma = 1.1$



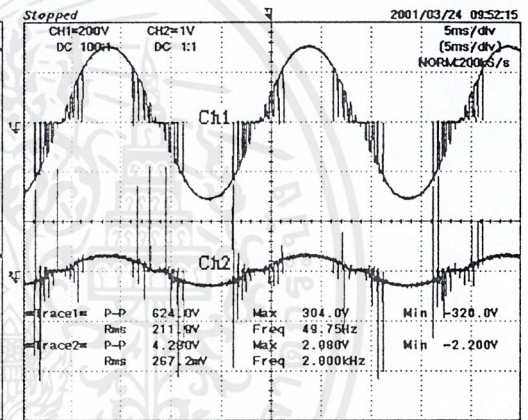
Ch2 กระแสเอาต์พุต 1v/div 5ms/div

11)  $Ma = 1.2$



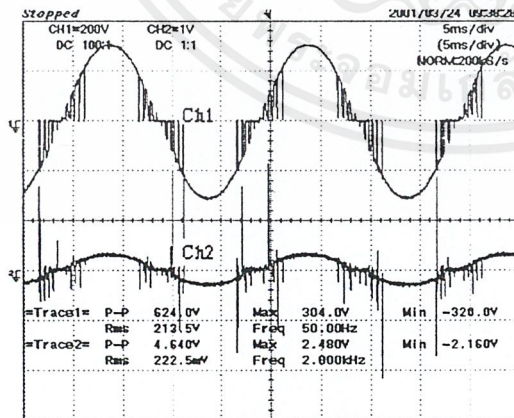
Ch1 แรงดันเอาต์พุต 200v/div 5ms/div

12)  $Ma = 1.3$



Ch2 กระแสเอาต์พุต 1v/div 5ms/div

13)  $Ma = 1.4$



Ch1 แรงดันเอาต์พุต 200v/div 5ms/div

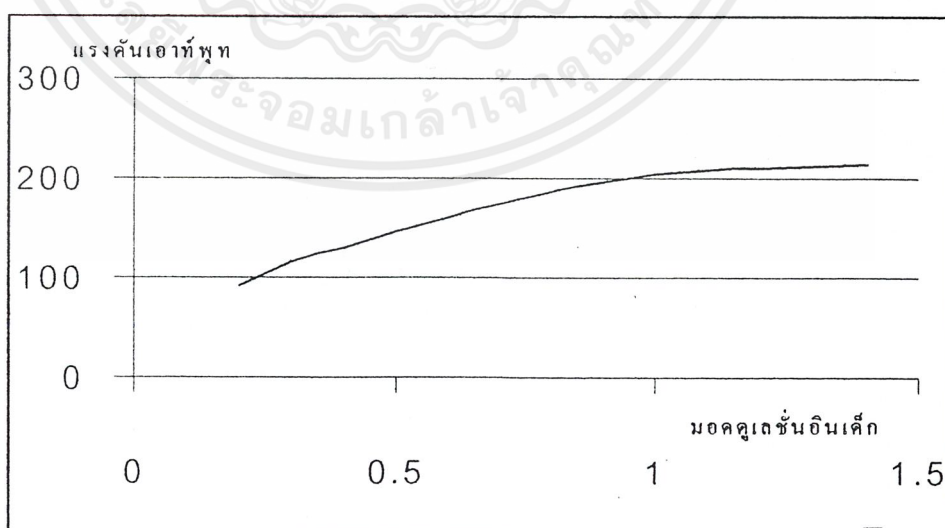
Ch2 กระแสเอาต์พุต 1v/div 5ms/div

รูปที่ 5.38 แสดง Ch1 แรงดันเอาต์พุต Ch2 กระแสเอาต์พุต ที่ค่า  $Ma$  ต่างๆ จากการทดลองจะได้ค่าของเอาต์พุตที่การมอดดูเลชันต่างๆกันดังตารางที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

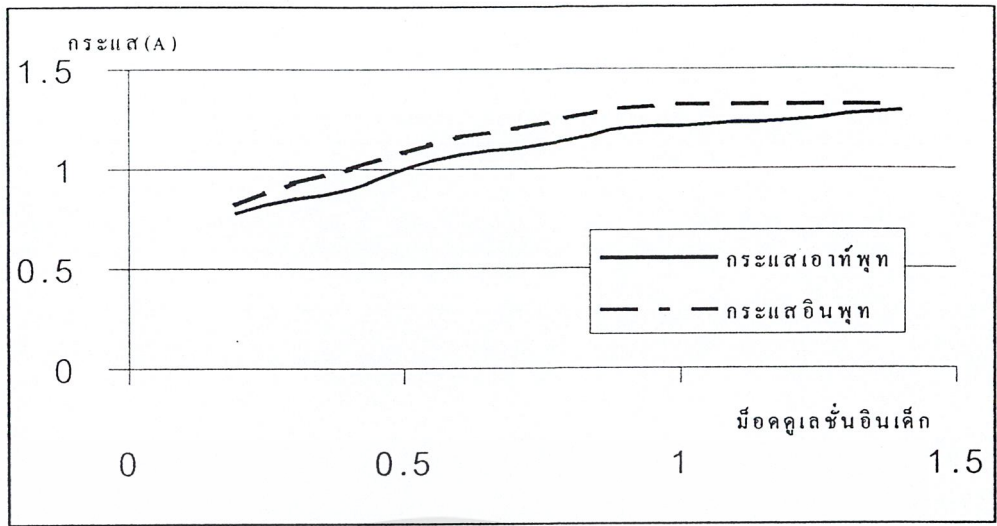
Ma	V sin (Volt)	V tri (Volt)	Vin (Volt)	V out (Volt)	กระแส โหลด(A)	กระแสอิน พุท(A)
0.2	1.64	8.2	220	92.5	0.78	0.82
0.3	2.46	8.2	220	115.3	0.85	0.93
0.4	3.28	8.2	220	130.2	0.9	1.0
0.5	4.10	8.2	220	146.8	1.0	1.08
0.6	4.92	8.2	220	160.9	1.07	1.16
0.7	5.74	8.2	220	174.8	1.1	1.20
0.8	6.56	8.2	220	186.9	1.14	1.25
0.9	7.38	8.2	220	195.2	1.20	1.30
1.0	8.2	8.2	220	203.8	1.21	1.32
1.1	9.02	8.2	220	208.2	1.23	1.32
1.2	9.84	8.2	220	209.3	1.24	1.32
1.3	10.66	8.2	220	211.9	1.27	1.32
1.4	11.48	8.2	220	213.5	1.29	1.32

ตารางที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดอินเด็ก,แรงดันเอาต์พุท, กระแสโหลดและ กระแสอินพุทของ โหลดความต้านทานและ โหลดความเหนี่ยวนำ



รูปที่ 5.39 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างมอดคูลเลขอินเด็กกับแรงดันเอาต์พุท

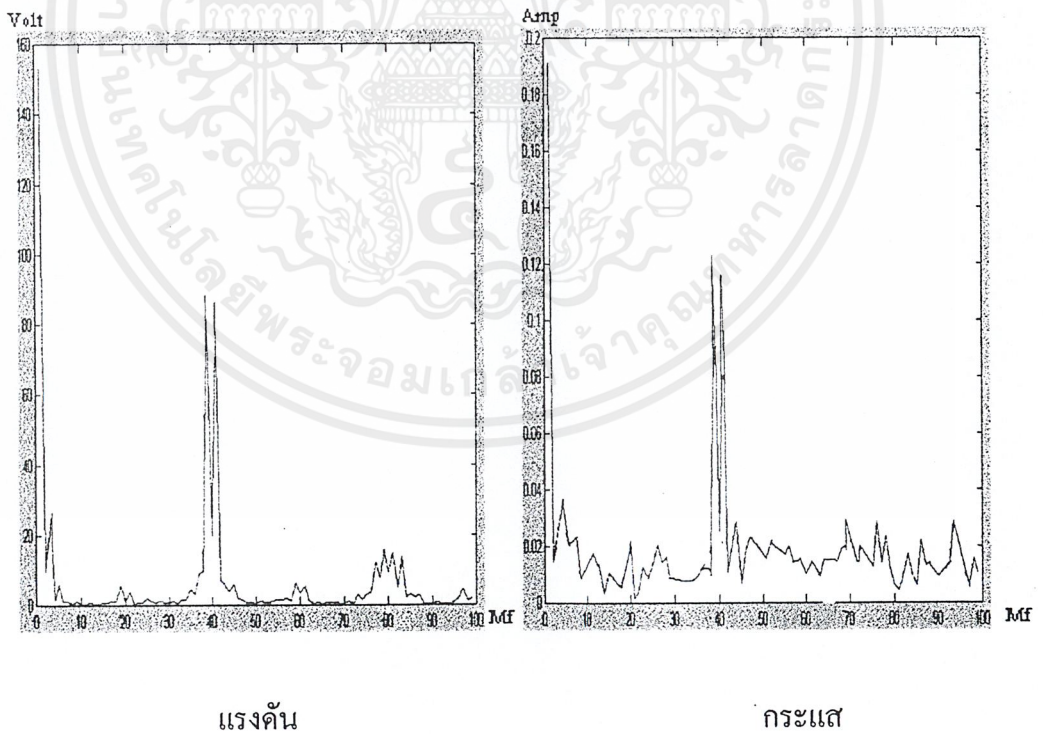
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.40 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างมีดคูเลชันอินเด็ก กระแสอินพุต และกระแสเอาต์พุต

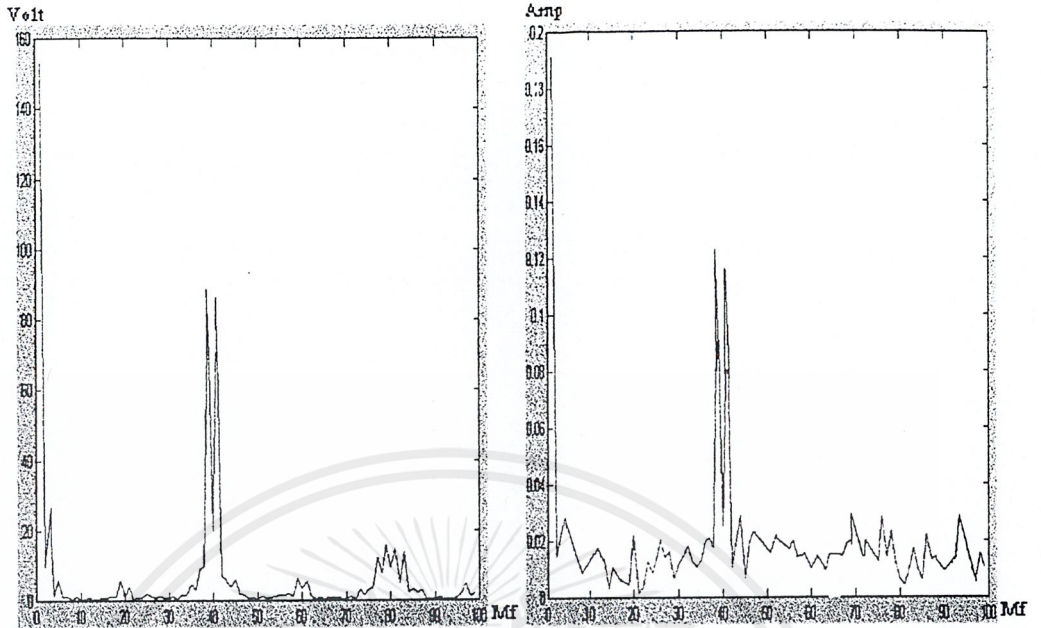
### 5.3.3.3 สเปกตรัมแสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์

1)  $Ma = 0.2$



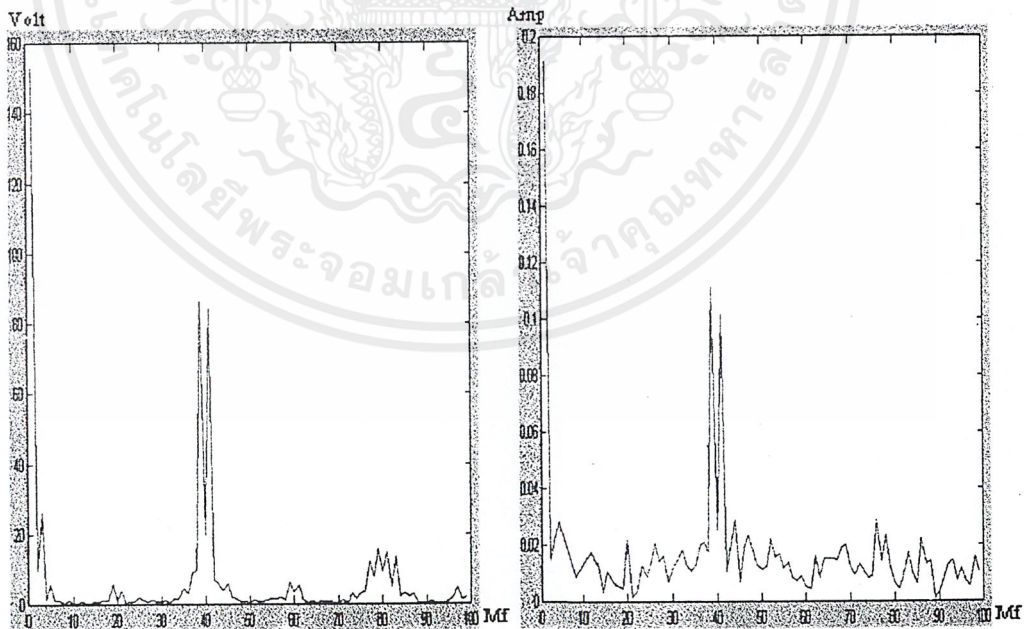
รูปที่ 5.41 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2)  $Ma = 0.3$ 

แรงดัน

กระแส

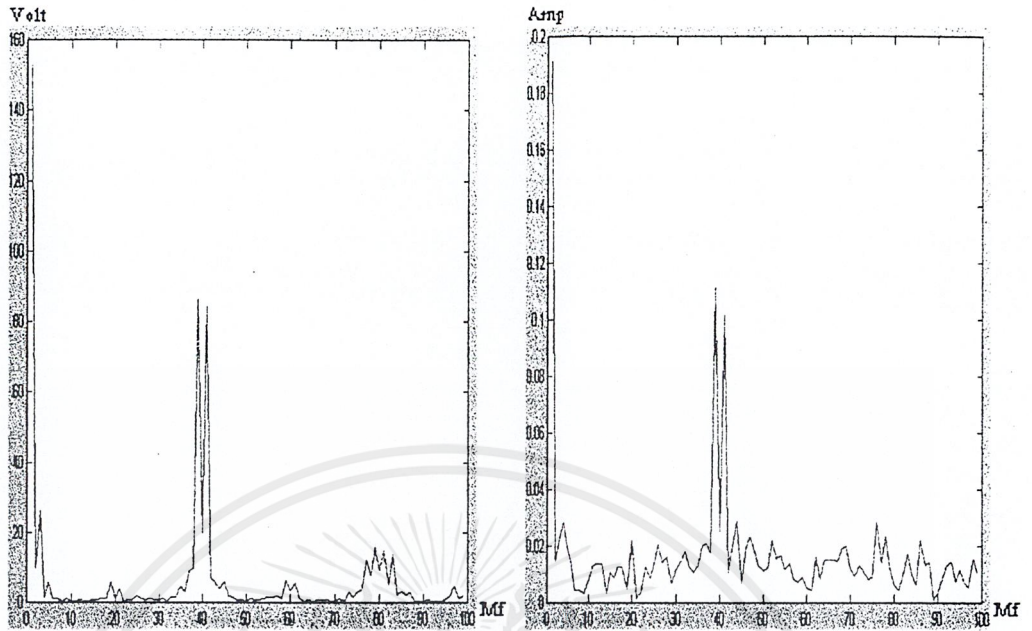
รูปที่ 5.42 แสดงการเกิดชาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.3$ 3)  $Ma = 0.4$ 

แรงดัน

กระแส

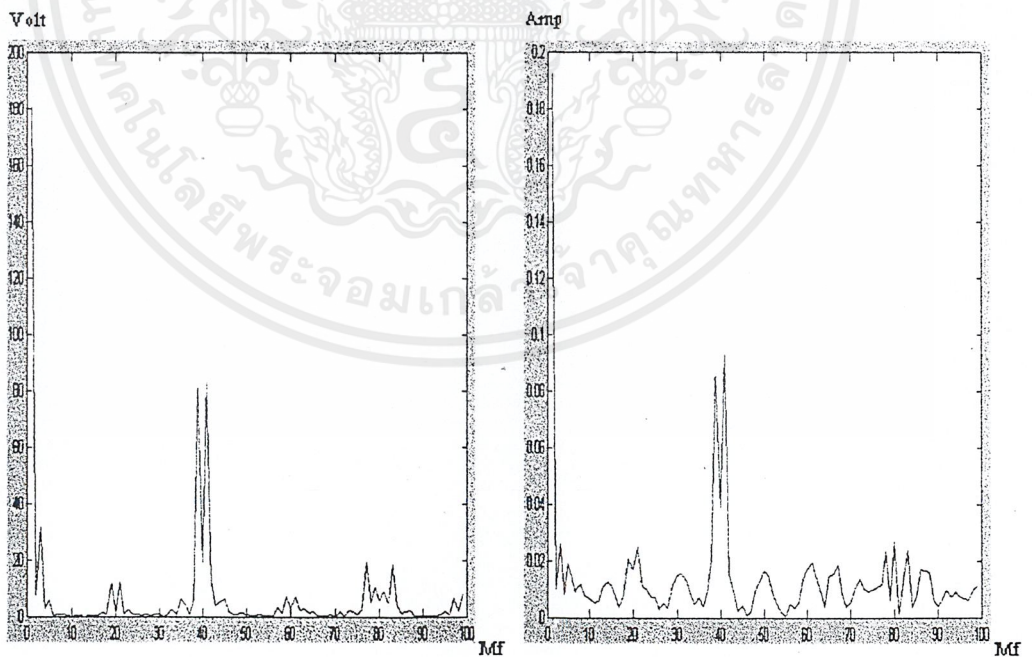
รูปที่ 5.43 แสดงการเกิดชาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.4$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4)  $Ma = 0.5$ 

แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.44 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.5$ 5)  $Ma = 0.6$ 

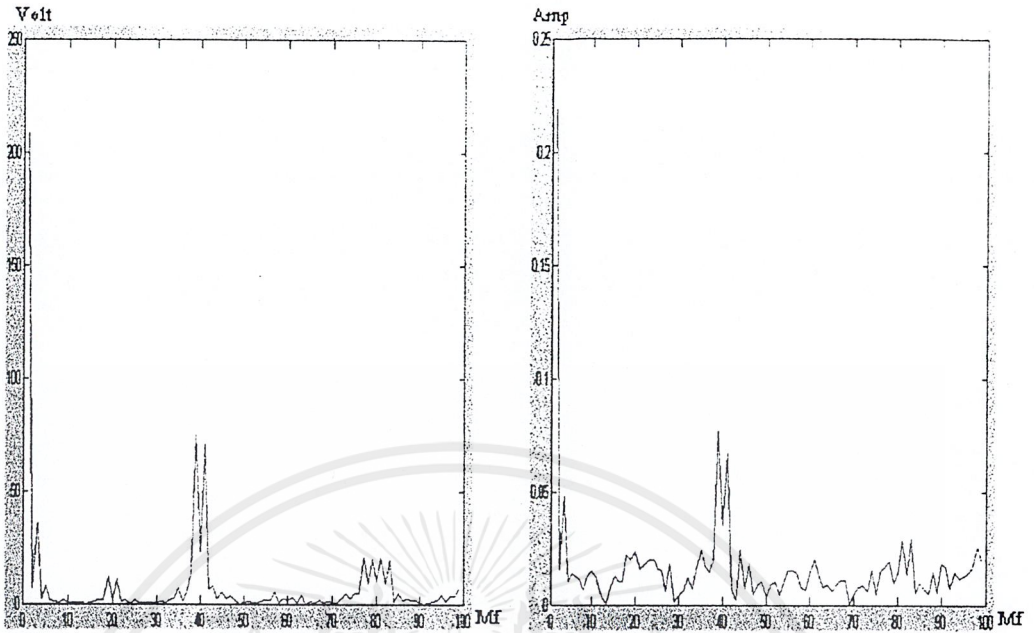
แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.45 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.6$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6)  $Ma = 0.7$

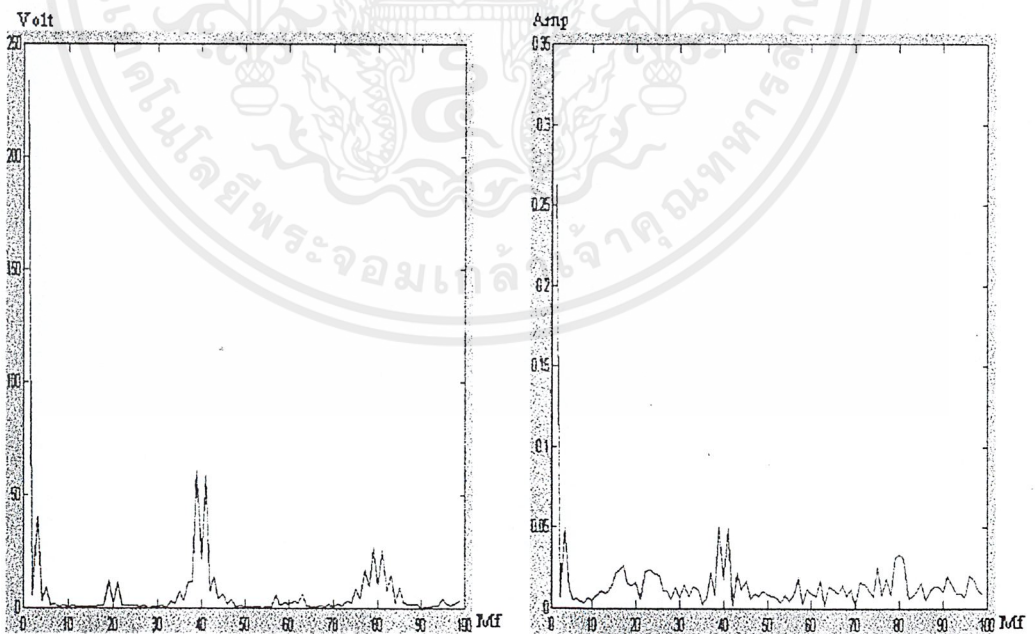


แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.46 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.7$

7)  $Ma = 0.8$

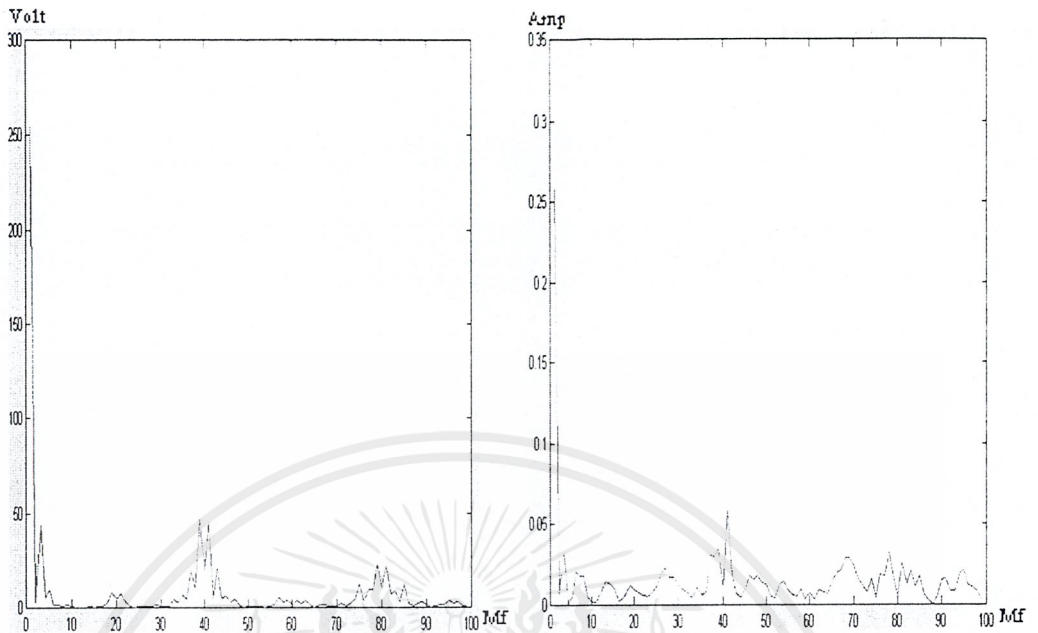


แรงดัน

กระแส

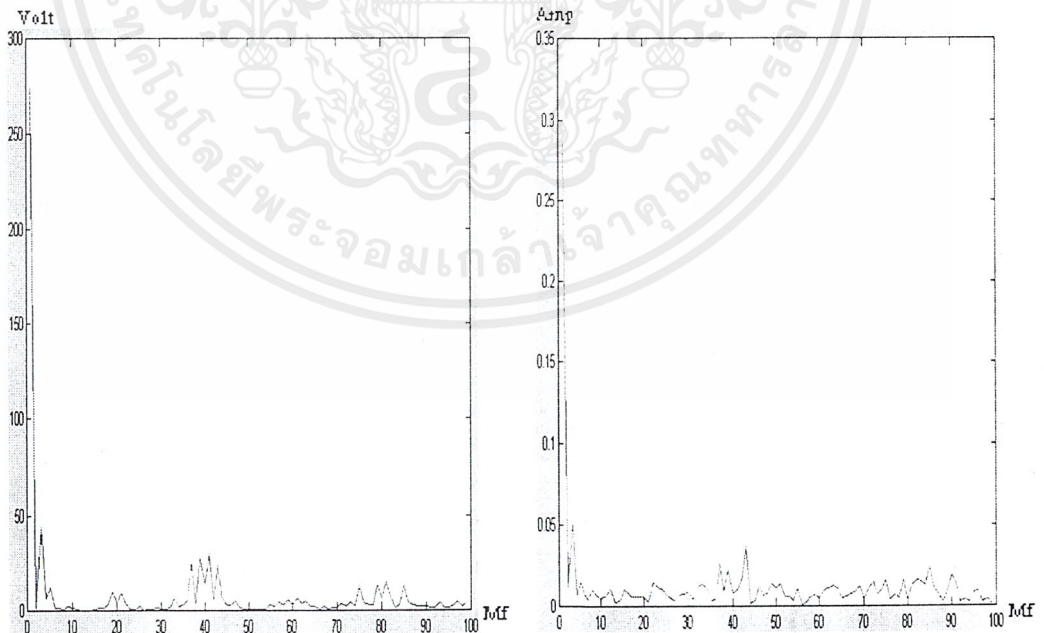
รูปที่ 5.47 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8)  $Ma = 0.9$ 

แรงดัน

กระแส

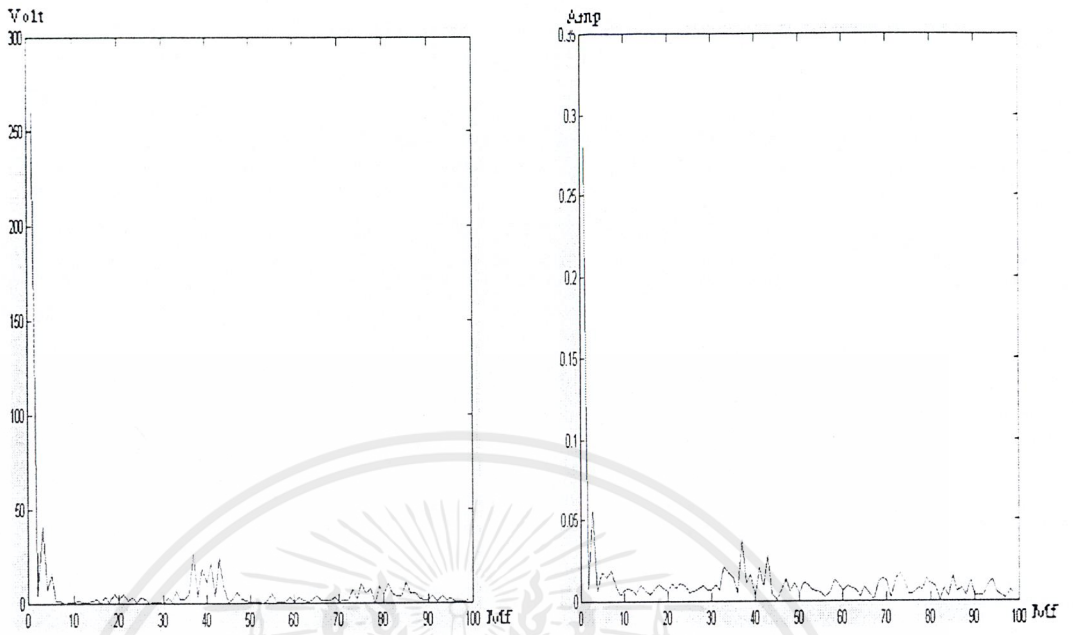
รูปที่ 5.48 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 0.9$ 9)  $Ma = 1.0$ 

แรงดัน

กระแส

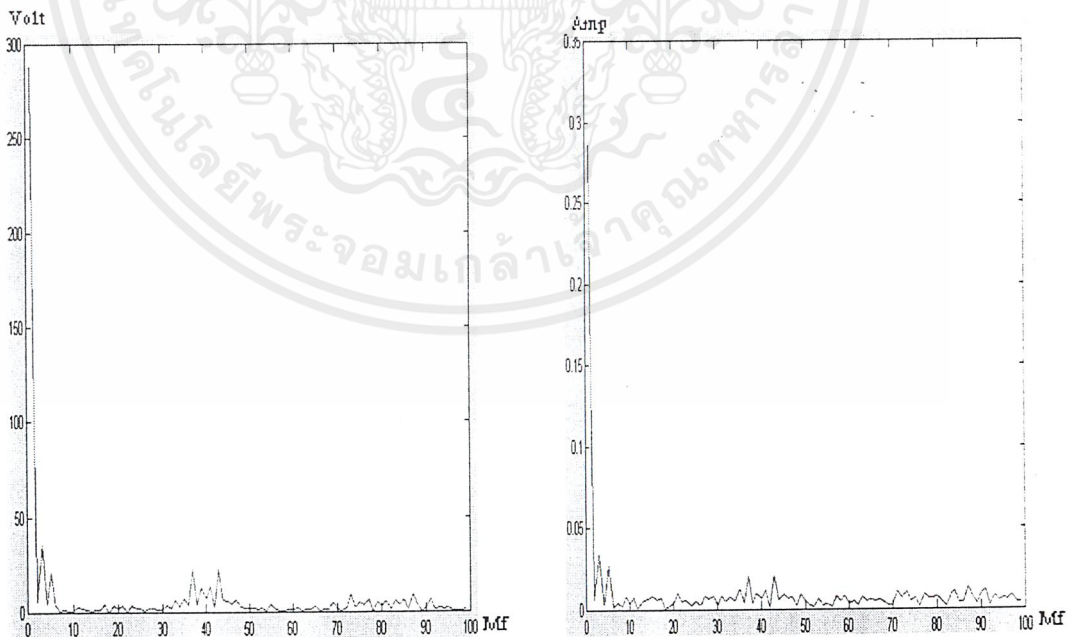
รูปที่ 5.49 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.0$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10)  $Ma = 1.1$ 

แรงดัน

กระแส

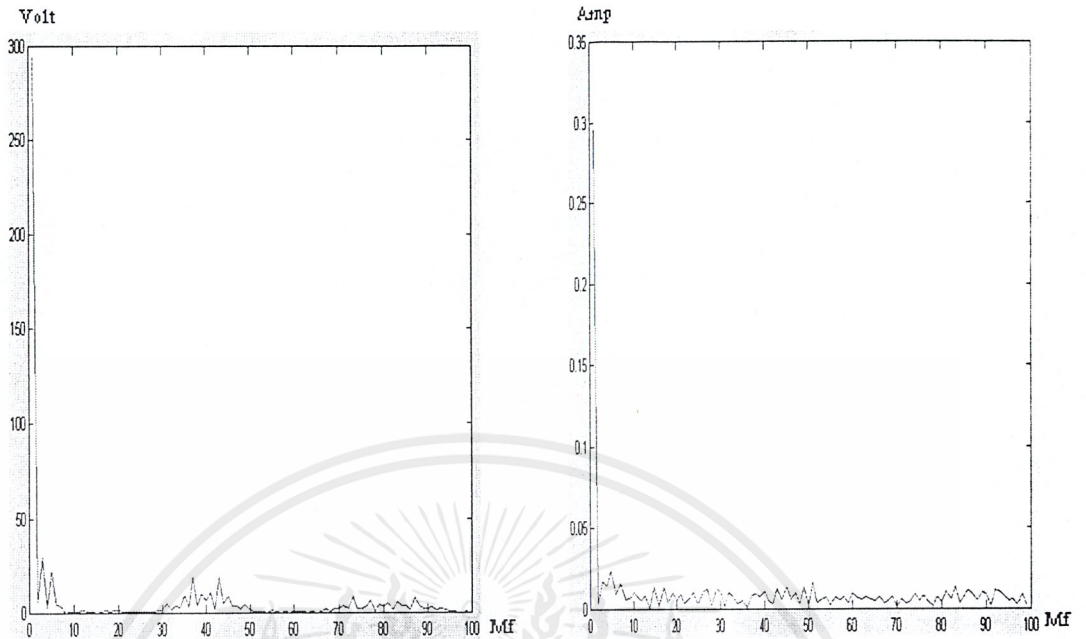
รูปที่ 5.50 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.1$ 11)  $Ma = 1.2$ 

แรงดัน

กระแส

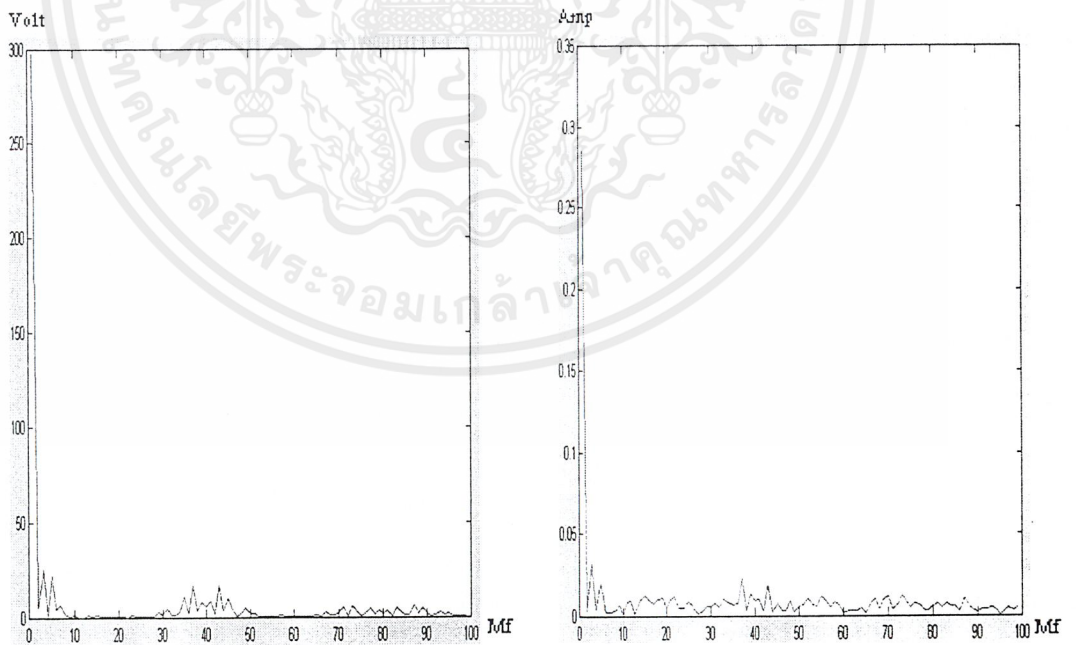
รูปที่ 5.51 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.2$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12)  $Ma = 1.3$ 

แรงดัน

กระแส

รูปที่ 5.52 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.3$ 13)  $Ma = 1.4$ 

แรงดัน

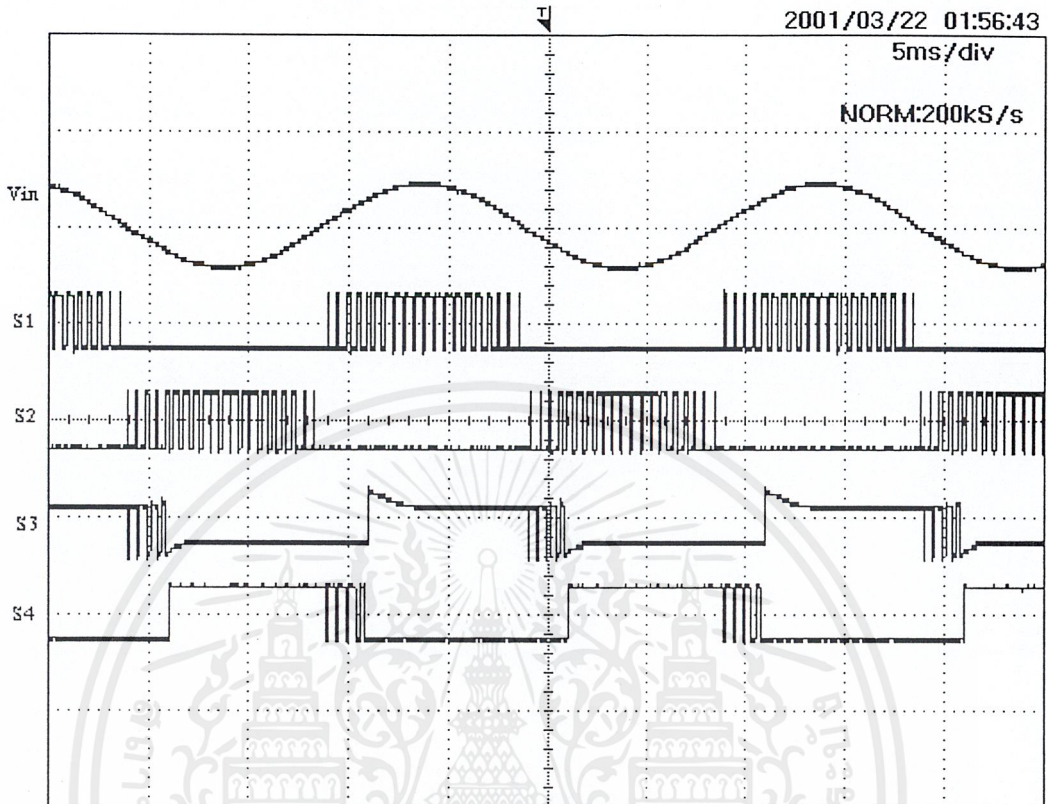
กระแส

รูปที่ 5.53 แสดงการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่  $Ma = 1.4$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.4 โหลดอินดักชันมอเตอร์ 1 เฟส ขนาด 1/4 แรงม้า 220 โวลต์

5.3.4.1 สัญญาณควบคุมจากเกท

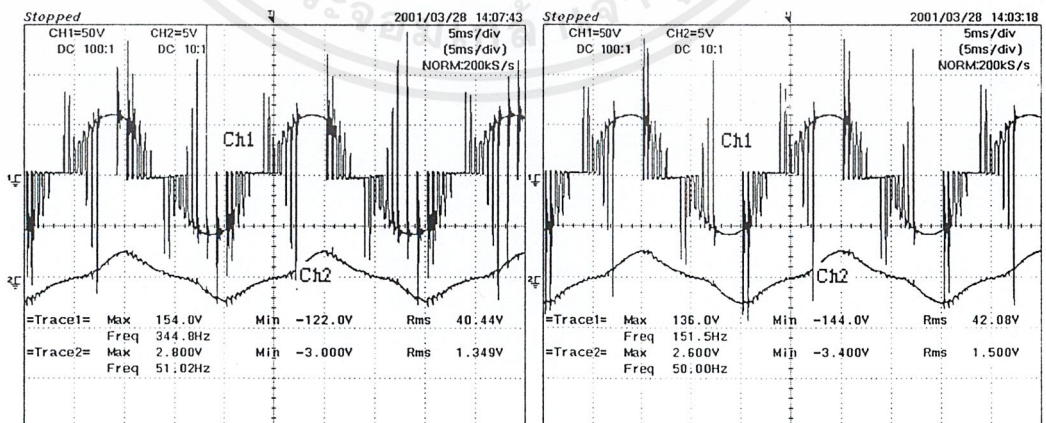


รูปที่ 5.54 สัญญาณที่นำไปขับขาเกทประเภทโหลด มอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส

5.3.4.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ มอเตอร์เล็กต่างๆกัน(Ch1 กระแส, Ch2 แรงดัน)

1) Ma = 1.0

2) Ma = 1.1



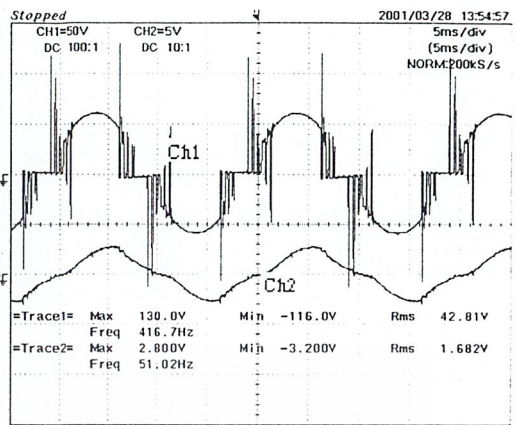
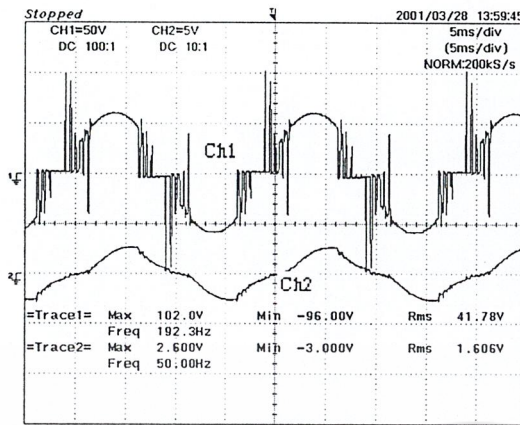
Ch1 แรงดันเอาต์พุต 50v/div 5ms/div

Ch2 กระแสเอาต์พุต 5v/div 5ms/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) Ma = 1.2

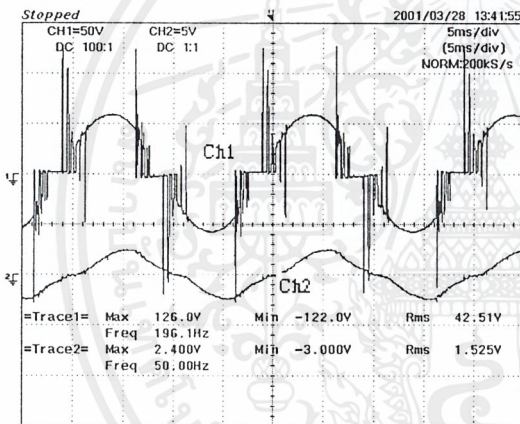
4) Ma = 1.3



Ch1 แรงดันเอาต์พุต 50v/div 5ms/div

Ch2 กระแสเอาต์พุต 5v/div 5ms/div

5) Ma = 1.4



Ch1 แรงดันเอาต์พุต 50v/div 5ms/div

Ch2 กระแสเอาต์พุต 5v/div 5ms/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปและวิจารณ์

#### 1. สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงค่าการมอดคูเลชันจะทำให้ค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของแรงดันเอาต์พุตและกระแสเปลี่ยนแปลงด้วย โดยการมอดคูเลชัน(Ma)ที่ค่าสูงขึ้นจะทำให้ได้ค่าอาร์เอ็มเอส(RMS)ของเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นดังแสดงในตารางที่ 5.1 ,5.2 กราฟรูปที่ 5.22 ,5.23,5.39และ5.40 ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจะมีลักษณะที่คล้ายกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ โดยที่สภาวะโหลดความต้านทานอย่างเดียวนั้นจะเห็นว่ากระแสจะไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง และจะเกิดสไปค์ขึ้น

ในสภาวะโหลดความต้านทานและความเหนี่ยวนำนั้นจะเห็นว่ากระแสจะไหลอย่างต่อเนื่อง และมี สไปค์เกิดขึ้นมากกว่าโหลดความต้านทานเพียงอย่างเดียว การมอดคูเลชันที่ค่าต่ำๆ จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์มากและมีขนาดใหญ่กว่าที่การมอดคูเลชันสูงคังรูปที่ได้นำเสนอไปแล้ว

สภาวะที่ขั้วโหลดมอเตอร์จะมีลักษณะเอาต์พุตคล้ายกับโหลดความเหนี่ยวนำแต่เกิดสไปค์มากที่สุด และมีผลของแรงดันย้อนกลับจากมอเตอร์ทำให้การควบคุมเป็นไปได้ยากมากขึ้น มีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้ไม่ถึงพิกัด

#### 2. วิจารณ์ผลการทดลอง

ในการ Simulate วงจรโดยใช้วงจรรีเลย์เป็นแค่แนวทางในการจำลองวงจรขึ้นมา แต่ในการสร้างวงจรจริง ขึ้นมานั้นต้องมีการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงให้เข้ากับสภาพความเป็นจริง ทำให้วงจรที่ simulate กับวงจรที่สร้างขึ้นมาจริงมีส่วนแตกต่างกันมาก ขึ้นอยู่กับเทคนิคการออกแบบวงจรและข้อจำกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละตัว ในกรณีของโหลดความต้านทานจะไม่มีปัญหาการควบคุมแต่ถ้าเป็นกรณีของโหลดเหนี่ยวนำและมอเตอร์จะค่อนข้างมีปัญหาในการควบคุมเนื่องมาจากผลของสไปค์และแรงดันย้อนกลับ ทำให้เอาต์พุตที่ได้ไม่สามารถได้ตามพิกัด(220 โวลต์)

การทำงานของวงจรที่ทำการทดลองนั้นยังไม่เสถียรเท่าที่ควร ควรมีการออกแบบเพิ่มเติมในส่วนของวงจรป้องกันการเสียหายของอุปกรณ์ให้ดีขึ้นและออกแบบในส่วนของฟิวเจอร์ในการกรองสัญญาณเอาต์พุต การสวิตซ์ที่ความถี่สูง การกำหนดค่าเดดไทม์ก็เป็นสาเหตุอีกอย่างของการเกิดสไปค์

### 3. ปัญหาและอุปสรรคของโครงการ

- 1.IGBT และ ไดโอดในวงจรกำลังเสียหายบ่อยเพราะผลจากสไปค์แก้ไข โดยการใช้วงจรถับเบรคและฟิลเตอร์ที่เหมาะสม
- 2.อุปกรณ์และเครื่องมือในการทดลองมีไม่เพียงพอกับจำนวนคนใช้ทำให้เสียเวลาในส่วนนี้ไปมากพอสมควร





## ภาคผนวก

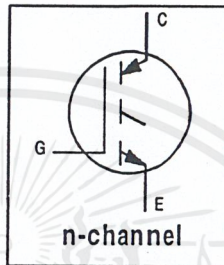
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Features**

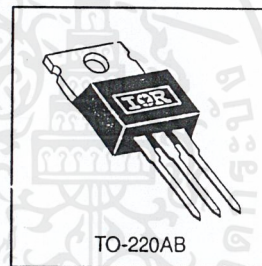
- UltraFast: optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- Industry standard TO-220AB package



$V_{CES} = 600V$
$V_{CE(on) typ.} = 1.72V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 20A$

**Benefits**

- Generation 4 IGBTs offer highest efficiency available
- IGBTs optimized for specified application conditions
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBTs



**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	40	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	20	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current $\text{\textcircled{D}}$	160	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current $\text{\textcircled{D}}$	160	
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	V
$E_{ARV}$	Reverse Voltage Avalanche Energy $\text{\textcircled{D}}$	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
$T_J$	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	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-----	-----	0.77	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.50	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	80	
$Wt$	Weight	-----	2 (0.07)	-----	g (oz)

# IRG4BC40U

International  
IGBT Rectifier

## 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	600	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ①	18	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$ See Fig. 2, 5
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	----	0.63	----	$V/^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	----	1.72	2.1	V	$I_C = 20A$ $V_{GE} = 15V$
		----	2.15	----		$I_C = 40A$
		----	1.7	----		$I_C = 20A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	----	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	----	-13	----	$mV/^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$g_{fe}$	Forward Transconductance ②	11	18	----	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 20A$
$I_{CES}$	Zero Gate Voltage Collector Current	----	----	250	$\mu A$	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		----	----	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		----	----	2500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GES}$	Gate-to-Emitter Leakage Current	----	----	$\pm 100$	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
$Q_g$	Total Gate Charge (turn-on)	----	100	150	nC	$I_C = 20A$	
$Q_{ge}$	Gate - Emitter Charge (turn-on)	----	16	25		$V_{CC} = 400V$ See Fig. 8	
$Q_{gc}$	Gate - Collector Charge (turn-on)	----	40	60		$V_{GE} = 15V$	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	34	----	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$	
$t_r$	Rise Time	----	19	----		$I_C = 20A, V_{CC} = 480V$	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	110	175		$V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$	
$t_f$	Fall Time	----	120	180		Energy losses include "tail"	
$E_{on}$	Turn-On Switching Loss	----	0.32	----		mJ	See Fig. 10, 11, 13, 14
$E_{off}$	Turn-Off Switching Loss	----	0.35	----			
$E_{ts}$	Total Switching Loss	----	0.67	1.0			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	30	----	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ ,	
$t_r$	Rise Time	----	19	----		$I_C = 20A, V_{CC} = 480V$	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	220	----		$V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$	
$t_f$	Fall Time	----	160	----		Energy losses include "tail"	
$E_{ts}$	Total Switching Loss	----	1.4	----	mJ	See Fig. 13, 14	
$L_E$	Internal Emitter Inductance	----	7.5	----	nH	Measured 5mm from package	
$C_{ies}$	Input Capacitance	----	2100	----	pF	$V_{GE} = 0V$	
$C_{oes}$	Output Capacitance ③	----	140	----		$V_{CC} = 30V$ See Fig. 7	
$C_{res}$	Reverse Transfer Capacitance	----	34	----		$f = 1.0MHz$	

### Notes:

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

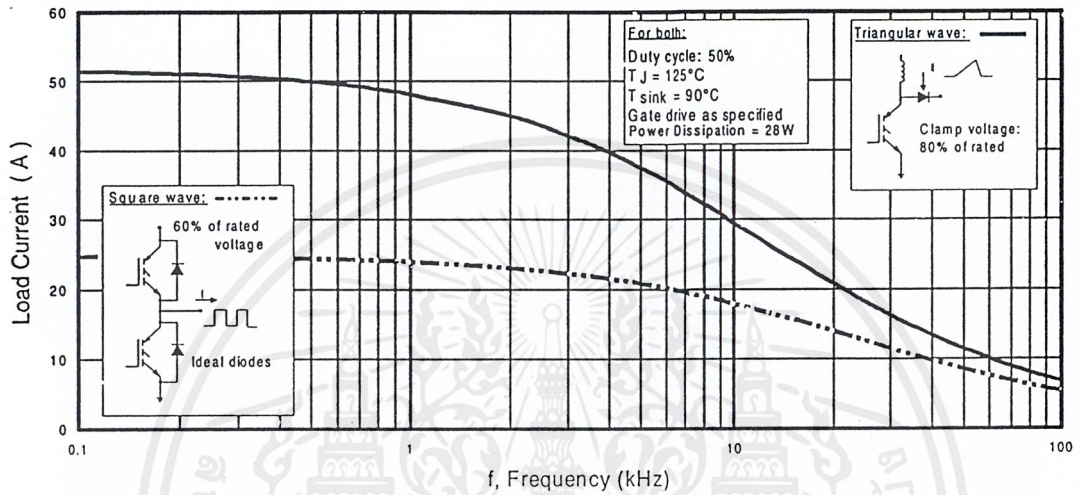


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency  
(For square wave,  $I = I_{RMS}$  of fundamental; for triangular wave,  $I = I_{PK}$ )

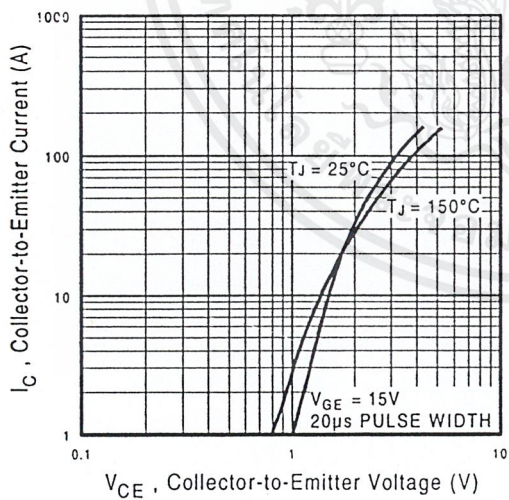


Fig. 2 - Typical Output Characteristics  
 $T_C = 25^\circ C$

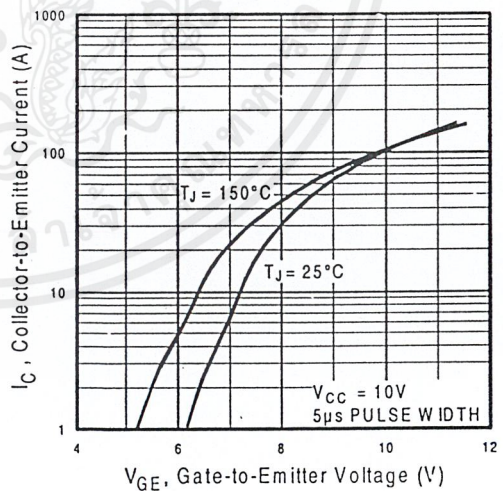


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

# IRG4BC40U

International  
IGBT Rectifier

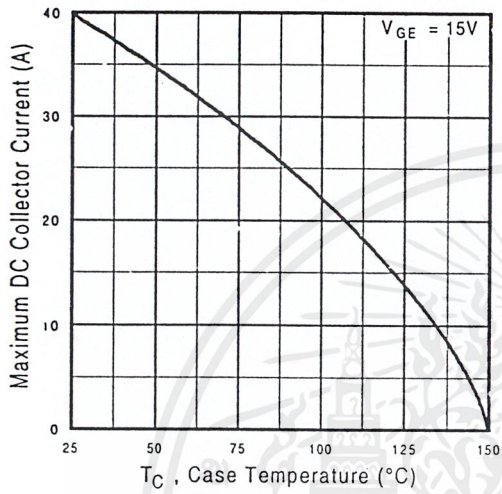


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

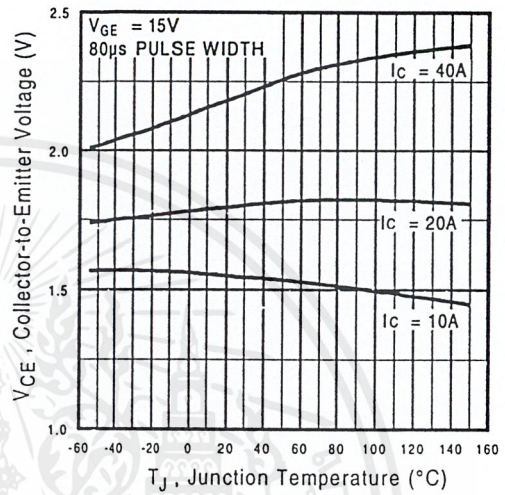


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

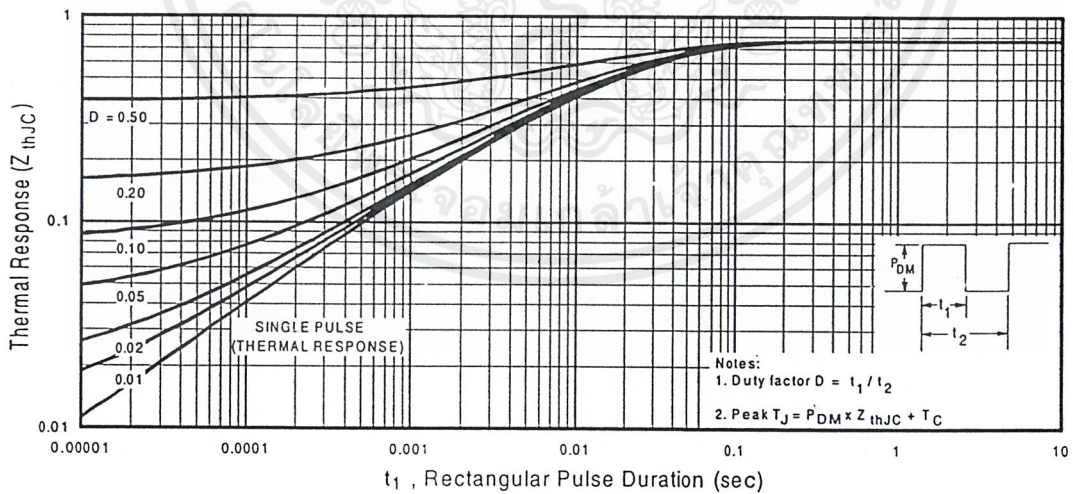


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

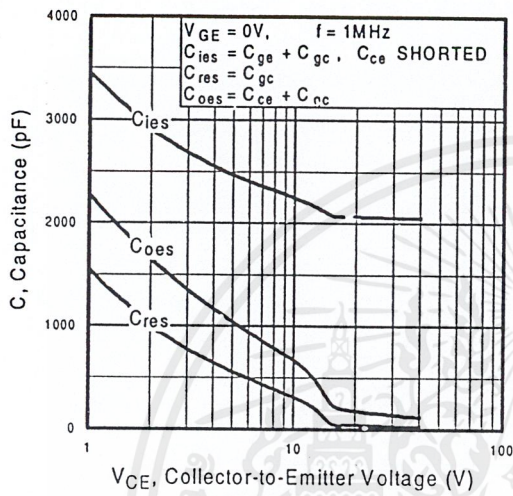


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

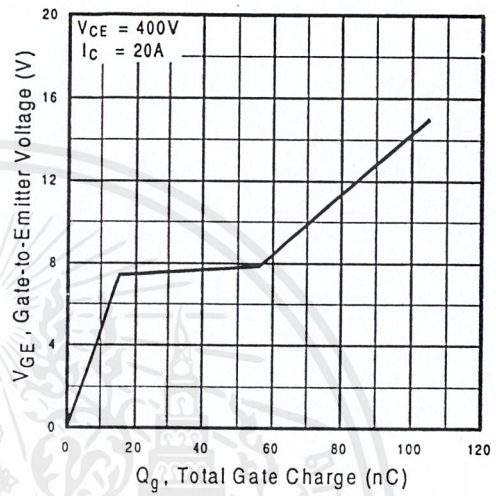


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

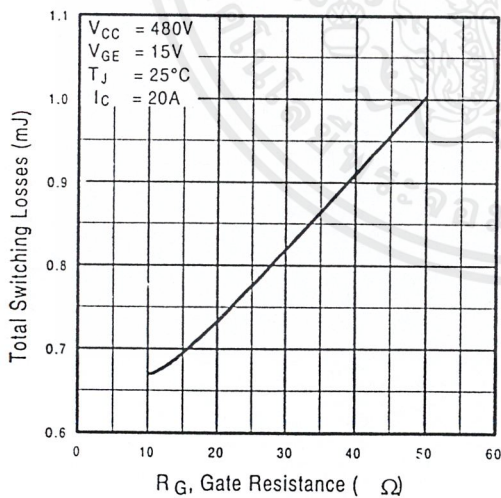


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

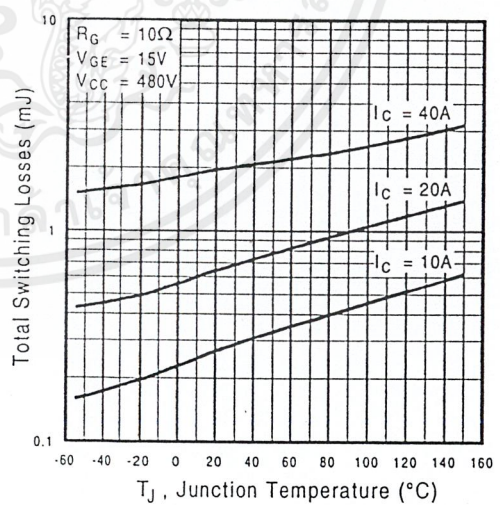


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

# IRG4BC40U

International  
IR Rectifier

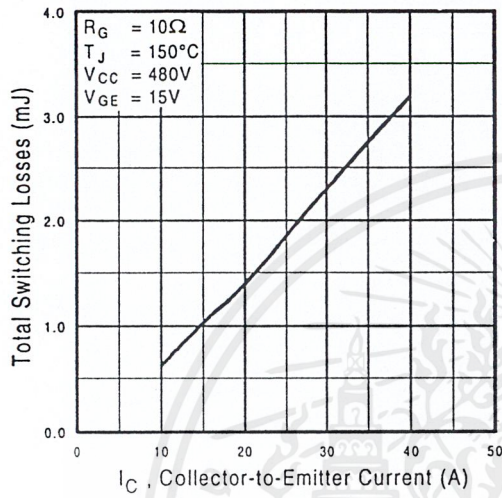


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

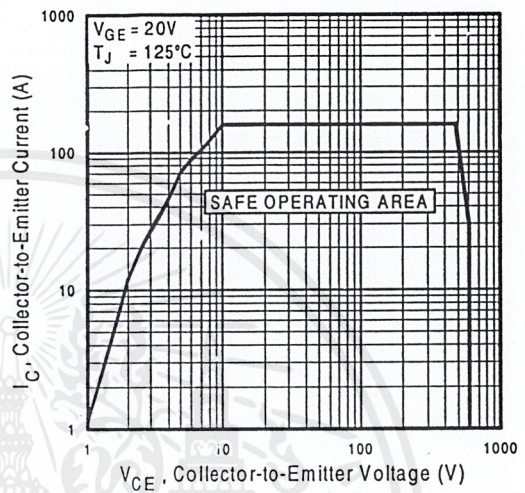


Fig. 12 - Turn-Off SOA

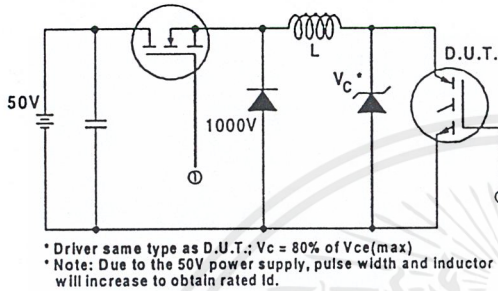


Fig. 13a - Clamped Inductive Load Test Circuit

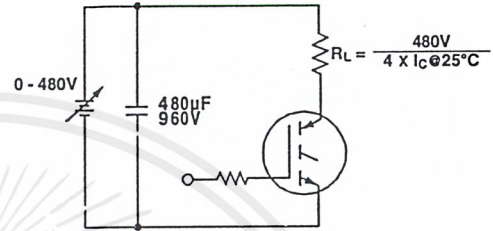


Fig. 13b - Pulsed Collector Current Test Circuit

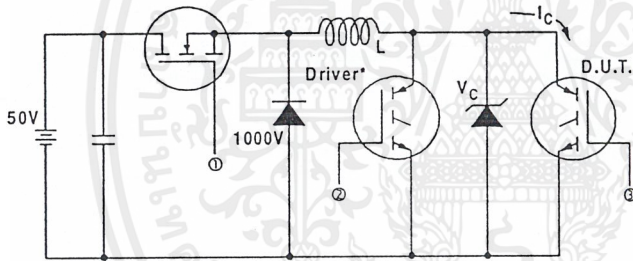


Fig. 14a - Switching Loss Test Circuit

\* Driver same type as D.U.T.,  $V_C = 480V$

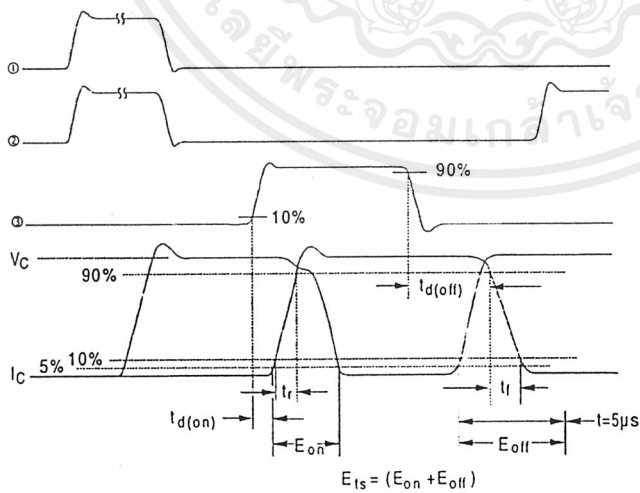
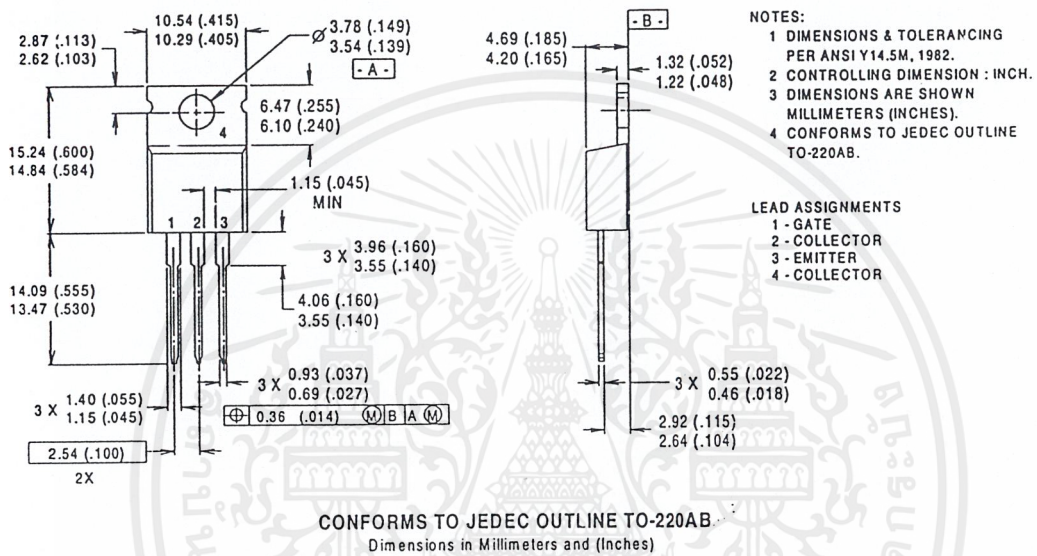


Fig. 14b - Switching Loss Waveforms

# IRG4BC40U

International  
IR Rectifier

## Case Outline and Dimensions — TO-220AB



International  
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105  
 IR EUROPEAN REGIONAL CENTRE: 439/445 Godstone Rd, Whyteleafe, Surrey CR3 OBL, UK Tel: ++ 44 (0)20 8645 8000  
 IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200  
 IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 (0) 6172 96590  
 IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 011 451 0111  
 IR JAPAN: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo 171 Tel: 81 (0)3 3983 0086  
 IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 (0)838 4630  
 IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673 Tel: 886-(0)2 2377 9936  
 Data and specifications subject to change without notice. 4/00

HEXFRED™

Ultrafast, Soft Recovery Diode

**Features**

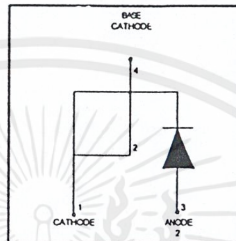
- Ultrafast Recovery
- Ultrasoft Recovery
- Very Low  $I_{RRM}$
- Very Low  $Q_{rr}$
- Specified at Operating Conditions

**Benefits**

- Reduced RFI and EMI
- Reduced Power Loss in Diode and Switching Transistor
- Higher Frequency Operation
- Reduced Snubbing
- Reduced Parts Count

**Description**

International Rectifier's HFA25TB60 is a state of the art ultra fast recovery diode. Employing the latest in epitaxial construction and advanced processing techniques it features a superb combination of characteristics which result in performance which is unsurpassed by any rectifier previously available. With basic ratings of 600 volts and 25 amps continuous current, the HFA25TB60 is especially well suited for use as the companion diode for IGBTs and MOSFETs. In addition to ultra fast recovery time, the HEXFRED product line features extremely low values of peak recovery current ( $I_{RRM}$ ) and does not exhibit any tendency to "snap-off" during the  $t_b$  portion of recovery. The HEXFRED features combine to offer designers a rectifier with lower noise and significantly lower switching losses in both the diode and the switching transistor. These HEXFRED advantages can help to significantly reduce snubbing, component count and heatsink sizes. The HEXFRED HFA25TB60 is ideally suited for applications in power supplies and power conversion systems (such as inverters), motor drives, and many other similar applications where high speed, high efficiency is needed.



$V_R = 600V$   
 $V_F(\text{typ.})^* = 1.3V$   
 $I_F(AV) = 25A$   
 $Q_{rr}(\text{typ.}) = 112nC$   
 $I_{RRM} = 10A$   
 $t_{rr}(\text{typ.}) = 23ns$   
 $di_{(rec)M}/dt(\text{typ.}) = 250A/\mu s$



TO-220AC

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max	Units
$V_R$	Cathode-to-Anode Voltage	600	V
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Forward Current	25	A
$I_{FSM}$	Single Pulse Forward Current	225	
$I_{FRM}$	Maximum Repetitive Forward Current	100	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	125	C
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	50	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	W
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		

\* 125°C

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

	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$V_{BR}$	Cathode Anode Breakdown Voltage	600			V	$I_R = 100\mu\text{A}$
$V_{FM}$	Max Forward Voltage		1.3	1.7	V	$I_F = 25\text{A}$
			1.5	2.0		$I_F = 50\text{A}$ See Fig. 1
			1.3	1.7		$I_F = 25\text{A}, T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{RM}$	Max Reverse Leakage Current		1.5	20	$\mu\text{A}$	$V_R = V_R$ Rated See Fig. 2
			600	2000		$T_J = 125^\circ\text{C}, V_R = 0.8 \times V_R$ Rated
$C_T$	Junction Capacitance		55	100	pF	$V_R = 200\text{V}$ See Fig. 3
$L_S$	Series Inductance		8.0		nH	Measured lead to lead 5mm from package body

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

	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time		23			$I_F = 1.0\text{A}, di/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{V}$
$t_{rr1}$	See Fig. 5, 6 & 16		50	75	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$
$t_{rr2}$			105	160		$T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{RRM1}$	Peak Recovery Current		4.5	10	A	$I_F = 25\text{A}$ $V_R = 200\text{V}$
$I_{RRM2}$	See Fig. 7 & 8		8.0	15		
$Q_{rr1}$	Reverse Recovery Charge		112	375	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $di/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}$
$Q_{rr2}$	See Fig. 9 & 10		420	1200		
$di_{(rec)M}/dt1$	Peak Rate of Fall of Recovery Current		250		A/ $\mu\text{s}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$
$di_{(rec)M}/dt2$	During $t_b$ See Fig. 11 & 12		160			

**Thermal - Mechanical Characteristics**

	Parameter	Min	Typ	Max	Units	
$T_{lead}\text{①}$	Lead Temperature			300	$^\circ\text{C}$	
$R_{thJC}$	Thermal Resistance, Junction to Case			1.0	K/W	
$R_{thJA}\text{②}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient			80		
$R_{thCS}\text{③}$	Thermal Resistance, Case to Heat Sink		0.5			
$W_t$	Weight		2.0		g	
	Mounting Torque		0.07		(oz)	
			6.0		12	Kg-cm
			5.0		10	lbf-in

① 0.063 in. from Case (1.6mm) for 10 sec

② Typical Socket Mount

③ Mounting Surface, Flat, Smooth and Greased

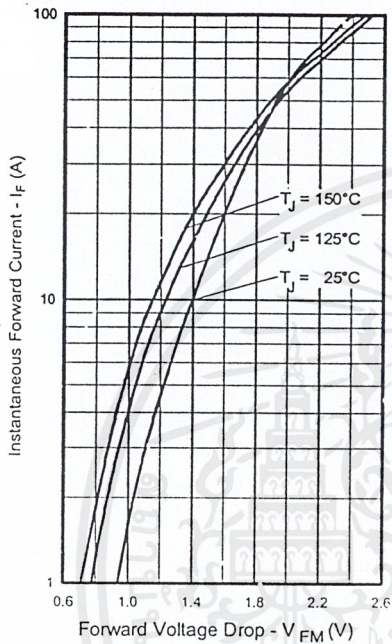


Fig. 1 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

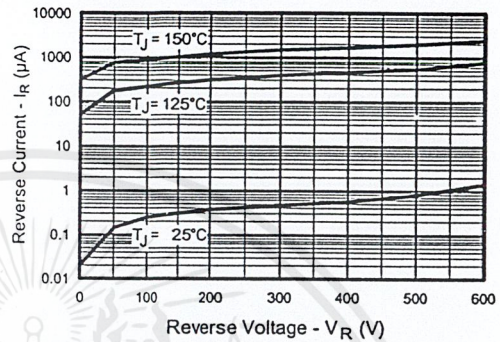


Fig. 2 - Typical Reverse Current vs. Reverse Voltage

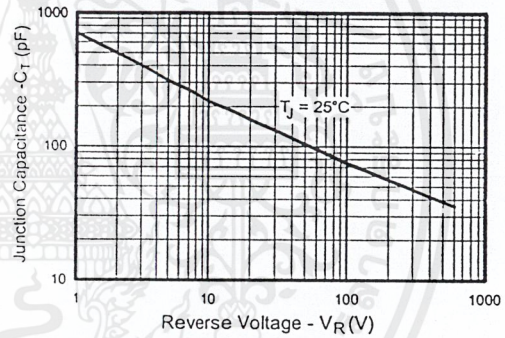


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance vs. Reverse Voltage

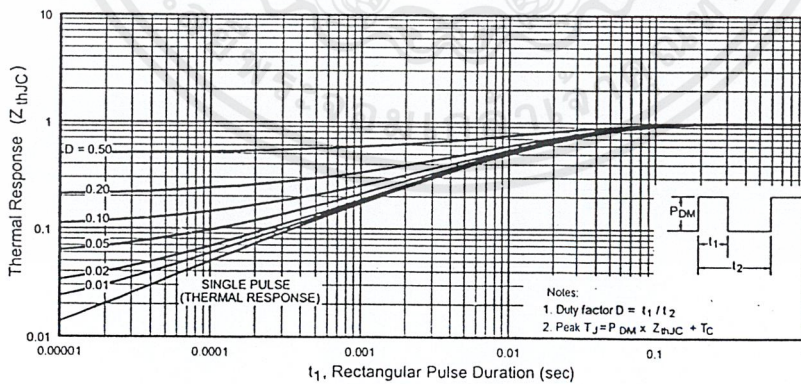


Fig. 4 - Maximum Thermal Impedance  $Z_{thJC}$  Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

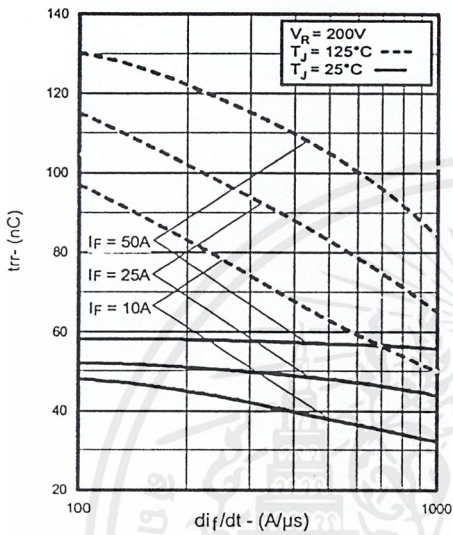


Fig. 5 - Typical Reverse Recovery vs.  $di_f/dt$

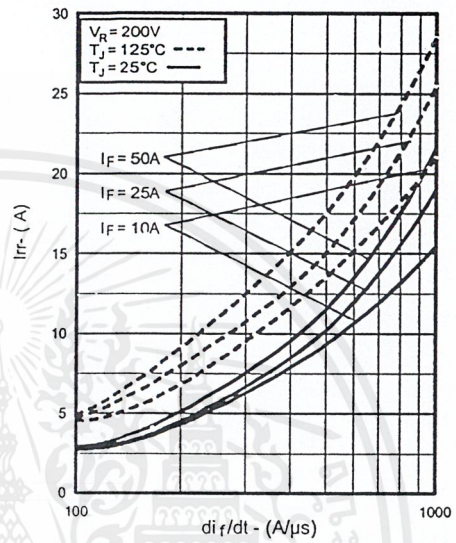


Fig. 6 - Typical Recovery Current vs.  $di_f/dt$

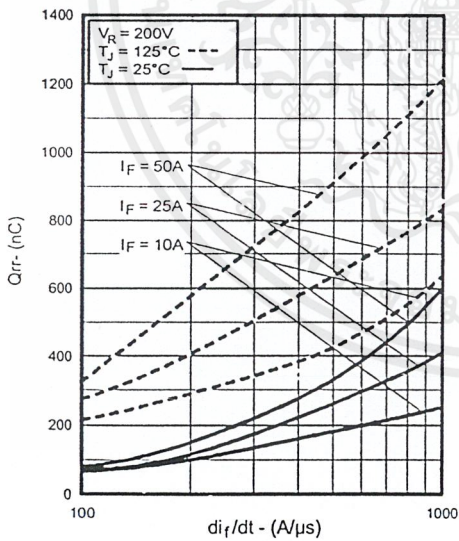


Fig. 7 - Typical Stored Charge vs.  $di_f/dt$

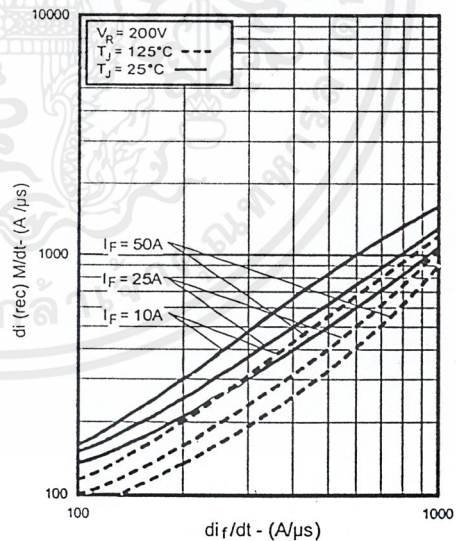


Fig. 8 - Typical  $di_{(rec)M}/dt$  vs.  $di_f/dt$

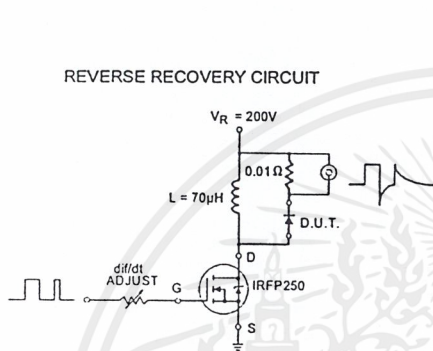


Fig. 9 - Reverse Recovery Parameter Test Circuit

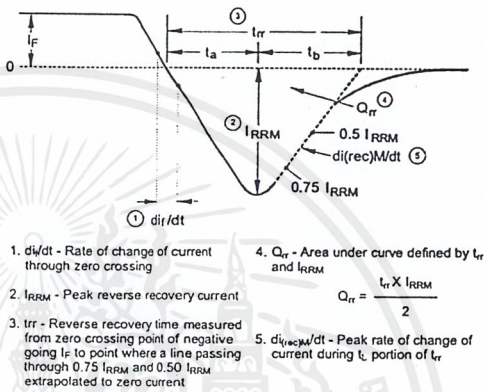
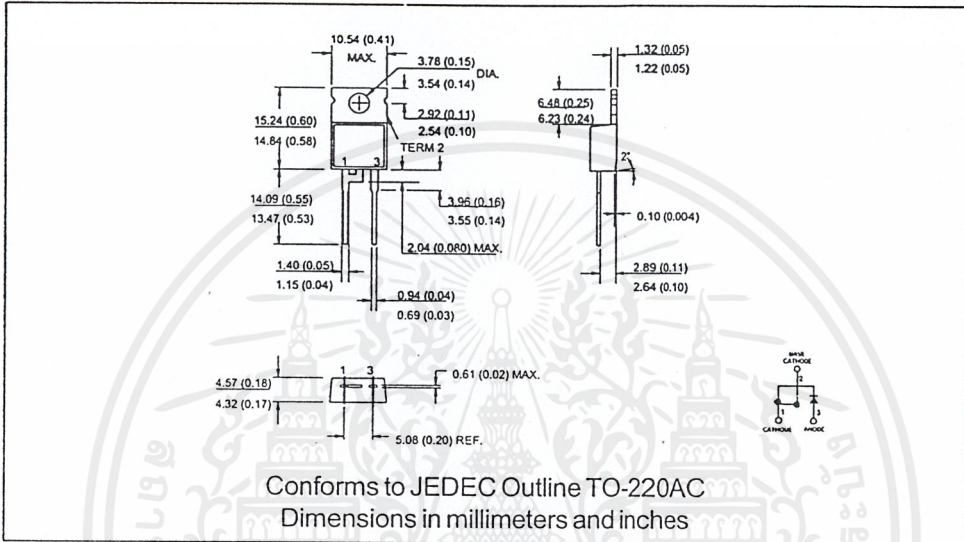


Fig. 10 - Reverse Recovery Waveform and Definitions

HFA25TB60

Bulletin PD-2.339 rev. A 11/00

International  
**IR** Rectifier



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, Oxted, 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.

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ที่ปรึกษาโครงการที่ให้คำปรึกษาแนะนำ รวมทั้งความช่วยเหลือในด้านต่างๆ เกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์นี้มาโดยตลอด ขอขอบคุณห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง และหอสมุดกลาง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ของคณะผู้จัดทำทุกคน ขอขอบคุณ พี่ๆ ปรียญา โททุกคน พี่ต๋อ พี่ต๋อง พี่ชาติ พี่ชอล พี่เอส พี่โก้ พี่ดี พี่ไอ้ะ พี่ประเสริฐ ที่เป็นที่ปรึกษา และคำแนะนำเกี่ยวกับการทำงาน เพื่อนๆ ร่วมทำโครงการร่วมกันทุกคนในตึก L ที่ให้กำลังใจในการทำงานกันมาตลอด เพื่อนๆ หอชัย พี่อึ้ง น้องเงิน ในด้านการอำนวยความสะดวกในอุปกรณ์ต่างๆ การทำโครงการชุดนี้จะสำเร็จลงไม่ได้ถ้าขาดความช่วยเหลือจากบุคคลเหล่านี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. วิจิตร กิณเรศ “สามเฟส เกล็ดำมือคดูเลท พัดบปลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ”, “3- $\phi$  DELTA MODULATED PWM INVERTER FOR INDUCTION MOTOR DRIVE” ,วิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ปีการศึกษา 2534
2. Ned Mohan, Tore M.Underland, William P. Robbins, “Power Electronics: Converter, Application and Design”, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995
3. IEEE, Du - Hyun Jang, Gyu - Ha Choe, “Improvement of Input Power Factor in AC Choppers Using Asymmetrical PWM Technique.”
4. ดร. พีรศักดิ์ วรรณทโรสถ และ มาบุชิ มากาชิซาวา “เทคนิคการช่อมแซมและเลือกประเภทการติดตั้งมอเตอร์เหนี่ยวนำ”
5. นายณนัท กาญจนคลอด นายประทุม มากะโทก นายวิโรจน์ พรหมดนตรี “โครงการเรื่องการออกแบบสัญญาณควบคุม PWM โดยใช้เทคนิคอินทริกัลคอนโทรลเพื่อแก้ไขผลกระทบของดีซีลิงค์โวลเตจไม่เรียบ”