

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง

Uninterruptible Power Supply (On-line)



โดย

นาย อีรศักดิ์ โกละกะ  
นาย พิบูรณ์ บุญญาผลา  
นาย ไพศาล พาร์รัมย์ย์  
นาย สรรเพชญ แก้วหลวง

รพ.  
ธ ๖๕๔๗  
๒๕๔๙

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 72688  
วัน,เดือน,ปี..... 21 ส.ย. 2550

b. 11๙๙ 1380  
i.....

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2549

แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง  
Uninterruptible Power Supply (On-line)



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิจิตร                      กิณเรศ  
อาจารย์ ชัยทัต                    มณีอินทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

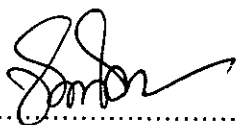
เรื่อง แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย ชีรศักดิ์ โกละกะ
  2. นาย พิบูรณ์ บุญญาผลา
  3. นาย ไพศาล พารินทร์มัย
  4. นาย สรรเพชญ แก้วหลวง



.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
( รองศาสตราจารย์ ดร. วิจิตร กิณเรศ )



..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
( อาจารย์ ชัยทัต มณีอินทร์ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง

นาย ชีรศักดิ์	โกละกะ	
นาย พิบูรณ์	บุญญาผลา	
นาย ไพศาล	พารีนรัมย์	
นาย สรรเพชญ	แก้วหลวง	
ร.ศ.ดร. วิจิตร	กิตเรศ	อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. ชัยทัต	มณีอินทร์	อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2549		

### บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าต่อเนื่อง 1 เฟส มีขนาดพิกัด 500 VA ใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์ตัดต่อทางกำลัง ในวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่ขับอินเวอร์เตอร์ใช้เทคนิคการสวิตชิงแรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์ ซึ่งในโครงการนี้ แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องจะทำงานในโหมดดอ-ไลน์ โดยแบดเตอร์ที่ใช้เป็นแบบตะกั่วกรดชนิดปิด ผลึกขนาด 48 โวลต์ 7 แอมแปร์-ชั่วโมง (นำแบดเตอร์ 12 โวลต์ 7 แอมแปร์-ชั่วโมงจำนวน 4 ลูกมาต่ออนุกรมกัน) แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องสามารถจ่ายไฟได้นาน 15 นาทีที่เต็มพิกัดโหลดกำลังทางเอซีเออาร์พฤษภาคมที่เกิดการขัดข้องเนื่องสภาวะไฟผิดปกติ

## Uninterruptible Power Supply

Teerasak	Kolaga	
Piboon	Bunyapala	
Paisan	Paruenram	
Sunpetch	kaiwluang	
Assoc.Prof.Dr. Vijit	Kinnares	Advisor
Chaitut	Maneein	Advisor
2006		

### ABSTRACT

This project presents about 1-Phase Uninterruptible Power Supply which size is 500 VA. In this project, the power mosfet is used to be the power switches in the inverter. The PWM signal which drives the inverter utilizes PWM with Unipolar Voltage Switching. The Uninterruptible Power Supply works in online mode by using 48 volts sealed Lead-acid batteries (four of 12 volts batteries are connected serially). The Uninterruptible Power Supply could supply electricity below 15 minutes at full power loaded via ac output during unusual (fault) electrical condition.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ผู้จัดทำโครงการนัฐศึกษาซึ่งต่อความกรุณาที่ รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศและ อาจารย์ชัยทัต มณีอินทร์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ ตลอดจนอาจารย์ในภาควิชาที่ประสิทธิประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้ ถ้าปราศจากท่านโครงการนี้ก็คงไม่สำเร็จลุล่วงไปได้

ขอขอบคุณภาควิศวกรรมไฟฟ้าและห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนนักศึกษา พี่ๆ น้องๆ ในภาควิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือเสนอแนะ ให้กำลังใจผู้วิจัยอย่างใกล้ชิด

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่คอยเป็นกำลังใจและเป็นแรงผลักดันให้ผู้จัดทำเสมอ คุณค่า ประโยชน์และกุศลอันพึงได้จากปริญญานิพนธ์นี้ ขอมอบแต่ผู้มีอุปการคุณทุกท่าน

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
สารบัญ.....	III
สารบัญรูป.....	VI
สารบัญตาราง.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	3
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	3
บทที่ 2 หลักการทำงานพื้นฐานของ UPS.....	4
2.1 หลักการทำงานของระบบ UPS.....	4
2.2.1 โหมดการทำงานปกติ.....	4
2.2.2 โหมด Back Up.....	4
2.2 วงจรเรียงกระแส.....	5
2.3 วงจรวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	7
2.5.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	7
2.5.2 หลักการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	8
2.3.3 การหาค่าอัตราการขยายแรงดันของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	9
2.3.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	10
2.3.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก.....	12
2.4 แกนแม่เหล็กความถี่สูง.....	15
2.5 เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ ( Battery Charger ) .....	16
2.5.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่.....	16
2.5.2 พารามิเตอร์ในการอัดประจุ.....	17
2.5.3 วิธีการอัดประจุแบตเตอรี่.....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IV

### สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.4 การอัดประจุแบบตะกั่ว – กรด โดยทั่วไป.....	18
2.5.5 การประยุกต์ใช้งาน.....	19
2.5.6 คุณลักษณะที่สำคัญของแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว- กรด.....	20
2.5.7 การเลือกใช้แบตเตอรี่ในโครงการนี้.....	20
2.6 อินเวอร์เตอร์.....	21
2.6.1 รูปแบบและหลักการของอินเวอร์เตอร์.....	21
2.6.2 อินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส.....	28
2.6.3 แนวคิดพื้นฐานของสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์.....	33
2.7 วงจรสับเบอร์ดสำหรับมอสเฟตกำลัง.....	34
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟสำรอง.....	37
3.1 พิกัดวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์.....	37
3.2 ขนาดพิกัดหม้อแปลงกำลัง.....	38
3.3 ขนาดพิกัดแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง.....	38
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมและโปรแกรมการควบคุม.....	39
4.1 การสร้างสัญญาณควบคุม.....	39
4.1.1 คุณสมบัติของซีพียู.....	39
4.1.2 คุณสมบัติด้านการประมวลสัญญาณดิจิทัล.....	39
4.1.3 คุณสมบัติของไมโครพินซ์พิเศษ.....	40
4.2 การสร้างสัญญาณ PWM โดยการใช้ไมโครล MCPWM.....	40
4.2.1 คุณสมบัติโดยสรุปของไมโครล MCPWM.....	40
4.2.2 รีจิสเตอร์ที่ใช้งานในไมโครล MCPWM.....	41
4.2.3 ฐานเวลาPWM ในไมโครล PCPWM.....	41
4.2.4 คาบเวลาของสัญญาณ PWM.....	42
4.2.5 โหมดการทำงานของส่วนกำเนิดสัญญาณPWMในไมโครลMCPWM....	43
4.2.6 การทำงานของส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM.....	43
4.2.7 การเปลี่ยนค่าดิวตี้ไซเคิลสัญญาณ PWM ของไมโครล MCPWM.....	44
4.2.8 การทำงานรวมกันของส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM.....	45
4.2.9 การควบคุมเวลาวิกฤติ.....	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	47
5.1 การทดลองวงจรซาร์จแบดเตอร์ด้วยวงจรลทอนระดับแรงดัน.....	47
5.2 การทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์.....	55
5.2.1 เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ก่อนวงจรกรอง.....	55
5.2.2 เอาท์พุทของวงจรกรองหลังอินเวอร์เตอร์.....	58
5.3 การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้าขาดหายหรือเกิดเหตุขัดข้อง.....	68
5.4 การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้าจ่ายมาตามปกติ.....	71
บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป.....	75
6.1 สรุปผลการทดลอง.....	75
6.2 ปัญหาและอุปสรรค.....	75
6.3 ข้อเสนอแนะ.....	76
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
ภาคผนวก ค	
กิตติกรรมประกาศ	

## VI

### สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของON LINE UPS.....	2
รูปที่ 2.1 รูปไดอะแกรมแสดงการทำงานของ UPS แบบ ON – LINE.....	4
รูปที่ 2.2 รูปวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	5
รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในช่วงครึ่งคลื่นบวก.....	5
รูปที่ 2.4 รูปแสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในช่วงครึ่งคลื่นลบ.....	6
รูปที่ 2.5 รูปคลื่นแรงดันทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส.....	6
รูปที่ 2.6 รูปแสดงวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	8
รูปที่ 2.7 รูปแสดงการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์นำกระแส.....	8
รูปที่ 2.8 รูปแสดงการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส.....	9
รูปที่ 2.9 รูปคลื่นการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	11
รูปที่ 2.10 รูปคลื่นการทำงานของบีกคอนเวอร์เตอร์ที่ระลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ.....	13
รูปที่ 2.11 แสดงเทคนิคการมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์และสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์.....	25
รูปที่ 2.12 แสดงการมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์กับรูปคลื่นไซน์ชอยดัล.....	26
รูปที่ 2.13 กราฟแสดงการควบคุมแรงดัน โดยแปรค่า $m_a$ .....	26
รูปที่ 2.14 แสดงการสวิตช์ของรูปคลื่นจัตุรัส และสเปกตรัม.....	27
รูปที่ 2.15 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น.....	28
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น.....	29
รูปที่ 2.17 แสดงการมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว.....	30
รูปที่ 2.18 แสดงการมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว.....	32
รูปที่ 2.19 แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก.....	33
รูปที่ 2.20 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก.....	33
รูปที่ 2.21 แสดงโหมดการทำงานใน 4 จุดภาค.....	33
รูปที่ 2.22 โมเดลจำลองคอนเวอร์เตอร์ที่มีโหลดตัวเหนี่ยวนำค่าสูงๆ.....	35
รูปที่ 2.23 คอนเวอร์เตอร์ที่มีสแน็บเบอ์สำหรับตัวทรานซิสเตอร์กำลัง.....	36
รูปที่ 4.1 แสดงไดอะแกรมเวลาของกำเนิดสัญญาณ PWM.....	44
รูปที่ 4.2 แสดงจังหวะของการเปลี่ยนค่าตัวดีไอเซิล.....	45
รูปที่ 4.3 กระบวนการทำงานภายในของโมดูล PWM เมื่อทำงานในแบบคอมพลีเมนตารี.....	45
รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟด และกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 310 V...47	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟต และกระแสเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 250 V...	48
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟต และกระแสเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 200 V...	48
รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟต และกระแสเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 150 V...	49
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟต และกระแสเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 100 V...	49
รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและสัญญาณขับที่แรงดันอินพุต 310 V.....	50
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและสัญญาณขับที่แรงดันอินพุต 250 V.....	50
รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและสัญญาณขับที่แรงดันอินพุต 200 V.....	51
รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและสัญญาณขับที่แรงดันอินพุต 150 V.....	51
รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและสัญญาณขับที่แรงดันอินพุต100V.....	52
รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและแรงดันเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 310 V..	52
รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและแรงดันเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 250 V..	53
รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและแรงดันเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 200 V..	53
รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและแรงดันเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 150 V..	54
รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและแรงดันเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 100 V..	54
รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 500 W.....	55
รูปที่ 5.17 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 400 W.....	56
รูปที่ 5.18 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 300 W.....	56
รูปที่ 5.19 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 200 W.....	57
รูปที่ 5.20 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 100 W.....	57
รูปที่ 5.21 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ไม่มีโหลด.....	58
รูปที่ 5.22 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 500 W.....	58
รูปที่ 5.23 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 400 W.....	59
รูปที่ 5.24 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 300 W.....	59
รูปที่ 5.25 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 200 W.....	60
รูปที่ 5.26 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 100 W.....	60
รูปที่ 5.27 แสดงสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่ไม่มีโหลด.....	61
รูปที่ 5.28 กราฟเปรียบเทียบแรงดันอินพุตและแรงดันเอาท์พุตอินเวอร์เตอร์กับโหลด.....	62
รูปที่ 5.29 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาท์พุตอินเวอร์เตอร์กับโหลด.....	62
รูปที่ 5.30 กราฟเปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าอินพุตและเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์กับโหลด.....	63
รูปที่ 5.31 กราฟเปรียบเทียบตัวประกอบกำลังอินพุตและเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์กับโหลด.....	63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## VIII

### สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.32 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์กับโหลด.....	64
รูปที่ 5.33 กราฟเปรียบเทียบ %THD ของอินเวอร์เตอร์กับโหลด.....	64
รูปที่ 5.34 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของบีกคอนเวอร์เตอร์ กับโหลด.....	65
รูปที่ 5.35 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับ โหลด.....	66
รูปที่ 5.36 กราฟแสดงประสิทธิภาพของบีกคอนเวอร์เตอร์.....	66
รูปที่ 5.37 กราฟแสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์.....	67
รูปที่ 5.38 กราฟแสดงประสิทธิภาพของบีกคอนเวอร์เตอร์, อินเวอร์เตอร์และประสิทธิภาพรวม ของระบบ.....	67
รูปที่ 5.39 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการ ไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอด.....	69
รูปที่ 5.40 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการ ไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 2 หลอด.....	69
รูปที่ 5.41 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการ ไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 3 หลอด.....	70
รูปที่ 5.42 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการ ไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด.....	70
รูปที่ 5.43 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดัน จากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอด.....	72
รูปที่ 5.44 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดัน จากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 2 หลอด.....	72
รูปที่ 5.45 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดัน จากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 3 หลอด.....	73
รูปที่ 5.46 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดัน จากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด.....	73

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงผลการหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์กับโหลดหลอดไฟ no load-500 W.....	61
5.2 แสดงผลการหาประสิทธิภาพรวมของระบบกับโหลดหลอดไฟ.....	65



## บทที่ 1

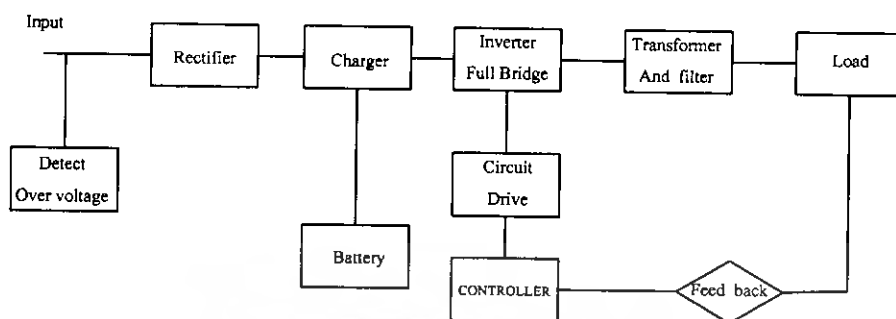
### บทนำ

ในปัจจุบันความเจริญทางด้านเทคโนโลยีได้ส่งผลให้มีการพัฒนาอุปกรณ์และเครื่องมือต่าง ๆ ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้ได้มีการทำงานที่ซับซ้อนและมีความยุ่งยากมากขึ้นกว่าในอดีตมาก จึงมีความจำเป็นที่จะต้องทำให้ระบบการทำงานมีความต่อเนื่อง และมีเสถียรภาพมากขึ้นในระบบในการทำงานซึ่งหมายความว่าถ้าหากพลังงานไฟฟ้าขาดเสถียรภาพขาดความต่อเนื่อง ก็ย่อมจะส่งผลให้อุปกรณ์เหล่านี้หยุดการทำงานหรืออาจทำให้เกิดความเสียหายได้ อันก่อให้เกิดผลเสียกับระบบการทำงานโดยรวมได้ ซึ่งอาจทำให้เกิดความสูญเสียอื่น ๆ ตามมาอีกมากมาย เช่น สูญเสียเวลาโอกาสและถ้าหากเป็นระบบที่เป็นองกรใหญ่ ๆ ก็อาจทำให้ถึงกับขาดความเชื่อถือจากลูกค้าได้ดังนั้นเราจึงได้ทำการพัฒนาอุปกรณ์จ่ายไฟสำรองนี้ขึ้นมาเพื่อเป็นทางออกอีกทางของการแก้ไขปัญหา

#### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในการจ่ายพลังงานให้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าบางประเภทที่สำคัญ อาทิ เช่น คอมพิวเตอร์ เครื่องมือทางการแพทย์ เป็นต้น เนื่องจากอุปกรณ์ไฟฟ้าที่กล่าวมานั้นมีความสำคัญอย่างมาก ถ้าเกิดพลังงานไฟฟ้านั้นผิดปกติ เช่น ไฟตก ไฟเกิน ไฟดับ ทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้านั้นทำงานผิดปกติ ไม่ทำงานหรือชำรุดเสียหาย ซึ่งส่งผลให้ผู้ใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าได้รับความเสียหายอย่างมาก ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างมากที่จะต้องทำให้พลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้อุปกรณ์ไฟฟ้าที่สำคัญ มีความต่อเนื่องตลอดเวลา จึงทำให้แหล่งจ่ายไฟฟ้าต่อเนื่องมีความสำคัญอย่างยิ่งที่จะช่วยแก้ปัญหาดังกล่าวได้ เราจึงได้มีการศึกษาเพื่อพัฒนาให้แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง มีการทำงานที่ดีขึ้น สามารถจ่ายจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้อย่างต่อเนื่อง โดยไม่ไปสร้างปัญหาให้กับระบบไฟฟ้าหรือโหลดอื่น ๆ

### On-line UPS



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของ ON LINE UPS

### 1.2 วัตถุประสงค์

จากปัญหาและความสำคัญของปัญหาใน UPS ที่ได้กล่าวมาแล้ว ในโครงการมีจุดมุ่งหมาย คือ

1. สร้าง UPS แบบ ON-LINE พิกัด 500 VA , 220 V , 50 Hz ที่ลดผลกระทบให้กับระบบ
2. สามารถรักษาระดับแรงดันที่จ่ายให้กับโหลดคงที่เมื่อแรงดันต้านอินพุตเปลี่ยนแปลง
3. สามารถรักษาระดับแรงดันที่จ่ายให้กับโหลดคงที่ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

### 1.3 ขอบเขตข้อกำหนดของโครงการ

สร้างเครื่องต้นแบบ UPS แบบ ON LINE 500 VA , 220 V , 50 Hz

1. วิเคราะห์การทำงานของวงจรในลักษณะสมการคณิตศาสตร์ เพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจรที่นำเสนอ
2. ศึกษาสมรรถนะทางด้านอินพุตของแหล่งจ่ายไฟและผลกระทบทางด้านเอาต์พุต
3. เปรียบเทียบประสิทธิภาพของ UPS ในขณะที่จ่ายโหลดต่างๆ
4. การควบคุมการทำงานของ UPS จะใช้การควบคุมทางดิจิทัลโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC 30F4011

#### 1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นและวิธีการแก้ไขปัญหา
2. ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความในวารสารต่าง ๆ , เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟสำรอง
3. วิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ได้ถูกออกแบบ
4. จำลองการทำงานตามวงจรที่ได้ถูกออกแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อตรวจสอบเทียบผลทางทฤษฎีของเทคนิคที่น่าเสนอ
5. ออกแบบอุปกรณ์และส่วนประกอบต่าง ๆ ในวงจรที่น่าเสนอ
6. ทดสอบการทำงานจริงของวงจรที่น่าเสนอ
7. สรุปผลและวิจารณ์ผลการทดลอง

#### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

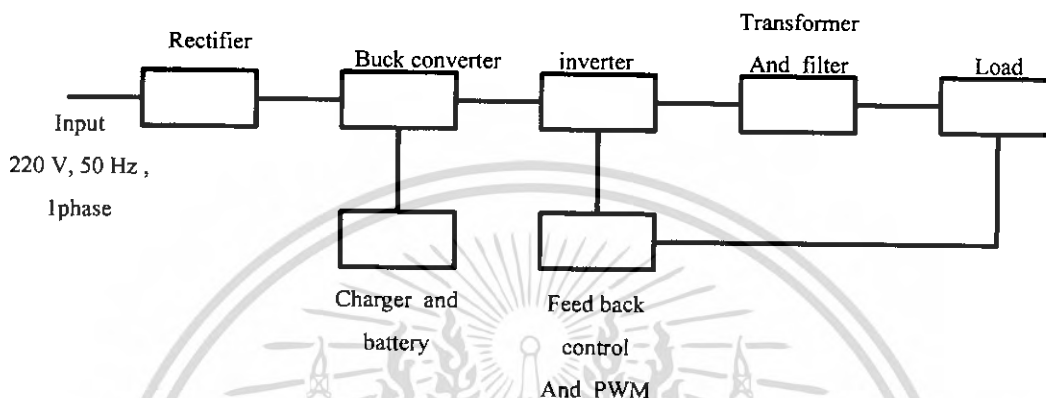
1. สามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นไซน์ ให้กับโหลดได้อย่างต่อเนื่อง
2. ทำให้ระบบมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น
3. สามารถทำให้มีความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### หลักการทํางานพื้นฐานของ UPS

#### 2.1 หลักการทํางานของระบบ UPS



รูปที่ 2.1 รูปไดอะแกรมแสดงการทํางานของ UPS แบบ ON – LINE

การทํางานจะแบ่งออกเป็น 2 โหมดการทํางาน

##### 2.1.1 โหมดการทํางานปกติ

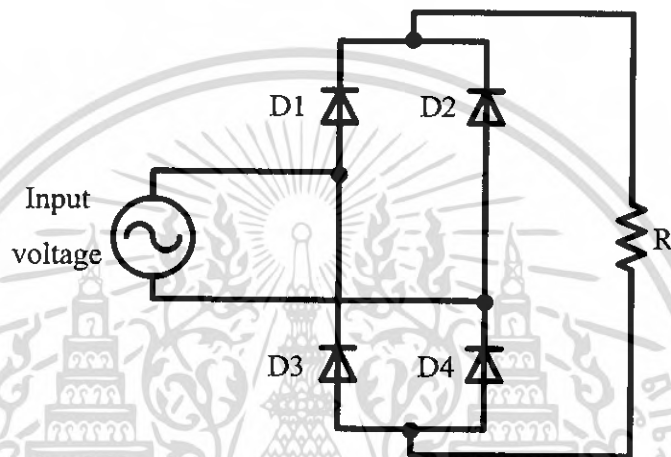
จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V , 50 Hz ให้กับวงจร Rectifier เพื่อทำการเรียงกระแสไฟฟ้าให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง จากนั้นจะใช้วงจร Buck Converter มาเป็นตัวลดระดับแรงดันไฟฟ้าให้มีค่าลดลง เพื่อที่จะจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์และชาร์จประจุให้แบตเตอรี่ โดยเราจะให้เทคนิค PWM ในการควบคุมการทํางานของสวิตช์ซึ่งจะได้แรงดันออกทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากนั้นเราก็จะใช้หม้อแปลงเป็นอุปกรณ์ที่ยกระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อไปจ่ายยังโหลด โดยที่เราจะมีระบบป้อนกลับของแรงดันมาทำการเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ซึ่งจะส่งค่าความคลาดเคลื่อนไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งจะทำการประมวลผลแล้วจะส่งสัญญาณไปขับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุทที่จ่ายโหลดมีค่าคงที่ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดก็ตาม การชาร์จของแบตเตอรี่จะอยู่ในการทำงานขอบโหมดนี้

##### 2.1.2 โหมด Back Up

โหมดนี้จะทํางานเมื่อมีปัญหาเกี่ยวกับมลภาวะของระบบไฟฟ้าซึ่งเราจะใช้แบตเตอรี่เป็นอุปกรณ์จ่ายไฟฟ้าให้กับวงจรแทนระบบไฟฟ้าจากการไฟฟ้าส่วนระบบการทํางานอื่นๆ ของวงจรก็จะมีหลักการทํางานคล้ายกับโหมดปกติ

## 2.2 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit)

วงจรเรียงกระแสมีวัตถุประสงค์เพื่อแปลงผันกำลังไฟฟ้า จากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยต้องการให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีความเป็นไฟฟ้ากระแสตรงมากที่สุด วงจรเรียงกระแสมีทั้งแบบครึ่งคลื่นและแบบเต็มคลื่น โดยที่การเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นมักจะใช้เมื่อพิกัดกำลังไฟฟ้าของโหลดมีค่าต่ำ ๆ แต่ถ้าโหลดมีค่าสูงเรามักใช้การเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในการเรียงกระแส ในโครงการนี้ต้องการพิกัดกำลังไฟฟ้าสูงสุด 500 VA จึงเลือกใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



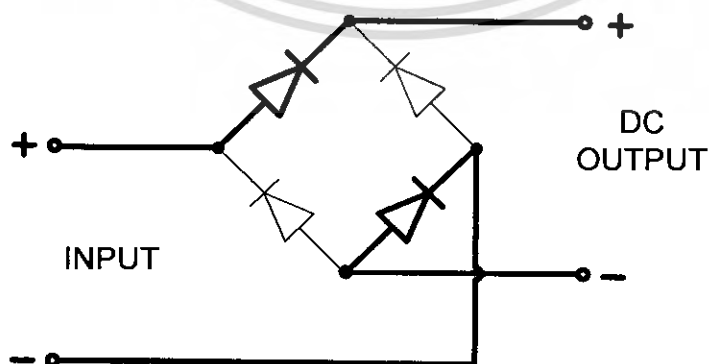
รูปที่ 2.2 รูปวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

โดยมีหลักการทำงานดังต่อไปนี้

แบ่งการทำงานออกเป็น 2 ช่วงการทำงาน โดยมีหลักการทำงานดังต่อไปนี้

ช่วงที่ 1

เมื่อรูปของคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าอยู่ในซีกบวก กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านทางด้านไดโอด D1 ไปยังโหลดและจะไหลกลับมาเพื่อจะทำให้ครบวงจรทางไฟฟ้าที่ไดโอด D4 ผ่านไปยังแหล่งจ่ายทำให้ครบวงจรทางไฟฟ้า

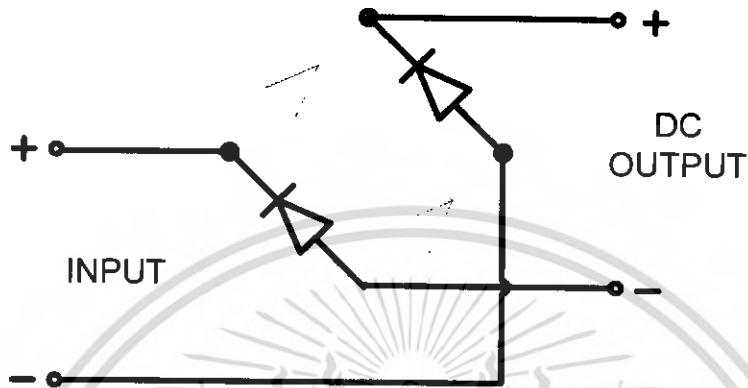


รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในช่วงครึ่งคลื่นบวก

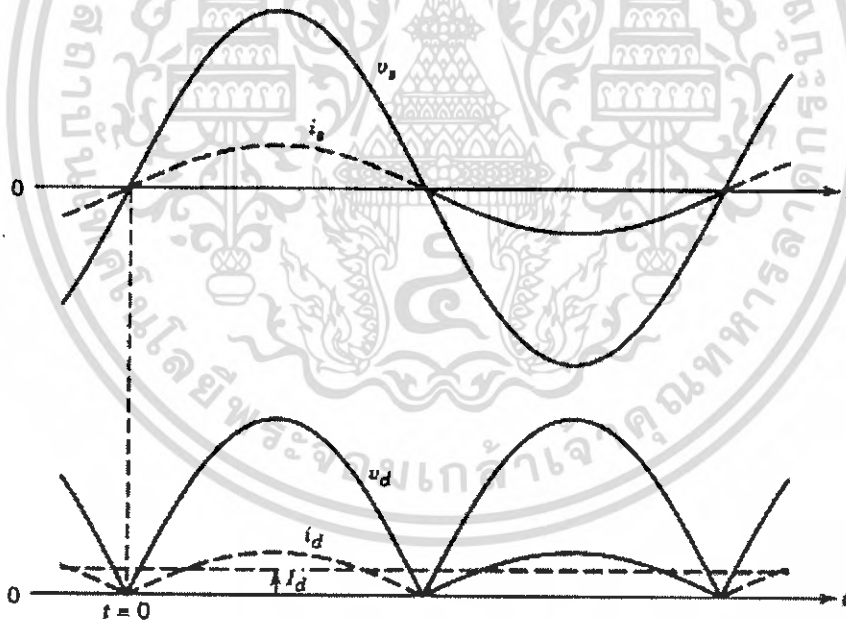
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ช่วงที่ 2

ในช่วงเวลานี้รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจะกลับมาอยู่ในซีกลบ ตอนที่กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านทางด้านไดโอด D2 ไปยังโหลด และจะไหลกลับมาเพื่อทำให้ครบวงจรทางไฟฟ้าผ่านไดโอด D3 ไปยังโหลด จึงทำให้ครบวงจรทางไฟฟ้า



รูปที่ 2.4 รูปแสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในช่วงครึ่งคลื่นลบ



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นแรงดันทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส

## 2.3 วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)

วงจรทอนระดับหรือวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าระดับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีความเป็นกระแสดตรงมาก ๆ จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(Low Pass Filter) ซึ่งโดยมากจะเลือกใช้วงจรกรอง LC เพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ ผกผันกับกำลังสองของความถี่

### 2.3.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะอยู่ตัว(Steady State) จะมีการกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากัน

$$i_L(t+T) = i_L(t) \quad (2.1)$$

หมายถึง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากัน ณ ตำแหน่งเดียวกันทุกคาบ

2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2.2)$$

หมายถึง ผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา (Volt – second) ในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากับศูนย์

3. กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

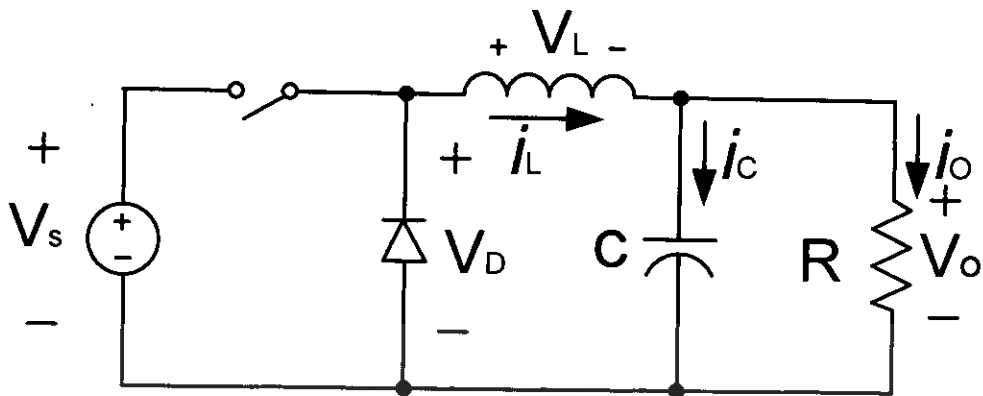
$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

หมายถึง ประจุที่ถูกเก็บ (Charged) และที่คาย (discharged) ของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะต้องเท่ากัน

4. กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าจะต้องเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านออก

$$P_s = P_o \quad (2.4)$$

กรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรประสิทธิภาพของวงจรจึงเท่ากับร้อยเปอร์เซ็นต์



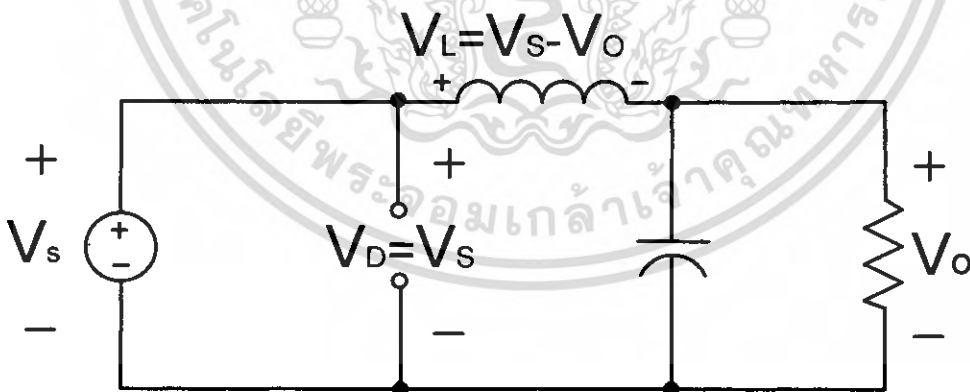
รูปที่ 2.6 รูปแสดงวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

### 2.3.2 หลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

หลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ เพื่อจะออกแบบให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นจะสามารถหาค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ (2.8) และการวิเคราะห์การทำงานของวงจรต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัว ดังนี้

#### 2.3.2.1 ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.7 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวเก็บประจุ จากกฎของเคอร์ชอฟสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้



รูปที่ 2.7 รูปแสดงการทำงานของวงจรเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_s + v_L + V_o = 0$$

$$v_L = V_s - V_o \quad (2.5)$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

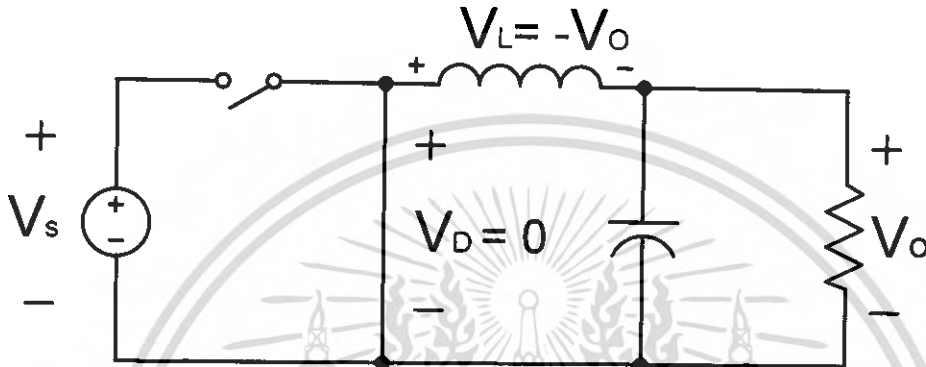
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.7)$$

$dt$  ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ  $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left( \frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.8)$$

### 2.3.2.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ 2.8 รูปแสดงการทำงานของวงจรเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$v_L = -v_o \quad (2.9)$$

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.10)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.11)$$

ความหมายของสมการที่ (2.11) คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อย ๆ มีค่าลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

$dt$  ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ  $dt = (1-D)T$  ดังนั้นจากสมการที่(2.11) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\Delta i_{L,off} = -\left( \frac{V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (2.12)$$

### 2.3.3 การหาค่าอัตราการขยายแรงดันของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

จากเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในสมการที่ (2.1) กล่าวคือ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแส จะมีการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้น เท่ากับการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์ไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแส หรือการอาจจะกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิตามค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (2.8) กับสมการที่ (2.12) จะได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.13)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT + \left(-\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T\right) = 0 \quad (2.14)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0$$

$$(V_s - V_o)D - V_o(1-D) = 0$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.15)$$

ในสมการที่ (2.15) อัตราขยายแรงดันจะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ตามค่า D วงจรบิกคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง เช่น แรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 100 โวลต์ ซึ่งในทางทฤษฎีวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์ ก็จะสามารถปรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ตั้งแต่ศูนย์โวลต์ถึงหนึ่งร้อยโวลต์ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถปรับได้ถึง 100 โวลต์ เพราะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จริงมีค่าน้อยกว่า 100 โวลต์เล็กน้อย

### 2.3.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่จะทำให้วงจรบิกคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากการหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะเท่ากับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด เนื่องจากขณะที่อยู่ในสภาวะการทำงานอยู่ตัว กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.16)$$

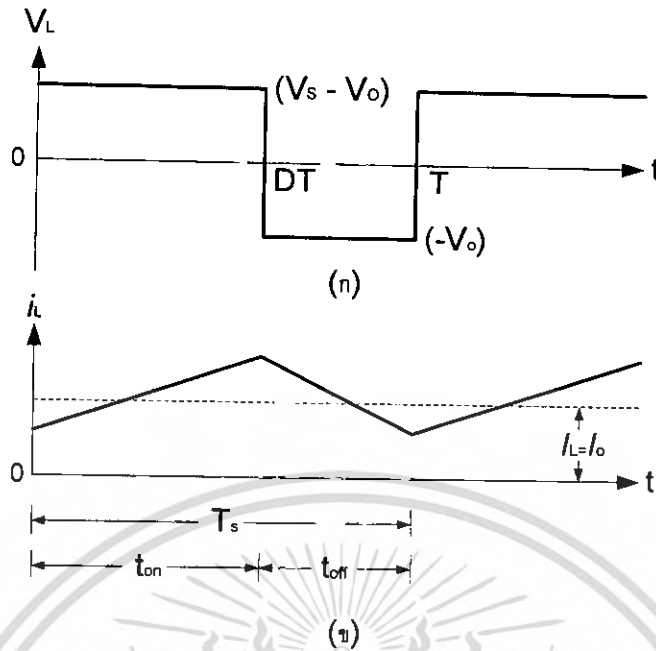
จากรูปที่ 2.9(ข) จะสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุด ได้จากสมการในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส ดังนี้

$$I_{L,max} = i_l + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.17)$$

$$I_{L,max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{L} (1-D)T \right]$$

หรือเขียนในให้ง่ายขึ้นได้ดังนี้

$$I_{L,max} = V_o \left[ \frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.18)$$



รูปที่ 2.9 รูปคลื่นการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (ก) แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในโหมดกระแสต่อเนื่อง

ดังนั้นกระแสตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดคือ

$$I_{L,min} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$I_{L,min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[ \frac{V_o}{L} (1-D)T \right] \tag{2.19}$$

$$I_{L,min} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2} \left[ \frac{(1-D)T}{L} \right]$$

$$I_{L,min} = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \tag{2.20}$$

เงื่อนไขที่สำคัญสำหรับการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง คือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นกระแสบวกเสมอ สมการที่ (2.20) สามารถนำมาใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำและความถี่ในการสวิตซ์ ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึง การทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง และหาก  $I_{L,min}$  เท่ากับ ศูนย์พอดี คือเป็นช่วงต่อระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

$$I_{L,min} = V_o \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \tag{2.21}$$

$$\left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0$$

$$\frac{1}{R} = \frac{(1-D)}{2Lf}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.22)$$

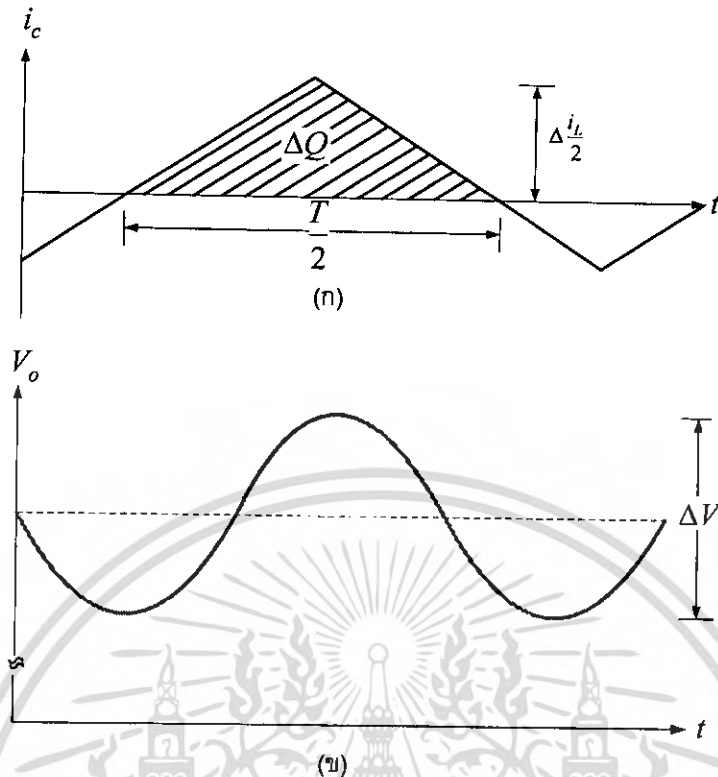
$$f = \frac{(1-D)R}{2L_{\min}} \quad (2.23)$$

สมการที่ (2.21) ใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำให้วงจรยังสามารถทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ซึ่งจะได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดตั้งสมการที่ (2.22) ดังนั้นหากต้องการจะออกแบบให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดโดยที่วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ก็สามารถเลือกออกแบบได้สองแนวทางคือ กรณีที่หนึ่งการพยายามทำให้เศษในสมการที่ (2.22) มีค่าน้อยที่สุด โดยการทำให้ค่า  $D$  มีค่าเข้าใกล้หนึ่งหรือการทำให้โหลด  $R$  มีค่าน้อยๆ แต่ผลที่กระทบที่เกิดขึ้น คือ กระแสไหลลงจะมีค่าสูง ส่วนอีกกรณีหนึ่งคือพยายามทำให้ค่าส่วนหรือต้องการในสมการที่ (2.22) มีค่ามากๆ เช่น ความถี่ในการสวิตช์เพิ่มขึ้นจาก 50 kHz เป็น 100 kHz ก็จะทำให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่ออกแบบเล็กลงสองเท่าได้เช่นกัน ส่วนสมการที่ (2.23) ใช้สำหรับการพิจารณาหาความถี่ในการสวิตช์ซึ่งที่เหมาะสม เมื่อตัวเหนี่ยวนำถูกกำหนดค่าความเหนี่ยวนำ

### 2.3.5 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

โดยปกติวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือวงจรกรองแบบ LC ที่อยู่ในบีกคอนเวอร์เตอร์ จะมีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ เพื่อรักษาแรงดันด้านออกมีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากๆได้ เนื่องจากมีราคาแพง และใช้พื้นที่มาก จึงควรเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสมและให้ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สำหรับการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสของตัวเก็บประจุที่แสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งกระแสในตัวเก็บประจุหาได้จาก

$$i_c = i_L - i_R \quad (2.24)$$



รูปที่ 2.10 รูปคลื่นการทำงานของบักคอนเวอร์เตอร์ (ก) กระแสตัวเก็บประจุ (ข) ะลอกคลื่นแรงดันที่ตัวเก็บประจุ

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวก ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวตัวเก็บประจุจะสะสมประจุ โดยสามารถคำนวณจาก

$$Q = CV_o \quad (2.25)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.26)$$

เมื่อ  $\Delta Q$  คือ ค่าประจุที่เปลี่ยนแปลงน้อยๆ

$\Delta V_o$  คือ ค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่เปลี่ยนแปลงน้อยๆระหว่างยอดถึงยอด

$\Delta Q$  คือ พื้นที่สามเหลี่ยมที่เกิดจากกระแสตัวเก็บประจุคูณกับเวลาจะได้

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8} \quad (2.27)$$

แทนค่าสมการที่ (2.27) ลงในสมการที่ (2.26) จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T\Delta i_{L,off}}{8C} \quad (2.28)$$

แทนค่า  $\Delta i_{L,off} = \left( \frac{V_o}{L} \right) (1-D)T$  จากสมการที่ (2.12) (โดยพิจารณาเฉพาะขนาด) ลง

ในสมการที่ (2.28) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D)T \quad (2.29)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T}{8C} \left( \frac{1}{L} \right) (1-D)T \quad (2.30)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T^2}{8C} \left( \frac{1}{L} \right) (1-D)$$

ดังนั้นจะได้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.31)$$

สมการที่ (2.31) เรียกว่าค่าอัตราระลอกคลื่น (ripple ratio) มักใช้แสดงเป็นอัตราส่วนของแรงดันระลอกคลื่นไฟฟ้าด้านออกระหว่างยอดถึงยอดกับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก ในที่นี้หมายถึงเฉพาะแรงดันไฟฟ้า หากต้องการทำให้ค่าระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์มีค่าน้อยลง (อัตราระลอกคลื่น ยิ่งน้อยหมายถึงการที่ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบมากขึ้น) สามารถเลือกได้สองแนวทางคือกรณีที่หนึ่งการพยายามทำให้เศษในสมการที่ (2.31) มีค่าน้อยที่สุด โดยการทำให้ค่า  $D$  มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ส่วนอีกกรณีหนึ่งคือการพยายามทำให้ค่าส่วนในสมการที่ (2.31) มีค่ามาก ๆ เช่นการเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุหรือความถี่ในการสวิตช์ให้มากขึ้น โดยการเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ เช่น เพิ่มขึ้นจาก 50 kHz เป็น 100kHz ค่าอัตราระลอกคลื่น จะมีค่าลดลงสี่เท่า ซึ่งความถี่ในการสวิตช์ของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์นับว่ามีความไวสูงในการควบคุมอัตราระลอกคลื่น ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

ประเด็นที่น่าสนใจอย่างหนึ่งของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์คือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งจ่ายไฟกำลังจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ เงื่อนไขนี้คือสมมติการสูญเสียเป็นศูนย์ จะได้

$$P_s = P_o \quad (2.32)$$

เมื่อ  $P_s$  คือกำลังไฟฟ้าที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟกำลัง

$P_o$  หมายถึง กำลังไฟฟ้าที่โหลด

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.33) จะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสไฟฟ้าเสมือนกับกรณีของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ จึงอาจกล่าวได้ว่า วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์มีวงจรสมมูลเปรียบได้กับหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรง

## 2.4 แกนแม่เหล็กความถี่สูง

แกนแม่เหล็กมีหน้าที่หลักคือ เป็นเส้นทางเดินหลักสำหรับเส้นแรงแม่เหล็กในการเชื่อมโยงระหว่างอุปกรณ์แม่เหล็ก หรืออาจจะกล่าวได้ว่าทำหน้าที่เป็นเส้นทางเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายพลังงานแม่เหล็กกับโหลดทางแม่เหล็กนั่นเอง เช่น สำหรับในกรณีหม้อแปลงไฟฟ้า แหล่งจ่ายพลังงานแม่เหล็กจะได้แก่ขดลวดทองแดงทางด้านปฐมภูมิ ซึ่งหมายรวมถึงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับและโหลดทางแม่เหล็กจะได้แก่ขดลวดทองแดงทางด้านทุติยภูมิ

โดยทั่วไปหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะแบ่งออกเป็นสองประเภทได้แก่หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำและหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยที่ความแตกต่างระหว่างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำ (50/60 Hz) และหม้อแปลงความถี่สูง (หลักกิโลเฮิร์ตซ์หรือมากกว่า) จะอยู่ที่ชนิดเนื้อสารของแกนแม่เหล็กที่ใช้ โดยที่หม้อแปลงความถี่ต่ำจะใช้แกนเหล็ก (iron core) ในขณะที่หม้อแปลงความถี่สูงจะใช้ แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite core) เป็นต้น

เฟอร์โรแมกเนติกหรือหรืออาจจะเรียกได้ว่าโลหะแม่เหล็ก (magnetic metals) จะแบ่งออกเป็นสองแบบ ได้แก่ แบบแข็ง (hard materials) ซึ่งนิยมใช้ทำแม่เหล็กถาวร และแบบอ่อน (soft materials) ซึ่งจะนิยมใช้ทำหม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเฟอร์โรแมกเนติกจะมีคุณสมบัติได้แก่ มีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว (7,000 ~ 23,000 เกาส์: โดยที่ 1 เกาส์ เท่ากับ  $10^{-4}$  เทสลา) และมีค่าความซึมซาบได้สัมพัทธ์สูง (1,000 ~ 200,000) ค่าความนำไฟฟ้ามีค่าสูงด้วย จึงจำเป็นที่จะต้องทำแผ่นบางๆ ประกอบกับ (laminated or tape form) เพื่อลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน รูปทรงของแกนแม่เหล็กมีจนกระทั่งถึงขนาดใหญ่ๆ และด้วยคุณสมบัติที่มีค่าค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวสูง จึงเป็นที่นิยมใช้ในอุปกรณ์แม่เหล็กที่ใช้กับความถี่สาย (50 ~ 400 Hz) อย่างไรก็ตาม เนื่องจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน ทำให้ไม่สามารถใช้ในงานความถี่สูงได้ ( $\leq 200$  kHz)

## 2.5 เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ (Battery Charger)

### 2.5.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่

แบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้ เป็นแบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรด ซึ่งจะขอกว่าชนิดและคุณสมบัติกว้างๆ โดยแบ่งเป็น 2 ชนิด ดังนี้

2.5.1.1 แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด โดยไม่ต้องเติมน้ำกลั่น (Non spill lead-acid battery) แบ่งเป็น 2 ชนิด ได้แก่

#### 2.5.1.1.1 แบตเตอรี่มาตรฐาน (Standard Battery)

แบตเตอรี่ชนิดนี้เมื่อไม่ได้ใช้งานจะมีการคายประจุด้วยตัวเอง (Self-Discharge) ที่ขึ้นกับอุณหภูมิสิ่งแวดล้อมจึงต้องมีการอัดประจุใหม่ทุกๆ 4-6 สัปดาห์ เพื่อชดเชยค่าการคายประจุด้วยตัวเอง (Self-Discharge) แบตเตอรี่นี้เหมาะสำหรับการใช้งานในช่วงสั้นๆ

#### 2.5.1.1.2 แบตเตอรี่ถาวร (Permanent Battery)

แบตเตอรี่ชนิดนี้สามารถเก็บที่อุณหภูมิ 20 องศาเซลเซียสได้หลายเดือนโดยไม่ต้องมีการดูแลรักษา และสามารถอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ ทุกๆ 10 เดือน และมีการคายประจุด้วยตัวเอง (Self-Discharge) ต่ำ เนื่องจากใช้ตะกั่วผสม (Lead Alloy) ชนิดพิเศษ เหมาะสำหรับการใช้งานพิเศษที่ต้องการอายุการใช้งานสูงกว่าแบบแบตเตอรี่มาตรฐาน (Standard Battery)

2.5.1.2 แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดที่มีการปิดผนึก (Recombining Sealed lead-acid battery)

ปกติแล้วเมื่อแบตเตอรี่อัดประจุจนถึงระดับที่อัดประจุสูงกว่าปกติ (Overcharge) กรดซัลฟูริกที่เป็นอิเล็กโทรไลต์จะเกิดปฏิกิริยาเป็นก๊าซไฮโดรเจนและออกซิเจนทำให้ความเข้มข้นของอิเล็กโทรไลต์เพิ่มขึ้นเราต้องเติมน้ำกลั่นมิฉะนั้นแบตเตอรี่จะเสื่อมคุณภาพได้ การเติมน้ำกลั่นเป็นการจำกัดวงในการใช้แบตเตอรี่ ฉะนั้นเราจึงมีการพัฒนาแบตเตอรี่ใช้งานโดยไม่ต้องเติมน้ำกลั่นซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ

2.5.1.2.1 แบตเตอรี่แบบไม่ต้องรวม ( Non-recombining ) หรือรวมบางส่วน ( Partially recombining ) แบตเตอรี่ชนิดนี้ไม่ต้องบำรุงรักษาใดๆ และไม่ต้องอัดประจุให้ถึงระดับ overcharge เพื่อให้แบตเตอรี่เต็มในกรณีที่อุณหภูมิสูงกว่าอุณหภูมิแวดล้อมมากๆ แบตเตอรี่จะเกิดก๊าซทำให้ความดันสูงขึ้น ซึ่งแบตเตอรี่จะมีวาล์วที่คอยเปิดให้ก๊าซออกไปในทันทีและวาล์วจะปิดอัตโนมัติเมื่อมีการดันก๊าซต่ำลง ด้วยเหตุนี้จึงใช้ได้กับทุกสภาวะแวดล้อม แบตเตอรี่แบบนี้จะปิดผลึกไว้ ซึ่งภายในแบตเตอรี่จะไม่เกิดก๊าซอีกทั้งยังมีความต้านทานต่ำและจ่ายกระแสได้สูงภายในการอัดประจุแบบรักษาระดับแรงดันคงที่ จะอัดประจุด้วยกระแสอัดประจุสูงๆ ในเวลาเริ่มต้น และในขั้นที่ 2 เมื่อแรงดันย้อนกลับแบตเตอรี่เริ่มสูงขึ้นและต้องควบคุมกระแสในการอัดประจุ เมื่อแบตเตอรี่เต็มจะต้องรักษาแรงดันแบตเตอรี่โดยลดกระแสให้เหลือกระแสย่อยๆ เพื่อไม่ให้เกิด overvoltage และป้องกัน electrolyte loss partially recombining แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดที่มีขนาดความจุเดียวกันสามารถต่อกันแบบอนุกรม หรือขนานก็ได้ ถ้าประจุแบตเตอรี่แบบอนุกรมจะใช้แรงดันสูงและกระแสย่อยๆ ส่วนถ้าอัดประจุแบตเตอรี่แบบขนานจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้แรงดันต่ำกระแสสูงๆ แบตเตอรี่แบบนี้สามารถอัดประจุและจ่ายประจุที่อุณหภูมิตั้งแต่ -20 ถึง 50 องศาเซลเซียส ซึ่งดีกว่าแบบนิเกิล-แคดเมียม (Nikel-Cadmium)

2.5.1.2.2 แบตเตอรี่แบบ Fully Recombining โครงสร้างคล้ายๆ กับแบบ Standard Cylindrical Ni-cad เหมาะสำหรับใช้งาน Standby มีการรวมตัวของก๊าซ O<sub>2</sub> ที่ดี ก๊าซเกิดขึ้นคือ H<sub>2</sub> และ O<sub>2</sub> จะรวมตัวกันเป็นน้ำ ทำให้ปริมาตรของอิเล็กโทรไลต์ไม่ลดลง อายุการใช้งานขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งานและสภาพแวดล้อม มีความต้านทานภายในต่ำ อัตราการดิสชาร์จสูง การอัดประจุส่วนใหญ่เป็นแบบ Constand Voltage, Constand Current, Pulse Charger และอื่นๆ ขบวนการปฏิกิริยาทางไฟฟ้าเคมี



### 2.5.2 พารามิเตอร์ในการอัดประจุ

2.5.2.1 การชดเชยทางอุณหภูมิของการอัดประจุ โดยการอัดประจุจะปรับค่าแรงดันที่อัดประจุซึ่งต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิโดยการตรวจจับอุณหภูมิของสภาวะแวดล้อม

2.5.2.2 เวลาที่อัดประจุเสร็จ เวลาที่แบตเตอรี่ถูกอัดประจุเต็มขึ้นอยู่กับสภาวะการดิสชาร์จและลักษณะการอัดประจุรวมทั้งอุณหภูมิด้วย สำหรับแบบ trickle นั้นอาจนานกว่า 24 ชั่วโมง

2.5.2.3 อุณหภูมิในขณะการอัดประจุ ควรทำการอัดประจุที่อุณหภูมิในช่วง 0 ถึง 40 องศาเซลเซียส ซึ่งอุณหภูมิในการอัดประจุมีประสิทธิภาพดีคือในช่วง 5 ถึง 30 องศาเซลเซียส โดยที่อุณหภูมิสูงกว่าหรือต่ำกว่าที่กำหนด อาจทำให้การอัดประจุได้ไม่มากหรือร้อนเกินไป

2.5.2.4 การชาร์จประจุเกิน การอัดประจุเพิ่มขึ้นอีกหลังจากแบตเตอรี่อัดเต็มแล้วเรียกว่า โอเวอร์ชาร์จ (Overcharge) ซึ่งเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องมีผลทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่สั้นลง

### 2.5.3 วิธีการอัดประจุแบตเตอรี่แบ่งได้ 4 ชนิด คือ

#### 2.5.3.1 การอัดประจุแบบกระแสคงที่ (Constant Current Charging)

วิธีนี้มีข้อดีตรงว่าไม่จำเป็นต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิเหมือนกับการชาร์จแบบแรงดันคงที่ แต่ก็มียกข้อเสียคือต้องระวังเรื่องเวลาในการอัดประจุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการอัดประจุด้วยกระแสสูงๆ ซึ่งแบตเตอรี่จะเต็มภายในเวลาอันสั้นๆ เท่านั้น การอัดประจุด้วยอัตราสูงมีผลทำให้แรงดันแบตเตอรี่สูงเกินไป น้ำจะเกิดการแตกตัวและมีความร้อนเกิดขึ้น การอัดประจุแบบนี้อาจใช้ในการอัดประจุใหม่ให้กับแบตเตอรี่ที่ไว้นานแล้ว ซึ่งสามารถอัดประจุได้ทีเดียวหลายๆ ลูก

72688

### 2.5.3.2 การอัดประจุแบบแรงดันคงที่ (Constant Voltage Charging)

โดยมีความต้องการให้แบตเตอรี่อยู่ในสภาวะประจุเต็ม ( Fully Charge ) โดยต้องระวังเรื่องอัตราการอัดประจุสูงเกินไป การอัดประจุแบบนี้ทำให้แรงดันด้านเอาต์พุตมีเสถียรภาพพร้อมทั้งมีความจุกระแสสูง สำหรับในช่วงที่แรงดันแบตเตอรี่มีค่าต่ำๆ ความต้านทานของแบตเตอรี่มีค่าน้อยมาก ฉะนั้นกระแสที่อัดประจุมีค่าสูงมาก เป็นผลให้เครื่องอัดประจุมีขนาดที่ใหญ่และมีราคาแพง อีกทั้งยังทำให้เกิดความร้อนภายในแบตเตอรี่ ซึ่งปกติเครื่องอัดประจุแบบ Constant Voltage นี้จะมีอุปกรณ์ช่วยในการจำกัดกระแสเริ่มต้น โดยใช้ Constant Current Regulation ซึ่งในช่วงสุดท้ายของการอัดประจุกระแสจะถูกลดลงอย่างอัตโนมัติซึ่งไม่ทำให้เกิดการสลายตัว

### 2.5.3.3 การอัดประจุแบบลดค่ากระแส (Tapered Current Charging)

เป็นวิธีการอัดประจุแบตเตอรี่อย่างง่ายไม่ซับซ้อน ราคาถูก วงจรการอัดประจุประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง วงจรเรกติไฟเออร์ และค่าความต้านทานที่เหมาะสมสำหรับจำกัดกระแส แต่แต่วิธีนี้ไม่เหมาะสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด ปิดผนึก เนื่องจากกระแสที่ใช้อัดประจุจะกระเพื่อมตามแรงดันไฟฟ้าของระบบ ซึ่งทำให้แรงดันแบตเตอรี่เปลี่ยนแปลงลงไปด้วย แต่ก็สามารถลดผลอันนี้ได้โดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้ากำลังที่มีแรงดันด้านทุติยภูมิสูงกว่าแรงดันแบตเตอรี่ และเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมในการจำกัดกระแส (Tapered Current Charger) โดยที่การอัดประจุแบบนี้สามารถใช้แทนแบบการอัดแบบแรงดันคงที่ (Constant Voltage Charger) ได้ ไม่เพียงเฉพาะการอัดประจุแบตเตอรี่หลายๆ ลูกในครั้งเดียวเท่านั้น ยังสามารถใช้ในระบบ trickle charge ได้อีกด้วย

### 2.5.3.4 การอัดประจุแบบรวม (Combination Charging: two – step)

วิธีนี้บางทีเรียกว่า “ two – rate ” หรือ “ two – step ” โดยเกิดจากการรวมตัวกัน 2 แบบ คือ การประจุแบบกระแสคงที่( Constant Voltage Charger ) และแรงดันคงที่( Constant Voltage Charger ) เข้าด้วยกัน โดยในขั้นแรกจะใช้วิธีการอัดประจุเร็ว และขั้นที่สองจะอัดประจุด้วยค่ากระแสต่ำๆ การสวิตช์จากขั้นแรกไปขั้นที่สองอาจทำได้หลายวิธี เช่น ตรวจสอบแรงดันที่แบตเตอรี่หรือควบคุมเวลาในการอัดประจุ หรือตรวจสอบกระแสในการอัดประจุ เป็นต้น

## 2.5.4 การอัดประจุแบบตะกั่ว – กรด โดยทั่วไป

ในการอัดประจุแบตเตอรี่ชนิดนี้ จะมีการจำกัดกระแสที่ใช้อัดประจุและแรงดันต้องพยายามให้คงที่มากที่สุด ปริมาณกระแสที่ใช้อัดประจุปกติจะจำกัดอยู่ที่ 0.2 C สำหรับ Lead – antimony Battery และ 0.5 C สำหรับ Lead – calcium Battery เมื่อ C คือความจุแบตเตอรี่ (หน่วย Ampere – hour (Ah) ) ถ้าหากการอัดประจุโดยใช้กระแสมากเกินไป จะทำให้อุณหภูมิภายในแบตเตอรี่สูงและทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ลดลง และถ้าหากอัดประจุที่กระแสน้อยเกินไปจะทำให้มี Lead-sulfate เกาะหลงเหลืออยู่ที่แผ่นเพลท (plate) ของแบตเตอรี่ซึ่งจะทำให้การจ่าย Ampere-hour ไม่ได้ตามพิกัดของแบตเตอรี่ และถ้าต้องการให้แบตเตอรี่มีอายุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานยาวนาน แรงดันพีกทูพีก(peak to peak ripple) ซึ่งเป็นแรงดันเอาท์พุทของอุปกรณ์อัดประจุแบตเตอรี่ ควรจะมีค่าไม่เกิน 0.5% ของแรงดันดีซี ฟังก์ชันที่เลือกไว้เสมอว่าการอัดประจุแบตเตอรี่ที่ค่าพีกทูพีกของแบตเตอรี่ จะสามารถยืดอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ได้ยาวนานขึ้น

### 2.5.5 การประยุกต์ใช้งาน

ในการประยุกต์ใช้งานของ Sealed lead-acid battery แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

#### 2.5.5.1 Cyclic Operation

การทำงานเป็นรอบๆ ต้องการเวลาในการอัดประจุสั้น และป้องกันการอัดประจุและดิสชาร์จเกิน สิ่งสำคัญในการอัดประจุด้วยเทคนิคการอัดประจุด้วยแรงดันคงที่ คือ การรักษาแรงดันเอาท์พุทไว้ที่ระดับสุดท้ายของการอัดประจุและจำกัดกระแสให้ต่ำกว่าค่าที่ออกแบบไว้สูงสุดถ้าแบตเตอรี่ถูกอัดประจุที่อุณหภูมิสถานะแวดล้อมกว้างๆ จะต้องมีการชดเชยอุณหภูมิด้วย มิฉะนั้นการอัดประจุอาจสูงไปหรือต่ำไปในอุณหภูมิสูง และอุณหภูมิต่ำ

#### 2.5.5.2 Standby / Backup Charging

ใช้งานในประเภทสำรองเอาไว้ใช้ในยามต้องการ ปกติจะเก็บในสถานะแบตเตอรี่เต็มตลอดเวลา และจะจ่ายพลังงานไปให้ภาระเมื่อระบบผิดปกติ ซึ่งการทำงานแบบนี้แบ่งเป็น 2 โหมด คือ

##### 2.5.5.2.1 Trickle Charge

โดยปกติของการไฟฟ้าย ทำการจ่ายพลังงานให้กับภาระหรืออุปกรณ์ในขณะที่แบตเตอรี่ไม่ได้ถูกต่อกับภาระ ถ้าหากความผิดปกติที่ระบบนั้น วงจรแบตเตอรี่จะถูกเชื่อมเข้ากับภาระเพื่อจ่ายพลังงาน โดยจะต้องพิจารณาการชดเชยสำหรับ Self Discharge โดยการอัดประจุแบตเตอรี่ที่กระแสค่าคงที่ค่าต่างๆ เพื่อให้แบตเตอรี่อยู่ในสถานะประจุเต็มตลอดเวลา ในกรณี Deep Discharge จะต้องอัดประจุแบตเตอรี่เป็นเวลานาน ฉะนั้นการอัดประจุแบบ two – rate และแบบแรงดันคงที่ที่เหมาะสมมากในการอัดประจุ เนื่องจากมีโหมดการอัดประจุเริ่มต้นเร็ว แต่แบบ two – rate charger จะเหมาะสมกว่าเพราะไม่จำเป็นต้องชดเชยทางอุณหภูมิ

##### 2.5.5.2.2 Float Charge

โดยในแบบนี้ ทั้งภาระและแบตเตอรี่ต่อกันแบบขนานกับวงจรเรียงกระแส ระบบนี้จะใช้ได้เฉพาะการอัดประจุแบบแรงดันคงที่เท่านั้น ซึ่งแรงดันที่อัดประจุต้องมีเสถียรภาพ การกระเพื่อมอย่างมากของแรงดันที่อัดประจุ มีผลทำให้แบตเตอรี่ดิสชาร์จเพียงเล็กน้อย ซึ่งการอัดประจุแบบแรงดันคงที่ จะต้องออกแบบให้จ่ายได้ที่ภาระมีค่าสูงสุด มิฉะนั้นจะทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่สั้นลง โดยตามปกติอายุการใช้งานแบตเตอรี่แบบ Float จะสั้นกว่าการอัดประจุแบบ Trickle

### 2.5.6 คุณสมบัติที่สำคัญของแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด

โดยปกติแบตเตอรี่ชนิด Lead – Acid ที่ออกแบบให้ใช้ได้กับ UPS ต้องมีความจุสูง อายุการใช้งานที่ยาวนานถึง 80% ของช่วงเปิดวงจร แรงดันที่อัดประจุแบตเตอรี่จะเท่ากับ 2.1 เซล และจะลดลงขณะแบตเตอรี่คายประจุ หรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น โดยที่แรงดันของแบตเตอรี่และแรงดันที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ เทียบกับย่านการทำงานที่เปลี่ยนแปลงไป ถ้าหากว่ากำลังเอาท์พุทเพิ่มขึ้น จำนวนเซลล์ที่ต่ออนุกรมกันจะต้องเพิ่มขึ้นเพื่อป้องกันกระแสเกิน

### 2.5.7 การเลือกใช้แบตเตอรี่ในโรงงานนี้

ในโรงงานแหล่งจ่ายไฟสำรองนี้ แบตเตอรี่ที่เลือกใช้นั้นจะเป็นชนิดตะกั่ว-กรด ปิดผนึกแบบ free maintenance แบตเตอรี่นี้ไม่ต้องการเติมน้ำกลั่นหรือบำรุงรักษาแบตเตอรี่ใดๆ อีกทั้งแบตเตอรี่ชนิดนี้จะไม่มีการเกิดก๊าซขึ้น ซึ่งได้แก่อายุการใช้งานแหล่งจ่ายไฟสำรองของแหล่งจ่ายไฟสำรอง เนื่องจากเกิดก๊าซในการอัดประจุมากเกินไป โดยก๊าซที่เกิดขึ้นอาจไปทำอุปกรณ์ในวงจรเสียหายได้ ส่วนการอัดประจุจะเป็นแบบแรงดันคงที่( Constant Voltage Charger ) เนื่องจากแบตเตอรี่ในแหล่งจ่ายสำรองจะทำงานแบบ Standby หรือ Back up ซึ่งแบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสำรองที่ต้องนำมาใช้ในสภาวะเกิดการผิดปกติกับไฟไลน์ ฉะนั้นแบตเตอรี่จะต้องถูกอัดประจุให้ตลอดเวลาโดยในช่วงที่แบตเตอรี่เต็มแล้วจะต้องอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ด้วยอัตราการอัดประจุต่ำๆ เพื่อชดเชยค่าแรงดันเนื่องจากความต้านทานในแบตเตอรี่ การต่อแบตเตอรี่เป็นแบบ float charge

## 2.6 อินเวอร์เตอร์ (INVERTER)

### 2.6.1 รูปแบบและหลักการของอินเวอร์เตอร์

โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์จะถูกจำแนกตามระบบออกเป็น อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่มีภาคของวงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยคงค่ากระแสค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งในขณะที่โหลดเปลี่ยนกระแสจะคงที่แต่แรงดันจะแปรเปลี่ยนตามโหลด ในส่วนอินเวอร์เตอร์อีกประเภทคือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ภาควงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำหน้าที่ในการคงค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออกและแปรเปลี่ยนกระแสขณะเปลี่ยนโหลด โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะได้ให้ความสำคัญและนำเสนอเฉพาะแต่อินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อให้สอดคล้องกับเทคนิคได้นำเสนอในงานวิจัยเป็นสำคัญ

#### 2.6.1.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

ในอุตสาหกรรมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะไม่ได้ถูกใช้กันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากการประยุกต์ใช้งานส่วนใหญ่ของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะเป็นมอเตอร์ขนาดใหญ่ อันเนื่องมาจากอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะทำงานได้ดีกรณีที่มีโหลดมากๆ แต่มีปัญหาเมื่อมีโหลดน้อยและลักษณะของอุปกรณ์ในวงจรที่เหมาะสมสำหรับกรณีที่โหลดมาก โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสถูกประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสที่สามารถควบคุมได้ ซึ่งส่วนมากจะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทไทรสเตอร์มาใช้ ในการควบคุมเฟสของแรงดันกระแสสลับขาเข้า และถูกเชื่อมต่อกับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ โดยปราศจากตัวเก็บประจุต่อขนาน เพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ จึงทำให้มีลักษณะที่แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ โดยกระแสทางด้านขาออกอาจเป็นแบบขั้นบันได หรือแบบพีคดับลิฟท์เอ็มก็ได้ ซึ่งแรงดันขาออกจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์แต่จะเกิดสไปร์จากการคอมมิวเตทสำหรับข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสจะเป็นในเรื่องของวงจรกิจักมีขนาดใหญ่ไว้วางใจได้ดีและไม่เกิด Shoot Through อย่างที่เกิดในอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งจากข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ก็ยังคงมีข้อจำกัดของช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับได้ต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้โหลด นอกจากนี้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่บัสกระแสตรงและตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทมีขนาดใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีขนาดใหญ่และต้นทุนสูง

### 2.6.1.2 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

ในโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่บัสกระแสตรงขนาดใหญ่ ทำให้แรงดันทางด้านอินพุทและเอาต์พุทมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับโหลด โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีข้อดีคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย สามารถปรับความถี่ได้ในย่านกว้างและใช้ได้กับมอเตอร์ที่ทำงานพร้อมกันได้หลายตัว แต่ก็มีข้อเสียในเรื่องปัญหาของการลัดวงจรของอุปกรณ์การสวิตช์ในกึ่งเดียวกัน (Shoot Through) ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถใช้วงจรเดดไทม์ (Dead Time) เพื่อช่วยในการป้องกันปัญหас่วนนี้ได้ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามารถจำแนกออกได้เป็น

#### 2.6.1.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์ (Pulse-width Modulation Inverter)

การควบคุมของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ เป็นการมอดดูเลตความกว้างหรือที่เรียกว่าพีดับบลิวเอ็มโดยสัญญาณควบคุม  $v_{control}$  ที่มีค่าคงที่หรือแปรค่าอย่างช้าๆ ถูกนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม  $v_{tri}$  เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตช์ สำหรับนำไปควบคุมอัตราส่วนของแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ให้ได้ค่าเฉลี่ยตามที่ต้องการ และเกิดเป็นรูปคลื่นไซน์ซออดัลที่เรียกว่า Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM โดยที่ขนาดและความถี่ของแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์สามารถจะถูกควบคุมได้ โดยการนำเอารูปคลื่นไซน์ซออดัลที่มีความถี่เดียวกับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์มาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาดเท่ากับ  $v_{tri}$  และมีความถี่คงที่ โดยรูปคลื่นสามเหลี่ยม  $v_{tri}$  หรือสัญญาณพาหะ ขณะสวิตช์ด้วยความถี่  $f_s$  ดังในรูปที่ 2.11 โดยสัญญาณควบคุม  $v_{control}$  จะถูกนำไปใช้ในการมอดดูเลตอัตราส่วนของการสวิตช์  $f_1$  แทนความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) หรือความถี่การมอดดูเลตของแรงดันขาออกที่ต้องการ ซึ่งประกอบความถี่ฮาร์มอนิกส์ของความถี่มูลฐาน โดยอัตราส่วนการมอดดูเลตขนาด  $m_a$  จะเท่ากับ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.34)$$

โดย  $\hat{V}_{control}$  แทนขนาดค่ายอดของสัญญาณควบคุม และ  $\hat{V}_{tri}$  แทนขนาดค่ายอดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งอัตราส่วนการมอดดูเลตความถี่  $m_f$  จะได้

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.35)$$

สวิตช์  $T_{A+}$  และ  $T_{A-}$  ของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.11 ถูกควบคุมอยู่บนพื้นฐานของการเปรียบเทียบ  $v_{control}$  และ  $v_{tri}$  ซึ่งผลของแรงดันขาออกที่ได้จะไม่ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส  $i_o$  ดังนั้น

$$\begin{aligned} v_{control} > v_{tri}, T_{A+} \text{ นำกระแส} & \quad v_{Ao} = \frac{1}{2}V_d \\ \text{หรือ} & \\ v_{control} < v_{tri}, T_{A-} \text{ นำกระแส} & \quad v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d \end{aligned} \quad (2.36)$$

เนื่องจากสวิตช์ทั้งสองไม่ได้หยุดนำกระแสพร้อมกันดังนั้นแรงดันขาออก  $v_{Ao}$  จึงมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างค่า  $\frac{1}{2}V_d$  และ  $-\frac{1}{2}V_d$

สำหรับที่ความถี่มูลฐานสำหรับสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน  $v_{Ao}$  ภายใต้เงื่อนไขที่แสดงในรูปที่ 2.11 ถูกแสดงดังในรูปที่ 2.15(c) โดยเป็นอัตราส่วนของขนาด  $(\hat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$  ขณะที่  $m_a \leq 1$  เมื่อขนาดค่ายอดของแรงดันที่ความถี่มูลฐาน  $(\hat{V}_{Ao})_1$  เท่ากับ  $m_a$  เท่าของ  $\frac{1}{2}V_d$  และจากการกำหนดให้  $v_{control}$  มีค่าคงที่แล้วจะได้แรงดัน  $v_{Ao}$  ดังรูปที่ 2.15(a) ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันเฉลี่ยขาออก  $v_{Ao}$  จะมีค่าแปรผันตรงกับ  $\frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}}$  และ  $v_d$  ดังนั้น

$$V_{AO} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}} \frac{V_d}{2} \quad \text{เมื่อ } v_{control} \leq \hat{V}_{tri} \quad (2.37)$$

และจากสมการที่ 2.37 จะเห็นได้ว่าคุณค่าเฉลี่ยแรงดัน  $v_{Ao}$  จะเท่ากับค่าเฉลี่ยในหนึ่งคาบ  $T_s$  ของแรงดัน  $v_{Ao}$  และที่ค่าเฉลี่ยใดๆที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐานเหมือนกับ  $v_{tri}$  เมื่อความถี่มูลฐานคือ  $f_1 = \omega_1 / 2\pi$  จะได้สมการของ  $v_{control}$  ดังนี้

$$v_{control} = \hat{V}_{control} \sin \omega_1 t$$

โดยที่

$$\hat{V}_{control} \leq \hat{V}_{tri} \quad (2.38)$$

และจากสมการที่ 2.37 และ 2.38 แรงดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐาน  $(V_{Ao})_1$  โดยแปรเป็นรูปคลื่นไซน์ชวยอดที่มีเฟสเดียวกับ  $v_{control}$  ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(v_{Ao})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2}$$

$$(v_{Ao})_1 = m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad (2.39)$$

ดังนั้น

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.40)$$

จากการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ด้วยรูปคลื่นไซน์ชวยดลจะเห็นได้ว่าขนาดของแรงดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐานจะแปรค่าเป็นเชิงเส้นกับ  $m_a$  ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 1

การเกิดฮาร์โมนิกส์ในรูปคลื่นทางด้านแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์จะปรากฏขึ้นที่แถบข้างใกล้กับความถี่การสวิตช์ของฮาร์โมนิกส์โดยรอบ ซึ่งความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิกส์ใดๆ ที่เกิดขึ้นสามารถถูกคำนวณได้จาก

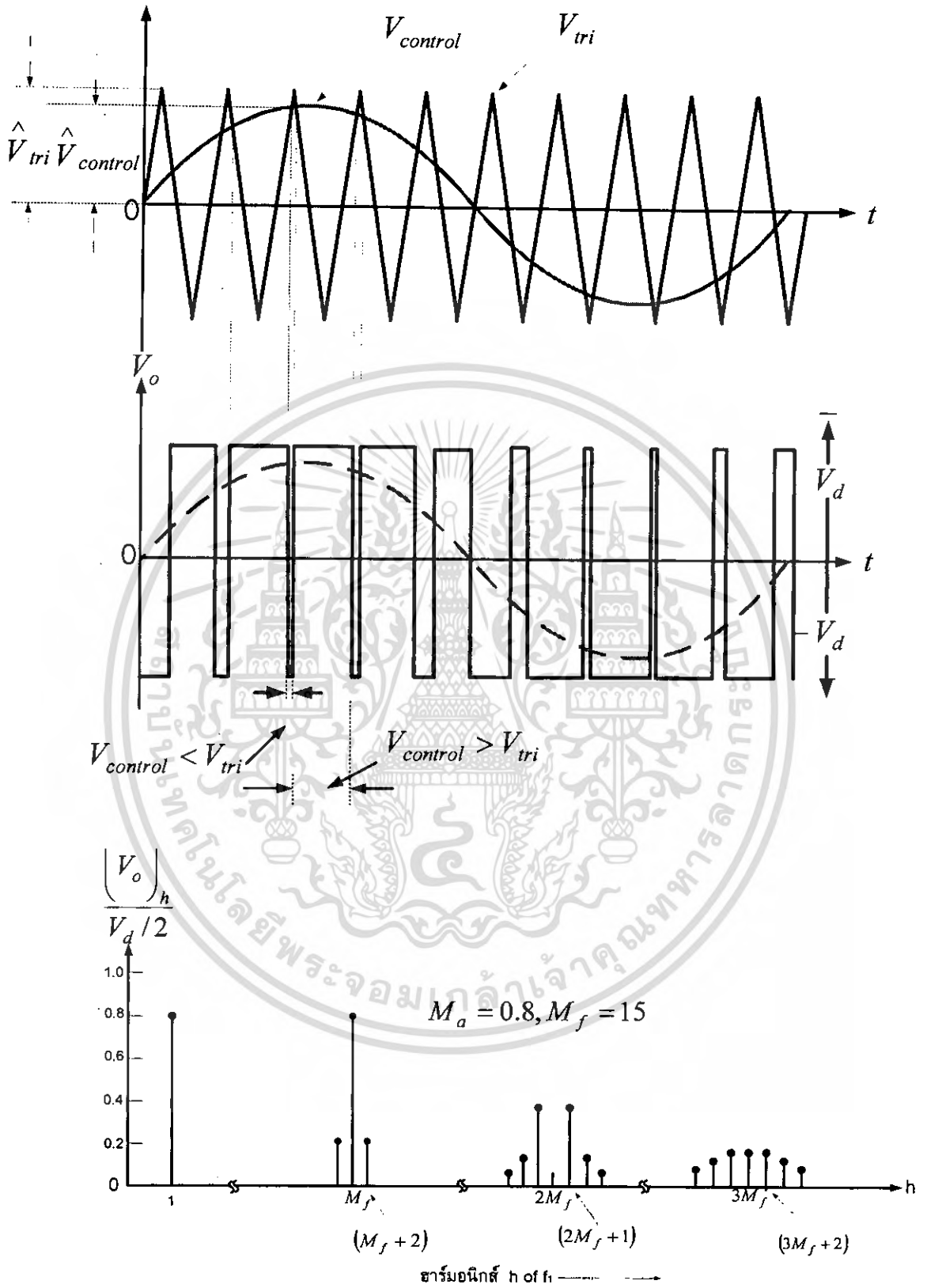
$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (2.41)$$

โดย  $h$  แทนฮาร์โมนิกส์ใดๆ,  $k$  แทนค่าแถบข้าง(Sideband) และ  $j$  แทนจำนวนเท่าของอัตราส่วนการมอดูเลต  $m_f$  และมีค่าเท่ากับ

$$h = j(m_f) \pm k \quad (2.42)$$

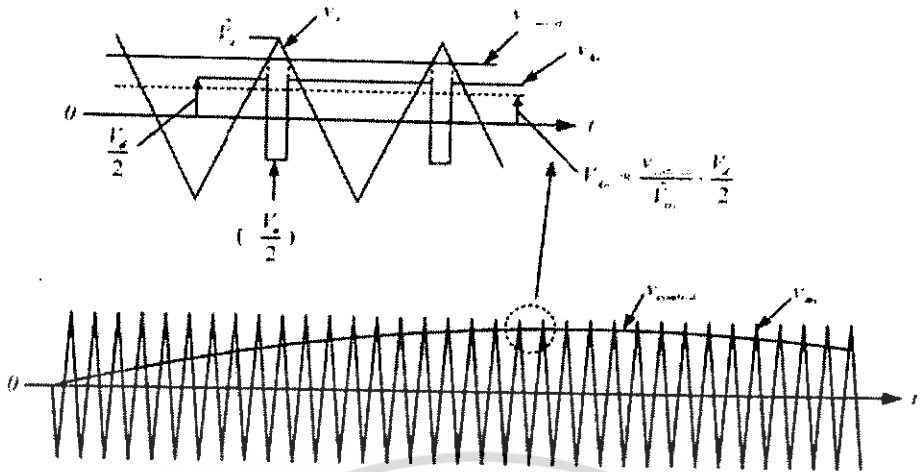
เมื่อความถี่มูลฐาน  $h$  มีค่าเท่ากับหนึ่ง โดยค่า  $j$  เป็นเลขคี่ ซึ่งฮาร์โมนิกส์จะเกิดขึ้นได้เมื่อค่า  $k$  จะต้องเป็นเลขคู่ และเมื่อค่า  $j$  เป็นเลขคู่  $k$  จะต้องเป็นเลขคี่

$m_f$  ควรมีค่าเป็นจำนวนเต็มด้วยเลขคี่ ซึ่งจะทำให้รูปคลื่นบวกและลบมีรูปร่างสมมาตรกันดังในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงเทคนิคการมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์ และสเปกตรัมของฮาร์มอนิกส์

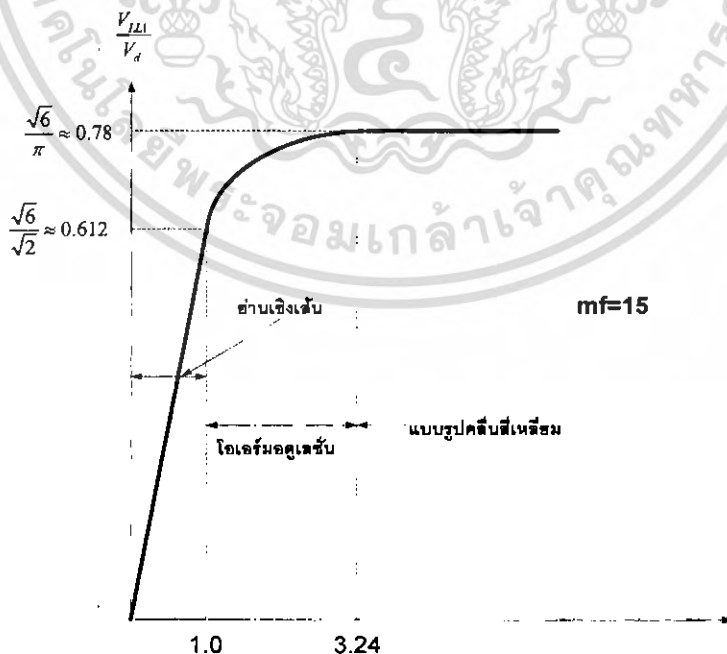
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์กับรูปคลื่นไซน์ชอยดัล

2.6.1.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นจัตุรัส (Square-Wave Inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.15 และ 2.16 สำหรับการวิเคราะห์ฟูเรียร์ เพื่อหาค่าค่ายอดแรงดันขณะประกอบเป็นความถี่มูลฐาน จะเห็นว่าค่าดังกล่าวมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ  $V_d$  ดังนี้



รูปที่ 2.13 กราฟแสดงการควบคุมแรงดัน โดยแปรค่า  $m_a$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

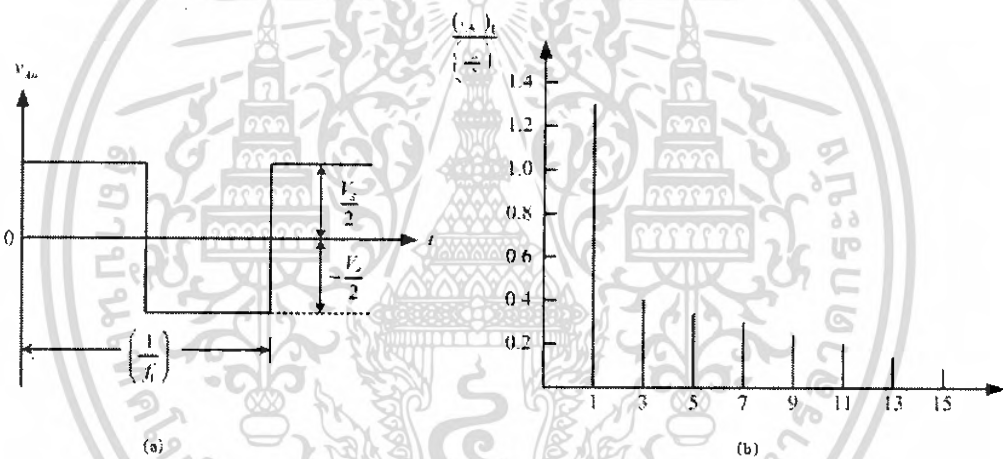
$$(\hat{V}_{Ao})_1 = \frac{4 V_d}{\pi 2} = 1.273 \left( \frac{V_d}{2} \right) \tag{2.43}$$

และ

$$(\hat{V}_{Ao})_h = \frac{(\hat{V}_{Ao})_1}{h} \tag{2.44}$$

โดย  $h$  แทนฮาร์โมนิกส์ ซึ่งโดยปกติเป็นเลขคี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.14(b)

จากการสวิตช์ที่เกิดขึ้นเป็นรูปคลื่นจัตุรัสจะเห็นว่าประโยชน์ที่ได้รับคือการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ หนึ่งไซเคิลได้เปลี่ยนแค่สองครั้งเท่านั้น ซึ่งเป็นผลดีมากสำหรับการเปลี่ยนโหลดที่มีกำลังสูงๆ และนอกจากนี้ยังเหมาะกับอุปกรณ์ที่มีความสามารถในการสวิตช์ให้นำและหยุดนำต่ำ แต่ก็มีข้อเสียคือการสวิตช์เพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นจัตุรัสของวงจรมอเตอร์นี้ ไม่สามารถควบคุมแรงดันขาออกให้คงค่าได้ เพราะฉะนั้นแรงดันกระแสตรงขาเข้า  $V_d$  จะต้องถูกปรับอยู่เสมอ เพื่อควบคุมให้แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ได้มีค่าตามต้องการ



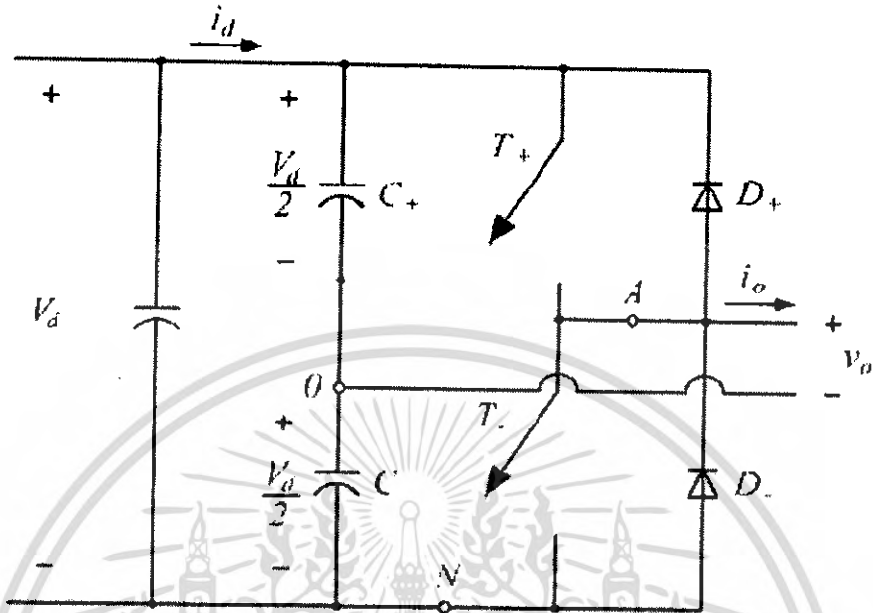
รูปที่ 2.14 แสดงการสวิตช์ของรูปคลื่นจัตุรัส และสเปกตรัม

### 2.6.1.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบยกเลิกแรงดันเฟสเดียว (Single-Phase Inverter with Voltage Cancellation)

แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวนี้อาจสามารถควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ แม้ว่าแรงดันขาเข้าที่ป้อนจะคงที่ก็ตาม โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รวมคุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบข้างต้นเข้าไว้ด้วยกัน

## 2.6.2 อินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส

### 2.6.2.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น

วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นถูกแสดงดังในรูปที่ 2.15 โดยประกอบด้วยตัวเก็บประจุค่าเท่ากันสองตัวต่ออนุกรมกันแล้วต่อคร่อมอยู่กับแรงดันกระแสตรงขาเข้า  $V_d$  ดังนั้นแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีค่าเท่ากับ  $(1/2)V_d$  และจุดที่ตัวเก็บประจุทั้งสองเชื่อมต่อกัน จะถูกเรียกว่า จุดค่าความต่างศักย์กลาง (Midpotential) สำหรับค่าความจุไฟฟ้าของวงจรนี้จะต้องมีมากพอที่จะทำให้แรงดันที่จุดศูนย์เมื่อเทียบกับจุด  $N$  ได้ค่าคงที่แรงดันและค่ายอดกระแสของอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่นจะเท่ากับ

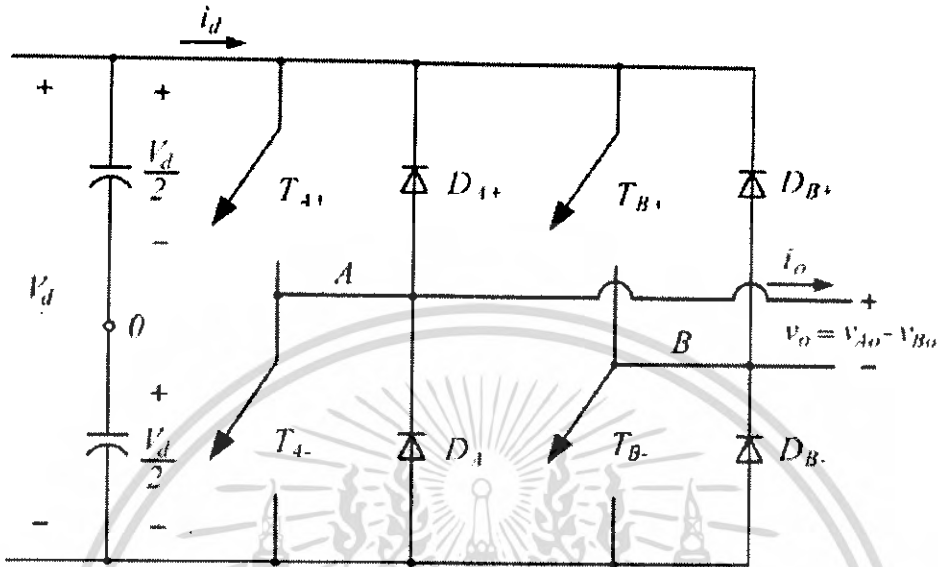
$$V_T = V_d \quad (2.45)$$

$$I_T = i_{o,peak} \quad (2.46)$$

### 2.6.2.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น

ตามรูปที่ 2.16 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเต็มลูกคลื่น ที่มีคุณสมบัติสามารถถูกใช้งานกับพิกัดกำลังที่สูงได้ดีเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันกระแสตรงขาเข้าค่าเดียวกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันขาออกสูงสุดของวงจรบริดจ์เต็มลูกคลื่น จะได้ค่าเป็นสองเท่าของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น ดังนั้นขณะใช้งานที่กำลังเท่ากันที่กระแสขาออกค่าเดียวกัน

กระแสการสวิตช์จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ครึ่งลูกคลื่น ซึ่งถือเป็นข้อได้เปรียบ



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น

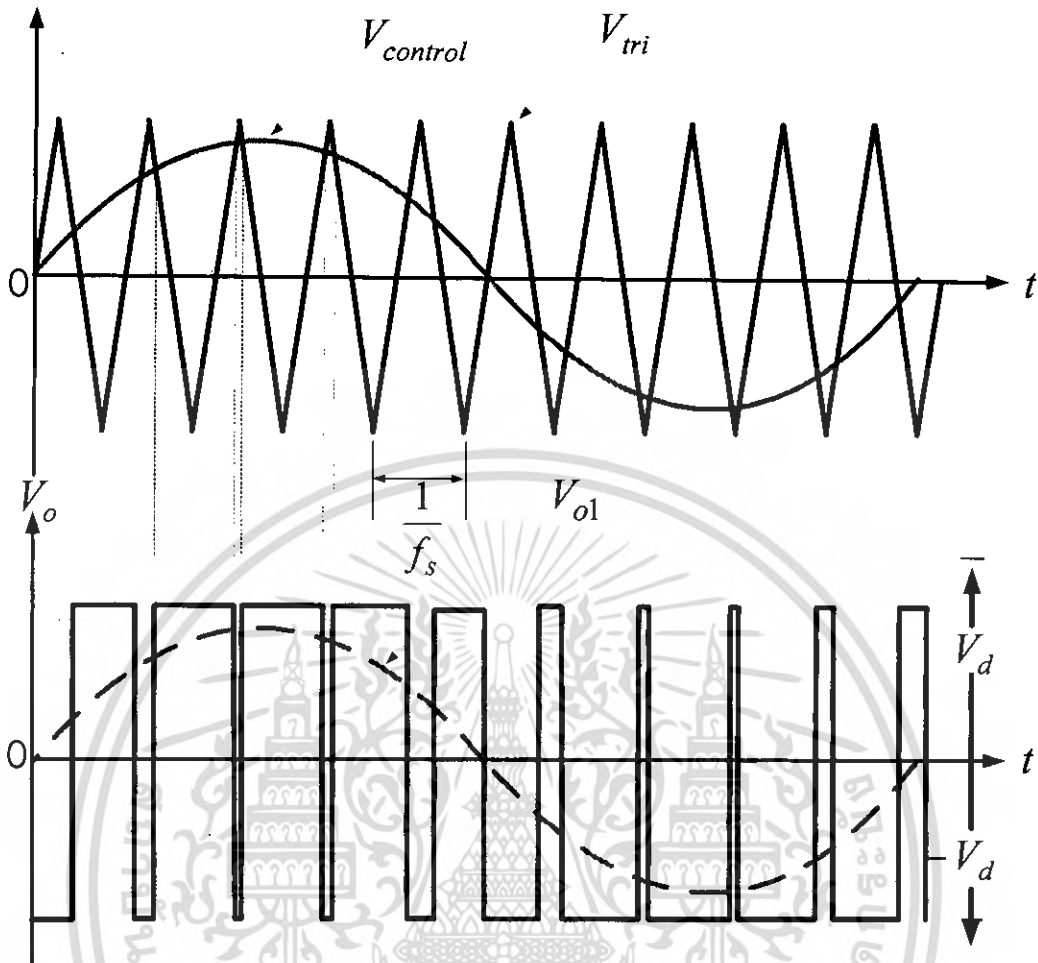
2.6.2.2.1 การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว (PWM with Bipolar Voltage Switching)

การสวิตช์ตามความกว้างพัลส์แบบสวิตช์คู่ที่ทแยงและตรงข้ามกัน  $T_{A+}$  กับ  $T_{B-}$  และกับ  $T_{A-}$  -  $T_{B+}$  ของวงจรแปลงผัน โดยการเกิดของแรงดันขาออกเกิดขึ้นได้ด้วยวิธีเดียวกัน คือการเปรียบเทียบแรงดัน  $v_{control}$  กับ  $v_{tri}$  ดังในรูปที่ 2.17 และแรงดันขาออกที่ขา B ของอินเวอร์เตอร์จะได้ค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับแรงดันขาออกที่ขา A ซึ่งสามารถถูกพิจารณาได้คือ เมื่อสวิตช์ต่อ  $T_{A+}$  วงจร  $v_{Ao} = (+1/2)V_d$  และสวิตช์  $T_{B-}$  ต่อวงจร  $v_{Bo} = (-1/2)V_d$  จะได้

$$v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t) \tag{2.47}$$

และ

$$v_o(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t) \tag{2.48}$$



รูปที่ 2.17 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว

รูปคลื่นแรงดัน  $v_o$  ถูกแสดงในรูปที่ 2.17 และจะได้ว่า

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.49)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.50)$$

#### 2.6.2.2.2 การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (PWM with Unipolar Voltage Switching)

ในรูปที่ 2.18 แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียวของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เต็มลูกคลื่น โดยสัญญาณควบคุมขา A จากการเปรียบเทียบแรงดัน  $v_{control}$  กับ  $v_{tri}$  และขา B จากการเปรียบเทียบแรงดัน  $-v_{control}$  กับ  $v_{tri}$  ซึ่ง

$$v_{control} > v_{tri} : T_{A+} \text{ นำกระแส } v_{AN} = V_d$$

และ

$$v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \text{ นำกระแส } v_{AN} = 0 \quad (2.51)$$

$$(-v_{control}) > v_{tri} : T_{B+} \text{ นำกระแส } v_{BN} = V_d$$

และ

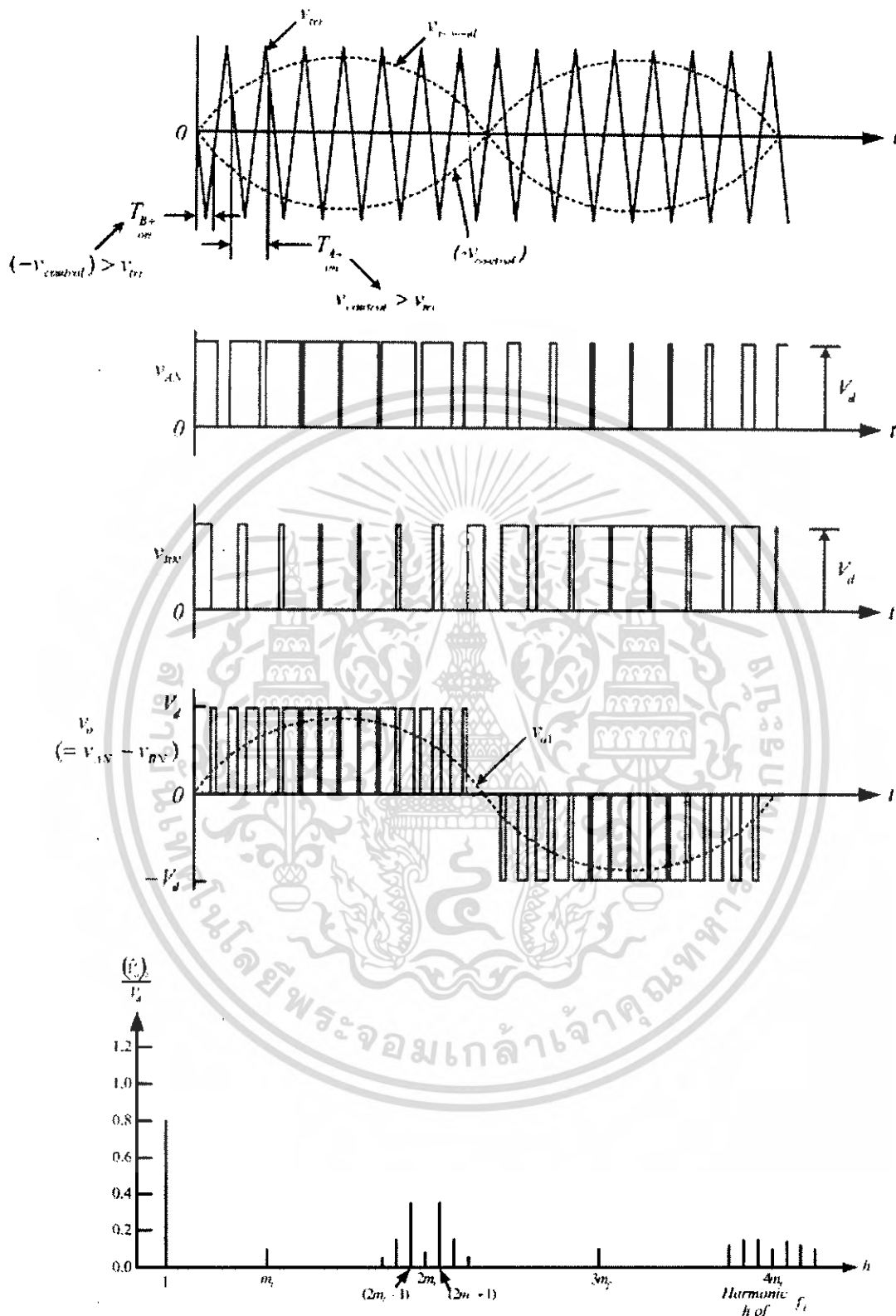
$$(-v_{control}) < v_{tri} : T_{B-} \text{ นำกระแส } v_{BN} = 0 \quad (2.52)$$

การสวิตช์ลักษณะนี้ระดับแรงดันถูกเปลี่ยนแปลงระหว่างศูนย์กับ  $V_d$  หรือระหว่างศูนย์กับ  $-V_d$  จึงถูกเรียกว่าการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว ซึ่งต่างจากแบบที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว ที่สวิตช์ระหว่าง  $+V_d$  กับ  $-V_d$  ซึ่งการสวิตช์แบบนี้ทำให้ความถี่ฮาร์โมนิกส์ขาออกมีค่าเป็นสองเท่าของการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว โดยการงานที่มีประสิทธิภาพสูงที่สวิตช์  $2V_d$  ของระดับแรงดันขาออกจะได้ว่า

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.53)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.54)$$

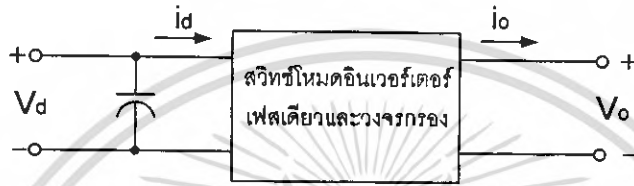


**รูปที่ 2.18** แสดงการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ที่มีการสวิทช์แรงดันแบบชั่วเดียวและสเปกตรัม

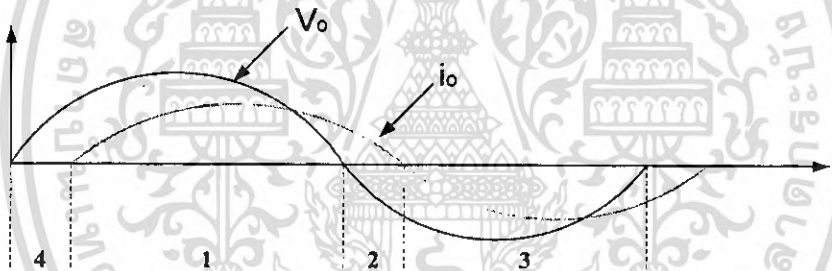
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 แนวคิดพื้นฐานของสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์

การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับในรูปที่ 2.19 สมมติว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก ( $V_o$ ) และกระแสไฟฟ้าด้านออก ( $i_o$ ) ผ่านวงจรกรองความถี่สูงออกไป เหลือเฉพาะความถี่ต่ำ ดังนั้นแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ได้จะเป็นรูปไซน์ กรณีที่แสดงในรูปที่ 2.19 โหลดจะเป็นค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าจะล่าหลังแรงดันไฟฟ้า สำหรับในรูปที่ 2.20 กำลังไฟฟ้าด้านออก ( $P_o$ ) จะพิจารณาเป็นผลคูณของแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกดังนี้



รูปที่ 2.19 แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก



รูปที่ 2.20 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก



รูปที่ 2.21 แสดงโหมดการทำงานใน 4 จุดภาค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะแบ่งการทำงานของอินเวอร์เตอร์ออกเป็น 4 จุดภาค

โหมดที่ 1 โหมดอินเวอร์เตอร์

$V_o$  เป็นบวก  $I_o$  เป็นบวก  $P_o$  เป็นบวก คือกำลังไฟฟ้าจะถูกส่งจากด้านไฟฟ้ากระแสตรง ( $V_d$ ) ไปด้านไฟฟ้ากระแสสลับ ( $V_o$ )

โหมดที่ 2 โหมดเรียงกระแส

$V_o$  เป็นลบ  $I_o$  เป็นบวก  $P_o$  เป็นลบ คือกำลังไฟฟ้าจะถูกส่งจากด้านไฟฟ้ากระแสสลับ ( $V_o$ ) ไปด้านไฟฟ้ากระแสตรง ( $V_d$ )

โหมดที่ 3 โหมดอินเวอร์เตอร์

$V_o$  เป็นลบ  $I_o$  เป็นลบ  $P_o$  เป็นบวก คือกำลังไฟฟ้าจะถูกส่งจากด้านไฟฟ้ากระแสตรง ( $V_d$ ) ไปด้านไฟฟ้ากระแสสลับ ( $V_o$ )

โหมดที่ 4 โหมดเรียงกระแส

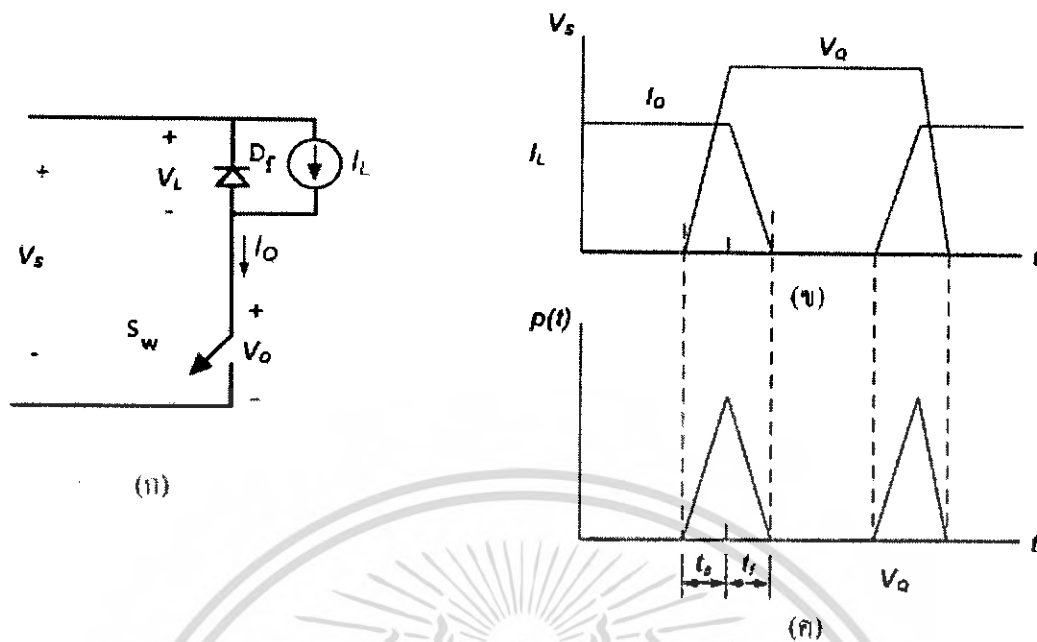
$V_o$  เป็นบวก  $I_o$  เป็นลบ  $P_o$  เป็นลบ คือกำลังไฟฟ้าจะถูกส่งจากด้านไฟฟ้ากระแสสลับ ( $V_o$ ) ไปด้านไฟฟ้ากระแสตรง ( $V_d$ )

สรุปรูปแบบในการทำงานดังแสดงในรูปที่ (2.21) 4 โหมดในควอดแรนต์ (จุดภาค)

## 2.7 วงจรสับเบอส์สำหรับมอสเฟตกำลัง

วงจรสับเบอส์จะทำหน้าที่ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ซึ่งที่ตัวสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและป้องกันสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจากแรงดันและกระแสเกิน รูปที่ 2.22 (ก) แสดงคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อกับโหลดตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ซึ่งสามารถถือเสมือนว่าเป็นแหล่งจ่ายกระแส ( $I_L$ ) โดยในการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรสับเบอส์ จะใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดตัวเหนี่ยวนำ จะต้องแบ่งไหลระหว่างไดโอดและทรานซิสเตอร์ ในทำนองเดียวกันแหล่งจ่ายแรงดันก็ต้องแบ่งดกคร่อมทั้งทรานซิสเตอร์และโหลดตัวเหนี่ยวนำ

ขณะที่ทรานซิสเตอร์ยังนำกระแสไดโอดจะไม่นำกระแส และทรานซิสเตอร์จะส่งกระแสผ่านไปสะสมพลังงานยังโหลดตัวเหนี่ยวนำ และในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสไดโอดจะยังคงได้รับไบอัสย้อนกลับและไม่นำกระแส จนกระทั่งแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์  $V_o$  มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย  $V_s$  ทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดเพิ่มขึ้นเท่ากับกระแสโหลด  $I_L$  ขณะที่กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ลดลงเป็นศูนย์ และที่ช่วงเวลาดังกล่าวจะเป็นผลทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์สูงสุด ณ จุดที่แรงดันและกระแสชั่วขณะที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์มีค่าสูงสุด ดังแสดงกำลังไฟฟ้าสูญเสียชั่วขณะจากการสวิตช์  $P_o$  ซึ่งมีลักษณะโดยประมาณเป็นรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 2.22 (ข) และ (ค)

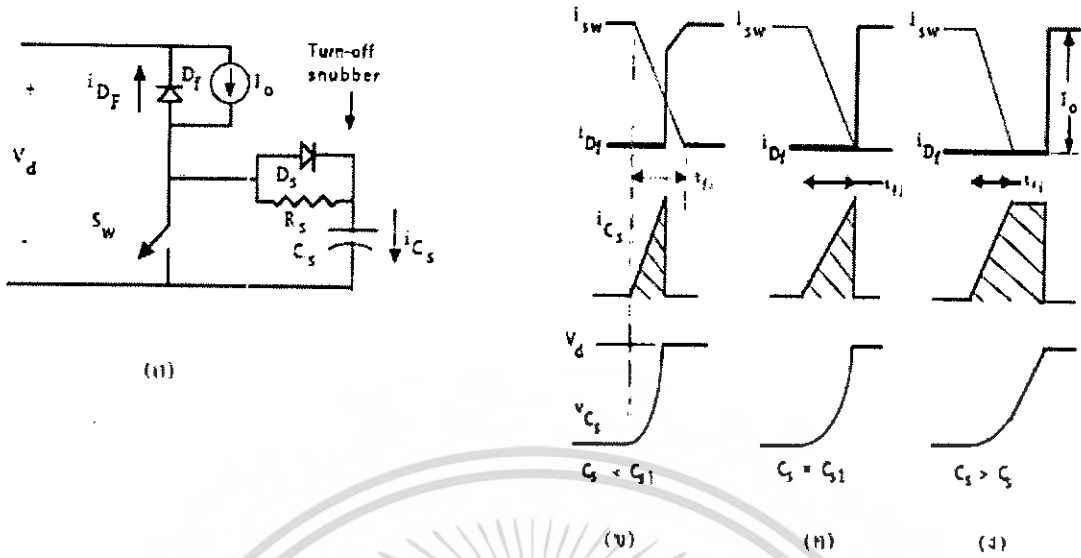


รูปที่ 2.22 (ก) โมเดลจำลองคอนเวอร์เตอร์ที่มีโหลดตัวเหนี่ยวนำค่าสูงๆ

- (ข) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสชั่วขณะ
- (ค) ค่ากำลังไฟฟ้าชั่วขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลัง

ขณะที่ทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสโหลดตัวเหนี่ยวนำจะคายพลังงานทั้งหมดผ่านทางไดโอดและเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะไม่สามารถลดลงต่ำกว่าแรงดัน  $V_s$  จนกระทั่งไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งช่วงเวลาที่ไดโอดเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นช่วงเวลาที่กระแสไหลทั้งหมดไหลผ่านทรานซิสเตอร์และไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอดในทำนองเดียวกัน จุดที่แรงดันและกระแสชั่วขณะที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์มีค่าสูงสุด ก็จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์สูงสุดเช่นกัน

วงจรสับเบออร์จะจำกัดระดับแรงดันและกระแสเค้นที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังให้อยู่ในระดับที่ต้องการ สำหรับรูปทั่วไปของวงจรสับเบออร์จะได้แก่ วงจร R-C-D สับเบออร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.23 (ก) เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส จะทำให้ระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้ไดโอด  $D_s$  ได้รับการไบอัสตรงและตัวเก็บประจุทำการสะสมประจุ ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ถูกกำหนด โดยค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ค่าความจุไฟฟ้าสูงๆ จะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์เป็นไปอย่างช้าๆ ดังแสดงผลของค่าความจุไฟฟ้าต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จากค่าน้อยไปยังค่ามาก ดังรูปที่ 2.23 (ข) ถึง 2.23(ง) ตามลำดับ



รูปที่ 2.23 (ก) คอนเวอร์เตอร์ที่มีสแนบเบอร์สำหรับตัวทรานซิสเตอร์กำลัง

(ข-ง) รูปคลื่นขณะ สวิตช์ เริ่มหยุดนำกระแสโดยมีการเพิ่มค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุสแนบเบอร์ตามลำดับ

### บทที่ 3

#### การออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟสำรอง

##### 3.1 พิกัดวงจรบ๊ักคอนเวอร์เตอร์

ในโครงการนี้นำเสนอการออกแบบวงจรบ๊ักคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดระดับแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงในต่ำลง โดยกำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้

ออกแบบวงจรบ๊ักคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟส พิกัดกำลัง 500 W โดยลดแรงดันไฟฟ้าจาก 311 V ลงมาเป็น 55 V โดยทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ความถี่ในการสวิตซ์ 17.5 kHz ตัวเก็บประจุเท่ากับ  $470 \mu F$  ค่าความต้านทานเท่ากับ  $50 \Omega$

$$\begin{aligned} D &= \frac{V_o}{V_s} \\ &= \frac{55}{311} \\ &= 0.1736 \end{aligned}$$

ดังนั้นออกแบบค่าดีวีไอเซลล์ที่ 17.36 %

หาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบ๊ักคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

$$\begin{aligned} L_{\min} &= \left[ \frac{(1-D) R}{2f} \right] \\ &= \left[ \frac{(1-0.1736) \times 50}{2 \times 17.5 \times 10^3} \right] \\ &= 1.18 \text{ mH} \end{aligned}$$

ในการออกแบบเลือกค่า  $L_{\min}$  ให้มีค่ามากกว่า ค่าที่คำนวณได้

หาอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_o}{V_o} &= \frac{1-D}{8LCf^2} \\ &= \frac{0.8264}{8 \times (1.18 \times 10^{-3}) \times (470 \times 10^{-6}) \times (17.5 \times 10^3)^2} \\ &= 0.000608 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก 0.0608 %

### 3.2 ขนาดพิกัดหม้อแปลงกำลัง

กำลังเอาต์พุตที่กำหนด คือ 500 W ประมาณขนาดกำลังของหม้อแปลงกำลังสำหรับการทดสอบไว้ที่ 500 VA

ขนาดหม้อแปลงกำลัง	1000	วีเอ		
พิกัดด้านแรงดันสูง(V2)	220	โวลท์	4.5	แอมแปร์
พิกัดด้านแรงดันต่ำ(V1)	28	โวลท์	35.7	แอมแปร์
ความถี่หม้อแปลง	50	เฮิรท์		

### 3.3 ขนาดพิกัดแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง

#### 3.3.1 การเลือกขนาดแบตเตอรี่

การเลือกขนาดแบตเตอรี่ เลือกใช้แบบ Sealed-Acid เนื่องจากมีขนาดเล็กกะทัดรัดและไม่ต้องมีการบำรุงรักษามากนัก เช่น ไม่ต้องมีการเติมน้ำกลั่น เป็นต้น แต่มีข้อเสียคือมีอายุการใช้งานที่น้อยกว่าแบตเตอรี่แบบต้องเติมน้ำกลั่น โดยสามารถคำนวณหาขนาดของแบตเตอรี่ได้ดังนี้

กำลังไฟฟ้าจากแบตเตอรี่

$$\begin{aligned}
 &= VA \times PF \times \text{Efficiency of Inverter} \\
 &= 500 \times 1 \times \frac{1}{0.9} \\
 &= 555.555 \text{ W}
 \end{aligned}$$

กระแสจากแบตเตอรี่

$$\begin{aligned}
 &= \frac{W}{V_{\text{Battery}}} \\
 &= \frac{555.555}{48} \\
 &= 11.574 \text{ A}
 \end{aligned}$$

ค่าแอมป์-ชั่วโมง

$$\begin{aligned}
 &= W \times \frac{t}{60} \times \frac{1}{V_{\text{Battery}}} \\
 &= \frac{555.555 \times 15}{60 \times 48} \\
 &= 2.893 \text{ Ah}
 \end{aligned}$$

ดังนั้นขนาดของแอมป์-ชั่วโมง จะใช้ขนาด 7 Ah

ในโครงการนี้ จะใช้แบตเตอรี่แรงดัน 12 โวลท์ ขนาด 7 Ah ต่ออนุกรมกัน จำนวน 4 ลูก จะได้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงขนาด 48 โวลท์

## บทที่ 4

### การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมและโปรแกรมการควบคุม

#### 4.1 การสร้างสัญญาณควบคุม

ในการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานในส่วนต่างๆ ของ UPS จะทำการควบคุมด้วยสัญญาณดิจิทัล ซึ่งใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC 30F4011 เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมการทำงานของ UPS ตามที่เราต้องการ โดยควบคุมผ่านทางโปรแกรมที่เขียนลงในไมโครคอนโทรลเลอร์ และในการเขียนโปรแกรมพัฒนาการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของโครงงานนี้ จะใช้ภาษาแอสเซมบลีในการเขียนโปรแกรมคุณสมบัติเด่นโดยรวมของ dsPIC 30F4011

##### 4.1.1 คุณสมบัติของซีพียู

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียูแบบ RISC
- ความเร็วในการทำงานสูงถึง 30 ล้านคำสั่งต่อวินาที
- มี 84 คำสั่งภาษาแอสเซมบลีมาตรฐาน รองรับการอ้างแอดเดรสได้อย่างอิสระ
- ชุดคำสั่งมีขนาด 24 บิต สามารถประมวลผลข้อมูลได้ 16 บิต
- มีหน่วยความจำแบบแฟลช สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 100,000 ครั้ง สามารถป้องกันการอ่านได้ และสามารถโปรแกรมตัวเอง โดยใช้กระบวนการทางซอฟต์แวร์
- มีหน่วยความจำข้อมูลอีพีรอมที่สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 1,000,000 ครั้ง
- มีอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์จำนวนมาก จึงรองรับการตอบสนองสัญญาณอินเตอร์รัปต์ได้ดี
- มีวงจรตรวจจับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนดแบบโปรแกรมได้
- มีเพาเวอร์-อนรีเซต, เพาเวอร์ – อัปไทเมอร์ และออสซิลเลเตอร์สตาร์ท – อัปไทเมอร์
- มีวอตช์ดีอกไทเมอร์แบบโปรแกรมได้
- มีวงจรตรวจสอบการทำงานของวงจรถูกกำหนดสัญญาณนาฬิกา
- สามารถเลือกโหมดการใช้พลังงานได้

##### 4.1.2 คุณสมบัติด้านการประมวลสัญญาณดิจิทัล

- มีแอกคิวมูลเตอร์ขนาด 40 บิต 2 ตัว รองรับการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ได้เป็นอย่างดี
- มีหน่วยการประมวลผลด้านการคูณและการหารเลข 17 บิต ในรูปของฮาร์ดแวร์ จึงสามารถคูณและหารเลขได้อย่างรวดเร็ว
- ทำการคูณเลข 16 บิต ได้ภายในสัญญาณนาฬิกาเพียง 1 ไชเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีตัวเลื่อนข้อมูลบาร์เรล 40 สเตจ ช่วยให้การประมวลผลข้อมูลที่จำนวนบิตมากๆ สามารถทำได้อย่างรวดเร็ว

- มีวงจรเฟดช็ข้อมูลคู่ จึงทำให้สามารถประมวลผลข้อมูลได้อย่างรวดเร็ว

#### 4.1.3 คุณสมบัติของโมดูลฟังก์ชันพิเศษ

- สามารถจ่ายกระแสออกทางขาพอร์ตได้ 25 mA ทั้งแบบกระแสซิงก์และซอร์ส

- ไทเมอร์/เคาน์เตอร์มีขนาด 16 บิต 5 ตัว สามารถต่อใช้งานร่วมกันเป็นไทเมอร์ 32

บิตได้

- มีโมดูลตรวจจับและเปรียบเทียบสัญญาณดิจิตอล
- มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO
- มีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อก ความละเอียด 10 หรือ 12 บิต
- มีโมดูลสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์
- มีโมดูลเชื่อมต่อตัวเข้ารหัสแบบควอดตราเจอร์

#### 4.2 การสร้างสัญญาณ PWM โดยการใช้โมดูล MCPWM

ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC 30F4011 มีโมดูล MCPWM (Motor Control PWM) อยู่ 4 โมดูล และมีช่องสัญญาณออก 8 ช่อง สำหรับในโครงการนี้จะใช้แค่ 2 โมดูล 4 ช่องสัญญาณเท่านั้น

##### 4.2.1 คุณสมบัติโดยสรุปของโมดูล MCPWM

- ความละเอียดของสัญญาณ PWM ที่เราสร้างขึ้นเท่ากับ  $\frac{T_{Cr}}{2}$
- ในโมดูล MCPWM 1 ชุดมี 2 เอ้าท์พุท ใน dsPIC30F4011 มีโมดูล 3 ชุด จึงมีทั้งสิ้น 8 ช่อง
- สามารถใช้งานเอ้าท์พุทของโมดูล MCPWM แยกกันอย่างอิสระและร่วมกัน
- เมื่อทำงานในแบบร่วมกันหรือคอมพลิเมนต์ารีสามารถกำหนดค่าเวลาวิกฤต (dead time) ได้

- สามารถเลือกโหมดการทำงานเอ้าท์พุทได้ 4 โหมด
- โหมดปรับสัญญาณ (Edge aligned mode)
- โหมดสัญญาณเดี่ยว (Single event mode)
- โหมดปรับสัญญาณกึ่งกลาง (Center aligned mode)
- โหมดปรับสัญญาณกึ่งกลางพร้อมปรับปรุงค่า (Center aligned mode with double updates)

- มีอินพุทสำหรับตรวจจับความผิดพลาดในการทำงาน (FAULT) แบบโปรแกรมได้
- สามารถสร้างสัญญาณกระตุ้นส่งไปยังโมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลเพื่อกำหนดจังหวะการทำงานให้สัมพันธ์กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการกำเนิดสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์แต่ละชุดในโมดูล MCPWM สามารถกำหนดให้ทำงานได้อย่างอิสระ (Independent mode) หรือ ทำงานร่วมกัน (Complementary mode) เพื่อขับมอเตอร์สามเฟส โดยกำหนดผ่านรีจิสเตอร์ PWMCON1 และ PWMCON2 และเมื่อกำหนดให้ทำงานร่วมกันจะต้องมีการจัดการสัญญาณเพื่อมีค่าเวลาหนึ่งเฟส (datetime control) โดยใช้รีจิสเตอร์

สัญญาณที่ออกจากโมดูล MCPWM มีขาพอร์ท 2 ขาดต่อ 1 โมดูลนั้นคือ ขาเอาต์พุต ด้านแรงดันสูง – PWMxH และขาเอาต์พุตแรงดันต่ำ – PWMxL ( x ก็คือหมายเลขของช่องเอาต์พุตมี 4 ค่า คือ 1-4 โดยใน ) หรือเรียกว่า คู่เอาต์พุต นอกจากนั้นยังส่งสัญญาณเอาต์พุตผ่าน โปสต์สเกล เพื่อสร้างเป็นสัญญาณกระตุ้นพิเศษให้แก่โมดูลแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัล ( ADC ) ด้วยเพื่อให้โมดูล MCPWM สามารถทำงานสัมพันธ์กับโมดูล ADC ได้ด้วย

#### 4.2.2 รีจิสเตอร์ที่ใช้งานในโมดูล MCPWM

ในโมดูล MCPWM ของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC มีรีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมและกำหนดค่าในการทำงานรวม 14 ตัว อันประกอบด้วย

- PTCON รีจิสเตอร์ควบคุมฐานเวลาในการกำหนดสัญญาณ PWM
- PTMR รีจิสเตอร์กำหนดฐานเวลาของการกำหนดสัญญาณ PWM
- PTPER รีจิสเตอร์กำหนดคาบเวลาของฐานเวลาสำหรับการกำหนดสัญญาณ PWM
- SEVTCMP รีจิสเตอร์เปรียบเทียบค่า
- PWMCON1 รีจิสเตอร์ควบคุม PWM#1
- PWMCON2 รีจิสเตอร์ควบคุม PWM#2
- DTCON1 รีจิสเตอร์ควบคุมเวลาวิกฤติหรือ Deat time #1
- DTCON2 รีจิสเตอร์ควบคุมเวลาวิกฤติหรือ Deat time#2
- FLTACON รีจิสเตอร์ควบคุมการตรวจจับความผิดปกติของการขับมอเตอร์ชุด A
- FLTBCON รีจิสเตอร์ควบคุมการตรวจจับความผิดปกติของการขับมอเตอร์ชุด B
- PDC1 รีจิสเตอร์กำหนดค่าดีวตี้ไซเคิลของโมดูลกำเนิดสัญญาณ PWM ชุดที่ 1
- PDC2 รีจิสเตอร์กำหนดค่าดีวตี้ไซเคิลของโมดูลกำเนิดสัญญาณ PWM ชุดที่ 2
- PDC3 รีจิสเตอร์กำหนดค่าดีวตี้ไซเคิลของโมดูลกำเนิดสัญญาณ PWM ชุดที่ 3
- PDC4 รีจิสเตอร์กำหนดค่าดีวตี้ไซเคิลของโมดูลกำเนิดสัญญาณ PWM ชุดที่ 4

#### 4.2.3 ฐานเวลาPWM ในโมดูล PCPWM สามารถกำหนดให้ทำงานได้ 4 โหมด คือ

4.2.3.1 โหมดเปลี่ยนแปลงค่าอิสระ( Free Running mode )

4.2.3.2 โหมดการทำงานครั้งเดียว ( Single Event mode )

4.2.3.3 โหมดนับค่าขึ้นหรือลงอย่างเดียว ( Continuous Up/Down Count mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.3.4 โหมดการนับค่าขึ้นหรือลงอย่างต่อเนื่อง ( Continuous Up/Down Count mode with interrupts of double - updates)

การเลือกโหมดทำได้ด้วยการกำหนดค่าที่บิต PTMOD1 และ PTMOD0 ซึ่งเป็นบิต 1 และ 0 ในรีจิสเตอร์

##### 1. ฐานเวลา PWM ในโหมดเปลี่ยนแปลงอย่างอิสระ

ในโหมดนี้ค่าฐานเวลาจะเพิ่มค่าขึ้นจนกระทั่งตรงกับค่าในรีจิสเตอร์ PTPER จากนั้นรีจิสเตอร์ PTRM จะรีเซ็ตและทำการนับค่าเพิ่มขึ้นต่อเนื่องไปอีกตราบเท่าที่บิต PTEN ยังคงเซตเป็น 1 อยู่

##### 2. ฐานเวลา PWM ในโหมดการทำงานครั้งเดียว

ในโหมดนี้ฐานเวลาจะเริ่มนับขึ้นเมื่อมีการเซตบิต PTEN เมื่อค่ารีจิสเตอร์ PTMR ตรงกับ PTPER รีจิสเตอร์ PTRM จะทำการรีเซ็ตบิต PTEN จะถูกเคลียร์โดยอัตโนมัติด้วยกระบวนการทางฮาร์ดแวร์ทำให้ฐานเวลา PWM นี้หยุดการทำงาน

##### 3. ฐานเวลา PWM ในโหมดนับค่าขึ้นหรือลงอย่างต่อเนื่อง

ในโหมดนี้ค่าฐานเวลาจะเพิ่มค่าขึ้นจนกระทั่งตรงกับค่าในรีจิสเตอร์ PTPER จากนั้นจะกลับทิศทางการนับเป็นนับค่าลงแทน จนกระทั่งเท่ากับ 0 แล้วกลับไปเริ่มต้นนับขึ้นใหม่ บิต PTDIR ซึ่งเป็นบิต 15 ของรีจิสเตอร์ PTRM จะแสดงให้เห็นทราบถึงทิศทางการนับในปัจจุบัน โดยเป็น 0 เมื่อนับขึ้น และ เป็น 1 เมื่อนับค่าลง

#### 4.2.4 คาบเวลาของสัญญาณ PWM

รีจิสเตอร์ PTPER ถูกใช้สำหรับกำหนดค่าการนับคาบเวลาของรีจิสเตอร์ ผู้พัฒนาต้องทำการระบุข้อมูลขนาด 15 บิต ลงในบิต ถึง 14 รีจิสเตอร์ PTPER เมื่อโมดูลนี้ทำงานจนกระทั่งค่าของรีจิสเตอร์ PTMR เท่ากับ PTPER ค่าฐานเวลาจะรีเซ็ตเป็น 0 หรือเปลี่ยนทิศทางการนับค่าในสัญญาณนาฬิกาถูกกดไป ขึ้นอยู่กับการกำหนด โหมดการทำงาน

คาบเวลาของฐานเวลามีขนาดของบัพเฟออร์เป็น 2 เท่า เพื่อรองรับการเปลี่ยนค่าในระหว่างการทำงานได้ โดยปราศจากกระบวนการ นั่นคือรีจิสเตอร์ PTPER จะมีรีจิสเตอร์บัพเฟออร์สำหรับรองรับค่าที่ต้องการเปลี่ยนแปลงใหม่ ในระหว่างที่กำลังทำงานกับค่าเดิม โดยรีจิสเตอร์บัพเฟออร์นี้ผู้ใช้งานไม่สามารถเข้าถึงได้ ข้อมูลสำหรับกำหนดค่าคาบเวลาจะถูกเขียนลงในรีจิสเตอร์ PTPER แยกต่างกันไปตามโหมดการทำงานของฐานเวลา PWM ดังนี้

- ในโหมดเปลี่ยนแปลงค่าอิสระและโหมดทำงานครั้งเดียว

ข้อมูลจากรีจิสเตอร์ จะถูกโหลดลงในรีจิสเตอร์คาบเวลาเมื่อรีจิสเตอร์ PTMR ถูกรีเซ็ตเป็น 0 หลังจากที่ค่าของรีจิสเตอร์ PTMR ตรงกับค่าของ PTPER ดังแสดงไว้ในไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ในโหมดนับค่าขึ้นลง

ข้อมูลจากรีจิสเตอร์ PTPER จะถูกโหลดลงในรีจิสเตอร์คาบเวลาเมื่อรีจิสเตอร์ PTMR มีค่าเป็น 0 ดังแสดงไว้ในไดอะแกรม

นอกจากนี้ข้อมูลในรีจิสเตอร์ PTPER จะถูกโหลดไปยังรีจิสเตอร์คาบเวลาอย่างอัตโนมัติเมื่อฐานเวลา PWM ถูกติสเอเบิลโดยกำหนด PTEN เป็น 0

ข้อมูลสำหรับกำหนดคาบเวลาของสัญญาณ PWM ที่เขียนไปยังรีจิสเตอร์ PTPER สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$PTPER = \frac{F_{cy}}{F_{pwm} \times PTMR\_prescaler} - 1$$

#### 4.2.5 โหมดการทำงานของส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM ในโมดูล MCPWM

มีด้วยกัน 4 แบบหลักคือ

- โหมดปรับขอบสัญญาณ(Edge aligned mode)
- โหมดสัญญาณเดี่ยว(Single event mode)
- โหมดปรับสัญญาณกึ่งกลาง(Center aligned mode)
- โหมดปรับสัญญาณกึ่งกลางพร้อมปรับปรุงค่า(Center aligned mode with double updates)

ซึ่งจะสัมพันธ์กับโหมดการทำงานของคาบเวลา PWM โดย

เมื่อฐานเวลา PWM ทำงานในโหมดเปลี่ยนแปลงค่าอิสระส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM จะทำงานในโหมดปรับขอบสัญญาณ

เมื่อฐานเวลา PWM ทำงานในโหมดทำงานครั้งเดียว ส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM จะทำงานในโหมดสัญญาณเดี่ยว

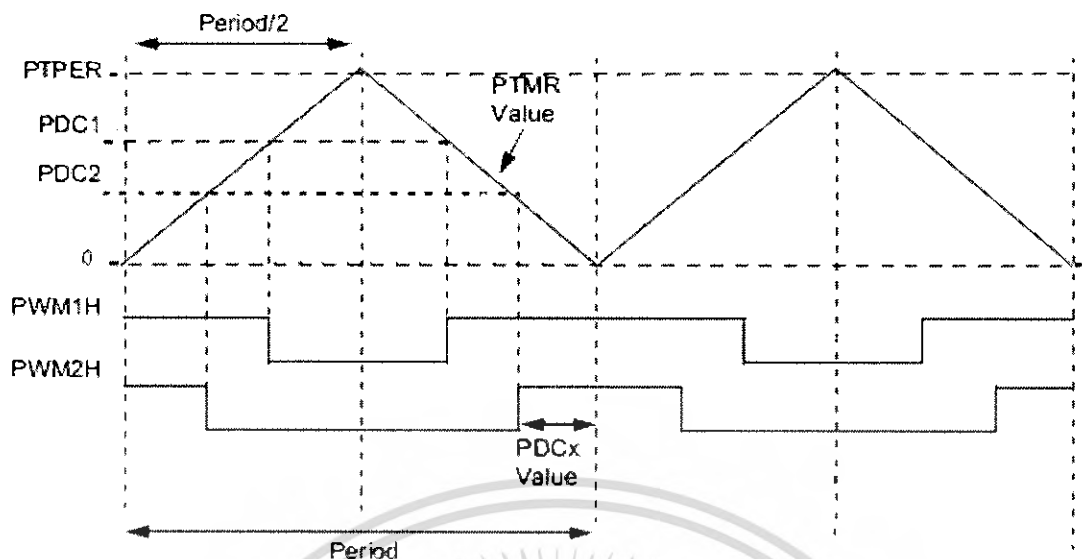
เมื่อฐานเวลา PWM ทำงานในโหมดนับค่าขึ้นลงอย่างต่อเนื่อง ส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM จะทำงานในโหมดปรับสัญญาณกึ่งกลาง

เมื่อฐานเวลา PWM ทำงานในโหมดนับค่าขึ้นลงอย่างต่อเนื่องพร้อมปรับปรุงค่าส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM จะทำงานในโหมดปรับสัญญาณกึ่งกลางพร้อมปรับปรุงค่า

ในโครงงานนี้จะใช้งานโมดูลในโหมด ปรับสัญญาณกึ่งกลางพร้อมปรับปรุงค่า

#### 4.2.6 การทำงานของส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM ในโหมด ปรับสัญญาณกึ่งกลางพร้อมปรับปรุงค่า

โมดูล MCPWM จะกำเนิดสัญญาณพัลส์ PWM ในโหมดนี้เมื่อฐานเวลา PWM ถูกกำหนดให้ทำงานในโหมดนับค่าขึ้นลงอย่างต่อเนื่อง ในรูปที่ 4.1 แสดงไดอะแกรมเวลาของกำเนิดสัญญาณ PWM ในโหมดนี้



รูปที่ 4.1 แสดงไดอะแกรมเวลาของกำเนิดสัญญาณ PWM

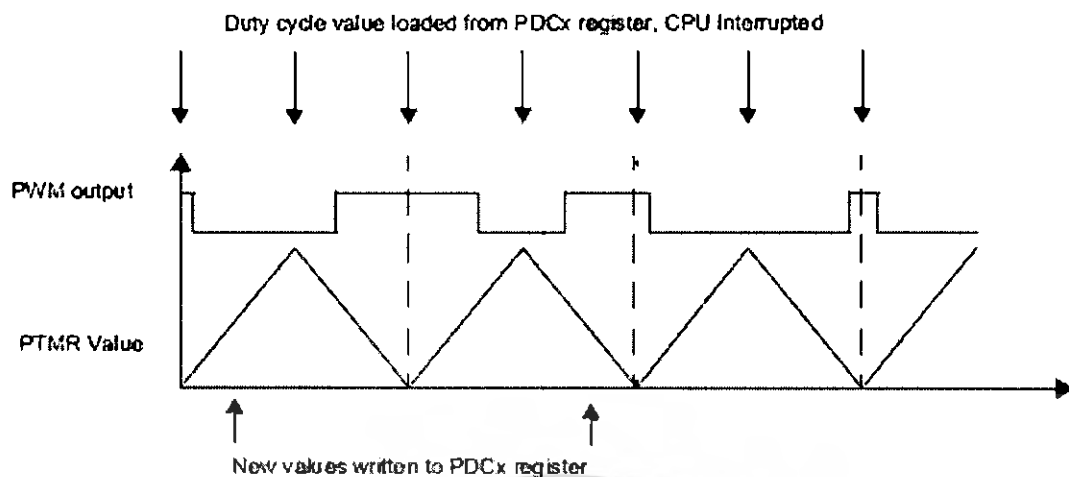
วงจรถ่ายทอดของโมดูล MCPWM จะอยู่ในสภาวะการทำงานเมื่อค่าของรีจิสเตอร์ PDCx เท่ากับค่า PTMR และฐานเวลา PWM อยู่ในสภาวะนับลง และเอาต์พุตของโมดูล MCPWM จะอยู่ในสภาวะหยุดการทำงานเมื่อฐานเวลา PWM อยู่ในสภาวะนับขึ้น และค่าของรีจิสเตอร์ PTMR เท่ากับค่าของรีจิสเตอร์กำหนดค่าตัวชี้เซลล์

ถ้าหากค่าในรีจิสเตอร์ PDCx เป็นศูนย์ วงจรถ่ายทอดของส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM จะไม่ทำงานใด ๆ นั้นหมายความว่า ในโหมดนี้จะสามารถกำเนิดสัญญาณ PWM ได้ก็ต่อเมื่อค่าในรีจิสเตอร์ PDCx ต้องมากกว่าค่าที่กำหนดในรีจิสเตอร์ PTPER

#### 4.2.7 การเปลี่ยนค่าตัวชี้เซลล์สัญญาณ PWM ของโมดูล MCPWM

รีจิสเตอร์กำหนดค่าตัวชี้เซลล์ทั้ง 4 ตัว PDC1 ถึง PDC4 ต่างก็มีบัฟเฟอร์เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนเมื่อมีการปรับปรุงค่าของสัญญาณ PWM โดยตัวชี้เซลล์ของสัญญาณ PWM จะถูกปรับปรุงค่าตามข้อมูลที่เขียนลงในรีจิสเตอร์ PDCx จากนั้นค่าจากรีจิสเตอร์ PDCx จะถูกโหลดไปยังบัฟเฟอร์เพื่อทำการเปรียบเทียบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงข้อมูลในรีจิสเตอร์ PDCx เรียบร้อย ข้อมูลนั้นจึงถูกส่งไปยังบัฟเฟอร์เพื่อทำการต่อไป ทำให้ไม่เกิดการติดขัดหรือเกิดความผิดพลาดในขณะที่เปลี่ยนค่าตัวชี้เซลล์

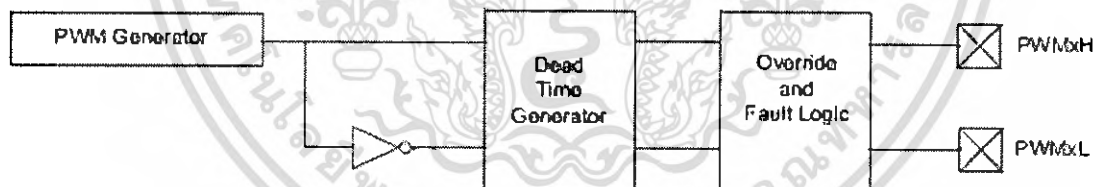
เมื่อฐานเวลา PWM ทำงานในโหมดการนับค่าขึ้นลงอย่างต่อเนื่องพร้อมกับปรับปรุงค่าตัวชี้เซลล์ของสัญญาณ PWM จะถูกปรับปรุงเมื่อค่าของรีจิสเตอร์ PTMR เป็นศูนย์ และค่าของรีจิสเตอร์ PTMR เท่ากับค่าในรีจิสเตอร์ PTPER ในรูปที่ 4.2 แสดงจังหวะของการเปลี่ยนค่าตัวชี้เซลล์ เมื่อฐานเวลา PWM ทำงานในโหมดการนับค่าขึ้นลงอย่างต่อเนื่องพร้อมปรับปรุงค่า



รูปที่ 4.2 แสดงจังหวะของการเปลี่ยนค่าตัวชี้ไซเคิล

4.2.8 การทำงานร่วมกันของส่วนกำเนิดสัญญาณ PWM หรือการทำงานในแบบคอมพลีเมนต์ารี ( Complementary PWM Output Mode )

ในการทำงานแบบคอมพลีเมนต์ารีนี้ วงจรเอาต์พุตของโมดูล PWM ในคู่ที่นำมาใช้งาน นั้น ไม่สามารถกำหนดให้ทำงานได้พร้อมกัน นั่นคือ เอาต์พุต PWMxH และ PWMxL ต้องมีสถานะที่ตรงข้ามกัน ทำให้มอสเฟตที่ต่ออยู่กับขาเอาต์พุตนั้นสลับกันทำงาน โดยกระบวนการทำงานภายในของโมดูล PWM เมื่อทำงานในแบบคอมพลีเมนต์ารีแสดงด้วยไดอะแกรมในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 กระบวนการทำงานภายในของโมดูล PWM เมื่อทำงานในแบบคอมพลีเมนต์ารี

4.2.9 การควบคุมเวลาวิกฤติ ( Deat Time Control)

ส่วนที่ทำหน้าที่นี้คือ ส่วนกำเนิดช่วงเวลาวิกฤติ ( Deat Time Generator ) โดยส่วนกำเนิดช่วงเวลาวิกฤติจะได้รับการเอนเอเบิลโดยอัติโนมติเมื่อกำหนดให้โมดูล MCPWM ทำงานในแบบคอมพลีเมนต์ารี ใน dsPIC 30F4011 มีโมดูล MCPWM 4 โมดูล 8 เอาต์พุตสามารถกำหนดได้ 2 ค่า ในกรณีที่สามารถกำหนดได้ 2 ค่า สามารถเลือกใช้วิธีการกำหนดค่าได้จาก 2 วิธีดังต่อไปนี้

4.2.9.1 สามารถเลือกกำหนดค่าเวลาวิฤติ ในช่วงหยุดนำทำงานของเอาท์พุทแรงดันสูงหรือต่ำก็ได้ โดยเวลาวิฤติค่าแรกจะกำหนดลงระหว่างช่วงหยุดการทำงานของเอาท์พุทแรงดันต่ำกับช่วงทำงานของเอาท์พุทด้านแรงดันสูง ส่วนค่าที่สองกำหนดลงระหว่างช่วงหยุดทำงานของเอาท์พุทด้านแรงดันสูงกับช่วงการทำงานเอาท์พุทด้านแรงดันต่ำ

4.2.9.2 ค่าเวลาวิฤติทั้งสองค่าสามารถกำหนดลงในแต่ละคู่ของเอาท์พุทได้อย่างอิสระ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองมีจุดมุ่งหมายเพื่อทำการศึกษการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จ่ายมาจากการไฟฟ้ามีความขัดข้องเช่นแรงดันต่ำกว่าปกติ และการศึกษาวงจรการชาร์จแบตเตอรี่ด้วยวงจรลดทอนระดับแรงดัน (บั๊กคอนเวอร์เตอร์) ซึ่งแบ่งออกเป็นส่วนๆ ดังนี้

#### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

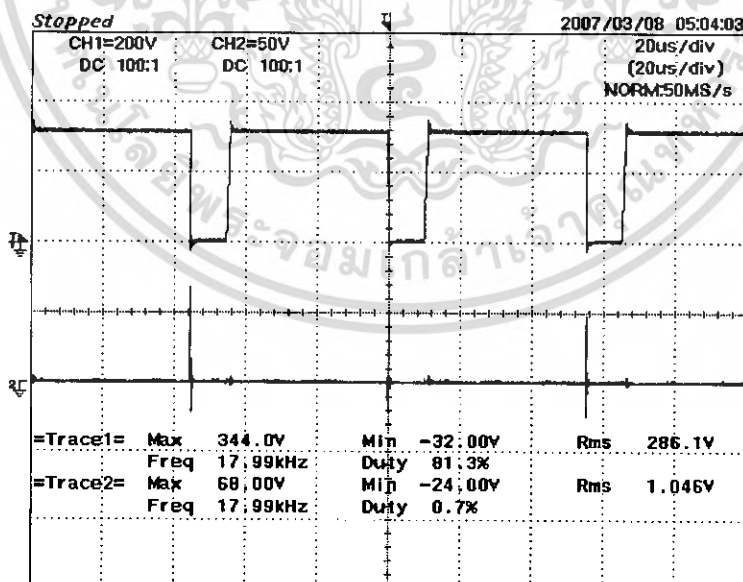
1. Storage scope 1 เครื่อง
2. Probe\*100 1 เส้น
3. โหลดหลอดไฟจำนวน 5\*100 W

#### 5.1 การทดลองวงจรชาร์จแบตเตอรี่ด้วยวงจรลดทอนระดับแรงดัน (บั๊กคอนเวอร์เตอร์)

##### ขั้นตอนการทดลอง

1. ตั้งค่าแรงดันอินพุตคอนเวอร์เตอร์เท่ากับ 310 Vdc
2. ทำการจ่ายโหลดหลอดไฟที่ 500 W,400 W,300 W,200 W,100 W ตามลำดับ
3. บันทึกผลการทดลอง

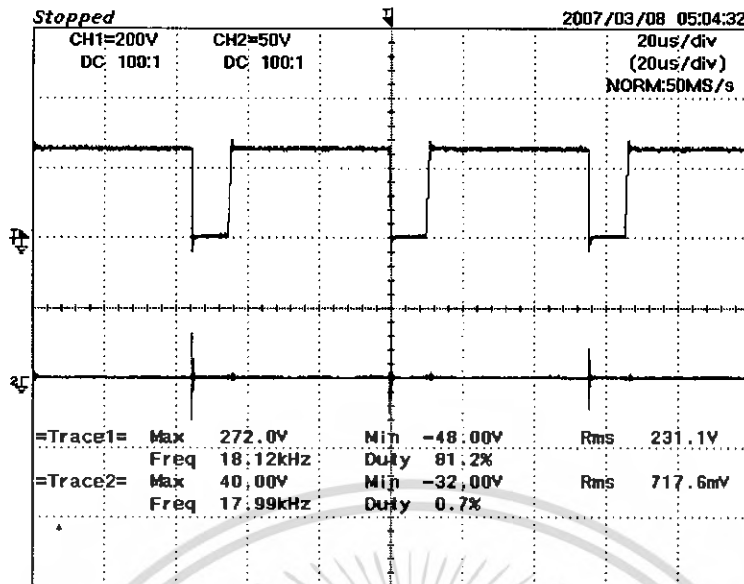
##### ผลการทดลอง



รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟต และกระแสเอาท์พุทที่แรงดันอินพุต 310 V

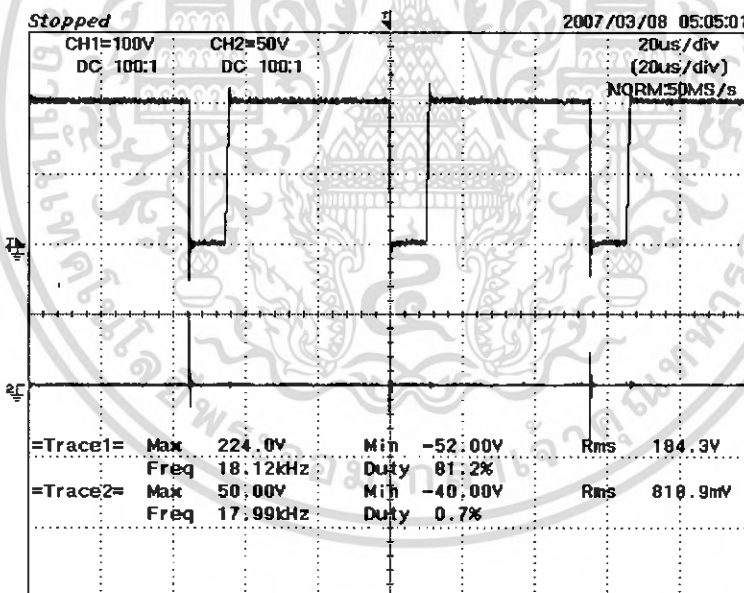
CH1=200V/DIV CH2=50 A/DIV 20us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟด และกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 250 V

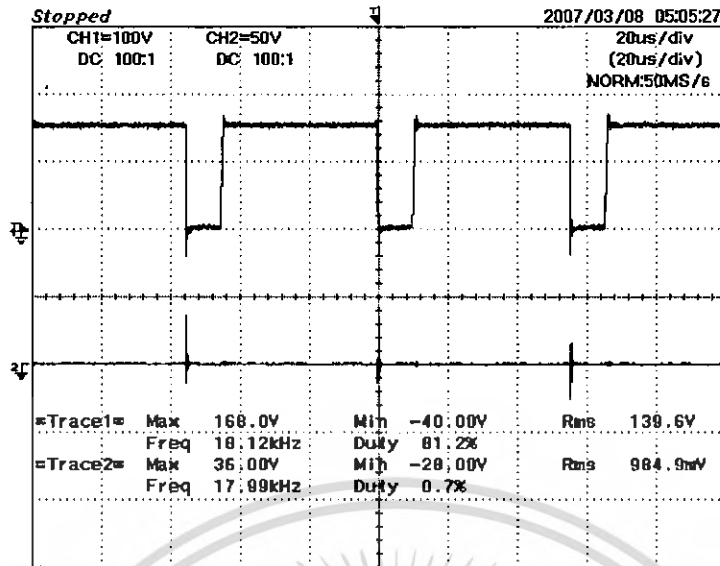
CH1=200V/DIV CH2=50 A/DIV 20us/DIV



รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟด และกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 200 V

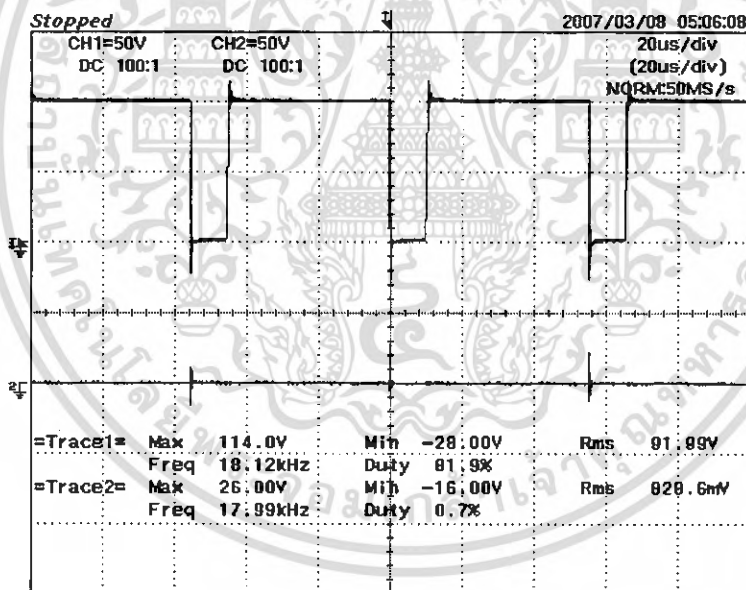
CH1=100V/DIV CH2=50 A/DIV 20us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟต และกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 150 V

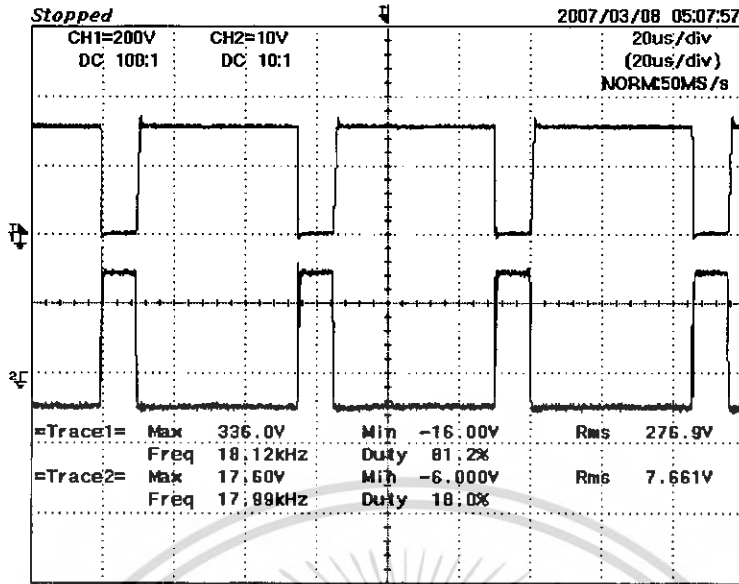
CH1=100V/DIV CH2=50 A/DIV 20us/DIV



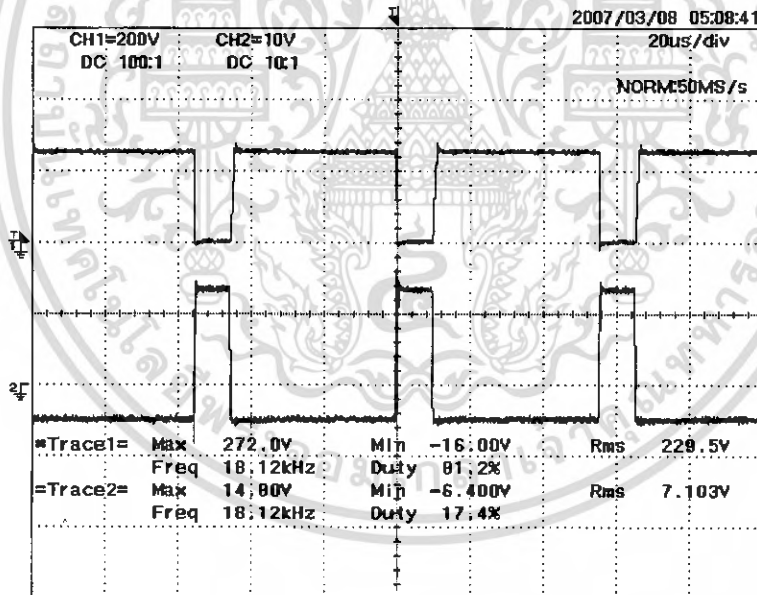
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟต และกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 100 V

CH1=50 V/DIV CH2=50 A/DIV 20us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

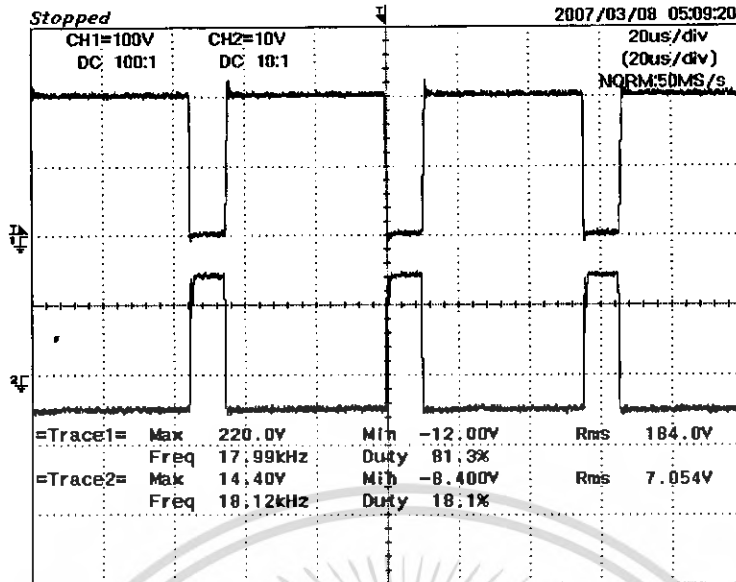


รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและสัญญาณขับมอสเฟตที่แรงดันอินพุต 310 V  
CH1=200 V/DIV CH2=10 V/DIV 20us/DIV



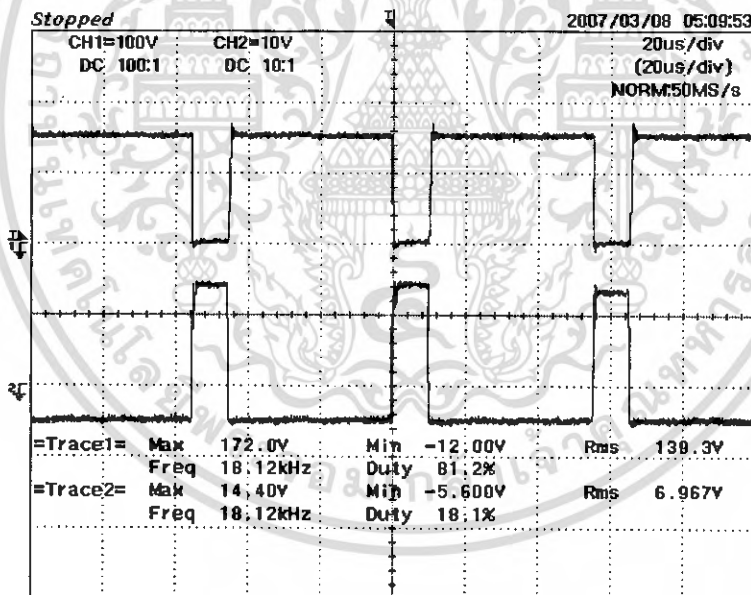
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและสัญญาณขับมอสเฟตที่แรงดันอินพุต 250 V  
CH1=200 V/DIV CH2=10 V/DIV 20us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและสัญญาณขับมอสเฟตที่แรงดันอินพุต 200 V

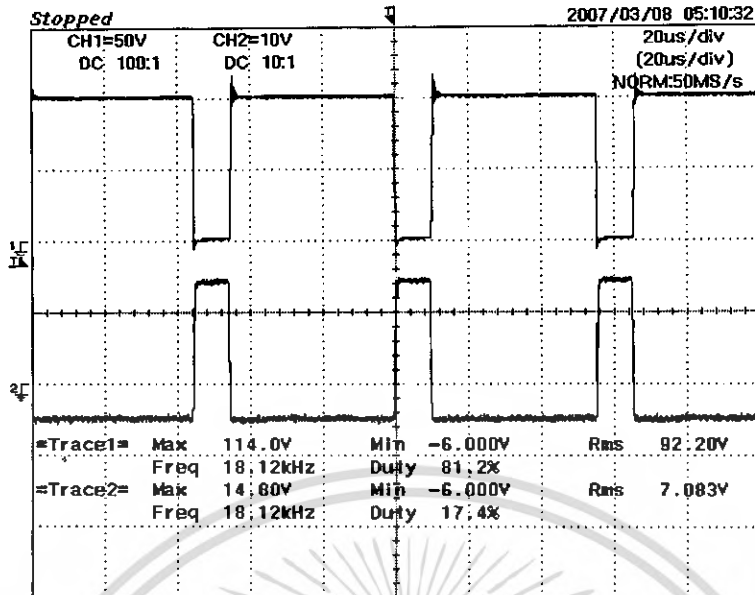
CH1=100 V/DIV CH2=10 V/DIV 20us/DIV



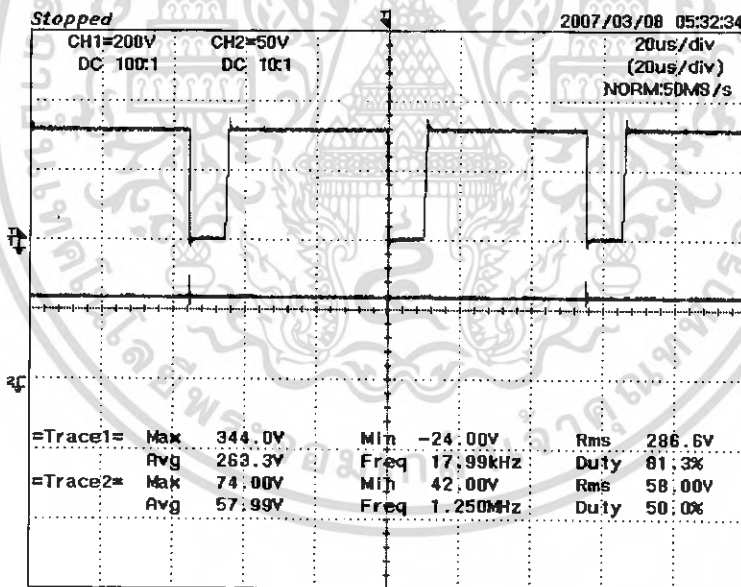
รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและสัญญาณขับมอสเฟตที่แรงดันอินพุต 150 V

CH1=100 V/DIV CH2=10 V/DIV 20us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

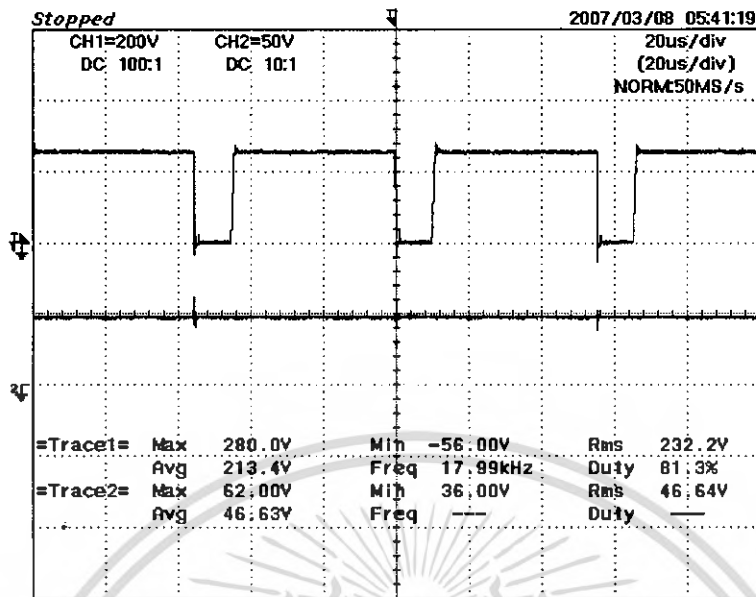


รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและสัญญาณขับมอสเฟตที่แรงดันอินพุต 100V  
CH1=50 V/DIV CH2=10 V/DIV 20us/DIV



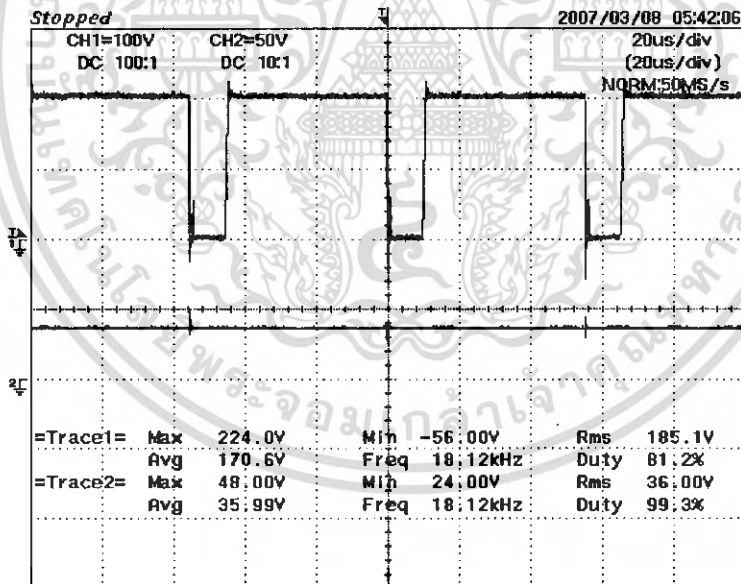
รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณแรงดันตกค่อมมอสเฟตและแรงดันเอาท์พุตที่แรงดันอินพุต 310 V  
CH1=200 V/DIV CH2=50 V/DIV 20us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 250 V

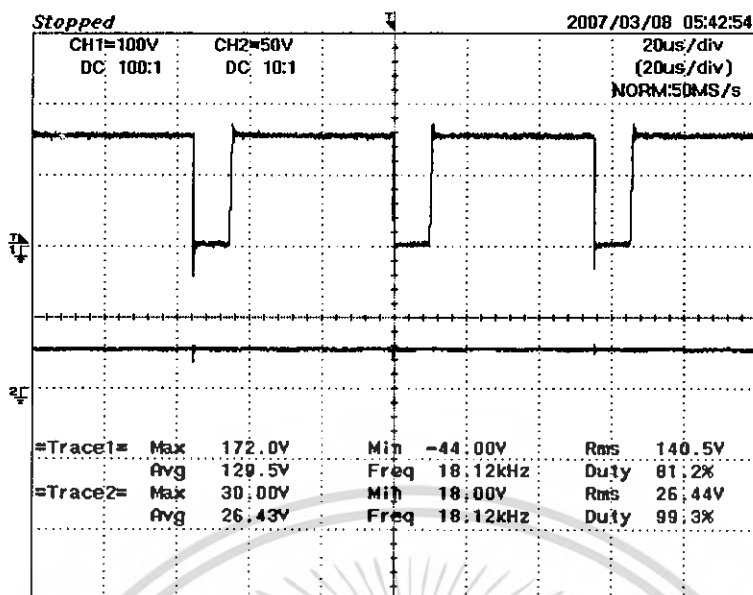
CH1=200 V/DIV CH2=50 V/DIV 20us/DIV



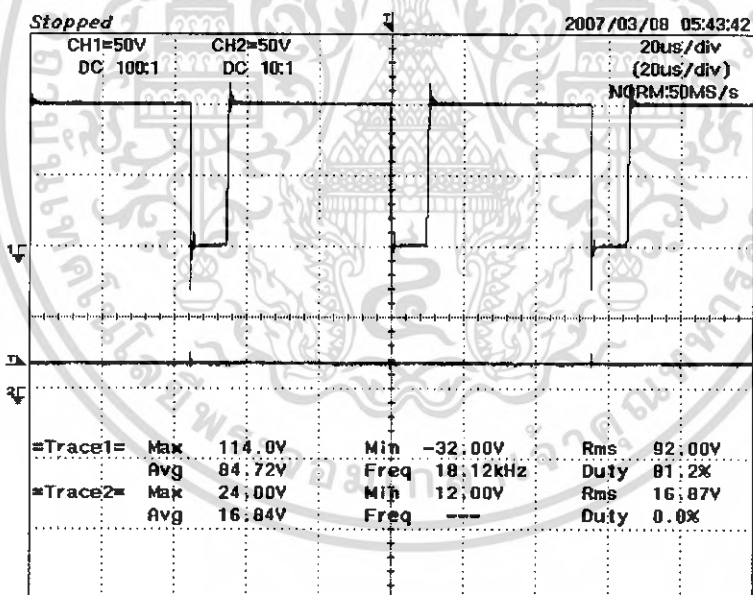
รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 200 V

CH1=100 V/DIV CH2=50 V/DIV 20us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 150 V  
CH1=100 V/DIV CH2=50 V/DIV 20us/DIV



รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณแรงดันตกคอมมอสเฟตและแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 100 V  
CH1=50 V/DIV CH2=50 V/DIV 20us/DIV

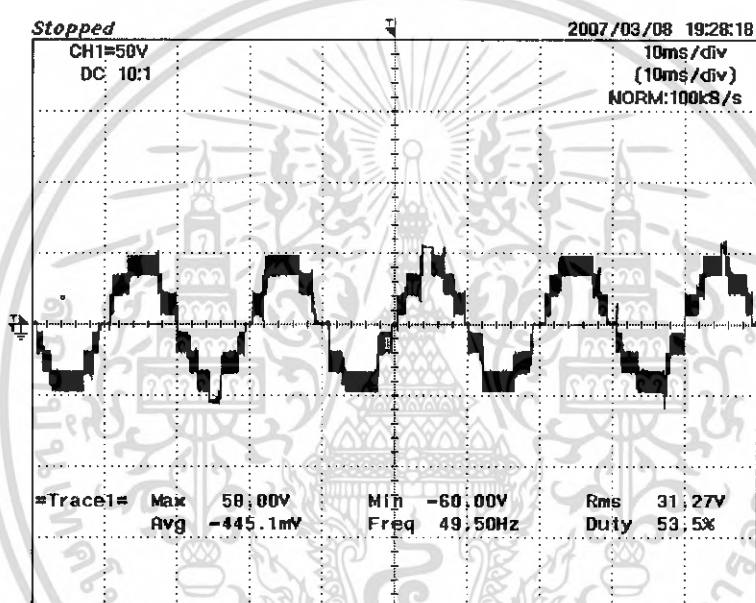
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.2 การทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์

### ขั้นตอนการทดลอง

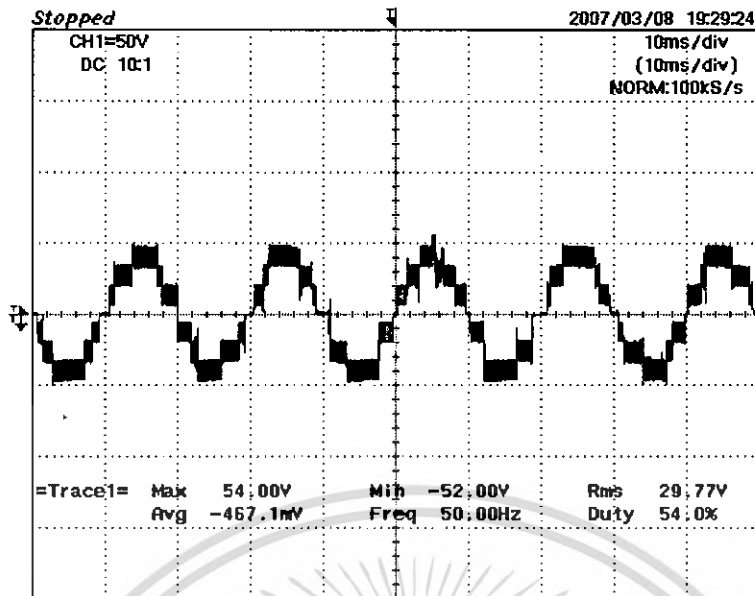
1. ตั้งค่าแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 54 Vdc
2. ทำการจ่ายโหลดหลอดไฟที่ 500 W, 400 W, 300 W, 200 W, 100 W และไม่มีโหลดตามลำดับ
3. บันทึกผลการทดลองที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
4. บันทึกผลการทดลองที่เอาต์พุตของวงจรกรองหลังอินเวอร์เตอร์

### 5.2.1 เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ก่อนผ่านวงจรกรอง



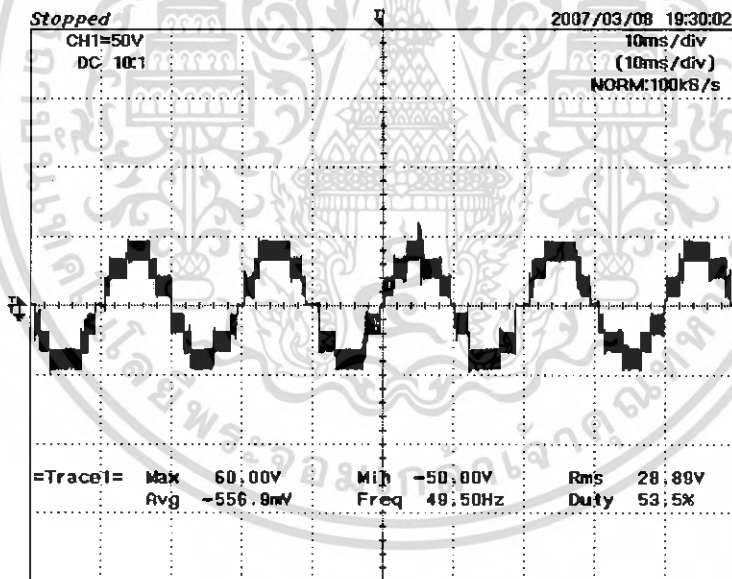
รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 500 W

CH1=50 V/DIV 10 ms/DIV



รูปที่ 5.17 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 400 W

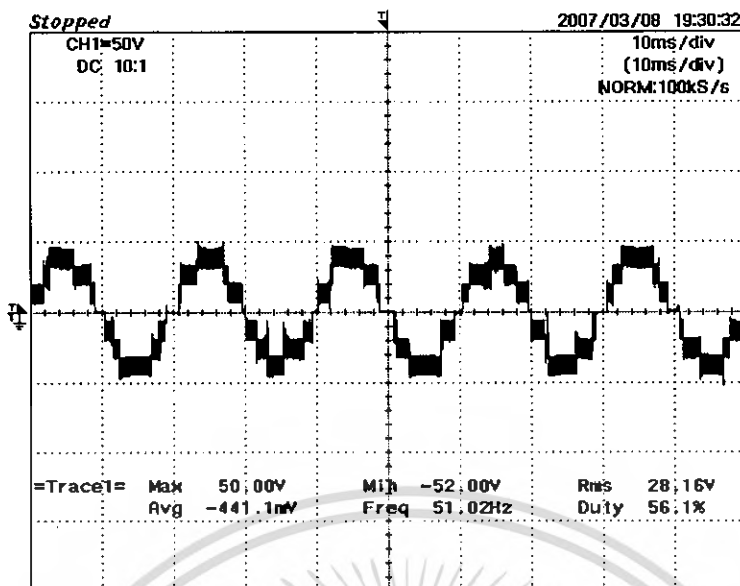
CH1=50 V/DIV 10 ms/DIV



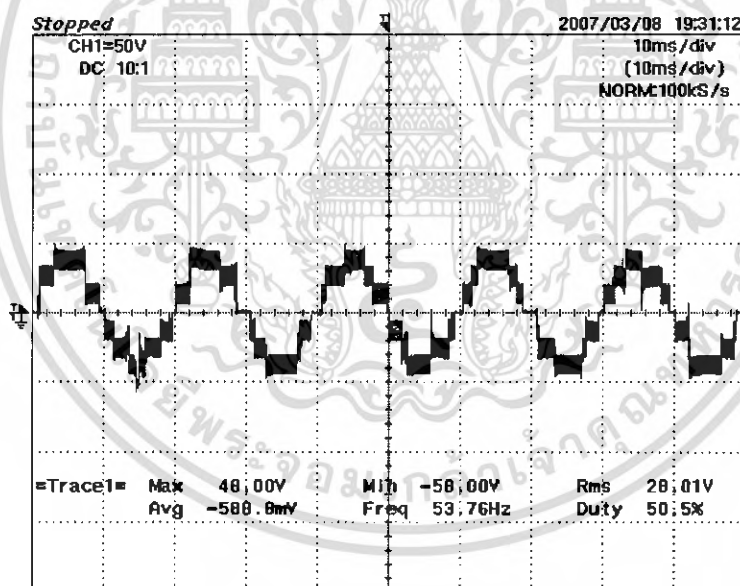
รูปที่ 5.18 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 300 W

CH1=50 V/DIV 10 ms/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

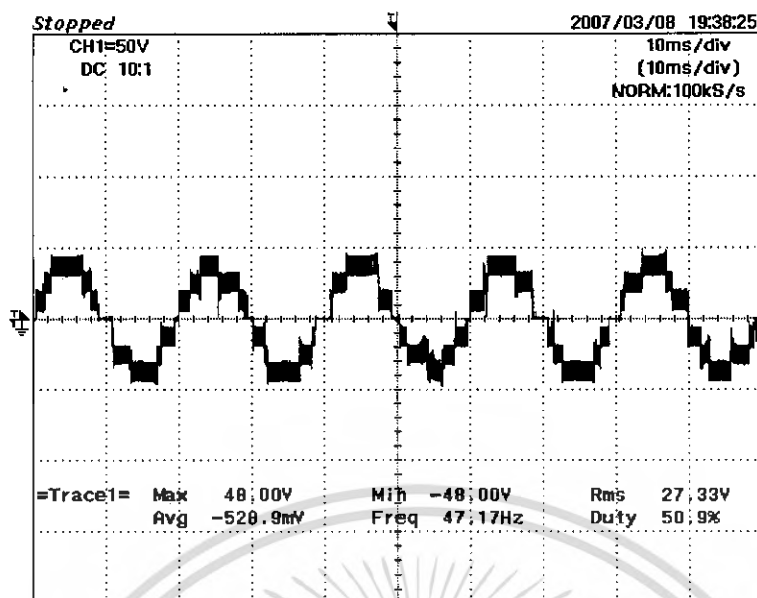


รูปที่ 5.19 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 200 W  
CH1=50 V/DIV 10 ms/DIV



รูปที่ 5.20 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดหลอดไฟขนาด 100 W  
CH1=50 V/DIV 10 ms/DIV

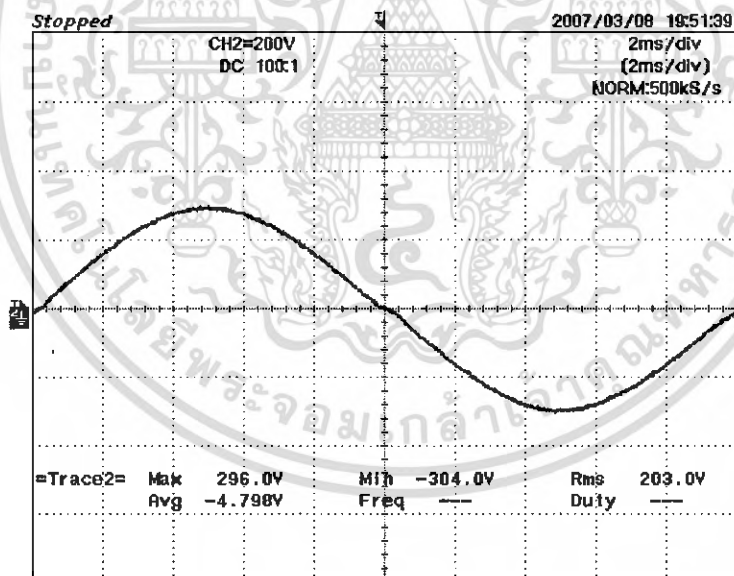
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ไม่มีโหลด

CH1=50 V/DIV 10 ms/DIV

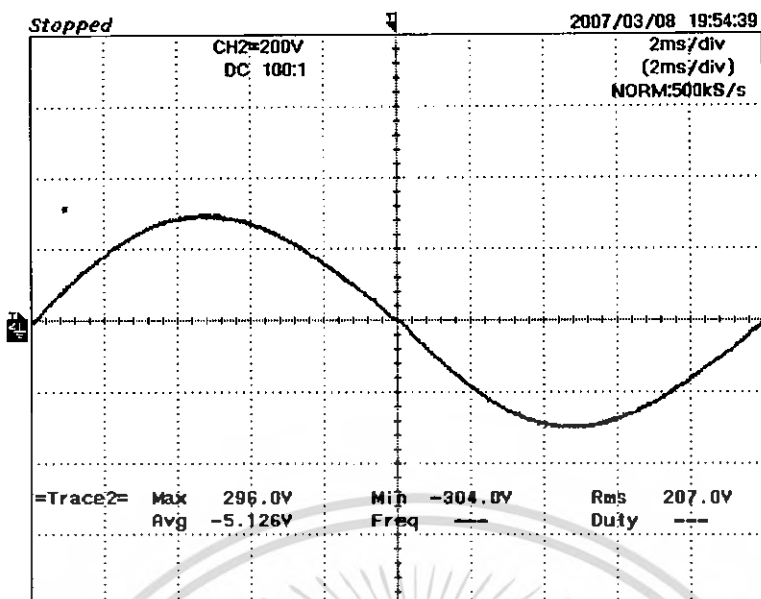
### 5.2.2 เอาต์พุตของวงจรกรองหลังอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.22 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 500 W

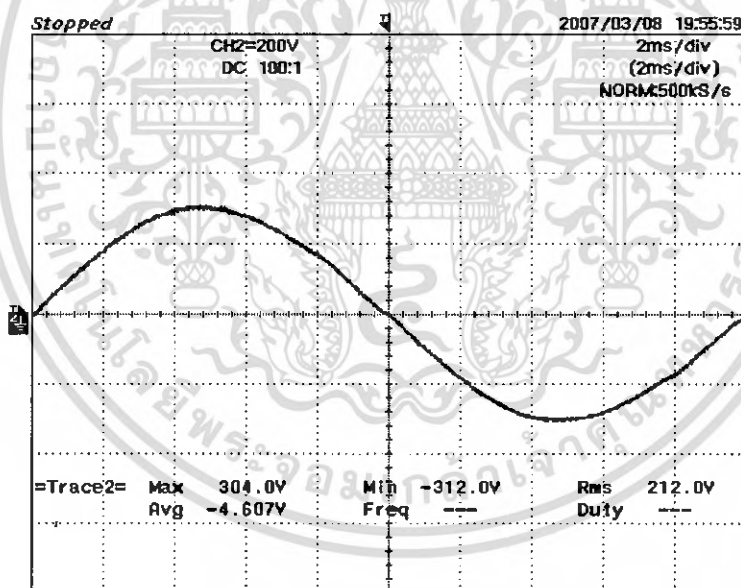
CH1=20 V/DIV 2 ms/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 400 W

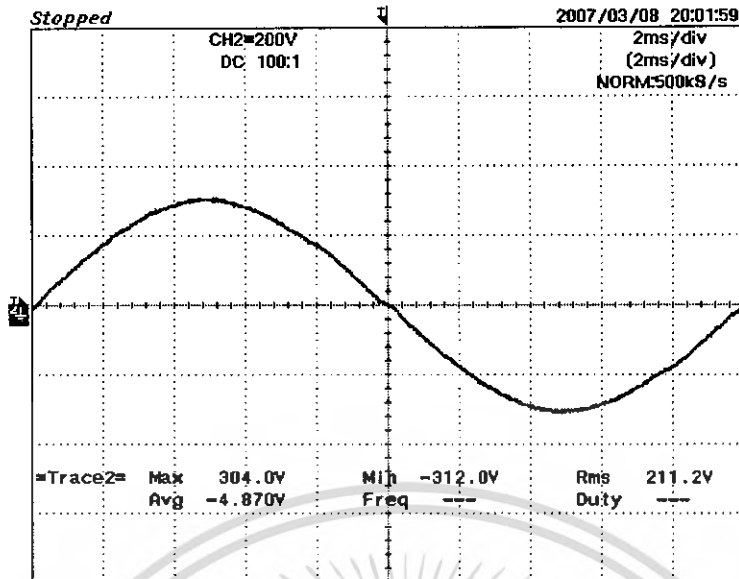
CH1=200 V/DIV 2 ms/DIV



รูปที่ 5.24 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 300 W

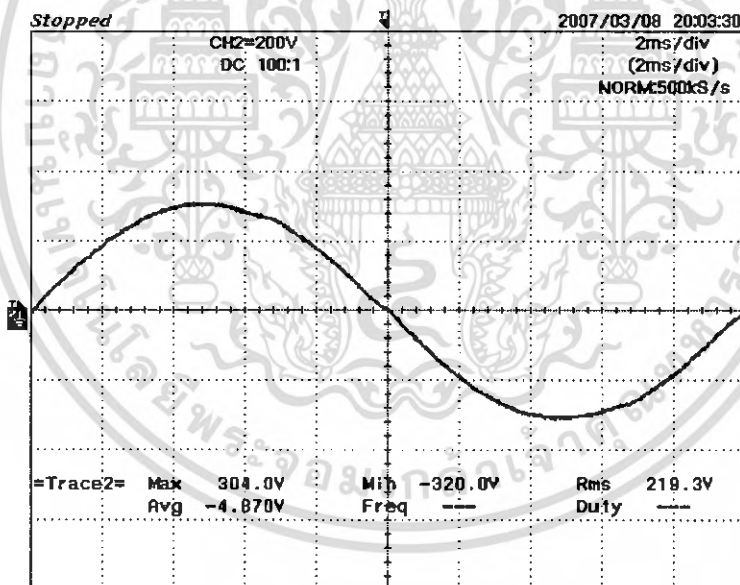
CH1=200 V/DIV 2 ms/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.25 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 200 W

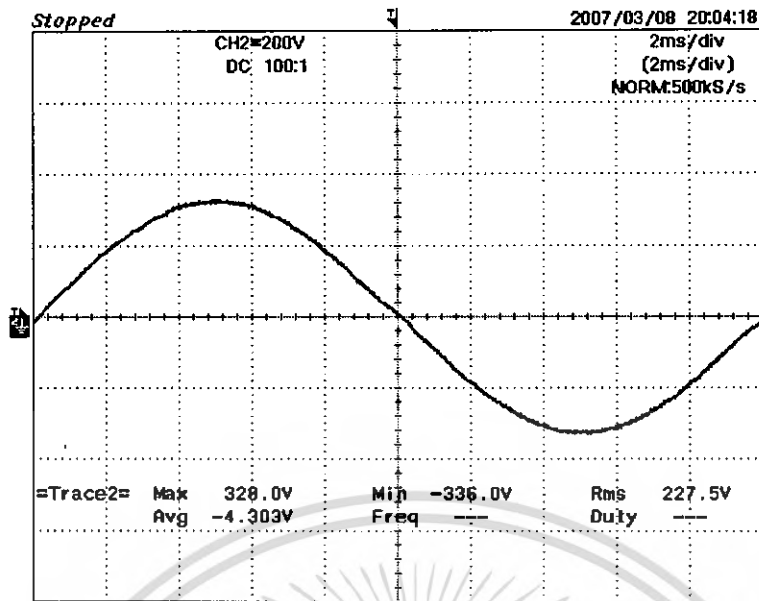
CH1=200 V/DIV 2 ms/DIV



รูปที่ 5.26 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่โหลด 100 W

CH1=200 V/DIV 2 ms/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



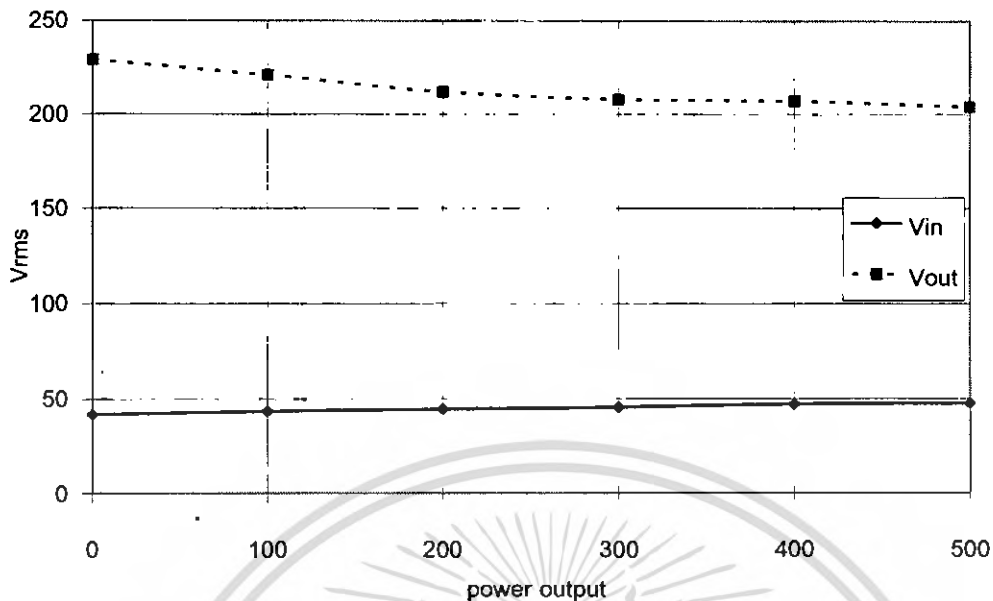
รูปที่ 5.27 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังวงจรกรองที่ไม่มีโหลด

CH1=200 V/DIV 2 ms/DIV

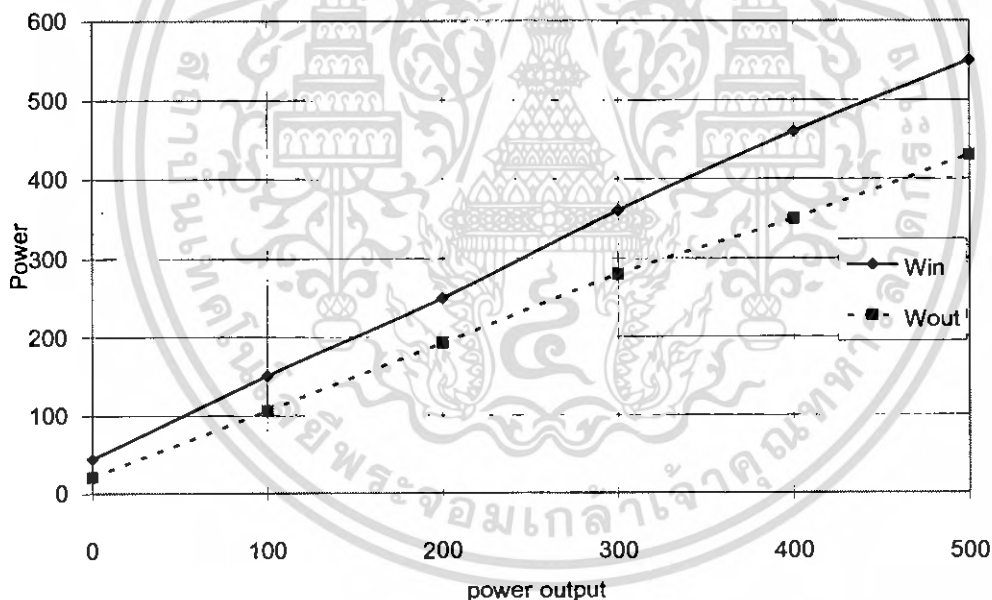
ตารางที่ 5.1 แสดงผลการหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์กับโหลดหลอดไฟ no load-500 W

	No-load	100 W	200 W	300 W	400 W	500 W
$V_{in}$	41.8	43.5	44.6	45.6	47.2	47.5
$I_{in}$	1.62	4.64	7.18	9.6	12	14.3
$P_{in}$	44	150	250	360	460	550
$S_{in}$	66	200	320	440	570	680
$PF_{in}$	0.67	0.74	0.77	0.81	0.82	0.82
$V_{out}$	229	221	212	208	207	204
$I_{out}$	0.09	0.49	0.91	1.32	1.71	2.14
%THDv	1.7	1.6	2.3	3.1	3.4	4
%THDi	30	7.1	4.9	4.2	3.4	1.2
$P_{out}$	21	106	192	280	350	430
$S_{out}$	26	107	193	280	350	440
$PF_{out}$	0.85	0.99	1	1	1	1
$P_{loss}$	23	44	58	80	110	120
ประสิทธิภาพ	47.72	70.66	76.8	77.77	76.08	78.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

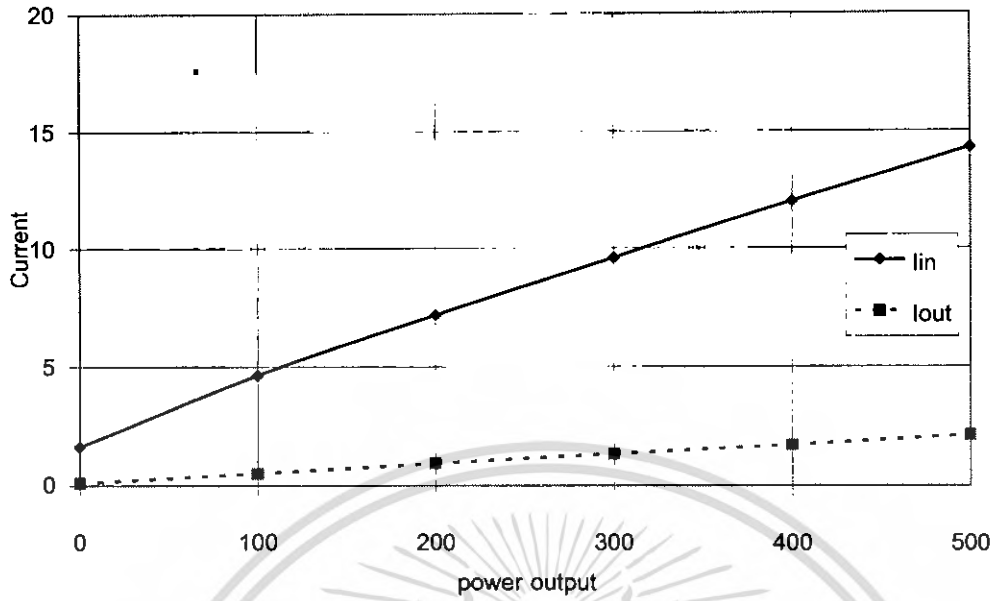


รูปที่ 5.28 กราฟเปรียบเทียบแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับโหลด

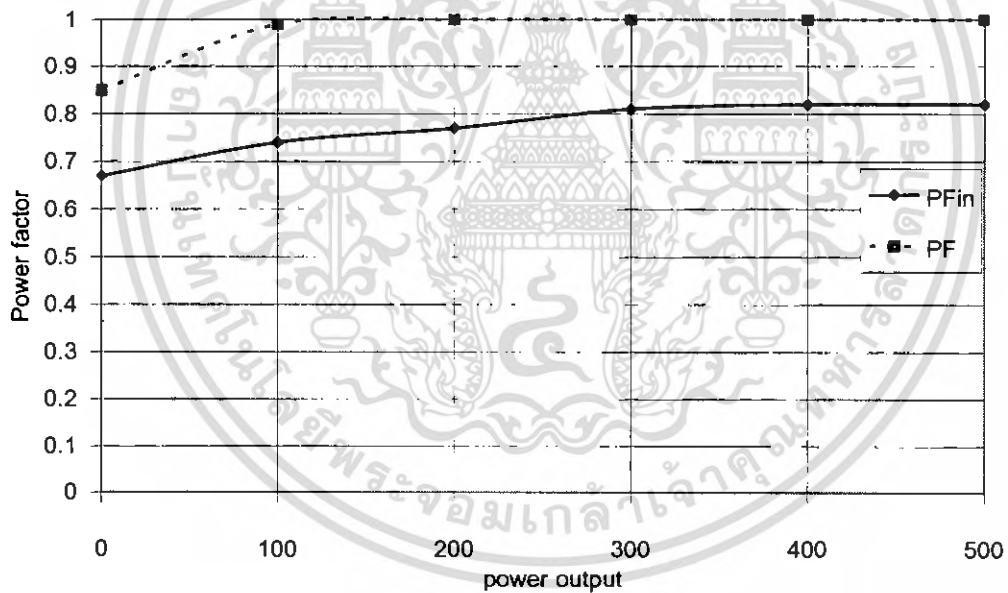


รูปที่ 5.29 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

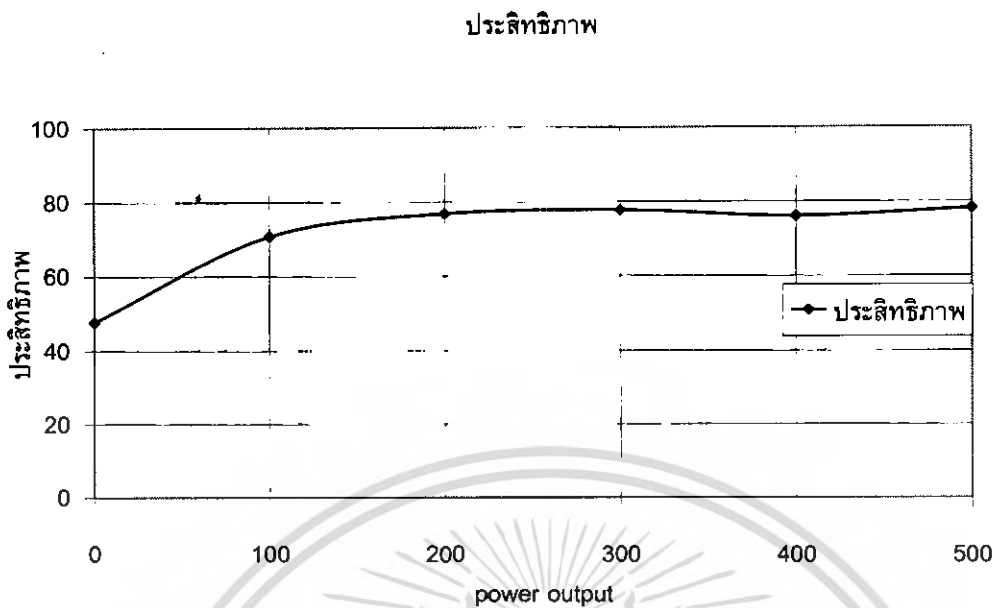


รูปที่ 5.30 กราฟเปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับโหลด

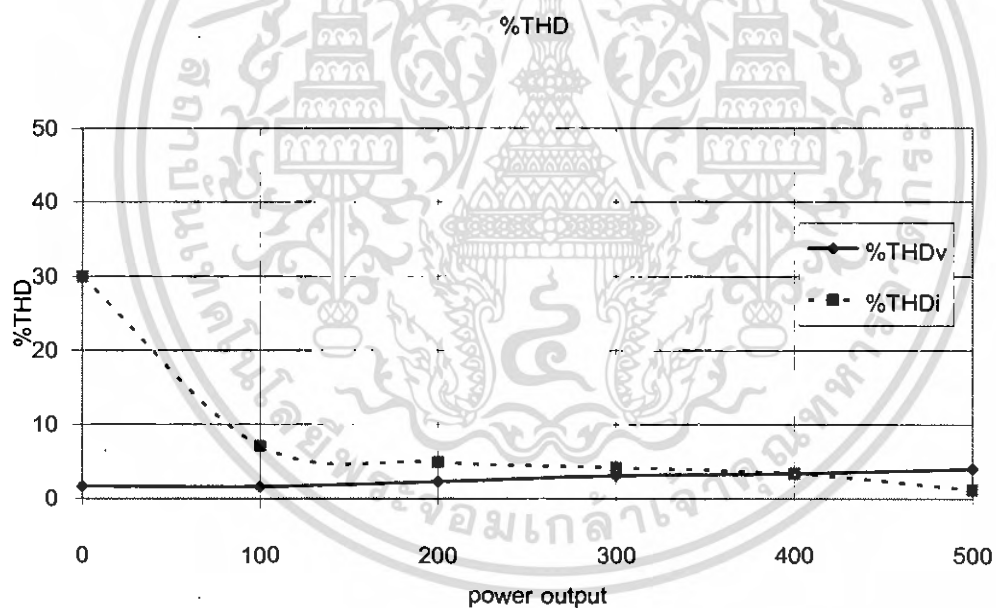


รูปที่ 5.31 กราฟเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังอินพุตและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.32 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์กับโหลด

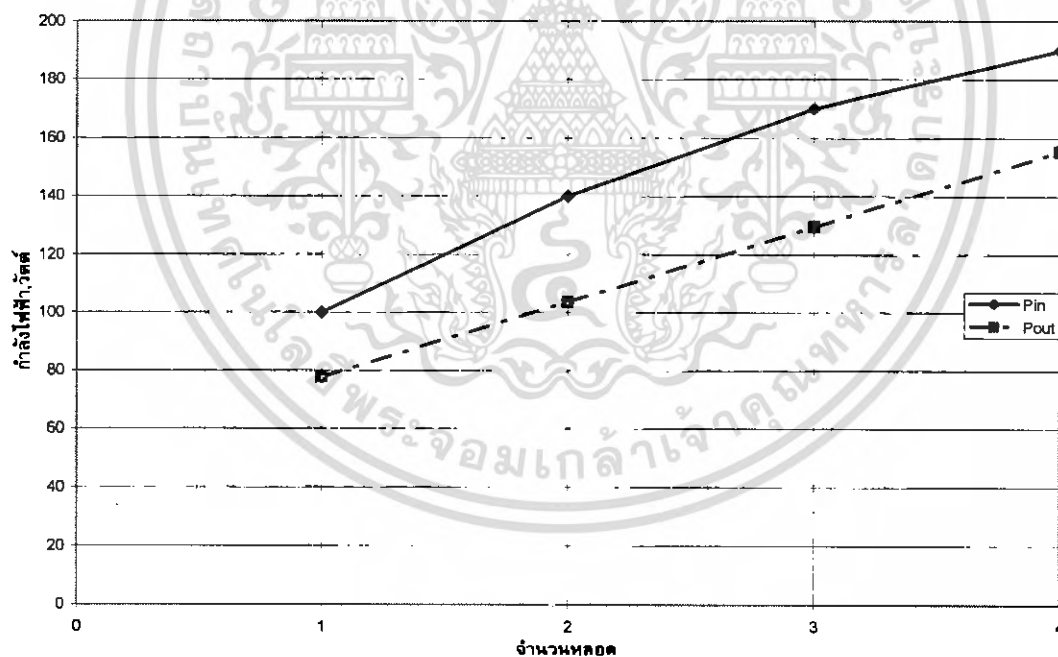


รูปที่ 5.33 กราฟเปรียบเทียบ %THD ของอินเวอร์เตอร์กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

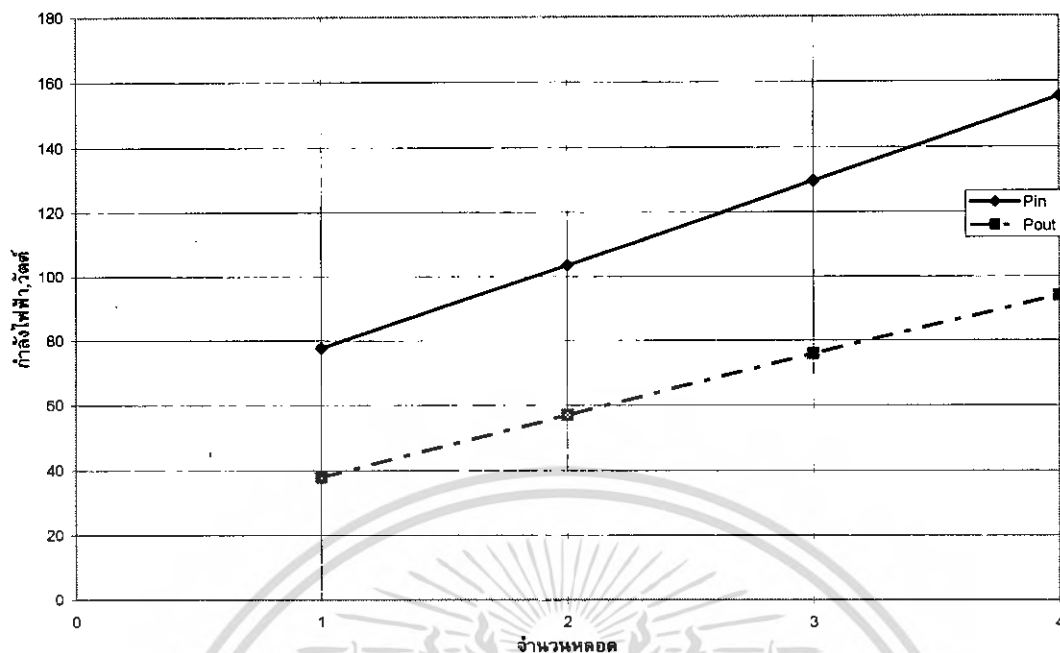
ตารางที่ 5.2 แสดงผลการหาประสิทธิภาพรวมของระบบกับโหลดหลอดไฟ

	1 หลอด	2 หลอด	3 หลอด	4 หลอด
$P_{in}$ (Buck)	100 W	140 W	170 W	190 W
$V_{out}$ (Buck)	51.8 V	51.8 V	51.8 V	51.8 V
$I_{out}$ (Buck)	1.5 A	2 A	2.5 A	3 A
$P_{out}$ (Buck)	77.7 W	103.6 W	129.5 W	155.4 W
$P_{out}$ (Inverter)	38 W	57 W	76 W	94 W
ประสิทธิภาพ (Buck)	77.6 %	74 %	76 %	81.7 %
ประสิทธิภาพ (Inverter)	48.9 %	55 %	58.6 %	60.4 %
ประสิทธิภาพรวมของระบบ	38 %	40.7 %	44.7 %	49.4 %
P.F	0.56	0.56	0.56	0.57

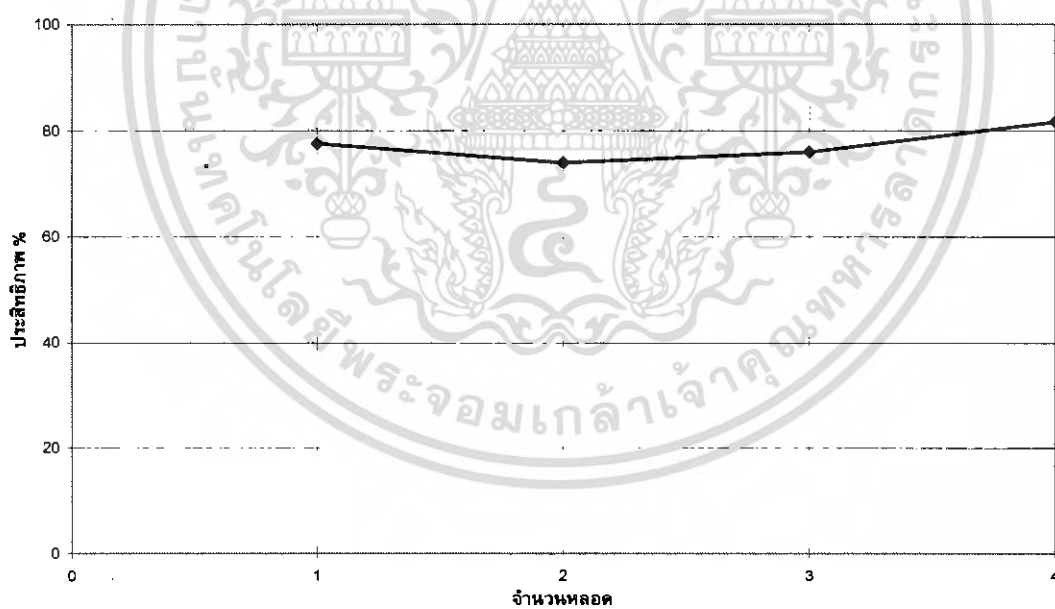


รูปที่ 5.34 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของบ็คอนเวอร์เตอร์กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

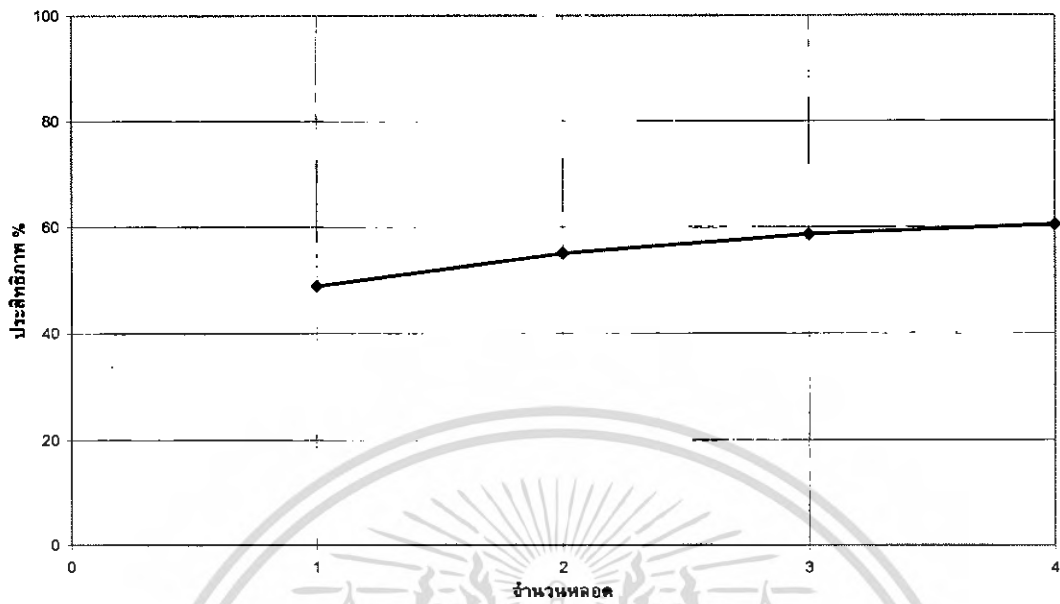


รูปที่ 5.35 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับ โหลด

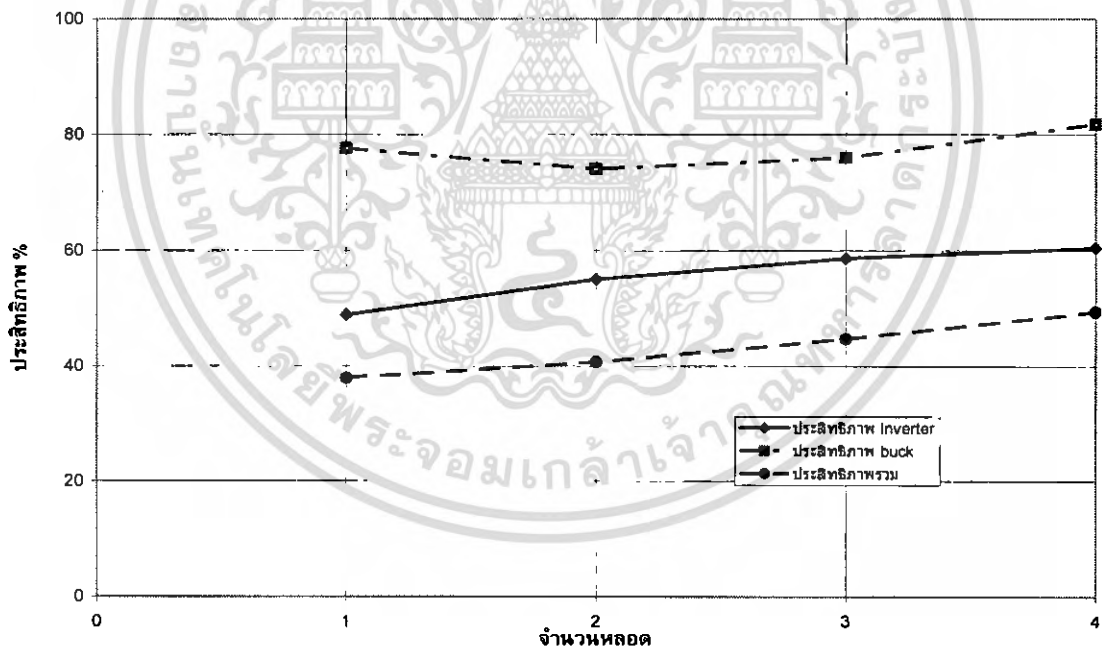


รูปที่ 5.36 กราฟแสดงประสิทธิภาพของบักคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.37 กราฟแสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.38 กราฟแสดงประสิทธิภาพของบัคคอนเวอร์เตอร์,อินเวอร์เตอร์และประสิทธิภาพรวมของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้าขาดหายหรือเกิดเหตุขัดข้อง

แรงดันไฟฟ้าจากแบตเตอรี่จะจ่ายแทน ทำให้แรงดันที่จ่ายให้กับโหลดมีความต่อเนื่อง แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเนื่องจากแรงดันจากแบตเตอรี่ (48 โวลต์) มีค่าต่ำกว่าแรงดันจากไฟการไฟฟ้าเล็กน้อยเนื่องจากการตั้งค่าไว้ (52 โวลต์) และช่วงเวลาของการขาดหายไป ขณะที่ไฟจากการไฟฟ้าขาดหายไปจะมีค่าน้อยมากเนื่องจากแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องเป็นระบบออนไลน์

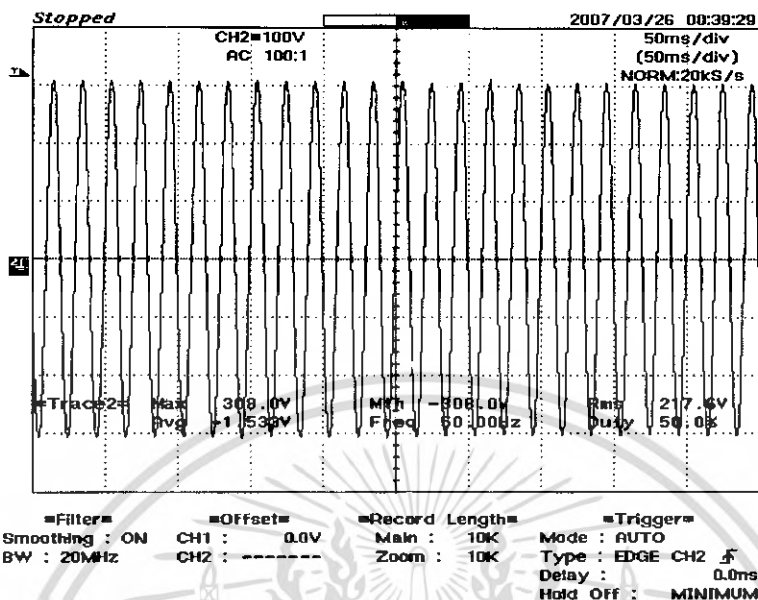
#### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

4. Storage scope 1 เครื่อง
5. Probe\*100 1 เส้น
6. โหลดหลอดไฟจำนวน 4 หลอด

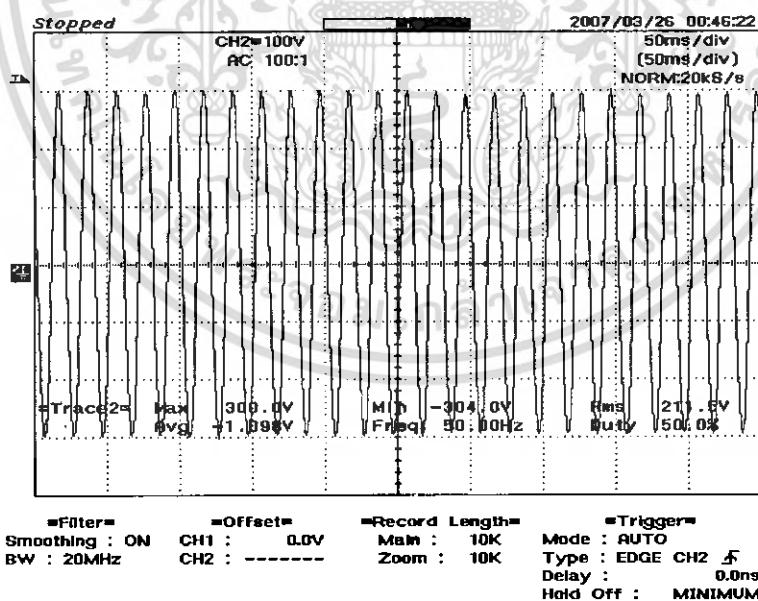
#### ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับแรงดันไว้ที่ค่าพิกัดที่ต้องการ 220 โวลต์
2. ทำการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอด แล้วตัดไฟจากไฟการไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง แล้วบันทึกผล
3. ทำการทดลองตามขั้นตอนที่ 1 และ 2 อีกครั้งแต่เปลี่ยนการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอดเป็น 2 หลอด, 3 หลอด และ 4 หลอดตามลำดับ แล้วตัดไฟจากการไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง แล้วบันทึกผล

## ผลการทดลอง

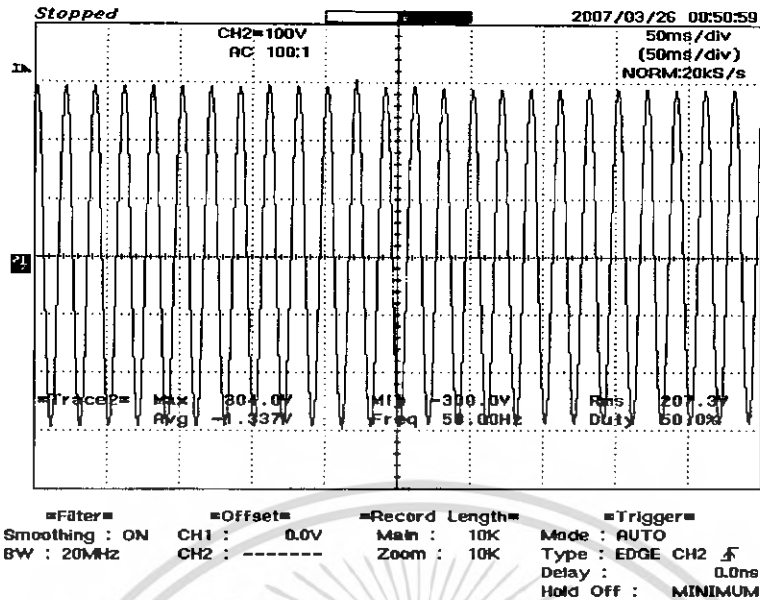


รูปที่ 5.39 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอด  
CH1=100V/DIV 50us/DIV

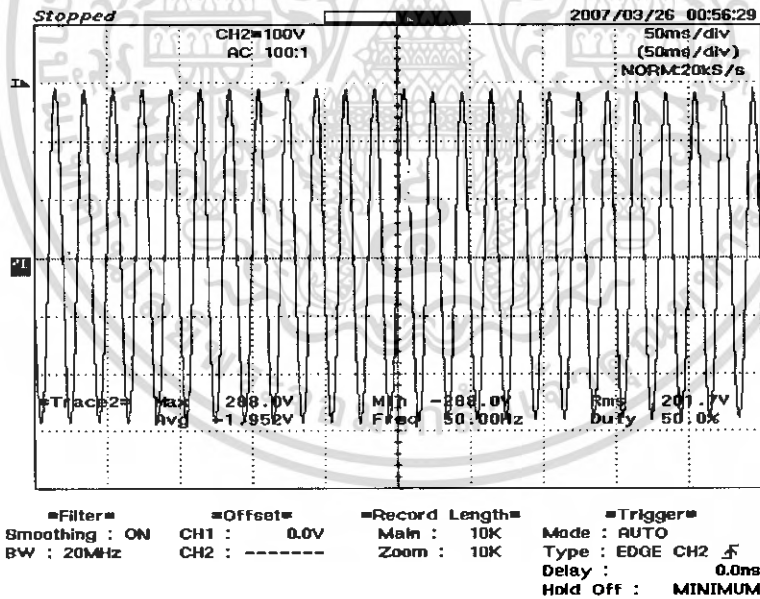


รูปที่ 5.40 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 2 หลอด  
CH1=100V/DIV 50us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.41 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 3 หลอด  
CH1=100V/DIV 50us/DIV



รูปที่ 5.42 แสดงผลการทดลองเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติเนื่องจากการขาดหายไปของไฟจากการไฟฟ้า ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด  
CH1=100V/DIV 50us/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สรุปผลการทดลอง

การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้าขาดหายหรือเกิดเหตุขัดข้อง จะเห็นว่า ช่วงเวลาที่ขาดหายไปของแรงดันที่จ่ายให้แก่โหลดมีค่าน้อยมากตามที่ตั้งสมมติฐานไว้ โดยการเปลี่ยนแปลงของช่วงเวลาในการที่ค่าแรงดันจะกลับมาถึงค่าพิกัดที่ต้องการของการจ่ายโหลด หลอดไฟ 1 หลอด จะมีค่าน้อยกว่าขณะจ่ายโหลดหลอดไฟ 2 หลอด, 3 หลอด และ 4 หลอด ตามลำดับ เนื่องจ่ายขณะที่โหลดเพิ่มขึ้น ค่าแรงดันจะตกมากกว่าและมีการดิ่งกระแสมากกว่าซึ่ง ผลจากการขาดหายไปของไฟการไฟฟ้ารวมถึงผลจากการดิ่งกระแสที่มากกว่าทำให้เกิดผล ดังกล่าว

### 5.4 การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้าจ่ายมาตามปกติ

แรงดันจะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเนื่องจากแรงดันจากไฟการไฟฟ้า (52 โวลต์) มีค่า สูงกว่าแรงดันจากไฟจากแบตเตอรี่เล็กน้อย (48 โวลต์) และช่วงเวลาของการเปลี่ยนแปลงที่ค่า แรงดันจะกลับมาที่พิกัดจะมีค่าน้อยเนื่องจากความต่างของแรงดันมีค่าน้อย

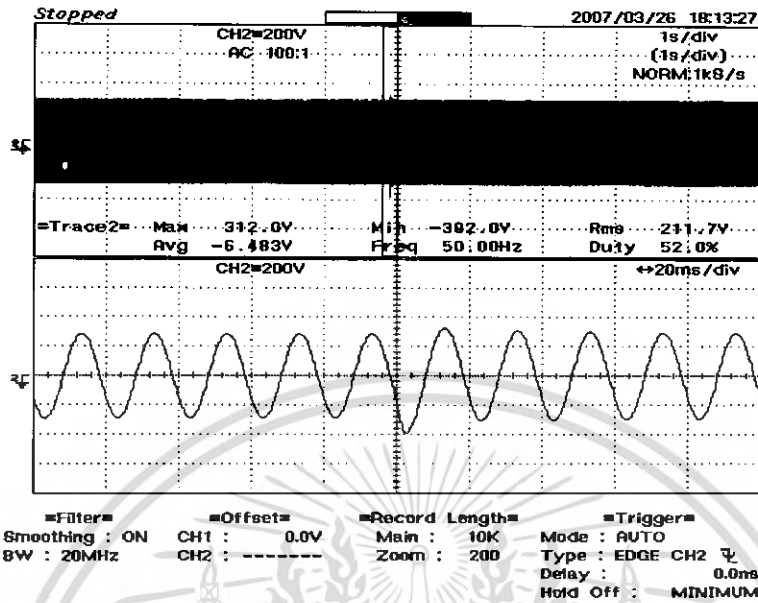
#### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

7. Storage scope 1 เครื่อง
8. Probe\*100 1 เส้น
9. โหลดหลอดไฟจำนวน 4 หลอด

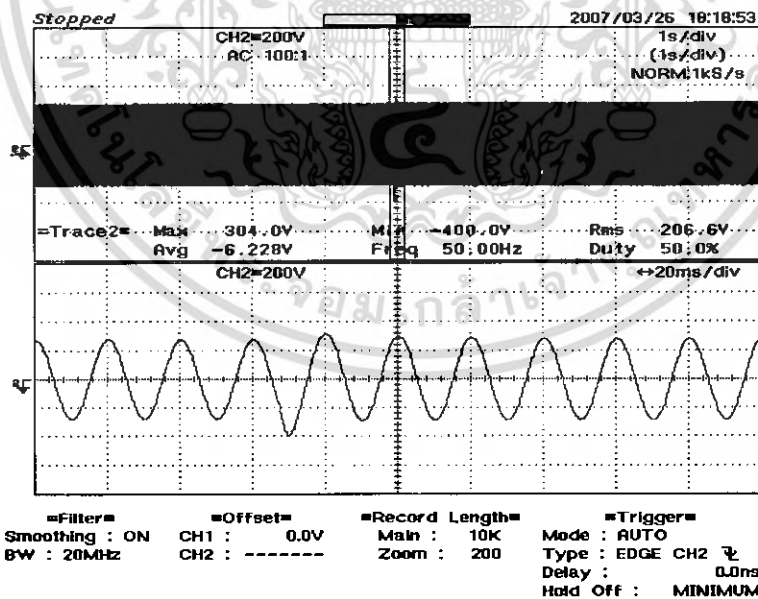
#### ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายโหลดหลอดไฟจากแบตเตอรี่ โดยที่ไม่มีการจ่ายไฟจากการไฟฟ้า
2. ทำการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอด แล้วทำการจ่ายไฟจากการไฟฟ้าให้แก่ แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง แล้วบันทึกผลที่ได้
3. ทำการทดลองตามขั้นตอนที่ 1 และ 2 อีกครั้งแต่เปลี่ยนการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอดเป็น 2 หลอด, 3 หลอด และ 4 หลอดตามลำดับ แล้วทำการจ่ายไฟจากการไฟฟ้าให้แก่ แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง แล้วบันทึกผลที่ได้

## ผลการทดลอง

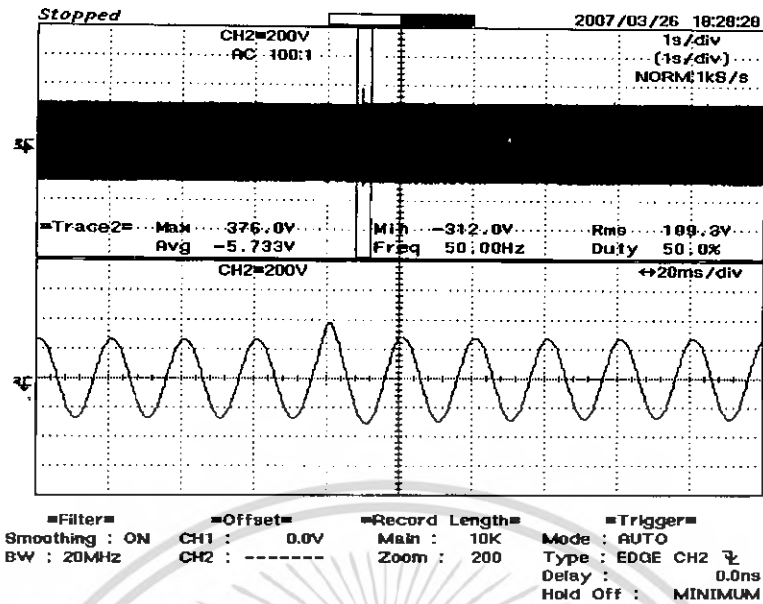


รูปที่ 5.43 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดันจากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 1 หลอด  
CH1=200V/DIV 1s/DIV

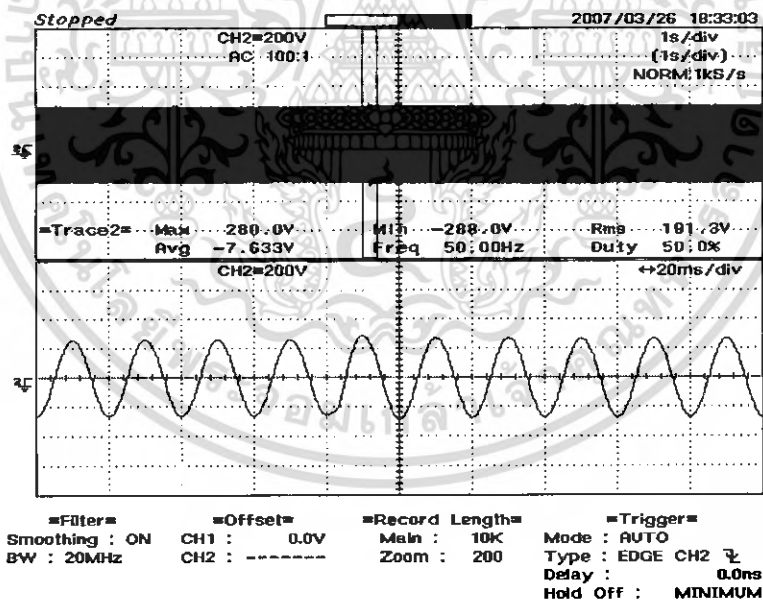


รูปที่ 5.44 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดันจากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 2 หลอด  
CH1=200V/DIV 1s/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.45 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดันจากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 3 หลอด  
CH1=200V/DIV 1s/DIV



รูปที่ 5.46 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขณะที่เบตเตอร์ทำการจ่ายโหลดอยู่แล้วมีแรงดันจากการไฟฟ้าเข้ามาสู่สภาวะปกติ ขณะมีการจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด  
CH1=200V/DIV 1s/DIV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สรุปผลการทดลอง

การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้าจ่ายมาตามปกติ จะเห็นว่าช่วงเวลาขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงจากสภาวะผิดปกติเข้าสู่สภาวะปกติจะทำให้เกิดการแกว่งของแรงดันอันเนื่องมาจากความแตกต่างของแรงดันการไฟฟ้าและแรงดันของแบตเตอรี่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### บทวิจารณ์และสรุป

#### 6.1 สรุปผลการทดลอง

ในโครงการนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อที่จะสร้างเครื่องสำรองไฟฟ้าแบบ On-line ขนาด 500 VA 220 V 50Hz โดยสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเป็นรูปคลื่น sine ซึ่งเป็นการนำคอนเวอร์เตอร์ 3 ชนิดมาประกอบกันได้แก่

1. AC-DC converter (Rectifier)
2. DC-DC converter (Buck)
3. DC-AC converter (Inverter)

ซึ่งสามารถนำคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 ชนิดมาทำงานด้วยกันได้ ซึ่งสามารถจ่ายแรงดันเอาต์พุตกระแสสลับให้กับโหลดได้โดยที่ค่า %THDv ต่ำกว่า 5% ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานที่กำหนดไว้ และสามารถสรุปการทำงานของแต่ละส่วนได้ดังนี้

1. Rectifier มีหน้าที่แปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรงโดยใช้วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบ Bridge diode ซึ่งแปลงไฟฟ้าจาก 220 VAC เป็น 310 VDC เพื่อที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรลดระดับแรงดัน
2. Buck converter ทำหน้าที่ลดระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสแรงดันไฟฟ้า 310 VDC เป็น 54VDC เพื่อจ่ายให้กับวงจรชาร์จแบตเตอรี่ขนาด 48 VDC และจ่ายให้กับชุดอินเวอร์เตอร์
3. Inverter ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรลดระดับแรงดัน 54 VDC ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 Hz แรงดัน 220 VAC โดยผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อจ่ายระดับแรงดันและมีชุดกรองความถี่ให้ได้ค่า %THDv ตามที่มาตรฐานกำหนดไว้

จากการออกแบบสร้างและทดสอบการทำงานของเครื่องสำรองกำลังไฟฟ้าได้ผลว่าสามารถที่จะจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ตามที่ต้องการและฮาร์โมนิคต่ำกว่ามาตรฐาน

#### 6.2 ปัญหาและอุปสรรค

โครงการนี้มีการนำคอนเวอร์เตอร์ถึง 3 ชนิดเพื่อมาทำงานร่วมกันเป็นเครื่องสำรองกำลังไฟฟ้าทำให้เกิดปัญหาและความยุ่งยากในแต่ละส่วน

1. ปัญหาจากชุดวงจรเรียงกระแสในคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ต้องมีความยืดหยุ่นในการใช้งานสูงจึงจะสามารถใช้งานร่วมกับส่วนประกอบอื่นได้
2. ปัญหาจากชุดลดทอนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
  - 2.1 แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์เกิดสไปร์ขึ้นสูงมากทำให้เกิดความร้อนสูงที่มอสเฟต และค่าแรงดันสไปร์นี้จะส่งผลต่อการเลือกขนาดของมอสเฟตอย่างมาก ซึ่งสามารถแก้ไขโดยการนำวงจร snubber เข้ามาช่วยลดแรงดันสไปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 แกนเฟอไรต์ที่ใช้ในการพันตัวเหนี่ยวนำในวงจรลดระดับแรงดันมีการอิมตัวเร็วจึงเกิดความร้อนสูงที่ตัวเหนี่ยวนำส่งผลต่อค่าความเหนี่ยวนำ ทำให้วงจรลดทอนระดับแรงดันทำงานผิดพลาดไป ซึ่งสามารถแก้ไขโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอไรต์และเพิ่มช่องว่างอากาศให้กับแกนเพื่อช่วยให้การอิมตัวเกิดช้าลง

2.3 ค่าความถี่ของการสวิตช์ที่เลือกใช้ผิดพลาดทำให้เกิดเสียงดังซึ่งค่าความถี่ในครั้งแรกเป็น 12.5 kHz เนื่องจากใช้ความถี่เดียวกับซูดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งแก้ไขโดยการแยกสัญญาณควบคุมออกจากซูดอินเวอร์เตอร์โดยใช้ความถี่สวิตช์ค่าใหม่คือ 18 kHz ทำให้เสียงที่เกิดขึ้นหายไป

### 3. ปัญหาที่เกิดจาก Inverter

3.1 ซูดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิค PWM แบบ Unipolar ซึ่งสร้างโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) ซึ่งคอนข้างยุ่งยากจึงใช้เวลานานในการดำเนินงานช่วงนี้

3.2 เนื่องจากซูดอินเวอร์เตอร์ใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงและมีการเปลี่ยนค่าตัวตีไซเคิลของสัญญาณตลอดเวลาทำให้เกิดแรงดันสไปร์ตกร่อมมอสเฟตซึ่งจะเกินพิกัดที่มอสเฟตจะทนได้จึงต้องออกแบบวงจรสับเบอ์เพื่อแก้ไขสัญญาณสไปร์ให้ต่ำลง

3.3 เกิดการลัดวงจรในกิ่งเดียวกันเนื่องจากค่าเดดไทม์ต่ำเกินไปต้องเพิ่มเป็น 1.5 us

3.4 เนื่องจากวงจรลดระดับแรงดันเอาท์พุทมีค่าต่ำ ต้องยกระดับแรงดันโดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้าแต่แรงดันที่ตกกร่อมหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าสูงมาก ทำให้แรงดันที่จ่ายให้กับโหลดต่ำกว่าพิกัด ต้องแก้ไขโดยการพันรอบของหม้อแปลงชดเชยแรงดันตกแล้วมาควบคุมค่า ma ของอินเวอร์เตอร์แทน

### 6.3 ข้อเสนอแนะ

1. การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในชุดลดทอนระดับแรงดันต้องระวังเรื่องการอิมตัวของแกนที่ใช้พัน
2. สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ในวงจรลดทอนระดับแรงดันและซูดอินเวอร์เตอร์ควรแยกอิสระจากกันเนื่องจึงมีการปรับความถี่ที่เหมาะสมของคอนเวอร์เตอร์แต่ละชุด
3. การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อยกระดับแรงดันจากซูดอินเวอร์เตอร์ควรต้องมีการพันรอบชดเชยแรงดันตกไว้ด้วย
4. หลังจากการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณควบคุมและวงจรกำลังควรมีการตรวจสอบแรงดันตกกร่อมมอสเฟตว่าจะสามารถที่จะทนได้ เนื่องจากในบางครั้งแรงดันสไปร์ที่ตกกร่อมมอสเฟตจะสูงมากจึงควรมีวงจรสับเบอ์เพื่อลดแรงดันสไปร์
5. แรงดันเอาท์พุทของเครื่องสำรองกำลังไฟฟ้ายังไม่คงที่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด จึงควรมีวงจรควบคุมมือกลับเพื่อควบคุมแรงดันเอาท์พุทให้คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

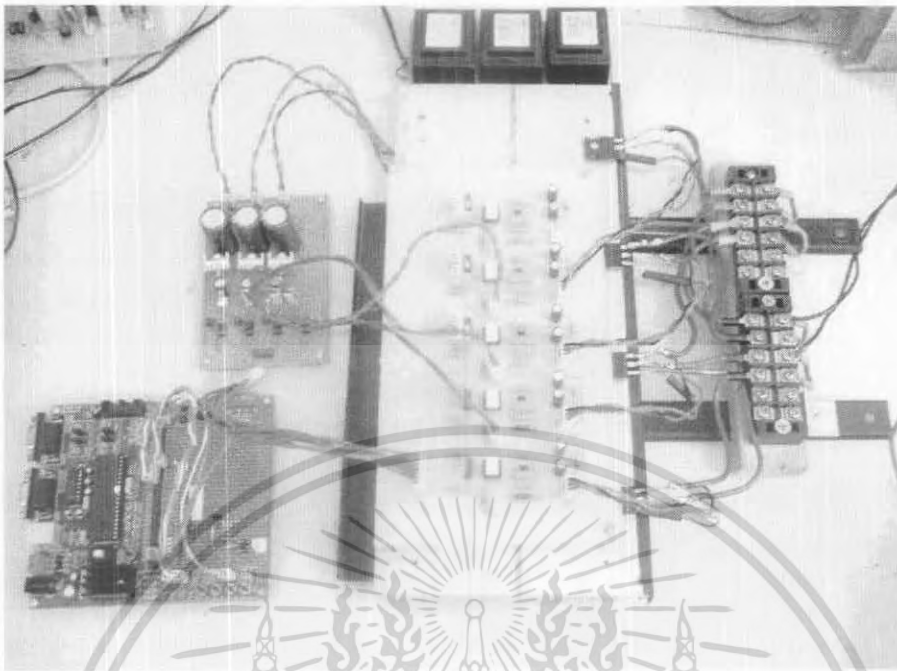
- [1] N. Mohan, T .M. Underland, and W.P. Robins, **Power Electronics Converter, Application and Design**, John Wiley & Sons, 3<sup>rd</sup> edition, 2003.
- [2] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิ์เศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง**, กรุงเทพมหานคร: วี.เจ. พรินติ้ง. 2548.
- [3] ทวาร อมตกิตต์, **ระบบกำลังไฟฟ้าต่อเนื่อง (ยูพีเอส) และเครื่องควบคุมคุณภาพไฟฟ้า**, กรุงเทพมหานคร: เอ็มแอนด์อี 2543.
- [4] ก้องเกียรติ และคณะ, “แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง,” **ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543.
- [5] จิรยุทธ วิทยารวูช และคณะ, “แหล่งจ่ายไฟสำรอง,” **ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2535.
- [6] ชีรวัฒน์ ปอกเพชร และคณะ, “อินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายระบบไฟฟ้าแบบผสมผสาน,” **ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.
- [7] วศวรรษ กานติกุล, “การศึกษาและออกแบบระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหนึ่งเฟสสี่เหลี่ยมคางหมูชนิดบ่อนไปข้างหน้าที่มีการควบคุมแบบอินเวอร์เตอร์,” **ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

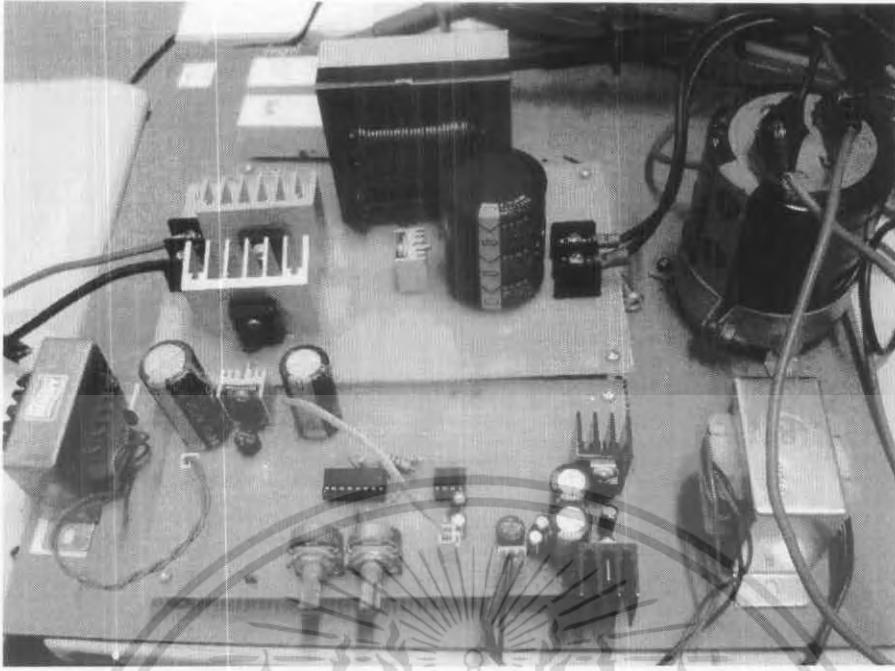


รูปที่ ก-1 รูปวงจรมินิเวอ์เตอร์



รูปที่ ก-2 รูปวงจรมินิเวอ์เตอร์และหม้อแปลงสเตปอัพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

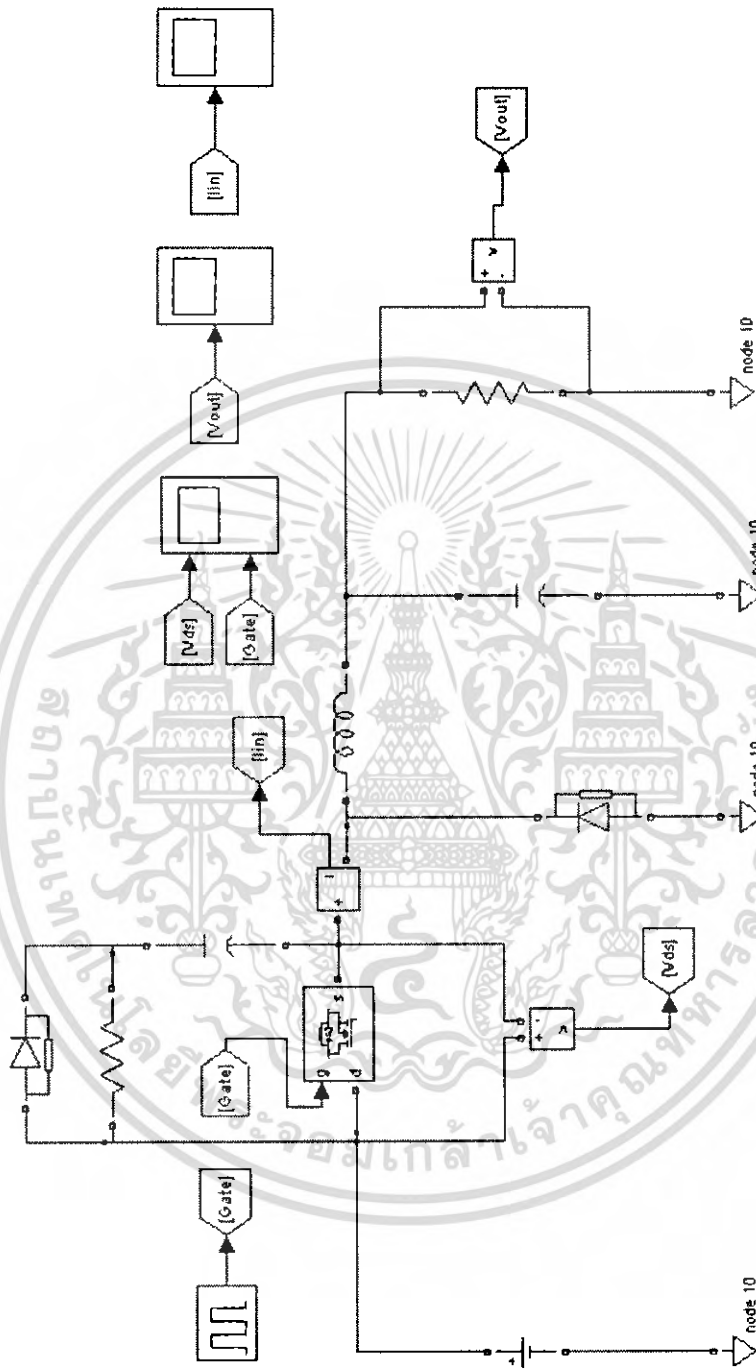


รูป ก-3 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



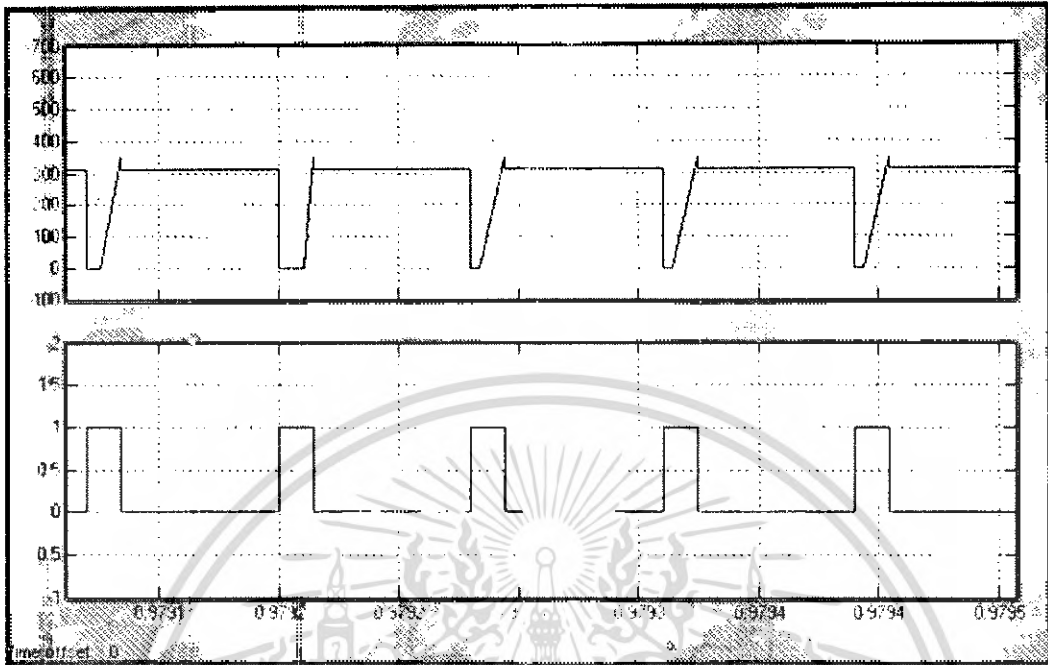
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



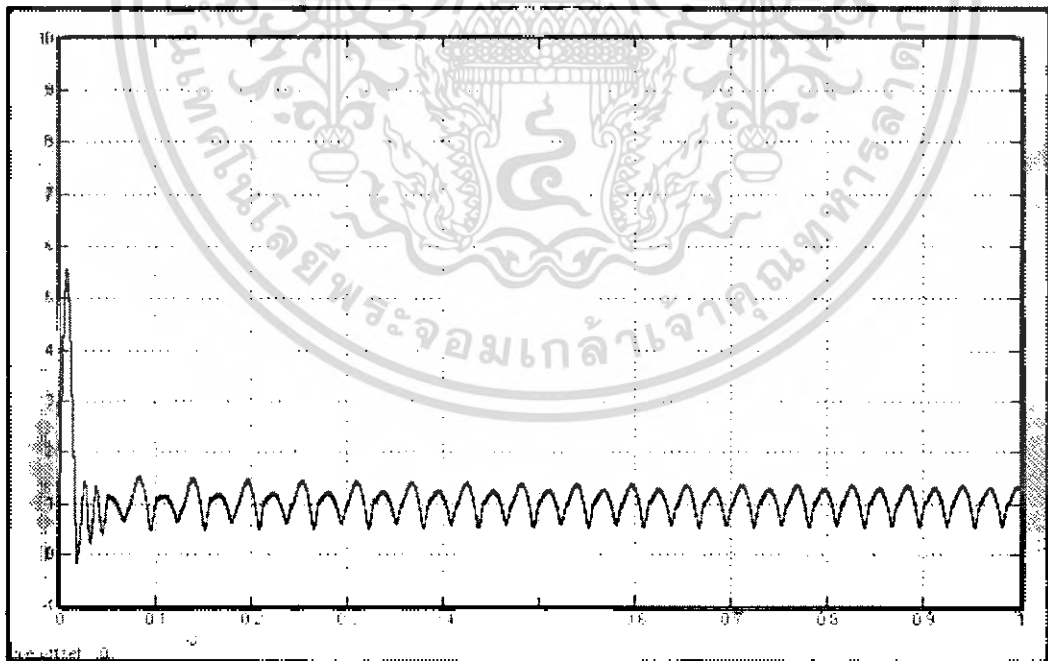
วงจรจำลองการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB (simulink)

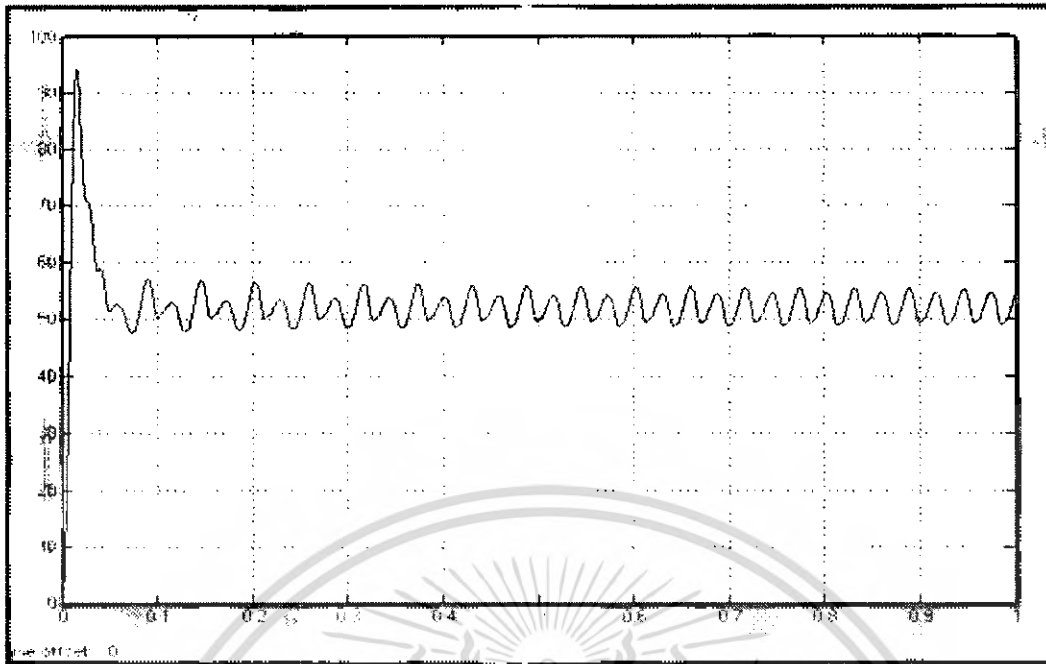


รูปแรงดันตกคร่อมมอเตอร์และสัญญาณควบคุม



รูปกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค  
ข้อมูลอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

Preferred Devices

## SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures

### Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U1510, U1515, U1520, U1540, U1560

### MAXIMUM RATINGS

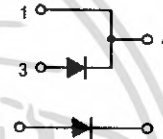
Please See the Table on the Following Page



ON Semiconductor™

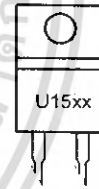
<http://onsemi.com>

**ULTRAFAST  
RECTIFIERS  
15 AMPERES  
100-600 VOLTS**



TO-220AC  
CASE 221B  
PLASTIC

### MARKING DIAGRAM



U15xx = Device Code  
xx = 10, 15, 20,  
40 or 60

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR1510	TO-220	50 Units/Rail
MUR1515	TO-220	50 Units/Rail
MUR1520	TO-220	50 Units/Rail
MUR1540	TO-220	50 Units/Rail
MUR1560	TO-220	50 Units/Rail

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

## MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR					Unit
		1510	1515	1520	1540	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	100	150	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated $V_R$ )	$I_{F(AV)}$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$			15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$		Amps
Peak Rectified Forward Current (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 kHz)	$I_{FRM}$	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$			30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	200			150		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +175					$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	$^\circ\text{C/W}$
--	-----------------	-----	--------------------

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1.) ( $I_F = 15$ Amps, $T_C = 150^\circ\text{C}$ ) ( $I_F = 15$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1.) (Rated dc Voltage, $T_C = 150^\circ\text{C}$ ) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$I_R$	500 10	500 10	1000 10	$\mu\text{A}$
Maximum Reverse Recovery Time ( $I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amps/ $\mu\text{s}$ )	$t_{rr}$	35		60	ns

1. Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ . Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

MUR1510, MUR1515, MUR1520

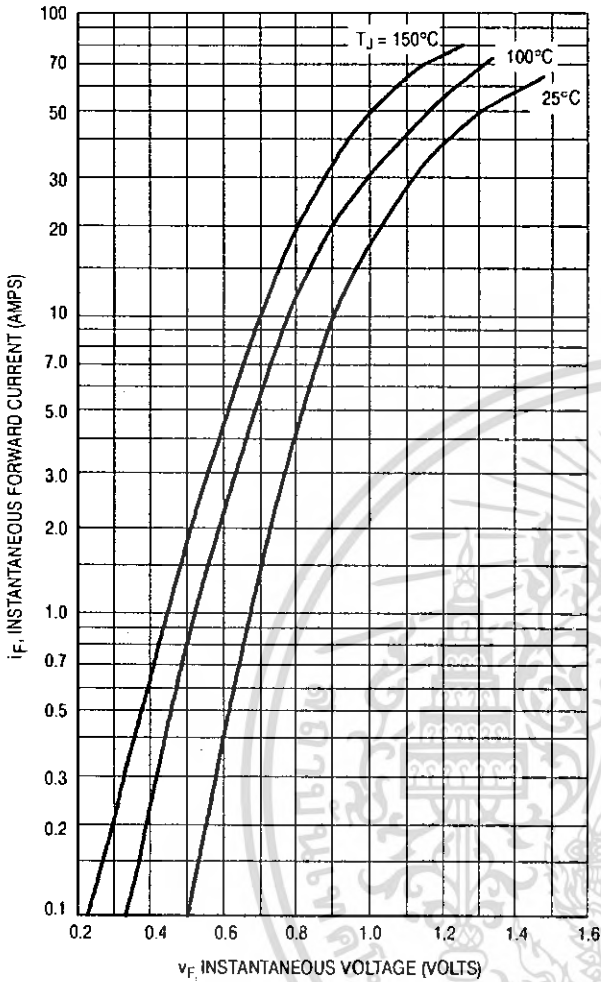


Figure 1. Typical Forward Voltage

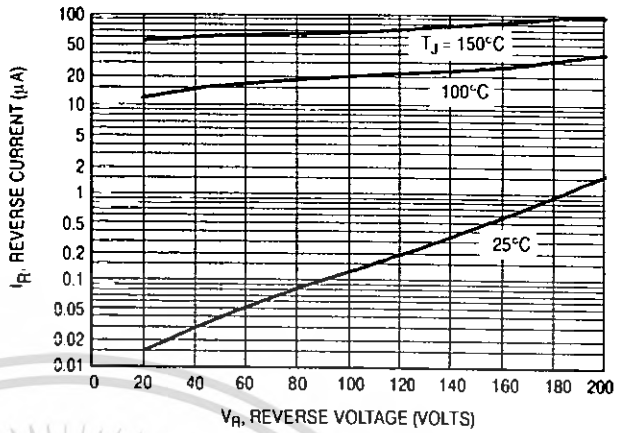


Figure 2. Typical Reverse Current

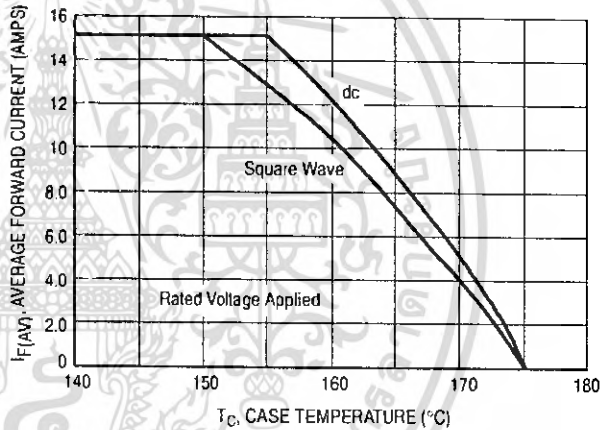


Figure 3. Current Derating, Case

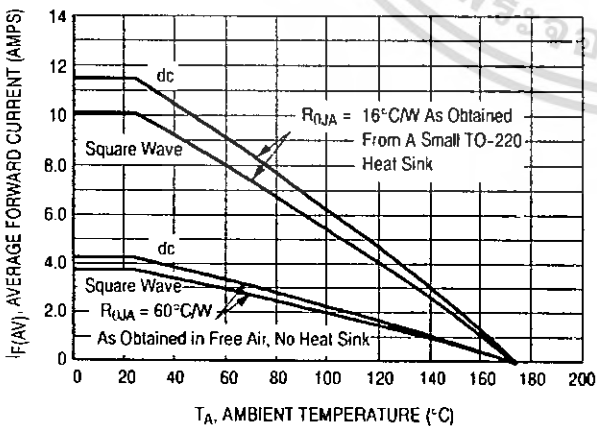


Figure 4. Current Derating, Ambient

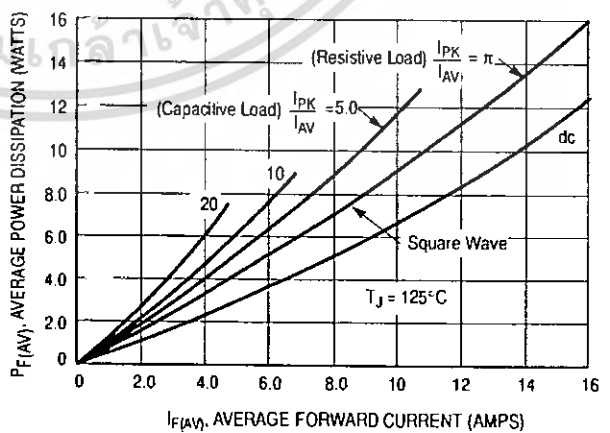


Figure 5. Power Dissipation

<http://onsemi.com>

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

MUR1540

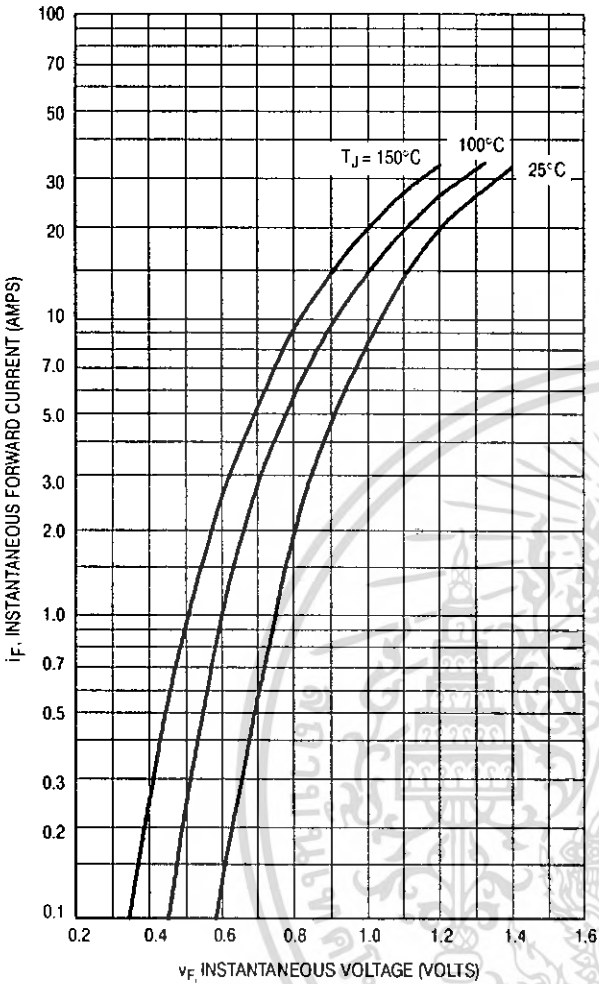


Figure 6. Typical Forward Voltage

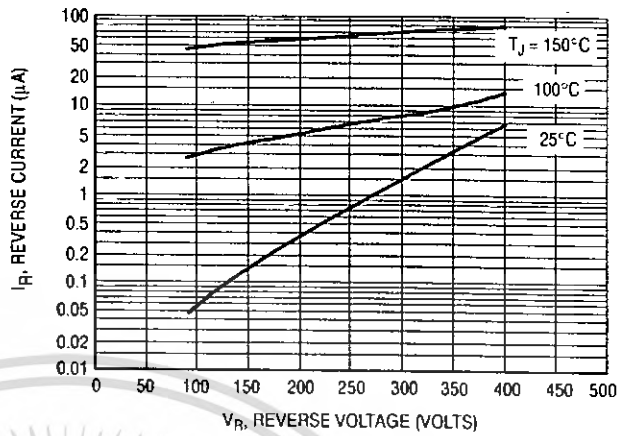


Figure 7. Typical Reverse Current

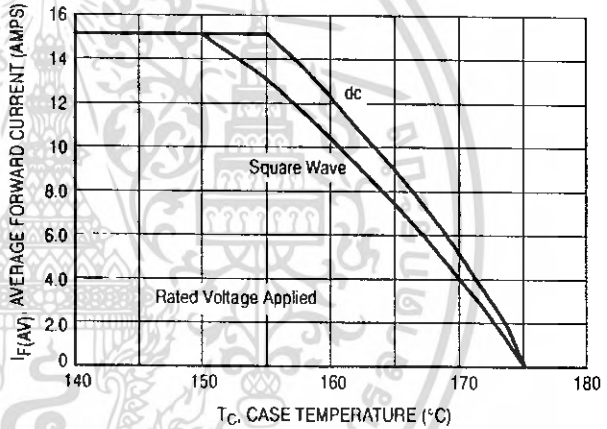


Figure 8. Current Derating, Case

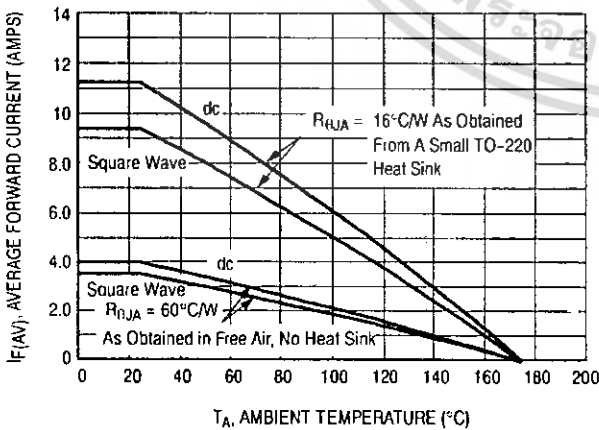


Figure 9. Current Derating, Ambient

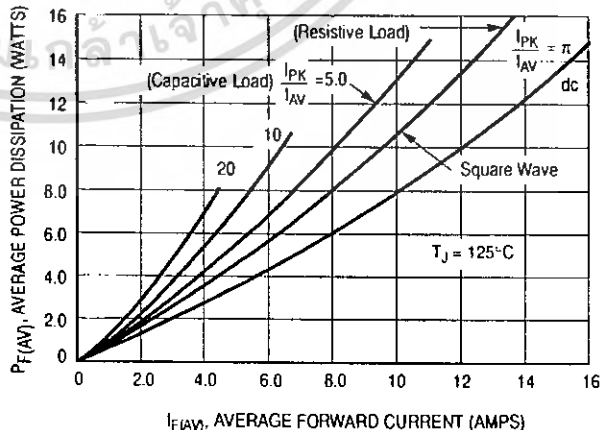


Figure 10. Power Dissipation

<http://onsemi.com>

# MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

## MUR1560

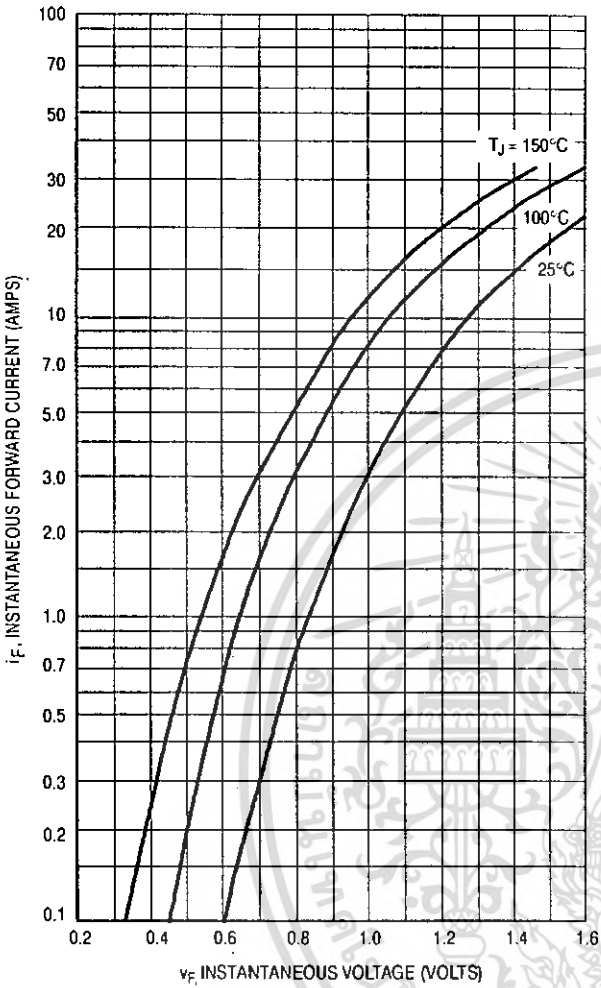


Figure 11. Typical Forward Voltage

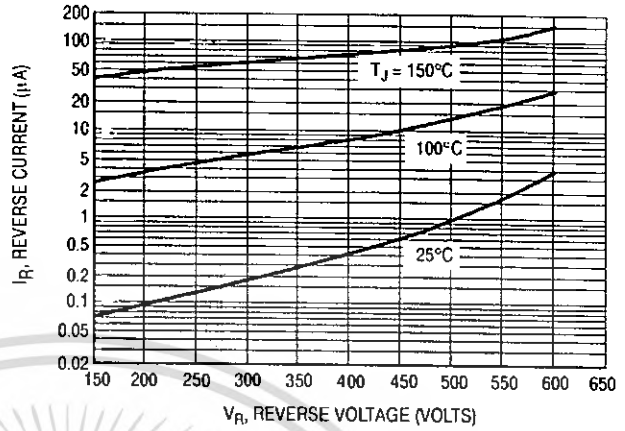


Figure 12. Typical Reverse Current

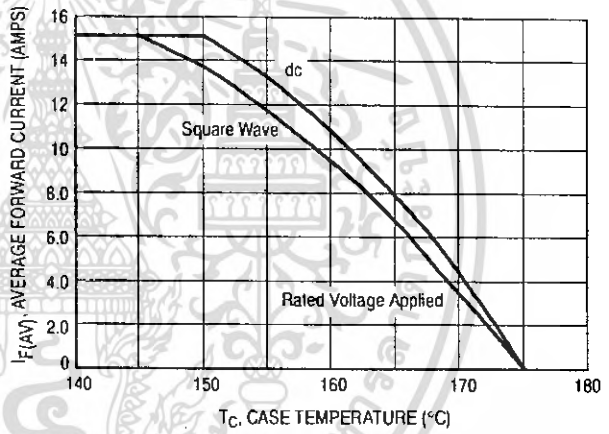


Figure 13. Current Derating, Case

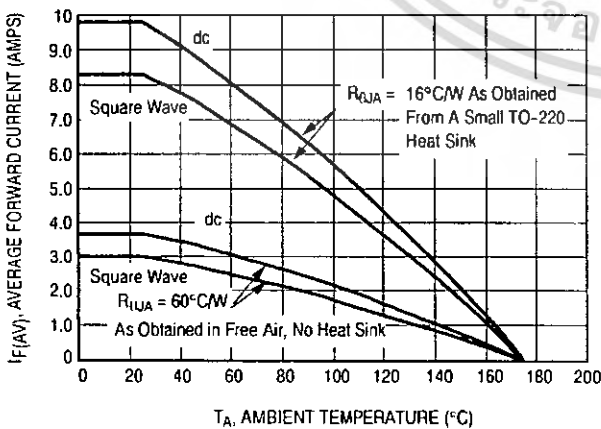


Figure 14. Current Derating, Ambient

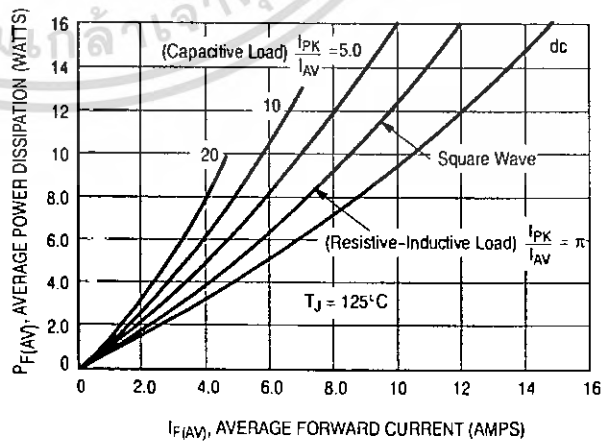


Figure 15. Power Dissipation

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

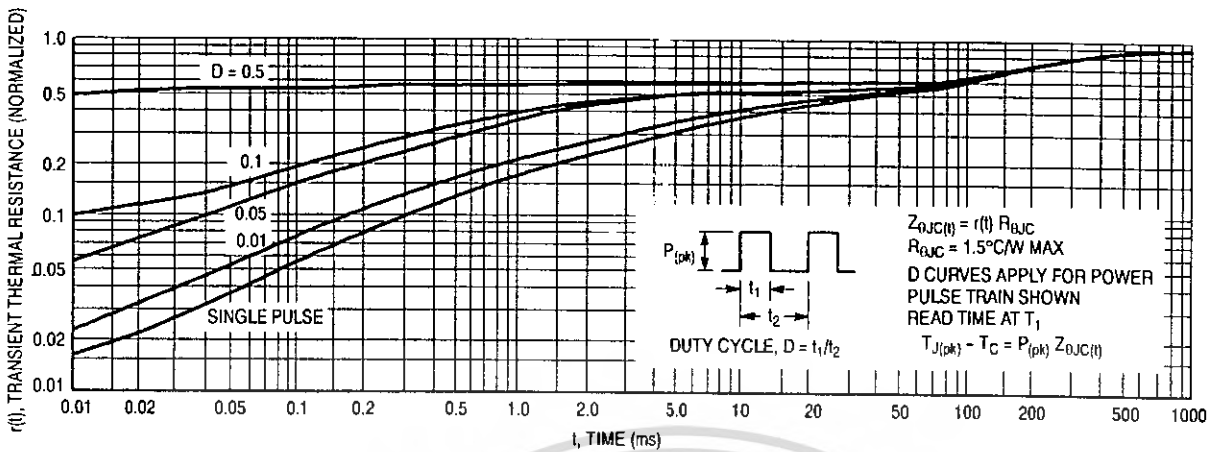


Figure 16. Thermal Response

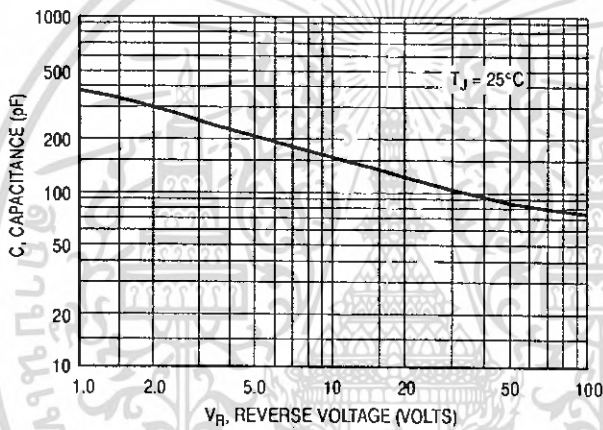


Figure 17. Typical Capacitance

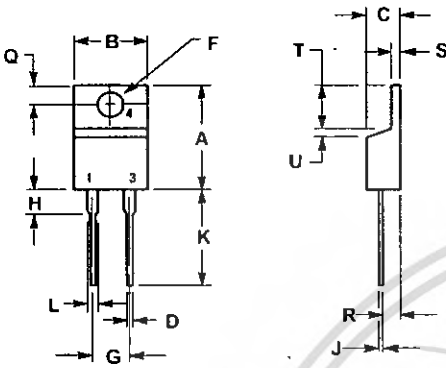
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220 TWO-LEAD  
CASE 221B-04  
ISSUE D



- NOTES:  
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.585	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
O	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27




<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560



SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

### NORTH AMERICA Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: ONlit@hibbertco.com  
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

### EUROPE: LDC for ON Semiconductor - European Support

German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)  
Email: ONlit-german@hibbertco.com  
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)  
Email: ONlit-french@hibbertco.com  
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)  
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS\*: 00-800-4422-3781

\*Available from Germany, France, Italy, UK, Ireland

### CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)  
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com  
Toll-Free from Mexico: Dial 01-800-288-2872 for Access -  
then Dial 868-297-9322

### ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor - Asia Support

Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)  
Toll Free from Hong Kong & Singapore:  
001-800-4422-3781  
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

### JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
Phone: 81-3-5740-2700  
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local  
Sales Representative.

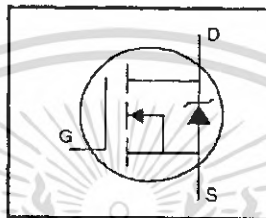
MUR1520/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP460PbF

## HEXFET<sup>®</sup> Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead-Free

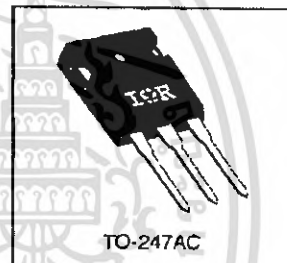


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
$I_D = 20A$

### Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	20
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	13
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current <sup>(1)</sup>	80
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280
	Linear Derating Factor	2.2
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy <sup>(2)</sup>	960
$I_{AR}$	Avalanche Current <sup>(3)</sup>	20
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy <sup>(2)</sup>	28
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt <sup>(4)</sup>	3.5
$T_J$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)

### Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{JC}$	—	—	0.45	°C/W
$R_{JCS}$	—	0.24	—	°C/W
$R_{JA}$	—	—	40	°C/W


# IRFP460PbF

International  
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ②
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	$V_{DS}=400V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ③
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
$t_r$	Rise Time	—	59	—	ns	$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—	ns	$R_G=4.3\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	58	—	ns	$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{DS}=0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	870	—	pF	$V_{DS}=25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ②
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ③
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

### Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

②  $I_{SD} \leq 20A, di/dt \leq 160A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$

③  $V_{DD}=50V, \text{starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=4.3\text{mH}, R_G=25\Omega, I_{AS}=20A$  (See Figure 12)

④ Pulse width  $\geq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

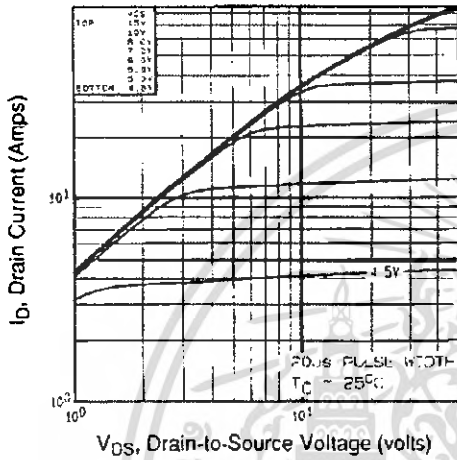


Fig 1. Typical Output Characteristics,  
 $T_C=25^\circ\text{C}$

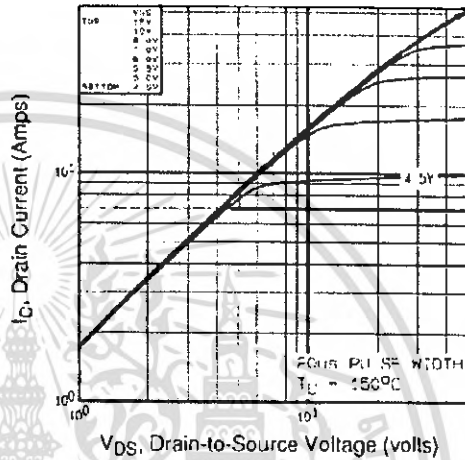


Fig 2. Typical Output Characteristics,  
 $T_C=150^\circ\text{C}$

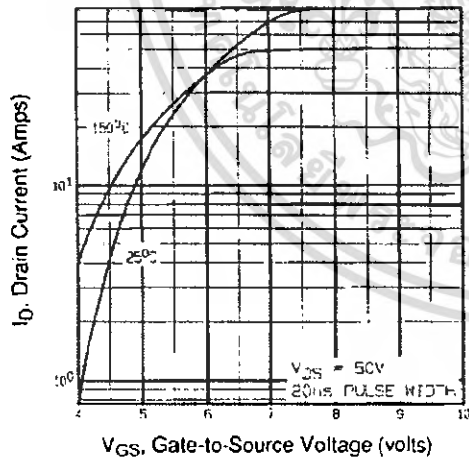


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

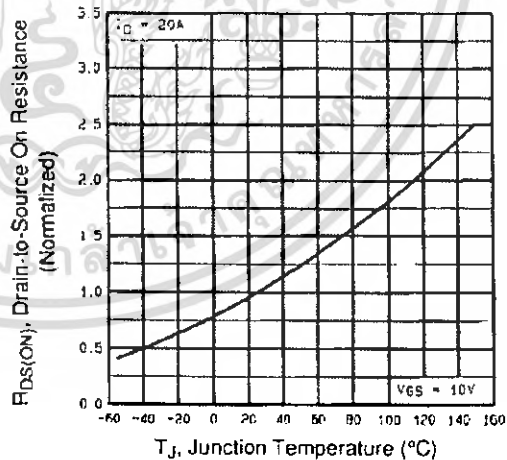
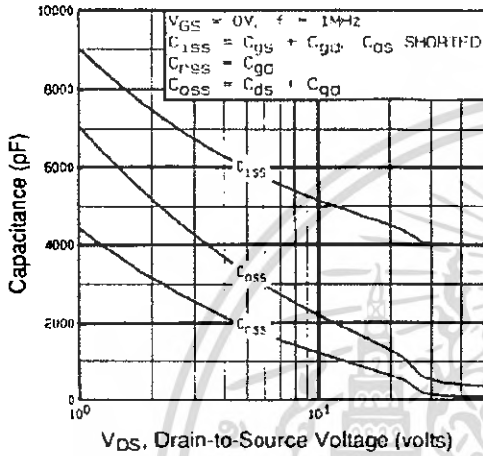
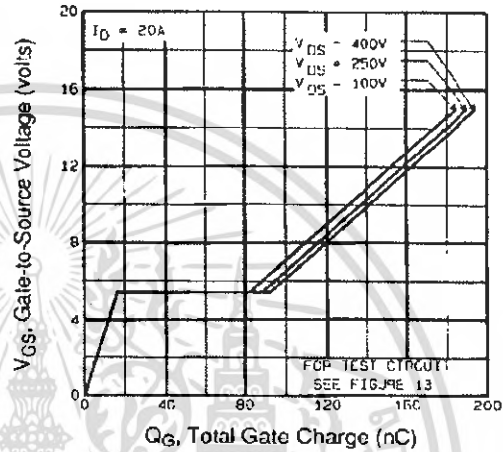


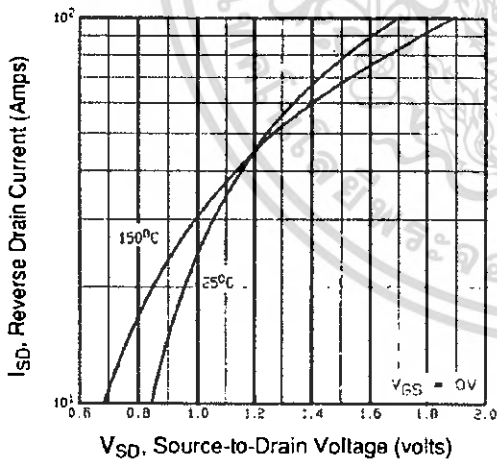
Fig 4. Normalized On-Resistance  
Vs. Temperature



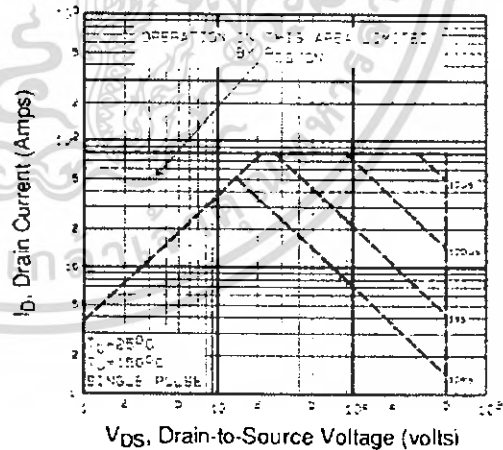
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



**Fig 6.** Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage



**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area

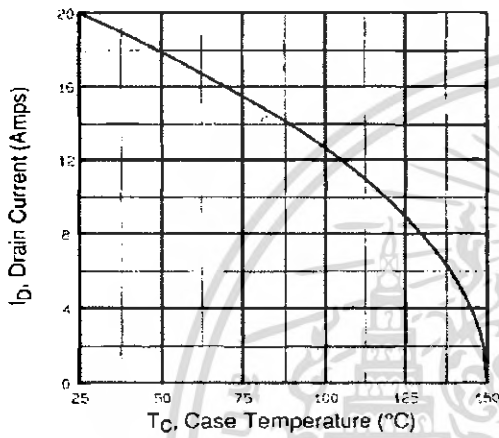


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

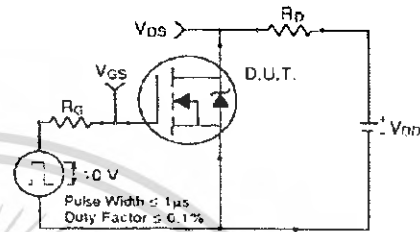


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

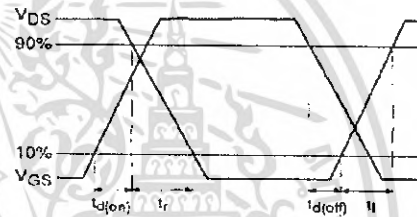


Fig 10b. Switching Time Waveforms

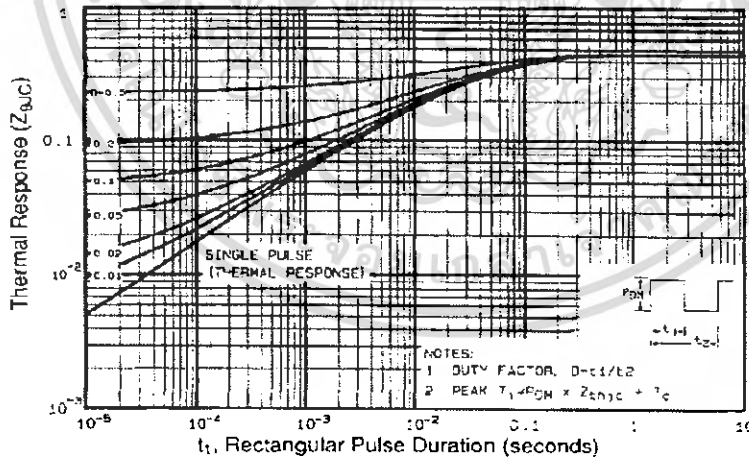


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

# IRFP460PbF

International  
IGR Rectifier

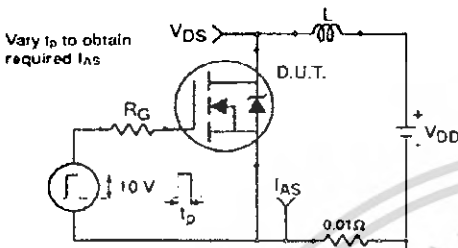


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

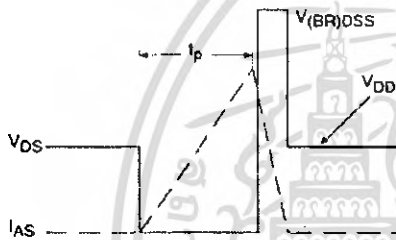


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

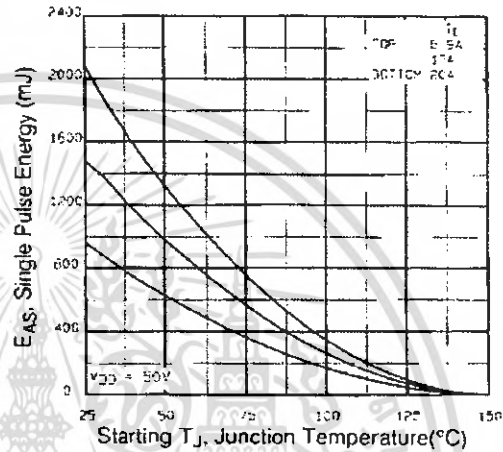


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

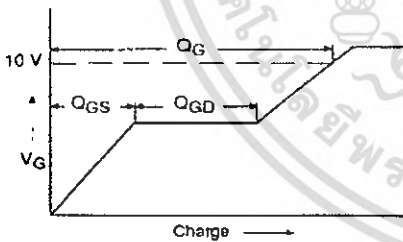


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

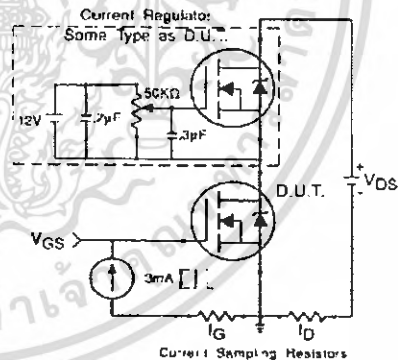


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14. Peak Diode Recovery  $dv/dt$  Test Circuit – See page 1505

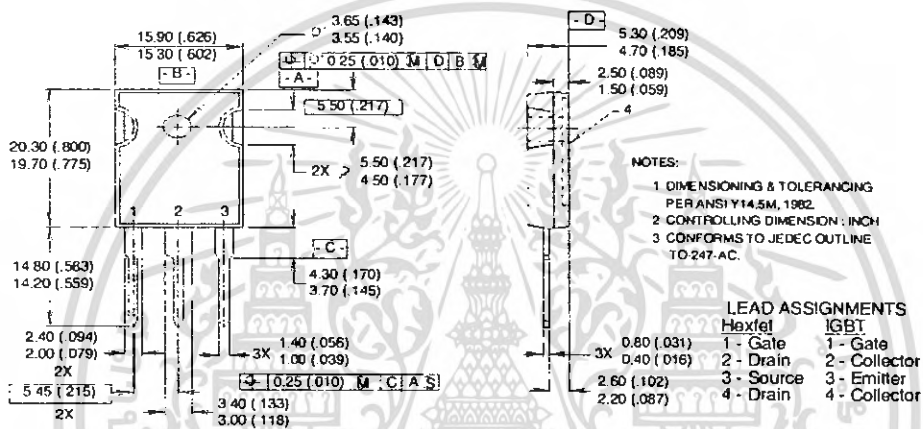
Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

International  
IGR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### TO-247AC Package Outline

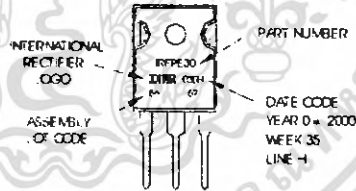
Dimensions are shown in millimeters (inches)



### TO-247AC Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRFP460 WITH ASSEMBLY LOT CODE 5667 ASSEMBLED ON W/W 35, 2000 IN THE ASSEMBLY LINE "4"

Note: "P" in assembly line position indicates "Lead-Free"



Data and specifications subject to change without notice.

International  
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105

TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at [www.irf.com](http://www.irf.com) for sales contact information. 12/03

[www.irf.com](http://www.irf.com)

7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**63A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diodes**

The HGTG30N60C3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. The device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. The IGBT used is the development type TA49051. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the development type TA49053.

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential.

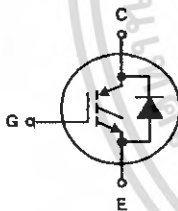
Formerly Developmental Type TA49014.

**Ordering Information**

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60C3D	TO-247	G30N60C3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

**Symbol**



**Features**

- 63A, 600V at  $T_C = 25^\circ\text{C}$
- Typical Fall Time . . . . . 230ns at  $T_J = 150^\circ\text{C}$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

**Packaging**

JEDEC STYLE TO-247



**FAIRCHILD CORPORATION IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS**

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	4,532,534	4,587,713
4,598,461	4,605,948	4,620,211	4,631,564	4,639,754	4,639,762	4,641,162	4,644,637
4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690	4,794,432	4,801,986
4,803,533	4,809,045	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606	4,860,080	4,883,767
4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,609	4,933,740	4,963,951	4,969,027	

## HGTG30N60C3D

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

	HGTG30N60C3D	UNITS
Collector to Emitter Voltage	600	V
Collector Current Continuous		
At $T_C = 25^\circ\text{C}$	63	A
At $T_C = 110^\circ\text{C}$	30	A
Average Diode Forward Current at $110^\circ\text{C}$	25	A
Collector Current Pulsed (Note 1)	252	A
Gate to Emitter Voltage Continuous	$\pm 20$	V
Gate to Emitter Voltage Pulsed	$\pm 30$	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^\circ\text{C}$	60A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$	208	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$	1.67	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead Temperature for Soldering	260	$^\circ\text{C}$
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 15\text{V}$	4	$\mu\text{s}$
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 10\text{V}$	15	$\mu\text{s}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

#### NOTES:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature.
2.  $V_{CE(PK)} = 360\text{V}$ ,  $T_J = 125^\circ\text{C}$ ,  $R_G = 25\Omega$ .

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Collector to Emitter Breakdown Voltage	$BV_{CES}$	$I_C = 250\mu\text{A}$ , $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V
Emitter to Collector Breakdown Voltage	$BV_{ECS}$	$I_C = 10\text{mA}$ , $V_{GE} = 0\text{V}$	15	25	-	V
Collector to Emitter Leakage Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = BV_{CES}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	250	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = BV_{CES}$ , $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	3.0	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = I_{C110}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.5	1.8	V
		$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	1.7	2.0	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$ , $V_{CE} = V_{GE}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$	3.0	5.2	6.0	V
Gate to Emitter Leakage Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , $V_{CE(PK)} = 480\text{V}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$ , $R_G = 3\Omega$ , $L = 100\mu\text{H}$	200	-	-	A
		$V_{CE(PK)} = 600\text{V}$	60	-	-	A
Gate to Emitter Plateau Voltage	$V_{GEP}$	$I_C = I_{C110}$ , $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.1	-	V
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = I_{C110}$ , $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$	-	162	180	nC
		$V_{GE} = 20\text{V}$	-	216	250	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , $I_{CE} = I_{C110}$ , $V_{CE(PK)} = 0.8 BV_{CES}$ , $V_{GE} = 15\text{V}$ , $R_G = 3\Omega$ , $L = 100\mu\text{H}$	-	40	-	ns
Current Rise Time	$t_{r1}$		-	45	-	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	320	400	ns
Current Fall Time	$t_{f1}$		-	230	275	ns
Turn-On Energy	$E_{ON}$		-	1050	-	$\mu\text{J}$
Turn-Off Energy (Note 3)	$E_{OFF}$		-	2500	-	$\mu\text{J}$
Diode Forward Voltage	$V_{EC}$	$I_{EC} = 30\text{A}$	-	1.75	2.2	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# HGTG30N60C3D

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Diode Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_{EC} = 30\text{A}, dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	52	60	ns
		$I_{EC} = 1.0\text{A}, dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	42	50	ns
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	IGBT	-	-	0.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$
		Diode	-	-	1.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTE:

- Turn-Off Energy Loss ( $E_{OFF}$ ) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ( $I_{CE} = 0\text{A}$ ). The HGTG30N60C3D was tested per JEDEC standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss. Turn-On losses include diode losses.

## Typical Performance Curves

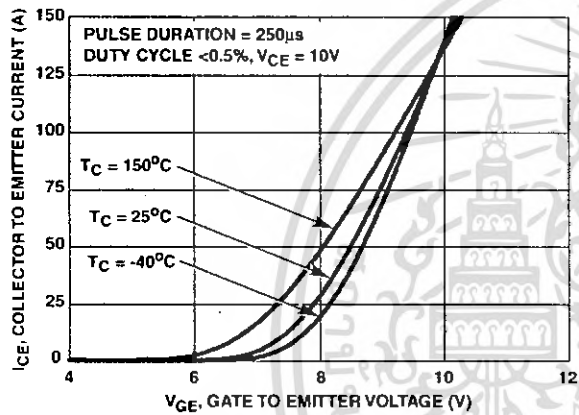


FIGURE 1. TRANSFER CHARACTERISTICS

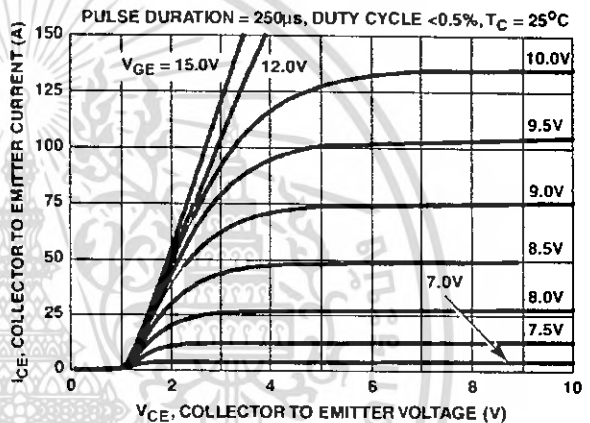


FIGURE 2. SATURATION CHARACTERISTICS

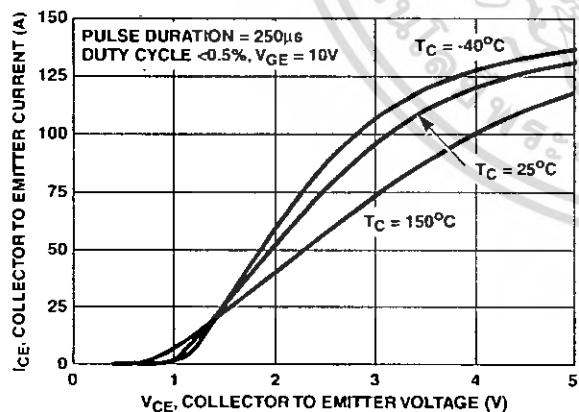


FIGURE 3. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

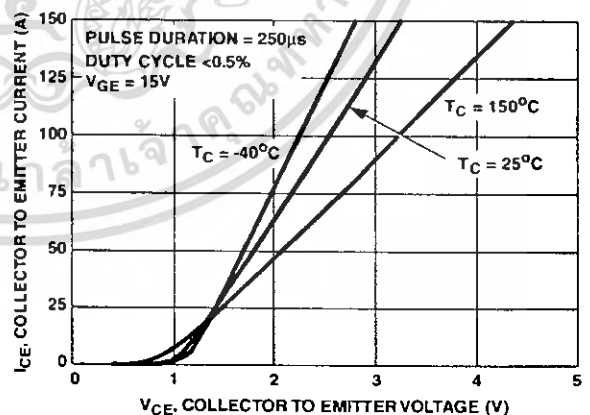


FIGURE 4. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

# HGTG30N60C3D

## Typical Performance Curves (Continued)

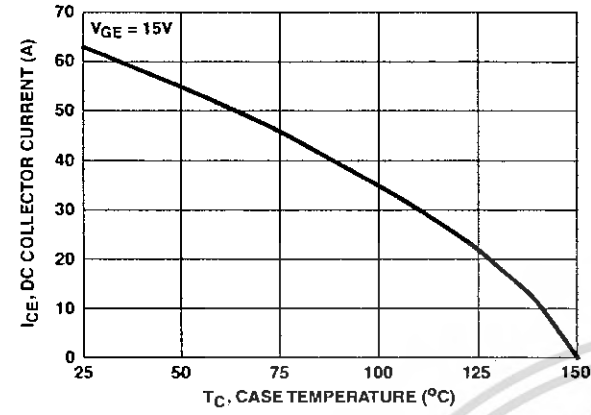


FIGURE 5. MAX. DC COLLECTOR CURRENT vs CASE TEMPERATURE

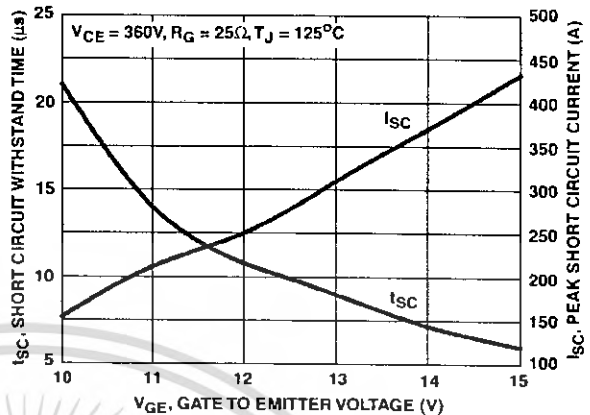


FIGURE 6. SHORT CIRCUIT WITHSTAND TIME

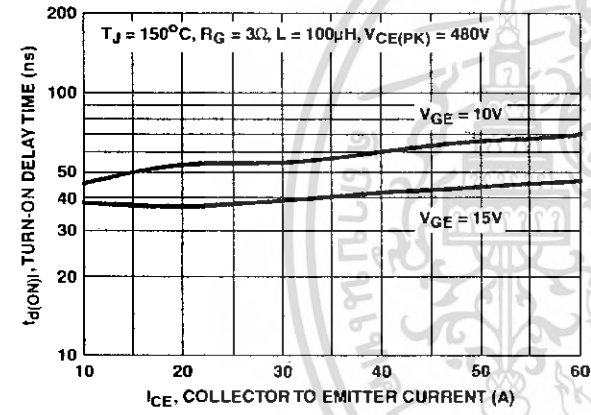


FIGURE 7. TURN-ON DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

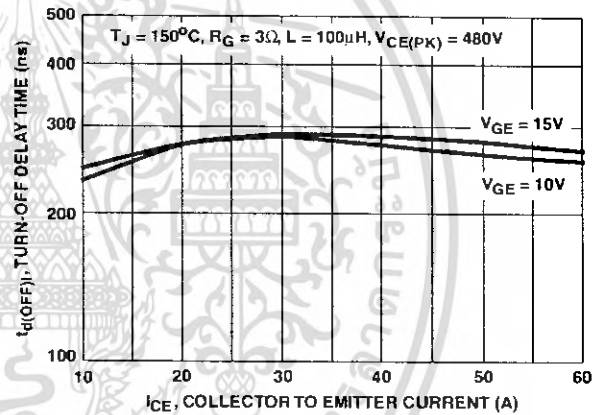


FIGURE 8. TURN-OFF DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

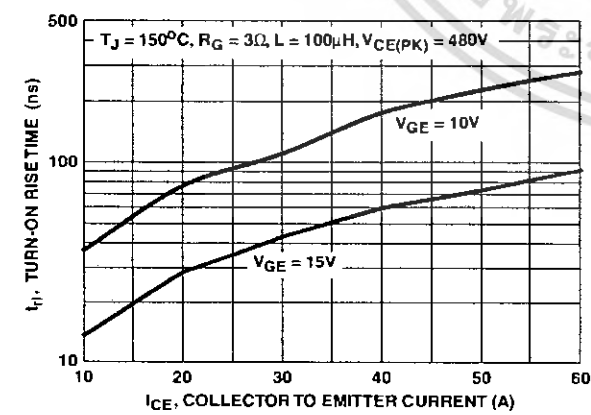


FIGURE 9. TURN-ON RISE TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

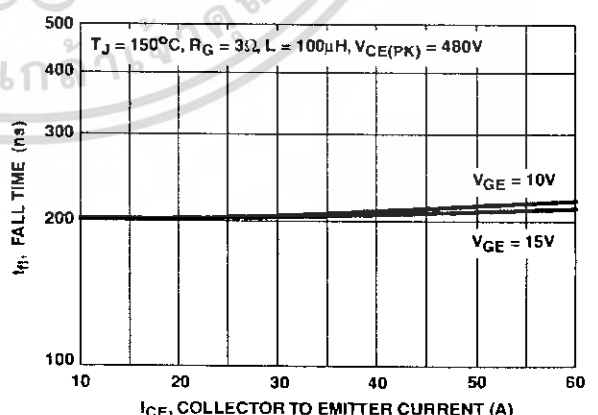


FIGURE 10. TURN-OFF FALL TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# HGTG30N60C3D

## Typical Performance Curves (Continued)

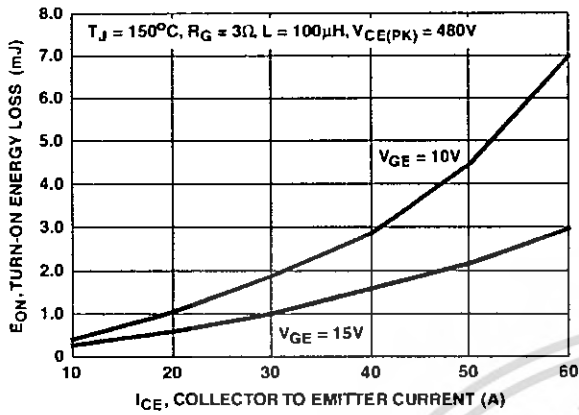


FIGURE 11. TURN-ON ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

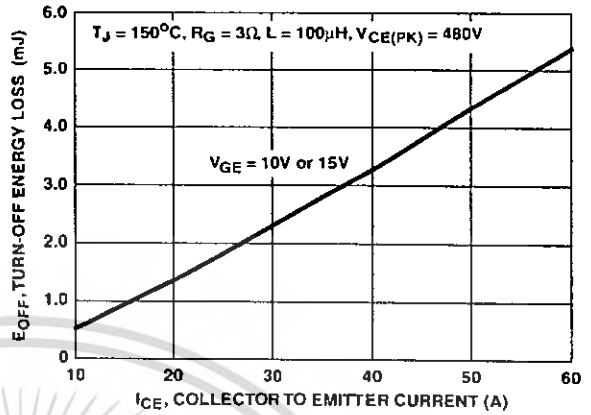


FIGURE 12. TURN-OFF ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

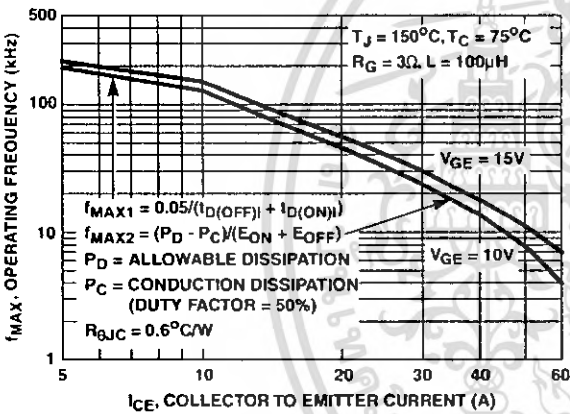


FIGURE 13. OPERATING FREQUENCY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

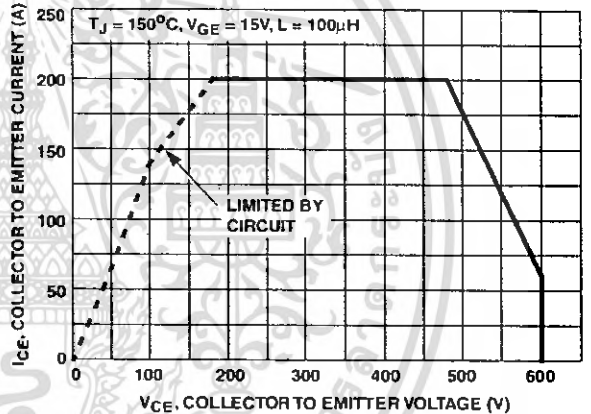


FIGURE 14. SWITCHING SAFE OPERATING AREA

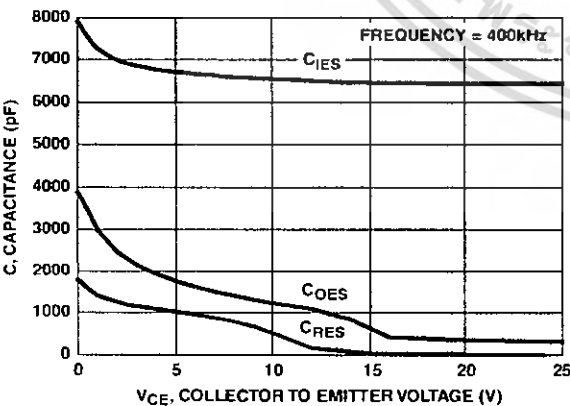


FIGURE 15. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

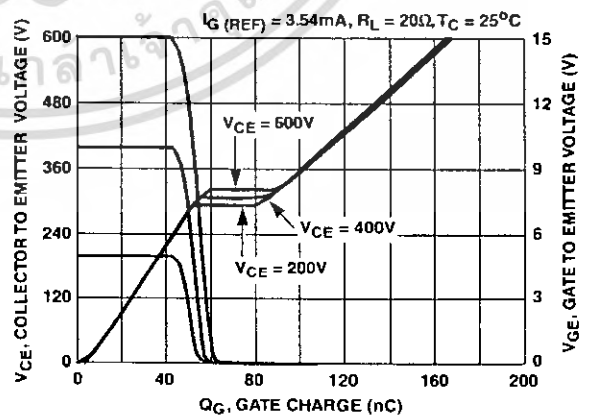


FIGURE 16. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# HGTG30N60C3D

## Typical Performance Curves (Continued)

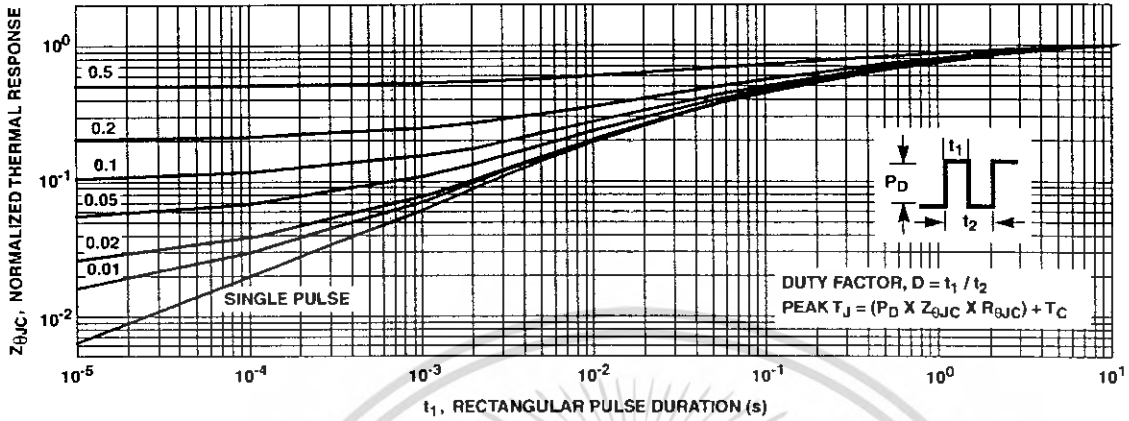


FIGURE 17. IGBT NORMALIZED TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION TO CASE

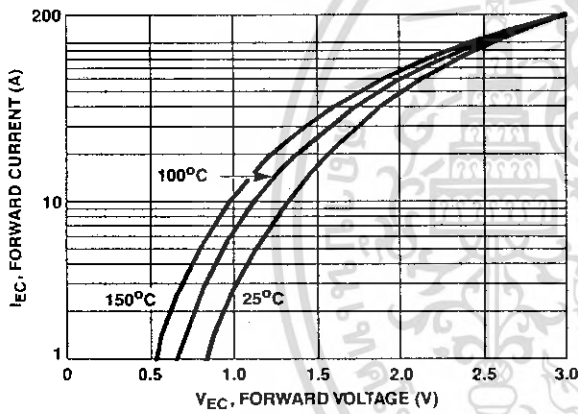


FIGURE 18. DIODE FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE DROP

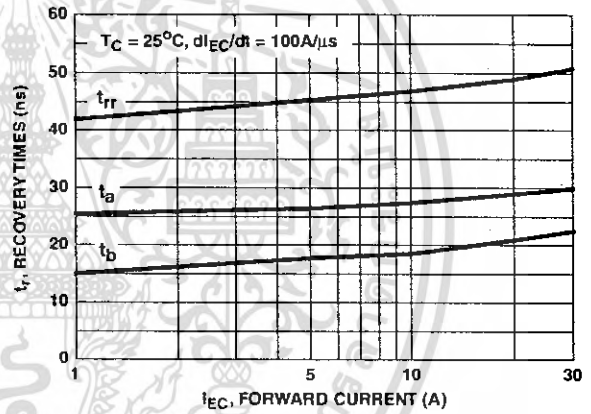


FIGURE 19. RECOVERY TIMES vs FORWARD CURRENT

## Test Circuit and Waveforms

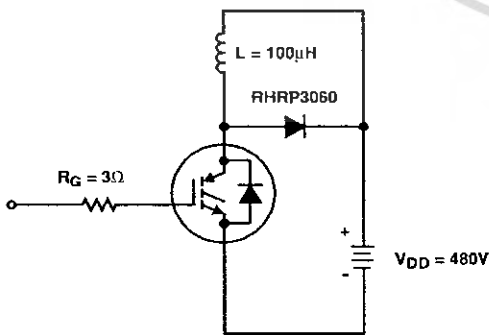


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

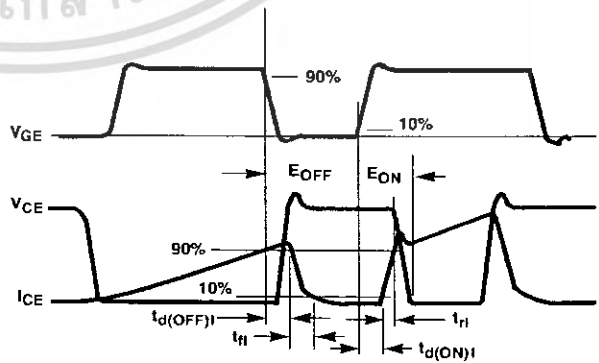


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

## HGTG30N60C3D

### Handling Precautions for IGBTs

Insulated Gate Bipolar Transistors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. With proper handling and application procedures, however, IGBTs are currently being extensively used in production by numerous equipment manufacturers in military, industrial and consumer applications, with virtually no damage problems due to electrostatic discharge. IGBTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORB<sup>TM</sup> LD26" or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the gate-voltage rating of  $V_{GEM}$ . Exceeding the rated  $V_{GE}$  can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. **Gate Termination** - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. **Gate Protection** - These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external zener is recommended.

### Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 13) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs collector current ( $I_{CE}$ ) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 4, 7, 8, 11 and 12. The operating frequency plot (Figure 13) of a typical device shows  $f_{MAX1}$  or  $f_{MAX2}$  whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

$f_{MAX1}$  is defined by  $f_{MAX1} = 0.05 / (t_{D(OFF)} + t_{D(ON)})$ . Deadtime (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible.  $t_{D(OFF)}$  and  $t_{D(ON)}$  are defined in Figure 21.

Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than  $T_{JM}$ .  $t_{D(OFF)}$  is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

$f_{MAX2}$  is defined by  $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{OFF} + E_{ON})$ . The allowable dissipation ( $P_D$ ) is defined by  $P_D = (T_{JM} - T_C) / R_{\theta JC}$ . The sum of device switching and conduction losses must not exceed  $P_D$ . A 50% duty factor was used (Figure 13) and the conduction losses ( $P_C$ ) are approximated by  $P_C = (V_{CE} \times I_{CE}) / 2$ .

$E_{ON}$  and  $E_{OFF}$  are defined in the switching waveforms shown in Figure 21.  $E_{ON}$  is the integral of the instantaneous power loss ( $I_{CE} \times V_{CE}$ ) during turn-on and  $E_{OFF}$  is the integral of the instantaneous power loss during turn-off. All tail losses are included in the calculation for  $E_{OFF}$ ; i.e. the collector current equals zero ( $I_{CE} = 0$ ).

## TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CoolFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisolator™	POP™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOME™	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E <sup>2</sup> CMOS™	LittleFET™	QS™	TinyLogic™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR\*POWER is used under license

## DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

## LIFE SUPPORT POLICY

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

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

## PRODUCT STATUS DEFINITIONS

### Definition of Terms

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

Rev 144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TENTATIVE**

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs IRed & Photo-IC

# TLP250F

- Transistor Inverter
- Inverter For Air Conditioner
- IGBT Gate Drive
- Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250F consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
 This unit is 8-lead DIP.  
 TLP250F is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current:  $I_F = 5\text{mA}$  (max.)
- Supply current: 11mA (max.)
- Supply voltage: 10~35V
- Output current:  $\pm 1.5\text{A}$  (max.)
- Switching time:  $t_{pHL}, t_{pLH} = 0.5\mu\text{s}$  (max.)
- Isolation voltage: 2500  $V_{rms}$  (min.)
- UL recognized: UL1577, file no. E67349
- Option (D4) type
- VDE approved: DIN VDE0884 / 06.92, 認定 No. 76823
- Maximum operating insulation voltage: 1140V<sub>PK</sub>
- Highest permissible over voltage: 6000V<sub>PK</sub>

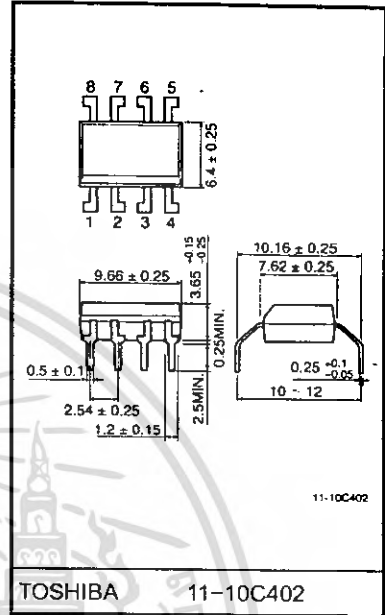
(Note 1) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the " Option (D4) "

- Structural parameter  
 Creepage distance: 8.0mm (min.)  
 Clearance: 8.0mm (min.)

**Truth Table**

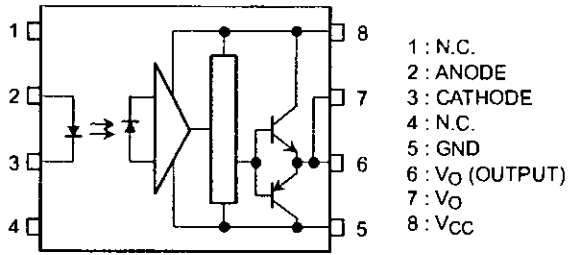
		Tr1	Tr2
		On	Off
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Unit in mm

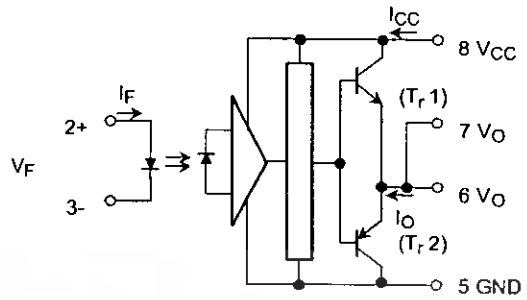


Weight: 0.54 g

**Pin Configuration (top view)**



**Schematic**



(Note 2) A 0.1 $\mu$ F bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5.



## RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EBC

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