

วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์  
Zero-Voltage Zero-Current Switching Full-Bridge Converter



T4.21564



เลขหมู่.....  
ลงทะเบียน 121564  
วัน,เดือน,ปี 18 ก.ค. 2555

b. 1211/082  
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Zero-Voltage Zero-Current Switching Full-Bridge Converter**



**THIS THESIS IS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
BACHELOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**ACADEMIC YEAR 2010**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2553

วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์  
Zero-Voltage Zero-Current Switching Full-Bridge Converter



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


ปริญญาโทปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย วรเดช ชุมภูงาม
  2. นาย อรรถพล แซ่อ้อ
  3. นางสาว อารียา จันทรสุขสมบูรณ์
  4. นาย เอนกพงศ์ กาญจนวงศ์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
( ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์

นาย วรเดช ชุมภูงาม

นาย อรรถพล แซ่อ้อ

นางสาว อารียา จันทร์สุขสมบุญ

นาย เอนกพงศ์ กาญจนวงศ์

ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2553

## บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ซึ่งสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ทำการศึกษาโหมดการทำงานทั้งหมดของวงจรนี้ในทางทฤษฎี และในโครงการนี้จะใช้การควบคุมแบบเลื่อนเฟสแบบ PWM เพื่อให้เกิดการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ ที่กึ่งหน้า และเกิดการสวิตช์ด้วยกระแสศูนย์ที่กึ่งหลัง และในการวิเคราะห์การสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นั้นจะใช้การจำลองด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ และตรวจสอบการทำงานของวงจร และในการวิเคราะห์จะมีในส่วนของ การออกแบบและการสร้างเพื่อยืนยันผลการจำลองด้วยผลการทดลอง ให้แรงดันขาออก 60 V และกำลังงานขาออก 578 W วงจรฟูลบริดจ์ใช้งานที่ความถี่ 60 kHz ประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ 88% ที่พิกัด

คำสำคัญ: แรงดันศูนย์, กระแสศูนย์, ควบคุมแบบเลื่อนเฟส

# Zero-Voltage Zero-Current Switching Full-Bridge Converter

Woradech Chumpongam

Atthapon Sae-ue

Areeya Junsooksomboon

Aneakpong Kanganawong

Asst. Prof. Dr. Anuwat Jangwanitlert Advisor

2010

## ABSTRACT

This project studied about a Zero-Voltage Zero-Current Switching (ZVZCS) Full-Bridge Converter. The operation mode were studied in this converter. The phase-shift PWM control strategy were used to achieve a Zero-Voltage Switching (ZVS) condition at the leading leg and a Zero-Current Switching (ZCS) condition at the lagging leg. The analysis of ZVZCS were verified by PSpice program in order to prove the parameters and check the operation circuit. The experimental results are emphasized for the simulation results. The experiment shows the output voltage of 60 V, and output power of 578 W. In addition, the switching frequency is 60 kHz and efficiency of converter is 88%

Keyword: zero-voltage , zero-current , phase-shift control

## กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงการนี้ผู้จัดทำทุกคนขอขอบคุณอย่างซาบซึ้งในความกรุณาของ ผศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ได้ให้คำแนะนำด้วยดีมาโดยตลอด อีกทั้ง พี่ๆปริญญานิเทศศาสตร์ทุกท่านที่ได้ให้คำปรึกษาในการทำโครงการชิ้นนี้ ตลอดจน ห้องสมุดคณะและห้องสมุดของสถาบัน ซึ่งเป็นสถานที่ที่สามารถหาความรู้จากหนังสือเพิ่มเติม ได้เป็นอย่างดี และห้องอุปกรณ์ในคณะที่เอื้อเพื่ออุปกรณ์ในการวัดและทดสอบ และต้องขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการทำโครงการ และสามารถทำงานชิ้นนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอบคุณเพื่อนๆทุกคนในกลุ่มที่คอยเป็นกำลังใจให้กัน ร่วมมือกันในการทำงานฟันฝ่าอุปสรรคจนมาถึงวันที่งานสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี และหวังว่าจากการทำโครงการในครั้งนี้ เราทุกคนในกลุ่มจะสามารถนำความรู้ที่ได้ไปใช้ประโยชน์ในภายภาคหน้าเพื่อตนเองและการพัฒนาสังคมได้อย่างมีประสิทธิภาพ



# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ .....	I
ABSTRACT .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญรูป .....	VI
สารบัญตาราง .....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	1
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน .....	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง .....	3
2.1 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า .....	3
2.1.1 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า .....	3
2.1.2 หลักการพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก.....	5
2.1.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่.....	8
2.2 มอสเฟตกำลังและวงจรขับเคลื่อน .....	11
2.2.1 โครงสร้างของมอสเฟต .....	12
2.2.2 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนสำหรับมอสเฟตกำลัง .....	15
2.2.3 การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างมอสเฟตกับวงจรควบคุม.....	17
2.3 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว .....	18
2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์.....	18
2.3.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์ .....	20
2.4 วงจรเรียงกระแสแบบ Single-phase Full-wave .....	21
2.5 ทฤษฎีการสวิตช์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ .....	26
2.5.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง.....	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
2.5.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS .....	28
2.5.3 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS .....	28
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง .....	32
3.1 หลักการทำงานของวงจรตีชู้ตตีชู้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตซ์ด้วย แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	32
3.2 การคำนวณและออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง .....	41
3.3 วงจรกำลัง .....	43
3.4 วงจรควบคุม.....	50
บทที่ 4 ผลจากการจำลองด้วย PSpice .....	55
บทที่ 5 ผลจากการทดสอบกับเครื่อง ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น .....	60
บทที่ 6 บทสรุป .....	80
เอกสารอ้างอิง.....	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ.....	5
2.2 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ .....	5
2.3 วงรอบฮิสเตอร์ซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟ .....	6
2.4 ตัวอย่างนิยาม $A_c$ และ $A_w$ สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ.....	9
2.5 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง .....	12
2.6 (ก) ไดโอดภายในมอสเฟต	
(ข) การต่อไดโอดเพิ่มภายนอก .....	13
2.7 วงจรสมมูลของมอสเฟต.....	15
2.8 (ก) วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง	
(ข) วงจรขับเคลื่อนแบบโทเท็มโพล	
(ค) ไอซีของวงจรขับเคลื่อนที่มีฟิเฟอร์แบบโทเท็มโพล.....	16
2.9 (ก) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ วงจรกำลังด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า	
(ข) แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า	
(ค) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ วงจรกำลังด้วยการเชื่อมต่อทางแสง .....	17
2.10 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ .....	19
2.11 รูปคลื่นแรงดันแบบ Quasi square wave.....	19
2.12 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันต้านออกของอินเวอร์เตอร์.....	22
2.13 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped .....	22
2.14 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D1 นำกระแส.....	23
2.15 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D2 นำกระแส.....	23
2.16 ลักษณะแรงดันคร่อมโหลดที่ผ่านการเรียงกระแสแบบ Full-wave.....	23
2.17 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge .....	24
2.18 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D1 และ D2 นำกระแส.....	24
2.19 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D3 และ D4 นำกระแส.....	25
2.20 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ที่มีการต่อ C ฟิเตอร์.....	25
2.21 ลักษณะแรงดันที่ถูกเรียงกระแสแบบ Full-wave และผ่านการกรองจาก C ฟิเตอร์.....	25
2.22 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง และลักษณะสัญญาณ เกี่ยวข้อง .....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
2.23 ความสูญเสียในการสวิตช์ขณะ Turn on และ Turn off .....	28
2.24 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง.....	29
2.25 ลักษณะการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ .....	30
3.1 วงจรตีชัตติชัตติคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ .....	33
3.2 การทำงานในโหมด 1.....	34
3.3 การทำงานในโหมด 2.....	35
3.4 การทำงานในโหมด 3.....	35
3.5 การทำงานในโหมด 4.....	36
3.6 การทำงานในโหมด 5.....	37
3.7 การทำงานในโหมด 6.....	38
3.8 การทำงานในโหมด 7, 8.....	39
3.9 การทำงานในโหมด 9.....	39
3.10 ลักษณะของแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งต่างๆ ในแต่ละโหมด .....	40
3.11 วงจรตีชัตติชัตติคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์สำหรับนำไปสร้างจริง .....	44
3.12 ค่าแรงดัน $V_{max}$ ของมอสเฟสที่ได้จากการจำลอง.....	45
3.13 ค่าแรงดัน $V_{rms}$ และ $V_{avg}$ ของมอสเฟสที่ได้จากการจำลอง.....	45
3.14 ค่ากระแส $I_{max}$ ของมอสเฟสที่ได้จากการจำลอง .....	45
3.15 ค่ากระแส $I_{rms}$ และ $I_{avg}$ ของมอสเฟสที่ได้จากการจำลอง.....	46
3.16 ค่าแรงดัน $V_{max}$ ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง .....	46
3.17 ค่าแรงดัน $V_{rms}$ และ $V_{avg}$ ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง .....	46
3.18 ค่ากระแส $I_{max}$ ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง.....	47
3.19 ค่ากระแส $I_{rms}$ และ $I_{avg}$ ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง .....	47
3.20 ค่าแรงดัน $V_{max}$ ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง .....	47
3.21 ค่าแรงดัน $V_{rms}$ และ $V_{avg}$ ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง .....	48
3.22 ค่ากระแส $I_{max}$ ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง .....	48
3.23 ค่ากระแส $I_{rms}$ และ $I_{avg}$ ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง .....	48
3.24 ค่าแรงดัน $V_{max}$ ของไดโอด Dd ที่ได้จากการจำลอง .....	49
3.25 ค่าแรงดัน $V_{rms}$ และ $V_{avg}$ ของไดโอด Dd ที่ได้จากการจำลอง .....	49
3.26 ค่ากระแส $I_{max}$ ของไดโอด Dd ที่ได้จากการจำลอง .....	49
3.27 ค่ากระแส $I_{rms}$ และ $I_{avg}$ ของไดโอด Dd ที่ได้จากการจำลอง .....	50
3.28 วงจรจ่ายไฟเลี้ยง.....	51
3.29 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบเล็อนเฟส .....	52

รูปที่	หน้า
3.30 ลักษณะสัญญาณ A,B,C,D .....	52
3.31 ลักษณะสัญญาณชั้นบันไดที่ใช้ควบคุมมอเตอร์โดยสร้างจากสัญญาณ A,B,C,D.....	53
3.32 วงจรแยกกราวด์ .....	54
4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วย PSpice .....	55
4.2 สัญญาณควบคุมแบบชั้นบันไดจากการจำลอง .....	55
4.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอเตอร์แต่ละตัวจากการจำลอง .....	56-57
4.4 รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากส่วนอินเวอร์เตอร์จากการจำลอง .....	57
4.5 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง .....	58
4.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง .....	58
4.7 รูปคลื่นแรงดันขาออกจากการจำลอง .....	59
4.8 รูปคลื่นกระแสขาออกจากการจำลอง.....	59
4.9 รูปคลื่นกำลังขาออกจากการจำลอง.....	59
5.1 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S1 และสวิตช์ S2.....	60
5.2 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S1 และชุดล่างใช้ควบคุม S2 .....	61
5.3 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S2 และสวิตช์ S3.....	61
5.4 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S2 และชุดล่างใช้ควบคุม S3 .....	62
5.5 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S3 และสวิตช์ S4.....	62
5.6 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S3 และชุดล่างใช้ควบคุม S4 .....	63
5.7 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S1 และสวิตช์ S3.....	63
5.8 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S1 กับ S3.....	64
5.9 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S2 และสวิตช์ S4.....	64
5.10 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2 กับ S4.....	65
5.11 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดัน และกระแสขาเข้า .....	66
5.12 ลักษณะจริงของแรงดันขาเข้า .....	66
5.13 ลักษณะจริงของกระแสขาเข้า .....	67
5.14 ลักษณะจริงของกำลังขาเข้า.....	67
5.15 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันปฐมภูมิ และกระแสปฐมภูมิ ของหม้อแปลงตัวหลัก .....	68
5.16 ลักษณะจริงของแรงดันที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	68
5.17 ลักษณะจริงของกระแสที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	69
5.18 ลักษณะจริงของกำลังที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก .....	69

รูปที่	หน้า
5.19 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันทุติยภูมิ และกระแสทุติยภูมิ ของหม้อแปลงตัวหลัก .....	70
5.20 ลักษณะจริงของแรงดันที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก .....	70
5.21 ลักษณะจริงของกระแสที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	71
5.22 ลักษณะจริงของกำลังที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	71
5.23 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันขาออก และกระแสขาออก.....	72
5.24 ลักษณะจริงของแรงดันขาออก.....	72
5.25 ลักษณะจริงของกระแสขาออก.....	73
5.26 ลักษณะจริงของกำลังขาออก .....	73
5.27 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสจากการทดสอบ.....	75
5.28 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสจากการทดสอบ.....	75
5.29 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันคร่อม C-holding จากการทดสอบ.....	76
5.30 รูปคลื่นแรงดันคร่อม C-holding จากการทดสอบ.....	76
5.31 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของการเกิด ZVS และ ZCS จากการทดสอบ.....	77
5.32 ตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS จากการทดสอบ.....	77
5.33 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective .....	78
5.34 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective .....	78
5.35 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก.....	79

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ดสวิตชิง, ZVS และ ZVZC ....	30
3.1 ค่าแรงดันและกระแสที่ไดโอดและมอสเฟตจากการจำลอง .....	50
3.2 เบอร์และพิกัดของอุปกรณ์ที่เลือกใช้.....	51
5.1 รูปกำลังที่แต่ละจุดที่ทำการทดสอบ .....	73
5.2 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective .....	78
5.3 ค่าที่บันทึกไว้จากการปรับเปลี่ยนโหลด .....	79



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่มีกำลังงานสูงนั้น หากใช้เทคนิคการสวิตช์แบบฮาร์ดสวิตช์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานขณะสวิตช์ซึ่งส่งผลทำให้ระบบมีประสิทธิภาพต่ำลง ดังนั้นในปัจจุบันจึงมีการพัฒนาการสวิตช์แบบซอฟต์สวิตช์ซึ่งสามารถลดการสูญเสียลงได้ ซึ่งเทคนิคในการสวิตช์ที่นิยมคือแบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ แต่การสวิตช์ด้วยวิธีนี้ก็ยังมีข้อเสียคือการสูญเสียอันเนื่องมาจากผลของกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งและหม้อแปลงในช่วงการฟรีวีลลิ่ง

ดังนั้นจึงได้มีหลักการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ซึ่งสามารถลดผลของกระแสไหลวนที่เกิดในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวีลลิ่งได้ ซึ่งส่งผลให้มีการสูญเสียน้อยลงและมีประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงมีค่าเพิ่มขึ้นได้

### 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อให้เข้าใจหลักการลดกำลังสูญเสียในขณะสวิตช์
2. เพื่อวิเคราะห์ลักษณะการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์แบบแรงดันศูนย์และการสวิตช์แบบกระแสศูนย์
3. เพื่อศึกษาผลของการสวิตช์แบบฮาร์ดสวิตช์ และการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

### 1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

ในโครงการนี้เราจะศึกษาหลักการทำงานและสร้างเครื่องคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ โดยกำหนดทำที่ค่าพิกัด แรงดันขาเข้า 0-300 V แรงดันขาออก 0-45 V กระแสโหลด 15 A กำลังเฉลี่ยประมาณ 675 W สวิตช์ที่ความถี่ 60 KHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

เรียงตามลำดับดังนี้

1. ศึกษาโหมดการทำงานต่างๆ และหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
2. ทำการจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ด้วยโปรแกรม PSpice
3. จากการจำลองด้วยโปรแกรม หาขนาดพิกัดของอุปกรณ์แต่ละตัว และซื้ออุปกรณ์ให้ครบตามวงจร
4. ทำการออกแบบและสร้างเครื่องคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
5. ทดสอบการทำงานของเครื่องคอนเวอร์เตอร์ให้เป็นไปตามทฤษฎี
6. สรุปผลการทดสอบการทำงานของเครื่องคอนเวอร์เตอร์

## 1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. เข้าใจหลักการการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และการสวิตช์ด้วยกระแสศูนย์
2. ทำให้ทราบถึงความแตกต่างระหว่างการสวิตช์แบบฮาร์ดสวิตช์ และการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์
3. สามารถนำความรู้ที่ได้จากการศึกษา และการทดลองปฏิบัติจริงในการวิจัยครั้งนี้ ไปใช้ประโยชน์ในการศึกษาทั้งในส่วนของผู้จัดทำและผู้สนใจ เพื่อสามารถนำไปพัฒนาต่อไป เพื่อความสมบูรณ์ของวงจรมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในการออกแบบวงจรตีชีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นั้น จำเป็นที่จะต้องใช้ทฤษฎีในด้านอิเล็กทรอนิกส์หลายอย่างประกอบเข้าด้วยกัน อันได้แก่ หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง อุปกรณ์สวิตซ์ การระบายความร้อน วงจรอินเวอร์เตอร์ และเทคนิคการสวิตซ์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ซึ่งจะได้กล่าวทฤษฎีต่างๆเหล่านี้ในบทนี้ พร้อมทั้งเปรียบเทียบความแตกต่างของเทคนิคแต่ละแบบ ในตอนท้ายของบทนี้ด้วย

#### 2.1 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบ่งออกเป็นสามชนิดด้วยกันกล่าวคือ แม่เหล็กไฟฟ้า หม้อแปลงไฟฟ้า และตัวเหนี่ยวนำ

##### 2.1.1 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า

พื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดลวดทองแดงสองขดพันรอบแกนแม่เหล็ก โดยขดลวดทองแดงด้านที่รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ในขณะที่ขดลวดทองแดงที่อยู่กับด้านโหลด จะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ นอกจากนั้นการถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไปยังโหลด จะอาศัยสนามแม่เหล็กเป็นตัวกลางในการถ่ายเทพลังงานไฟฟ้างดงกล่าว จากรูปที่ 2.1 สามารถเขียนสมการของวงจรแม่เหล็กได้เป็น  $N_1 i_1 - \phi \mathcal{R} = N_2 i_2$  ถ้ากำหนด ค่าความซาบซึมแม่เหล็ก  $\mu$  มีค่ามากเพียงพอ ซึ่งกรณีหม้อแปลงในอุดมคติจะมีค่าเท่ากับค่าอนันต์ จะเป็นผลทำให้ค่าความต้านทานแม่เหล็ก ( $\mathcal{R}$ )  $\approx 0$  ทำให้ได้ว่า  $N_1 i_1 = N_2 i_2$  และจากกฎของฟาราเดย์จะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดปฐมภูมิเท่ากับ  $v_1 = e_1 = N_1 (d\phi/dt)$  และเนื่องจากที่ขดทุติยภูมิ เส้นแรงแม่เหล็กจะเป็นตัวเดียวกับที่ขดปฐมภูมิ ดังนั้นจะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดทุติยภูมิเท่ากับ  $v_2 = e_2 = N_2 (d\phi/dt)$  ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

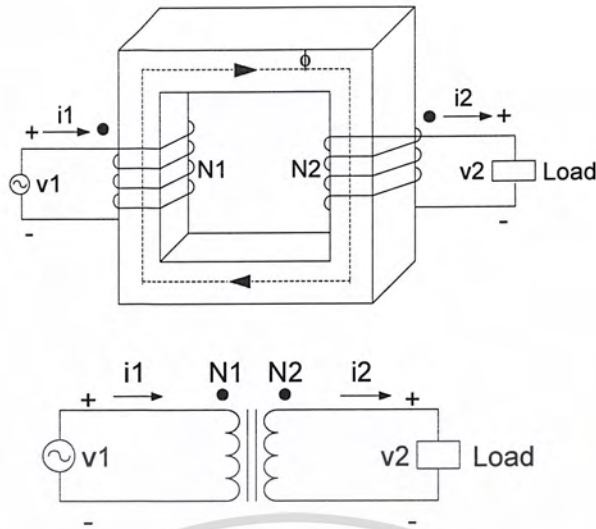
$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1}, \left( \frac{d\phi}{dt} \neq 0 \right) \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) จะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในอุดมคติต้องมีค่าอนุพันธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กต่อเวลาไม่เท่ากันศูนย์ กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับไฟฟ้าด้านออกซึ่งหมายความว่าไม่มีการสูญเสีย ค่าของกระแสและแรงเคลื่อนไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยการเปลี่ยนอัตราส่วนจำนวนรอบในการพันขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิ (Turn ratio)

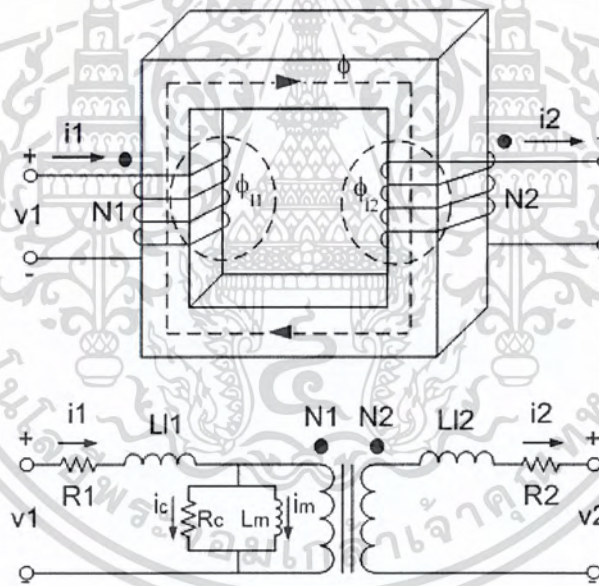
อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถละทิ้งค่าความต้านทานแม่เหล็กได้ กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านขดปฐมภูมิ ถึงแม้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ขดทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ก็ตาม และเมื่อกำหนดให้ค่ากระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์จะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (magnetizing inductance :  $L_m$ ) มีค่าเท่ากับ  $L_m = N_1^2/\mathcal{R}$  และเนื่องจากในทางปฏิบัติค่าความซาบซึมได้ของแกนแม่เหล็กไฟฟ้าไม่เท่ากับอนันต์เหมือนกับกรณีอุดมคติ ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กบางส่วนจะไม่ไหลผ่านแกนแม่เหล็ก แต่จะไหลวนผ่านอากาศแทน ดังนั้นที่ขดปฐมภูมิจะได้เส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ  $\phi_1 = \phi_{11} + \phi$  โดยที่  $\phi_{11}$  คือเส้นแรงแม่เหล็กรั่วผ่านอากาศ ในขณะที่  $\phi$  คือเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กและตัดผ่านขดลวดทองแดงทุติยภูมิ ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิเท่ากับ  $L_{11} = N_1^2/\mathcal{R}_{leak}$  ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิก็จะหาได้ในทำนองเดียวกัน นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงไฟฟ้าจะแทนด้วยสัญลักษณ์ตัวต้านทานในวงจรสมมูล โดยค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดงที่ใช้พันรอบแกนแม่เหล็กจะแทนด้วยค่าความต้านทาน ได้แก่  $R_1$  แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ และ  $R_2$  แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดทองแดง ส่วนผลสม อุณหภูมิ และความถี่ในการใช้งาน ในขณะที่ตัวต้านทาน  $R_c$  แทนค่ากำลังสูญเสียในแกน (Core loss) ซึ่งวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในทางปฏิบัติแสดงในรูปที่ 2.2

โดยทั่วไปการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก  $L_m$  มีค่ามากๆ เพื่อที่จะทำให้กระแสแม่เหล็ก (magnetizing current) มีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดกระแสไฟฟ้าของโหลด และในกรณีที่แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวจะมีผลทำให้ค่าตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายถึงการลัดวงจรหม้อแปลงไฟฟ้านั้นเอง อย่างไรก็ตาม ข้อยกเว้นในกรณีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้กับวงจรฟลายแบ็ก (flyback transformer) เพียงกรณีเดียวเท่านั้นที่จะต้องทำการออกแบบให้ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าน้อยๆ เพื่อให้ได้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าสูงๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ



รูปที่ 2.2 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ

### 2.1.2 หลักการพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กที่ไม่มีการเคลื่อนที่ (static magnetic device) จะสามารถแบ่งออกได้เป็นสามรูปด้วยกัน ได้แก่ แม่เหล็กถาวร (permanent magnet) หม้อแปลงไฟฟ้า (transformer) และตัวเหนี่ยวนำ (inductor) ซึ่งแต่ละแบบมีรายละเอียดดังนี้

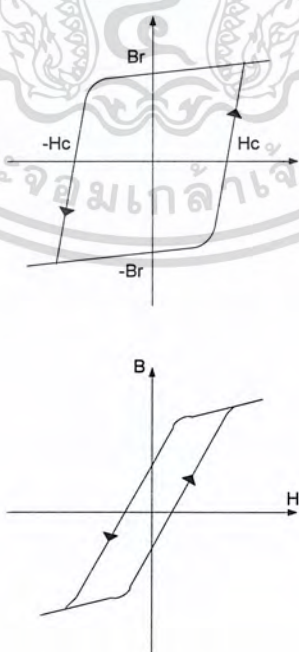
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หม้อแปลงไฟฟ้า

คุณสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้าก็คือ จะต้องมีความซาบซึมได้สูง เพื่อลดค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วและเพื่อให้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะต้องมีค่าต่ำ โดยที่สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าจะแสดงกราฟความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็ก (B-H curve) ให้มีลักษณะแคบเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากวงจรฮิสเตอรีซิส ดังแสดงในรูปที่ 2.3

## ตัวเหนี่ยวนำ

คุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำที่ดีคือ กราฟความสัมพันธ์ของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็กมีความเป็นเชิงเส้น (linearity) อย่างไรก็ตาม สารเฟอร์โรแมกเนติกจะมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น แต่มีความซาบซึมสูง ในขณะที่แกนอากาศหรือแกนที่ทำจากสารที่ไม่ใช่เฟอร์โรแมกเนติก ค่าความซาบซึมมีค่า  $\mu = \mu_0$  ซึ่งจะมีค่าความเป็นเชิงเส้นสูง แต่จะทำให้ได้ค่าเหนี่ยวนำต่ำ และด้วยข้อจำกัดดังกล่าวจึงทำให้เป็นการยากในทางปฏิบัติที่จะออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำคงที่ได้



รูปที่ 2.3 วงจรฮิสเตอรีซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวในทางปฏิบัติคือเพิ่มช่องอากาศในแกนแม่เหล็ก ซึ่งจะมีผลทำให้แกนแม่เหล็กที่ทำจากสารเฟอร์โรแมกเนติกให้ค่าความซาบซึมได้ที่สูง ในขณะที่ช่องอากาศจะมีผลทำให้ค่าความซาบซึม มีค่าคงที่ โดยที่ช่องอากาศที่เพิ่มเข้าไปในแกนเฟอร์ไรต์ นอกจากจะใช้ในการสะสมพลังงานแม่เหล็กเท่านั้น แต่ยังทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีความเป็นเชิงเส้นอีกด้วย นอกจากสารเฟอร์โรแมกเนติกแล้ว ยังมีสารแกนโลหะแบบผง (Powder metal core) ซึ่งเป็นสารแม่เหล็กที่มีช่องอากาศกระจายอยู่ภายใน ซึ่งจะให้ผลเหมือนกับการเพิ่มช่องอากาศเข้าไปในแกนเฟอร์ไรต์นั่นเอง

### ผลกระทบของช่องอากาศ

พิจารณาเปรียบเทียบพลังงานสะสมระหว่าง ในแกนแม่เหล็ก ( $W_{core}$ ) และในอากาศ ( $W_{air}$ )

$$W_{core} = \frac{1}{2\mu} \cdot H_c^2 \quad (2.2)$$

$$W_{air} = \frac{1}{2\mu_0} \cdot H_g^2 \quad (2.3)$$

และเมื่อกำหนดให้ค่า  $H_c = H_g$  จะเห็นได้ว่าพลังงานที่สะสมในแกนแม่เหล็กจะมีขนาดน้อยกว่าพลังงานที่สะสมในอากาศมาก เพราะค่าความซาบซึมสัมพัทธ์ของแกนแม่เหล็กจะมีค่ามากกว่าความซาบซึมสัมพัทธ์ของอากาศประมาณ 10–1000 เท่า จึงเป็นเหตุที่ว่าตัวเหนี่ยวนำซึ่งทำหน้าที่ในการสะสมพลังงาน จำเป็นที่จะต้องมีส่วนช่องอากาศนั่นเอง อย่างไรก็ตาม ผลกระทบจากการเพิ่มช่องอากาศจะได้แก่

1. ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ( $L_m$ ) มีค่าคงที่
2. ลดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กลง
3. สามารถเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านได้
4. ลดค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างลง ( $B_r$ )
5. หลีกเลี่ยงการอ้อมตัวเนื่องจากไฟฟ้ากระแสตรง ( $I_{dc}$ )
6. เพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำรั่ว ( $L_1$ ) ซึ่งเป็นผลกระทบโดยตรงต่อขนาดสไปร์กของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่ (High – frequency Transformer Design using Area Product Design)

หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเป็นอุปกรณ์แม่เหล็กพื้นฐานที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า เช่นอินเวอร์เตอร์และแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิ่งเป็นต้น สำหรับในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่โดยเฉพาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิ่ง และด้วยหลักการพื้นฐานเดียวกันสามารถประยุกต์ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานอื่นๆได้ วงจรพื้นฐานที่ใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิ่งจะได้แก่

- (ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (forward converter)
- (ข) วงจรฮาร์ฟบริดจ์และวงจรถูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (half bridge and full bridge converter)
- (ค) วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (push pull converter)
- (ง) วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (fly back converter)

#### การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่

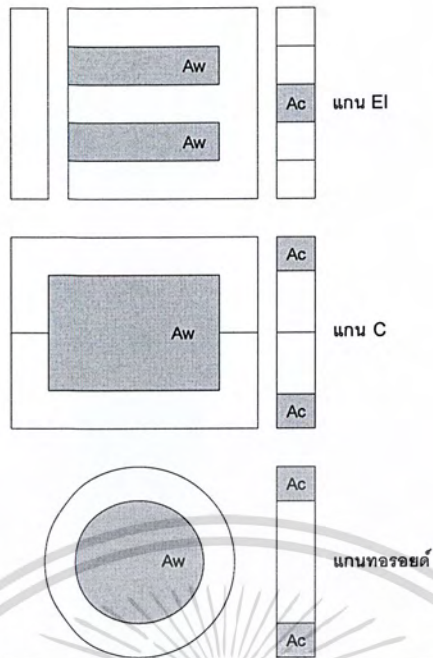
โดยทั่วไปแล้ว ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะนิยมใช้วิธีผลคูณพื้นที่ (area product) ซึ่งนิยามไว้ในสมการดังนี้

$$A_p = \text{area product} = \text{core cross section } (A_c) \times \text{window area } (A_w)$$

เมื่อ  $(A_c)$  หมายถึงพื้นที่หน้าตัดแกน (Core area)

$(A_w)$  หมายถึงพื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (window area)

เมื่อนิยาม  $A_c$  และ  $A_w$  ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างนิยาม  $A_c$  และ  $A_w$  สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ

จากสมการแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$E_{rms} = K_f E_{av} = K_f \cdot 4 \cdot N \cdot f \cdot B_m \cdot A_c \quad (2.4)$$

โดยที่  $K_f$  มีค่า 1 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยม

$K_f$  มีค่า 1.11 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันไซน์

$N$  หมายถึง จำนวนรอบขดลวด

$f$  หมายถึง ความถี่ (Hz)

$B_m$  หมายถึง ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด ( $\text{wb}/\text{m}^2$ )

$A_c$  หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของแกน ( $\text{m}^2$ )

จะได้ค่าจำนวนรอบดำนปฐมภูมิและทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ

$$N_1 = \frac{E_1}{4K_f A_c B_m f} \quad N_2 = \frac{E_2}{4K_f A_c B_m f} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ

$$I = J \cdot a_{\text{wire}} \quad (2.6)$$

โดยที่  $J$  หมายถึง ความหนาแน่นกระแส ( $A/m^2$ )

$a_{\text{wire}}$  หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของตัวนำซึ่งกระแสไหลผ่าน ( $m^2$ )

และกำหนดให้ขดลวดตัวนำด้านปฐมภูมิ ( $N_1$ ) มีพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ  $a_1$  และขดลวดตัวนำด้านทุติยภูมิ ( $N_2$ ) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ  $a_2$  ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ  $N_1 a_1 + N_2 a_2$  ซึ่งในบางทฤษฎีพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดควรจะพอดีกับพื้นที่หน้าต่าง (Window area :  $K_w$ ) อย่างไรก็ตาม ในทางทฤษฎี ขดลวดไม่ได้ประกอบด้วยตัวนำเท่านั้น แต่จะประกอบด้วยอย่างอื่นอีก เช่น ฉนวนของขดลวด กระดาษฉนวนระหว่างขดลวดและช่องว่างอากาศเพื่อระบายความร้อน เป็นต้น และถ้า  $K_w$  หมายถึง Window Utilization ซึ่งเป็นแฟกเตอร์ที่ใช้ในการชดเชยผลดังกล่าวและโดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$K_w A_w = N_1 a_1 + N_2 a_2 \quad (2.7)$$

แทนค่า  $a_{\text{wire}} = I/J$  ลงในสมการที่ (2.11) จะได้

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 \quad (2.8)$$

โดยที่  $I_1$  หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสปฐมภูมิ (A)

$I_2$  หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสทุติยภูมิ (A)

$N_1$  หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

$N_2$  หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

แทนค่า  $N_1$  และ  $N_2$  ในสมการที่ (2.5) ลงในสมการที่ (2.8) จะได้

$$K_w A_w J = \frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{4 K_f A_c B_m f} \quad (2.9)$$

$$A_p = A_c A_w = \frac{[E_1 I_1 + E_2 I_2]}{4 J K_f K_w B_m f} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีรูปคลื่นสัญญาณไซน์ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ ( $P_{02}$ ) จะมีค่าเท่ากับ  $P_{02} = E_2 I_2$  โดยที่  $E_2$  หมายถึงค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ และจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านปฐมภูมิ ( $P_{01}$ ) จะมีค่าเท่ากับ

$$P_{01} = E_1 I_1 = \frac{P_{02}}{\eta} \quad (2.11)$$

โดยที่  $E_1$  หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ

$\eta$  หมายถึง ประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า

ดังนั้นจะได้

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{02} \left[ 1 + \frac{1}{\eta} \right]}{4 J K_f K_w B_m f s} \quad (2.12)$$

โดย  $P_{02}$  หมายถึง ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ (W)

$K_f$  หมายถึง Form factor (มีค่าเท่ากับ 1.11 สำหรับรูปคลื่นสัญญาณไซน์และเท่ากับ 1 สำหรับรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม)

$K_w$  หมายถึง Window utilization factor

สมการที่ (2.12) แสดงให้เห็นว่าขนาดกำลังไฟฟ้าที่สามารถรองรับได้จะสัมพันธ์กับขนาดของหม้อแปลงไฟฟ้า นอกจากนี้โดยทั่วไปทางปฏิบัติจะกำหนดให้มีค่าประมาณเท่ากับ 0.3–0.4 และค่าความหนาแน่นกระแส (J) จะมีค่าประมาณเท่ากับ 3.5–5 A/mm<sup>2</sup>

ในการเลือกแกนแม่เหล็กที่มีใช้อยู่ทั่วไปให้เหมาะกับการใช้งานจะทำได้โดยการคำนวณหาค่า  $A_p$  ดังแสดงในสมการที่ (2.12) เปรียบเทียบกับค่า  $A_p$  ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิต โดยจะต้องเลือกค่าที่  $A_p$  ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิตให้มากกว่า  $A_p$  ที่ได้จากการคำนวณ

## 2.2 มอสเฟตกำลังและวงจรถับเกต

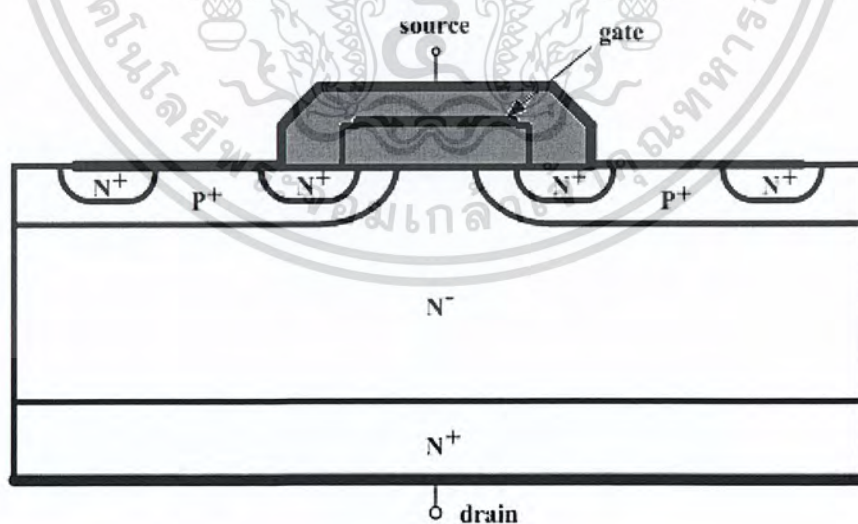
เทคโนโลยีการพัฒนา Metal-Oxide-Semiconductor สำหรับวงจรมicroelectronic ได้ถูกพัฒนาอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการเลือกอุปกรณ์ที่เหมาะสมจึงต้องใช้ความรู้เกี่ยวกับคุณสมบัติคุณลักษณะเฉพาะและช่วงเวลาการทำงานให้เหมาะสม โดยพิจารณาได้จาก i-v characteristic เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นสิ่งที่ผู้ออกแบบควรเลือกพิจารณา สัญลักษณ์ของตัวอุปกรณ์แบ่งเป็นแบบ P&N channel enhancement และ depletion ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่เหมาะสมกับการใช้งานความถี่สูงมากๆ พิกัดแรงดัน 600 V และพิกัดกระแส 40 A

### 2.2.1 โครงสร้างของมอสเฟต

ประกอบด้วย gate, source และ drain terminal ตามแนวตั้ง แสดงดังรูปที่ 2.5 แสดงภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตที่มีอยู่ในปัจจุบันนี้มีทั้งแบบ V-mosfet, U-mosfet, D-mosfet และ S-mosfet รอยต่อ P-N ระหว่าง p-base และ n-drift ซึ่งเป็น forward voltage ขาโลหะของ source จะต่อกับ p-base และเชื่อมไปยัง  $n^+$ -source เพื่อคงค่าแรงดันบริเวณ p-base ขณะอุปกรณ์ทำงาน เมื่อ gate และ source terminal มีแรงดันเท่ากัน ( $V_{gs}=0$ ) บริเวณ p-base จะยังคงไม่เปลี่ยนแปลง ส่วนบริเวณ n-drift จะมีแรงดันตกเล็กน้อย จึงจำเป็นต้องอาศัยแรงดันขา drain ที่สูงขึ้นมาค่าไว้ สำหรับกระแส drain-source ( $I_d$ ) จะไหลไปตามช่องทางนำกระแสระหว่างบริเวณ  $n^+$  และ  $n^-$  ไปยังบริเวณแพร่ p-base



รูปที่ 2.5 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง

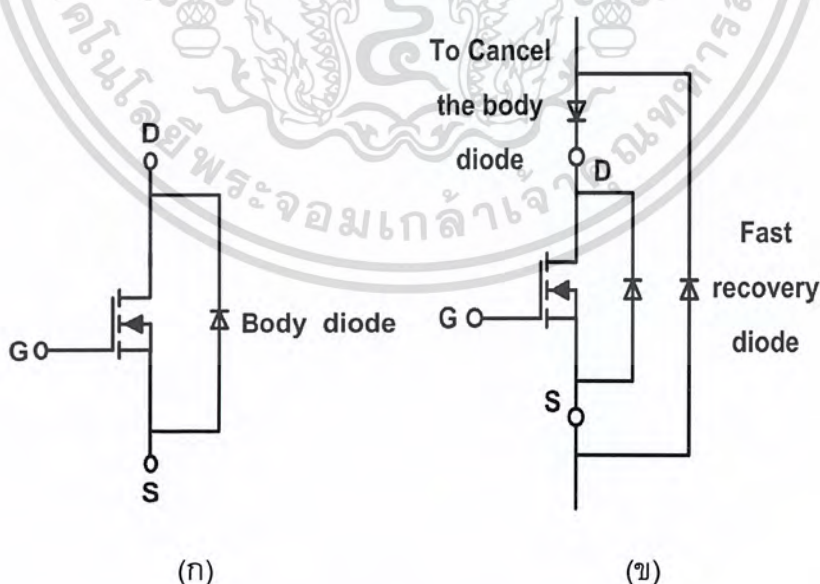
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## On-State Resistant

อุปกรณ์พวก bipolar จะต้องอาศัยกระแส base เพื่อควบคุมให้กระแสสามารถไหลผ่าน collector ของอุปกรณ์ ได้ตามช่วงเวลาที่ต้องการ แต่มอสเฟตกำลังจะอาศัยแรงดันปริมาณเล็กน้อยควบคุมตัวอุปกรณ์ โดยจะมีกระแสเข้ามาที่อุปกรณ์น้อยมาก เป็นผลให้การควบคุมมอสเฟต โดยการจ่ายแรงดันจะมีพลังงานที่สูญเสียน้อยกว่า BJT นอกจากนี้ มอสเฟตยังเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานได้ในย่านความถี่สูงซึ่งอาจสูงได้มากถึง MHz เมื่อเปรียบเทียบกับ BJT แล้ว BJT จะทำงานในย่านที่ความถี่ต่ำกว่าแต่มีพิกัดกำลังทางไฟฟ้าสูงกว่ามอสเฟต และอุณหภูมิจะส่งผลต่อบริเวณรอยต่อของอุปกรณ์พวก BJT ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงได้ง่ายกว่าพวกมอสเฟต

## Internal Body Diode

มอสเฟตกำลังในปัจจุบันจะมีไดโอดอยู่ในเชื่อมระหว่างขา drain และขา source ดังรูปที่ 2.6 (ก) โดยไดโอดจะช่วยตอนกระแสที่จะผ่านขา drain ไหลกลับทิศทาง ทำให้ switch สามารถนำกระแสได้ 2 ทิศทาง ถึงแม้ว่าไดโอดภายในมอสเฟต จะสามารถทำงานตามพิกัดกระแสและแรงดันได้เพียงพอ แต่ในบางงานก็จำเป็นต้องใช้ ultra-fast diode มาต่อภายนอกแบบขนานเพื่อสามารถลดเวลา recovery ของไดโอดดังรูปที่ 2.6 (ข)



รูปที่ 2.6 (ก) ไดโอดภายในมอสเฟต

## (ข) การต่อไดโอดเพิ่มภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Internal Capacitors

ค่า parameter ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่ส่งผลต่อพฤติกรรมกรรมการสวิทช์ของมอสเฟตคือค่า  $C$  แฝงที่อยู่ภายใน Terminal ทั้ง 3 ประกอบด้วย  $C_{gs}$ , gate to source  $C_{gd}$ , gate to drain และ  $C_{ds}$ , drain to source แสดงดังรูปที่ 2.7 ซึ่งค่าของความจุเหล่านี้ไม่เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไบแอส ดังนั้นช่วงเวลาที่มอสเฟต turn on ค่าของตัวเก็บประจุ  $C_{gd}$  และ  $C_{gs}$  จำเป็นต้องมีการอัดประจุผ่านทางขา gate การออกแบบสัญญาณของวงจรควบคุมจำเป็นที่จะต้องพิจารณาค่าการเปลี่ยนแปลงของความจุเหล่านี้ ค่าความจุแฝงภายในมอสเฟตจะอยู่ในเทอมของ  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  และ  $C_{rss}$  ที่ระบุอยู่ใน DATA SEET

$$C_{gd} = C_{rss}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$

โดยที่  $C_{rss}$  คือ small-signal reverse transfer capacitance

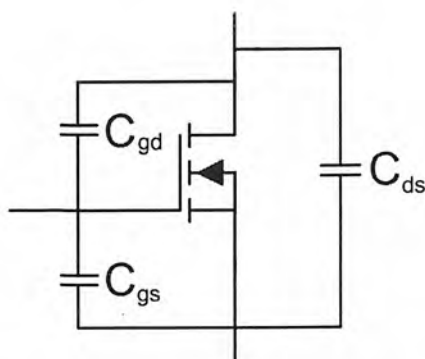
$C_{iss}$  คือ small-signal input capacitance เมื่อลัดวงจรที่ drain และ source

$C_{oss}$  คือ small-signal output capacitance เมื่อลัดวงจรที่ gate และ source

ค่าความจุในมอสเฟตทั้ง  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  ไม่เป็นเชิงเส้นกับฟังก์ชันการทำงานของแรงดันไบแอส การเปลี่ยนแปลงใน  $C_{oss}$  และ  $C_{iss}$  เป็นตัวสำคัญเพื่อให้แรงดัน drain to source และ gate to source ผลัดกันลดลงเป็นศูนย์ จุดประสงค์เพื่อให้วงจรควบคุมสามารถสั่งให้มอสเฟต turn on และ tun off ได้ โดยการอัดและคายประจุที่ขา gate to source และ gate to drain

ในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จุดประสงค์ของการทำงานที่ยานความถี่สูงมากๆก็เพื่อเป็นการลดขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ ซึ่งมอสเฟตในปัจจุบันสามารถตอบสนองได้ดีอีก ทั้งมีค่าการสูญเสียในช่วงเวลานำกระแสต่ำ แต่ยังมีพิกัดกำลังไม่สูงมากนักซึ่งในอนาคตการพัฒนา มอสเฟต ให้สามารถตอบสนองได้ในทุกความต้องการ ก็ยิ่งทำให้มอสเฟตมีความสำคัญในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของมอสเฟต

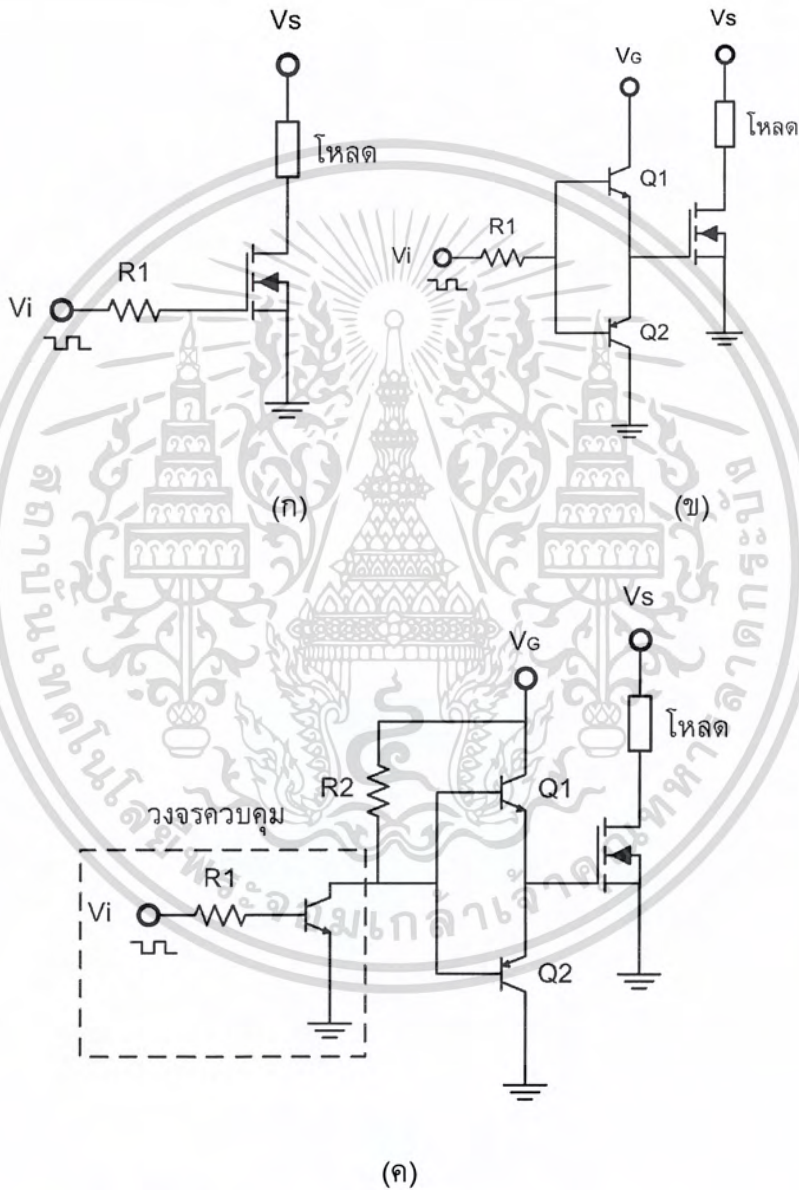
## 2.2.2 การออกแบบวงจรขั้วเกตสำหรับมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลังเป็นเป็นสวิตช์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน ทำให้ง่ายต่อการควบคุมให้เริ่มนำหรือหยุดนำกระแส มอสเฟตกำลังจะนำกระแส ก็ต่อเมื่อแรงดันดกคร่อมขาเกตเทียบกับขาซอส ( $V_{gs}$ ) มีค่าสูงกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เป็นผลให้ มอสเฟตกำลังเข้าสู่การทำงานโหมดโอห์มมิก (ohmic region) โดยทั่วไปแรงดัน  $V_{gs}$  เพื่อให้สวิตช์เริ่มนำกระแสจะมีค่าอยู่ระหว่าง 10-20 โวลต์ และเพื่อให้สวิตช์ไม่นำกระแสสามารถกระทำได้โดยทำให้แรงดัน  $V_{gs}$  มีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม และในขณะที่สวิตช์นำกระแสและไม่นำกระแส กระแสที่ป้อนเข้าขาเกตจะมีค่าเท่ากับ ศูนย์ ความเร็วในการสวิตช์หาได้จากความเร็วในการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นด้านขาเข้าของมอสเฟตกำลัง (parasitic input capacitance) ซึ่งตัวเก็บประจุแผ่นจะต้องทำการสะสมประจุเพื่อให้สวิตช์นำกระแสและต้องทำการคายประจุเพื่อทำให้สวิตช์ไม่นำกระแส

วงจรขั้วเกตของมอสเฟตกำลังจะต้องสามารถจ่ายกระแสและดึงกระแสได้อย่างรวดเร็ว เพื่อจะให้มอสเฟตกำลังสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง รูปที่ 2.8 (ก) แสดงตัวอย่างของวงจรขั้วที่ใช้ในการขับมอสเฟตกำลัง ซึ่งไม่เหมาะกับงานที่ต้องการความถี่สูงๆ นอกจากนั้น ถ้าสัญญาณด้านเข้าได้รับแรงดันจากอุปกรณ์ลอจิกดิจิทัลแรงดันต่ำ (low voltage digital logic device) แรงดันด้านนี้อาจไม่เพียงพอที่จะขับให้มอสเฟตกำลังนำกระแสได้ จึงต้องมีการปรับปรุงวงจรขั้ว ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ข) ด้วยการใช้คู่ของวงจรมิตเตอร์ตาม (double emitter follower) หรือโทเท็มโพล (totem pole) ซึ่งเป็นวงจรที่ประกอบด้วยคู่อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ NPN และ PNP สำหรับการทำงานของวงจรขั้วเกต เมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขั้วเกตมีค่าสูง ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะเริ่มนำกระแส และทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ไม่นำกระแส เป็นผลทำให้มอสเฟตกำลังเริ่มนำกระแส และเมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขั้วเกตมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะไม่นำกระแสและทรานซิสเตอร์  $Q_2$  นำกระแส ซึ่งจะเป็นการย้ายประจุจากขาเกต เป็นผลทำให้มอสเฟตกำลังเริ่มหยุดนำกระแสได้ นอกจากนี้ สัญญาณด้านเข้าอาจจะมาจากวงจรคอลเลกเตอร์แบบเปิด (open collector TTL) ที่ประกอบด้วย โทเท็มโพล ซึ่งจะใช้เป็นบัฟเฟอร์ (buffer) สำหรับแหล่งจ่ายกระแส (source) และดึงกระแส (sink) ที่ขาเกต ดังแสดงในรูป 2.8 (ค)



รูปที่ 2.8 (ก) วงจรขับเกตของมอสเฟตกำลัง

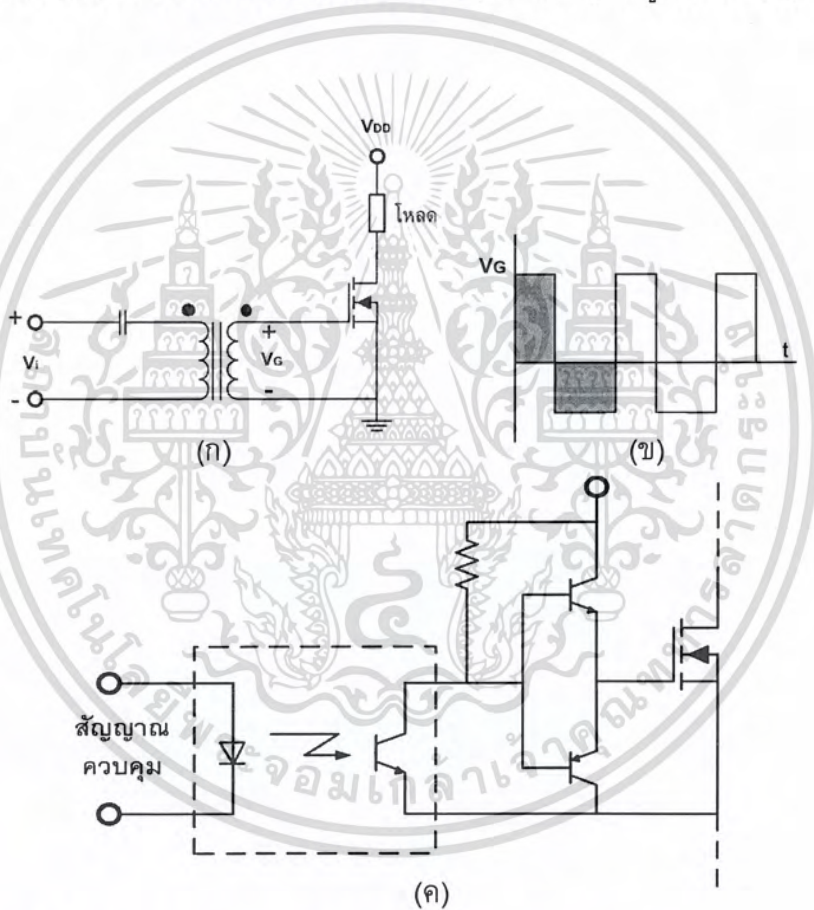
(ข) วงจรขับเกตแบบโทเท็มโพล

(ค) ไอซีของวงจรขับเกตที่มีบัฟเฟอร์แบบโทเท็มโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**2.2.3 การแยกจากกันทางไฟฟ้า (electrical isolation) ระหว่างมอสเฟตกับวงจรควบคุม (control circuit)**

โดยมากจะมีความจำเป็น เพราะระดับแรงดันที่แตกต่างกันอย่างมากระหว่าง วงจรควบคุมกับวงจรกำลัง (power circuit) สำหรับวงจรที่ใช้ในการแยกกันทางไฟฟ้า โดยมากจะได้แก่แบบการเชื่อมต่อทางแม่เหล็ก (magnetically coupled) และการเชื่อมต่อทางแสง (optically coupled) รูปที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรควบคุมและวงจรถูกสั่งที่แยกจากกันทางไฟฟ้า โดยอาศัยการเชื่อมต่อทางแม่เหล็กด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับหม้อแปลงไฟฟ้า จะใช้สำหรับป้องกันไฟฟ้ากระแสตรงหรือดีซีออฟเซต (dc offset) ดังรูปที่ 2.9 (ข) และ 2.9 (ค) ตามลำดับ



รูปที่ 2.9 (ก) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ

วงจรถูกสั่งด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า

(ข) แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

(ค) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ

วงจรถูกสั่งด้วยการเชื่อมต่อทางแสง

## 2.3 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวจะมีการแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบฮาล์ฟบริดจ์ (half-bridge) และแบบฟูลบริดจ์ (full-bridge) ในแบบฮาล์ฟบริดจ์ จะมีตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกันอยู่ระหว่างแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายกระแสตรง และหากให้ค่าตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวมีขนาดเท่ากัน จะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าเท่ากันคือ  $\frac{V_S}{2}$  ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เฟสเดียวจะประกอบไปด้วยสองกิ่งคือ Leading-leg และ Lagging-leg โดยอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์จะมีกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์ 2 เท่า จึงเหมาะสมที่จะเลือกใช้เมื่อต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าโหลดสูงขึ้น

เงื่อนไขสำคัญที่อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์ คือ การทำงานของสวิตช์ในกิ่งเดียวกันต้องไม่ทำงานพร้อมกันในช่วงเวลาเดียวกัน มิฉะนั้นแล้วจะเกิดการลัดวงจรระหว่างบัสบวกและบัสลบ ในทางอุดมคติเวลาของการสวิตช์ซิงของ  $Q_1$  และ  $Q_3$  จะตรงข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะต้องมีช่วงเวลาที่ไม่นำกระแส ซึ่งจะเรียกว่าช่วงเวลาเดดไทม์ (dead time) โดยเดดไทม์จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์จากการนำกระแสเป็นช่วงการไม่นำกระแส หรือจากไม่นำกระแสเป็นนำกระแส

### 2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์

The quasi-resonant inverter (QRIs) จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.10 คือมีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่กับโหลดความต้านทาน โดยสวิตช์ที่ความถี่เรโซแนนท์ ทำให้อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเท่ากัน จึงหักล้างกัน ดังนั้นจึงเสมือนว่ามีแต่ความต้านทานเท่านั้น เมื่อสัญญาณควบคุมทำงานในลักษณะเป็นคู่ โดยเริ่มต้นตั้งแต่คู่  $Q_1$  กับ  $Q_2$  เป็น  $Q_1$  กับ  $Q_3$ ,  $Q_3$  กับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  กับ  $Q_4$  ตามลำดับ ทำให้ได้ลักษณะแรงดันเอาต์พุตเป็น Quasi square wave ดังรูปที่ 2.11

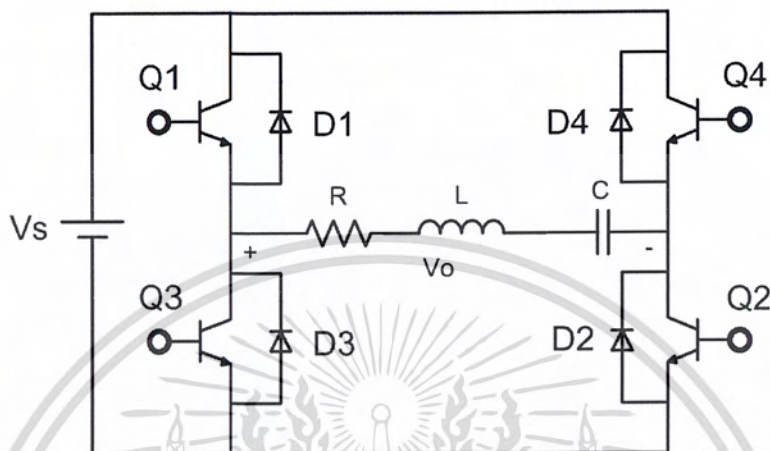
ค่าแรงดัน rms fundamental ทางอินพุตคือ

$$V_i = \frac{4V_S}{\sqrt{2\pi}} \cos\alpha \quad (2.13)$$

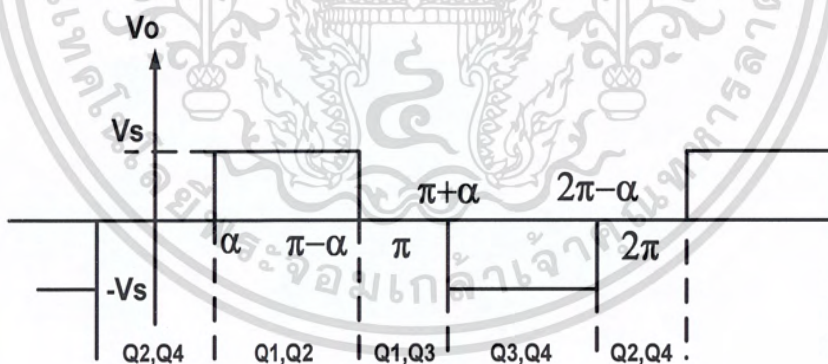
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ากระแส rms fundamental ทางอินพุตคือ

$$I_i = \frac{4I_s}{\sqrt{2\pi}} \cos\alpha \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.10 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นแรงดันแบบ Quasi square wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์

กิ่งใดๆของอินเวอร์เตอร์ สวิตช์ตัวบนและตัวล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน จึงต้องการช่วงเวลาที่ยกสวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแส ก่อนที่สวิตช์จะเปลี่ยนสถานะ เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ ช่วงเวลานี้เรียกว่า เดดไทม์ (Dead time หรือ blanking time)

สวิตช์ที่มีความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ (เป็นหลักสับของนาโนวินาที) เช่น สวิตช์ที่เป็น MOSFET จะมีค่าเดดไทม์น้อยๆ เช่น 1-2 ไมโครวินาที ส่วนสวิตช์ที่เป็น IGBT จะต้องการค่าเดดไทม์ที่มากกว่า ดังนั้นเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับชนิดของสวิตช์สารกึ่งตัวนำที่เลือกใช้

ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์ ดังแสดงอยู่ในรูปที่ 2.20 โดยรูปที่ 2.12 (a) เป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งกิ่ง และรูปที่ 2.12 (b) เป็นแรงดันควบคุมเกิดในอุดมคติ รูปที่ 2.12 (c) คือแรงดันควบคุมเกิดของสวิตช์ที่ได้ชดเชยผลของเดดไทม์แล้ว โดยมีหลักการง่ายๆคือ ทุกๆขาลงของแรงดันควบคุมเกิดให้คงที่ และทุกๆขาขึ้นให้ช่วงเวลาไปเท่ากับเดดไทม์ เพื่อไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสไหลอด กล่าวคือ

เมื่อกระแสที่ไหลอดเป็นบวก  $i_A$  มีทิศทางไหลออกจากจุด A ในรูปที่ 2.12 (d) หากไหลอดเป็นไหลอดความเหนี่ยวนำ และตัวต้านทานร่วมกัน เมื่อ  $i_A > 0$  ช่วงเวลาเดดไทม์ของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจะมีค่าลดลงเพราะไดโอด  $D_{A-}$  จะนำกระแสทำให้  $V_{AN}$  ลดลงเป็นศูนย์เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ ทำให้ค่าแรงดันเฉลี่ยของ  $V_{AN}$  ลดลง

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลอดเป็นลบ  $i_A$  มีทิศทางไหลเข้าจุด A ในรูปที่ 2.12 (e) เมื่อ  $i_A < 0$  ช่วงเวลาเดดไทม์แรงดันไฟฟ้าต้านออกจะมีค่าเพิ่มขึ้นเพราะไดโอด  $D_{A+}$  จะนำกระแสทำให้  $V_{AN}$  มีค่าเป็น  $+V_d$  เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ ทำให้ค่าแรงดันเฉลี่ยของ  $V_{AN}$  มีค่าเพิ่มขึ้น

ค่าแรงดันผิดเพี้ยนจะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติลบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจริง และมีค่าดังสมการที่ (2.15) และ (2.16) สรุปได้ว่าเดดไทม์มากมีผลให้แรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไปด้วย

$$V_e = (V_{AO})_{ideal} - (V_{AO})_{actual} \quad (2.15)$$

$$V_e = \pm \frac{2(\text{dead time})}{T_s} \cdot V_d \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงสรุปข้อเสียของเดคไทน์คือการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่รอบข้างความถี่สวิตช์และ  
เกิดความถี่ที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำ ๆ อันจะเป็นผลเสียต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

## 2.4 วงจรเรียงกระแสแบบ Single-phase Full-wave

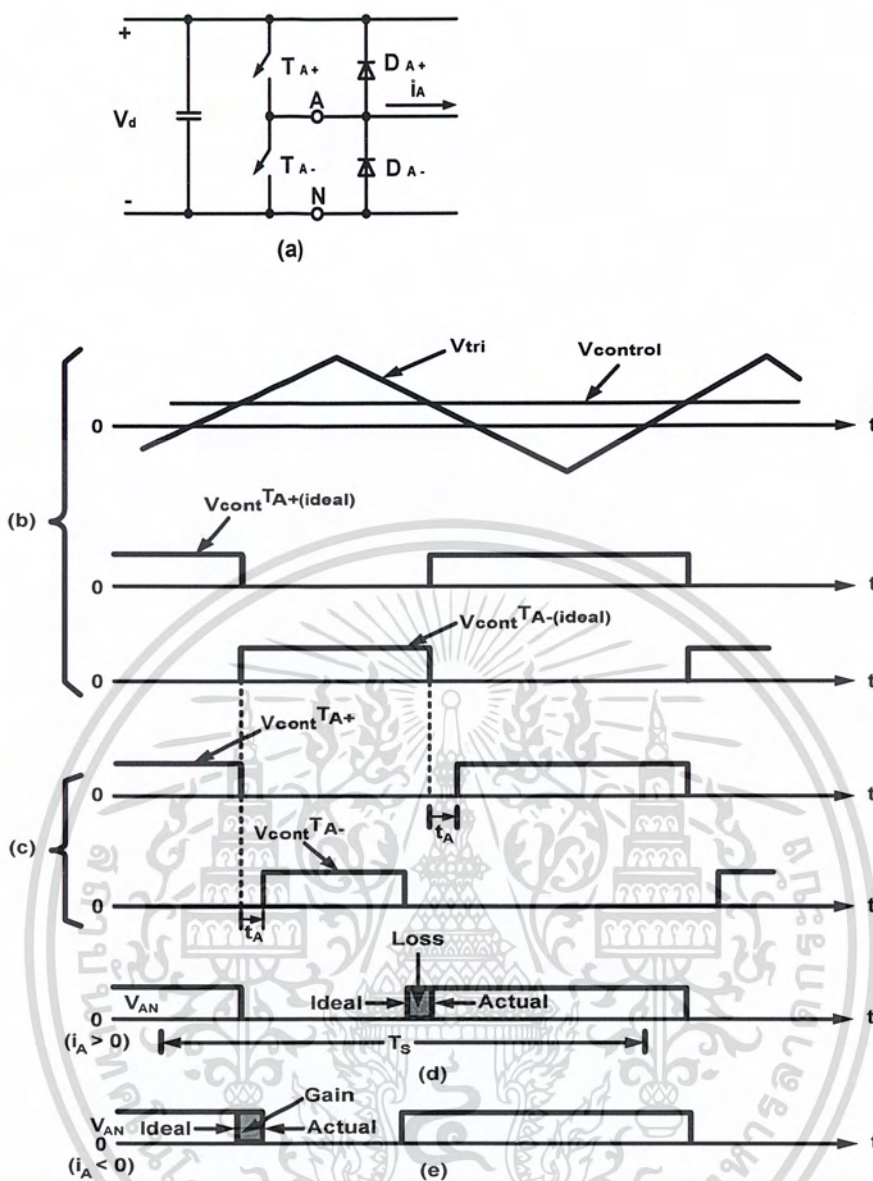
วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่เปลี่ยนไฟกระแสสลับไปเป็นไฟกระแสตรง วงจรเรียงกระแส  
แบบ Single-phase Full-wave ที่สร้างจากไดโอด แบ่งออกเป็น 2 แบบหลักๆ คือ แบบ Center-  
Tapped และ แบบ Bridge

แบบ Center-Tapped จะใช้ไดโอด 2 ตัวต่ออยู่กับด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบ  
Center-Tapped ดังรูปที่ 2.13

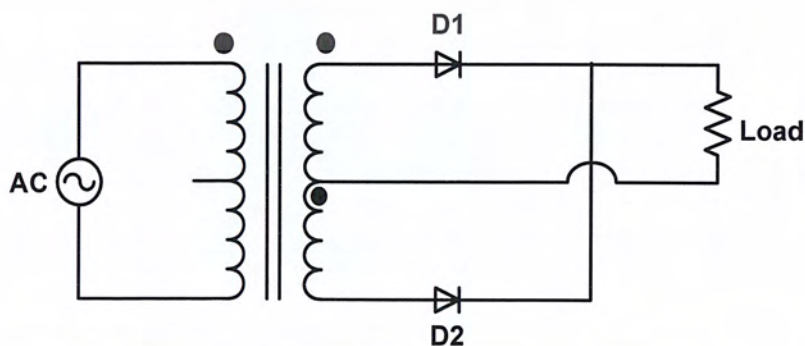
แรงดันที่คร่อมโหลด จะเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันด้านทุติยภูมิทั้งหมด โดยมีหลักการ  
ทำงานดังนี้ เมื่อป้อนไฟกระแสสลับเข้ามายังด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง ในช่วงไซเคิลบวก  
จะทำให้ขั้วแอโนดของ D1 มีศักย์สูงกว่าขั้วแคโทดทำให้ D1 forward bias แต่ขั้วแอโนดของ D2  
จะมีศักย์ต่ำกว่าขั้วแคโทดทำให้ D2 reverse bias กระแสจะไหลผ่าน D1 ไปยังโหลด ดังรูปที่  
2.14

ในช่วงไซเคิลลบ จะทำให้ขั้วแอโนดของ D1 มีศักย์ต่ำกว่าขั้วแคโทดทำให้ D1 reverse  
bias แต่ขั้วแอโนดของ D2 จะมีศักย์สูงกว่าขั้วแคโทดทำให้ D2 forward bias กระแสจะไหลผ่าน  
D2 ไปยังโหลด ดังรูปที่ 2.15 ทำให้แรงดันคร่อมโหลดมีลักษณะดังรูปที่ 2.16

ในการเลือกใช้ไดโอด ควรคำนึงถึงค่าทนแรงดัน reverse สูงสุดของไดโอดด้วย  
ซึ่งศัพท์เทคนิคเรียกว่า Peak Inverse Voltage (PIV) โดยในวงจรเรียงกระแสแบบ Center-  
Tapped นี้ ไดโอดแต่ละตัวจะมีค่า PIV เท่ากับ ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิทั้งหมด ดังนั้นในการ  
เลือกไดโอดมาใช้ในวงจรนี้ ไดโอดตัวนั้นจะต้องทนค่า PIV นี้ได้ด้วย

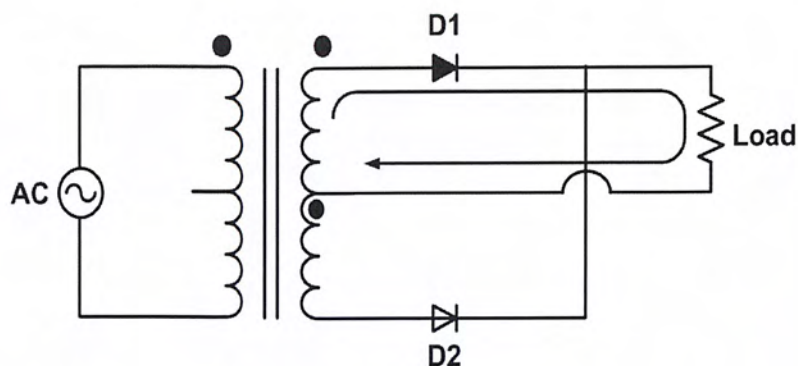


รูปที่ 2.12 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์

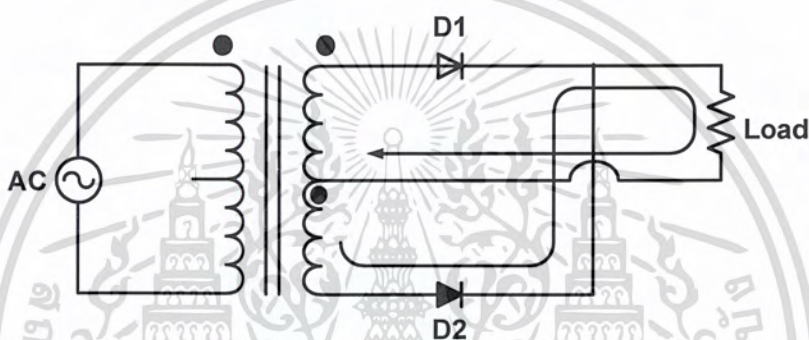


รูปที่ 2.13 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped

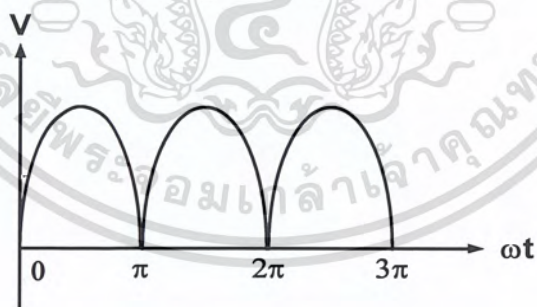
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D1 นำกระแส



รูปที่ 2.15 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D2 นำกระแส



รูปที่ 2.16 ลักษณะแรงดันคร่อมโหลดที่ผ่านการเรียงกระแสแบบ Full-wave

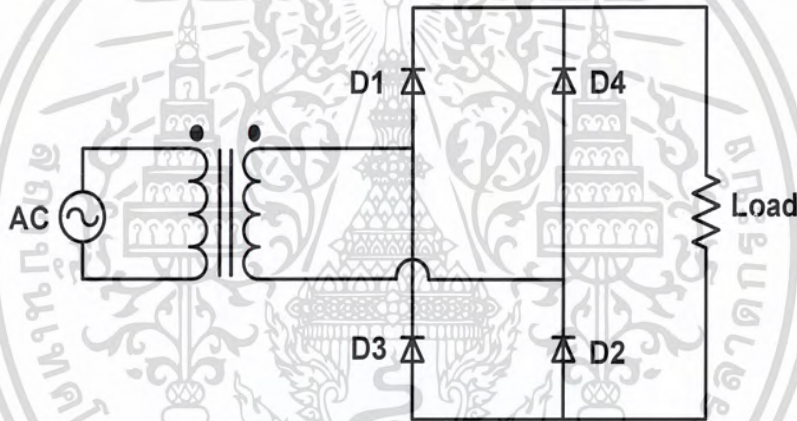
แบบ Bridge จะประกอบด้วย ไดโอด 4 ตัวต่ออยู่กับหม้อแปลงธรรมดา ดังรูปที่ 2.17 หลักการทำงานสามารถอธิบายได้ในลักษณะเดียวกับแบบ Center-Tapped คือเมื่อแรงดันกระแสล้นอยู่ในในช่วงไซเคิลบวกจะทำให้ D1 และ D2 ถูก forward bias ส่วน D3 และ D4 จะถูก reverse bias ทำให้กระแสไหลผ่าน D1 และ D2 ไปยังโหลด ดังรูปที่ 2.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

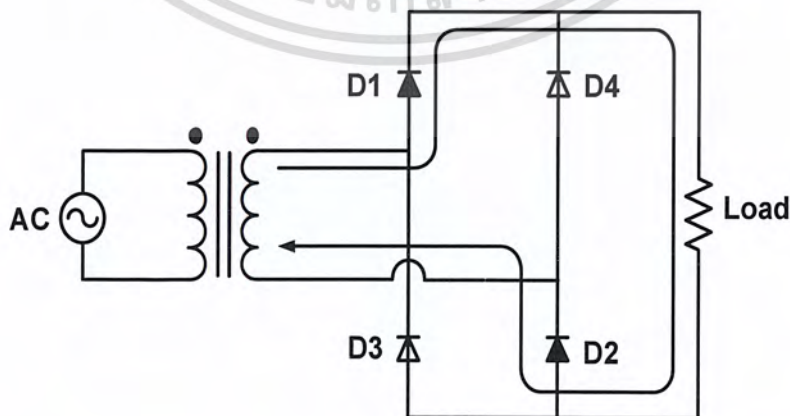
เมื่อแรงดันกระแสสลับอยู่ในในช่วงไซเคิลลบจะทำให้ D1 และ D2 ถูก reverse bias ส่วน D3 และ D4 จะถูก forward bias ทำให้กระแสไหลผ่าน D3 และ D4 ไปยังโหลดดังรูปที่ 2.19

ลักษณะแรงดันคร่อมโหลดจะเหมือนกับวงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ในวงจรเรียงกระแสแบบ Bridge นี้ ไดโอดแต่ละตัวจะมีค่า PIV เท่ากับค่าแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

จะสังเกตได้ว่าแรงดันที่เรียงกระแสมาได้จะไม่เรียบ ดังนั้นหากต้องการให้แรงดันเรียบขึ้นจะต้องนำตัวเก็บประจุมาต่อขนานเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 2.20 เพื่อกรองแรงดัน โดยตัวเก็บประจุนี้จะเรียกว่า C ฟิลเตอร์ ลักษณะของแรงดันที่ผ่านการกรองจาก C ฟิลเตอร์แล้วจะเป็นดังรูปที่ 2.21

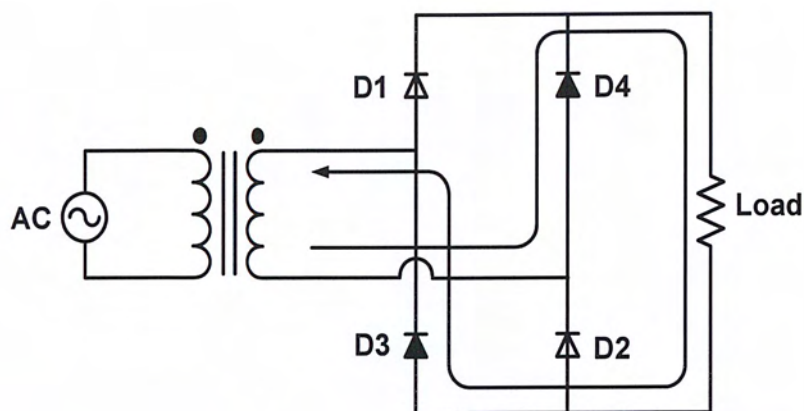


รูปที่ 2.17 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge

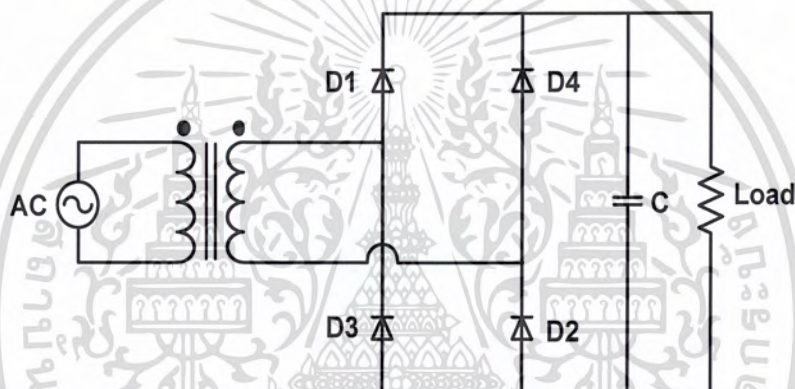


รูปที่ 2.18 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D1 และ D2 นำกระแส

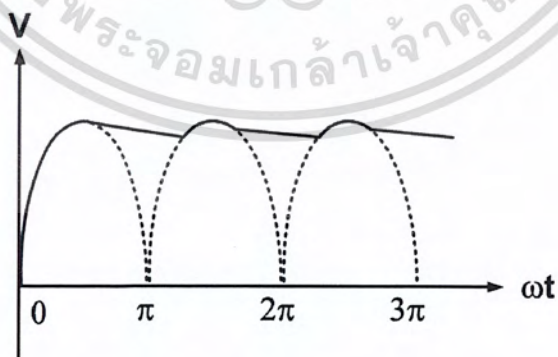
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D3 และ D4 นำกระแส



รูปที่ 2.20 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ที่มีการต่อ C ฟิลเตอร์



รูปที่ 2.21 ลักษณะแรงดันที่ถูกเรียงกระแสแบบ Full-wave และผ่านการกรองจาก C ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 ทฤษฎีการสวิตช์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ

ในปัจจุบันนี้ได้มีเทคนิคการสวิตช์ซึ่งหลายวิธีในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับคอนเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะคอนเวอร์เตอร์กำลังสูง สัญญาณควบคุมโดยส่วนใหญ่จะใช้สัญญาณ PWM แบบธรรมดา และ PWM แบบเลื่อนเฟส โดยเราจะเริ่มอธิบายการสวิตช์ในลักษณะฮาร์ดสวิตช์ซึ่งก่อนเพื่อเป็นพื้นฐาน สำหรับการสวิตช์แบบ ZVS และ ZVZCS ต่อไป

### 2.5.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์

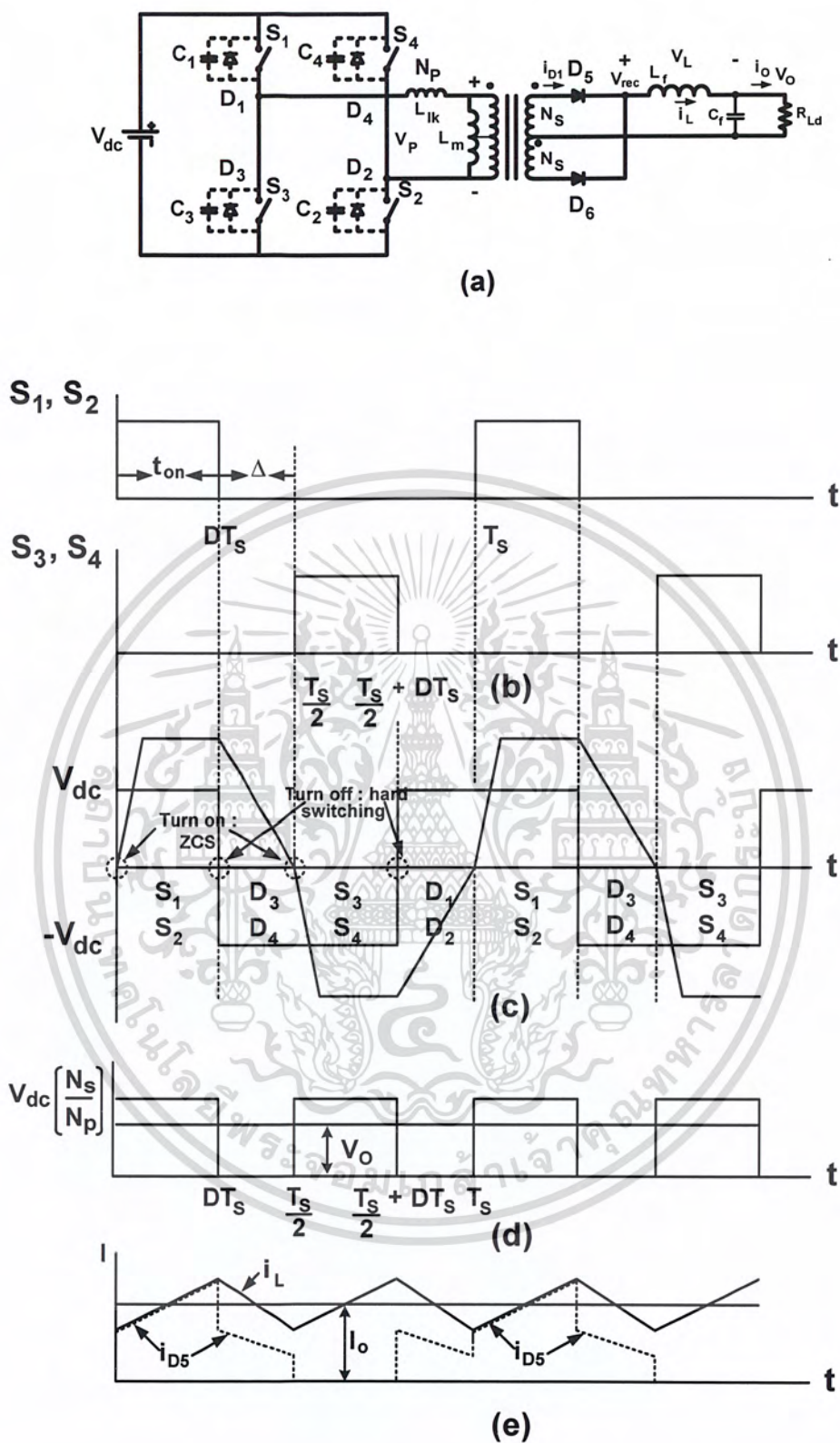
วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.22 a ส่วนรูปร่างสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตช์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.22 b โดยที่สวิตช์จะทำงานเป็นคู่สับเปลี่ยนกัน จาก S1-S2 เป็น S3-S4 และกลับมาเป็น S1-S2 อีกครั้ง โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ จะมีไดโอดสำหรับการฟรีวีลไว้เป็นเส้นทางผ่านของกระแส ซึ่งเป็นผลมาจาก Leakage inductance กรณีที่สวิตช์ Turn off

ช่วงเวลากการฟรีวีล D1-D2 และ D3-D4 สามารถคำนวณได้จากพลังงานที่สะสมอยู่ใน Leakage inductance โดยในช่วงนี้แรงดันที่ตกคร่อม Leakage inductance จะมีค่าเท่ากับ  $-V_{dc}$  และ ช่วงเวลาเดดไทม์จะไม่สามารถน้อยกว่าช่วงเวลาที่ได้นี้ ตอนทำ Turn on สวิตช์ในกึ่งเดียวกัน ขณะที่การ Turn on ของ S1,S2 อยู่ในสภาวะ ZCS ไดโอด D5 จะนำกระแส D6 จะถูก Reverse-Bias แรงดันเอาท์พุทที่  $V_{AB}$  แสดงดังรูป 2.22 c ส่วน  $V_{rec}$  แสดงดังรูป 2.22 d กระแสไหลดที่ไหลผ่าน D5 จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.22 e

**ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ คือ**

1. จะมีการสูญเสียกำลังที่ตัวสวิตช์สูงขณะ Turn on และ Turn off สวิตช์โดยเฉพาะเมื่อสวิตช์ที่ความถี่สูงขึ้นจะยิ่งทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่ตัวสวิตช์สูงขึ้น (แต่ที่ยังนิยมสวิตช์ที่ความถี่สูงก็เพื่อลดขนาดของหม้อแปลงและฟิลเตอร์) ลักษณะการสูญเสียจากการสวิตช์แสดงดังรูปที่ 2.23
2. ช่วงเวลาฟรีวีลผ่านไดโอด จะขึ้นอยู่กับพลังงานสะสมที่อยู่ใน Leakage inductance ทำให้การลดลงของกระแสต้านปฏิกิริยาถูกจำกัดที่ค่าๆหนึ่ง ดังนั้นจึงไม่สามารถสวิตช์ที่ความถี่สูงเกินไปได้

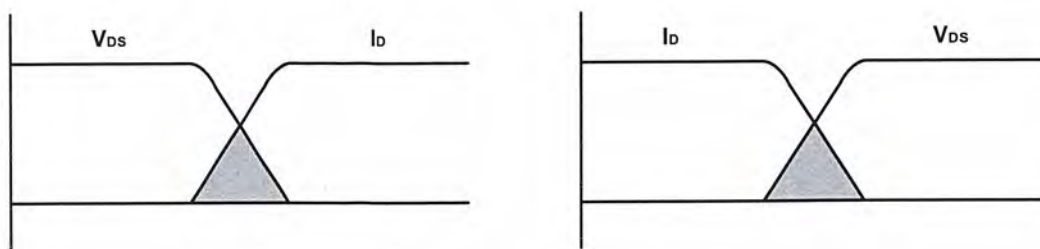
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง และลักษณะสัญญาณ

เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 ความสูญเสียในการสวิตช์ขณะ Turn on และ Turn off

### 2.5.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS แสดงดังรูปที่ 2.24 a โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะทำงานโดยใช้สัญญาณควบคุม PWM แบบเลื่อนเฟส แทนสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตซ์ซึ่งทำให้เกิด ZVZCS ในขณะ Turn on สวิตซ์ โดยใช้ Leakage inductance ในการดิสชาร์จตัวเก็บประจุของสวิตซ์ตัวนั้นและซาร์จสวิตซ์อีกตัวที่อยู่ในกิ่งเดียวกัน โดยการดิสชาร์จนี้จะเกิดในช่วงการฟรีวีล กระแสและแรงดันในด้านปฐมภูมิจะแสดงดังรูปที่ 2.24 b S3 และ D2 จะนำกระแสหลัง S4 Turn off ภายใต้สภาวะฮาร์ดสวิตซ์ ซึ่งโดยจะเกิดความสูญเสียปริมาณเล็กน้อย เนื่องจาก C4 จะประพุดิตัวคล้ายกับ Turn off snubber ต่อมา S3 จะถูก Turn off ในลักษณะคล้ายกับ S4 โดยกระแสปฐมภูมิถูกซาร์จเข้า C3 และ C1 จะดิสชาร์จออกมา และเกิดฟรีวีลลิงที่ D1 และ D2 หลังจาก D1 หยุดนำกระแส S1,S2 จะ Turn on ในสภาวะ ZCS ได้และแทบจะไม่มีแรงดันตกคร่อมตัวมัน อย่างไรก็ตาม S1,S2 จะสามารถ Turn on ในสภาวะ ZVC ได้เมื่อพลังที่สะสมอยู่ใน Leakage inductance มากกว่า พลังงานที่สะสมอยู่ใน C1,C2 ดังนั้น C1,C2 จะดิสชาร์จอย่างสมบูรณ์ ก่อน S1,S2 จะนำกระแส

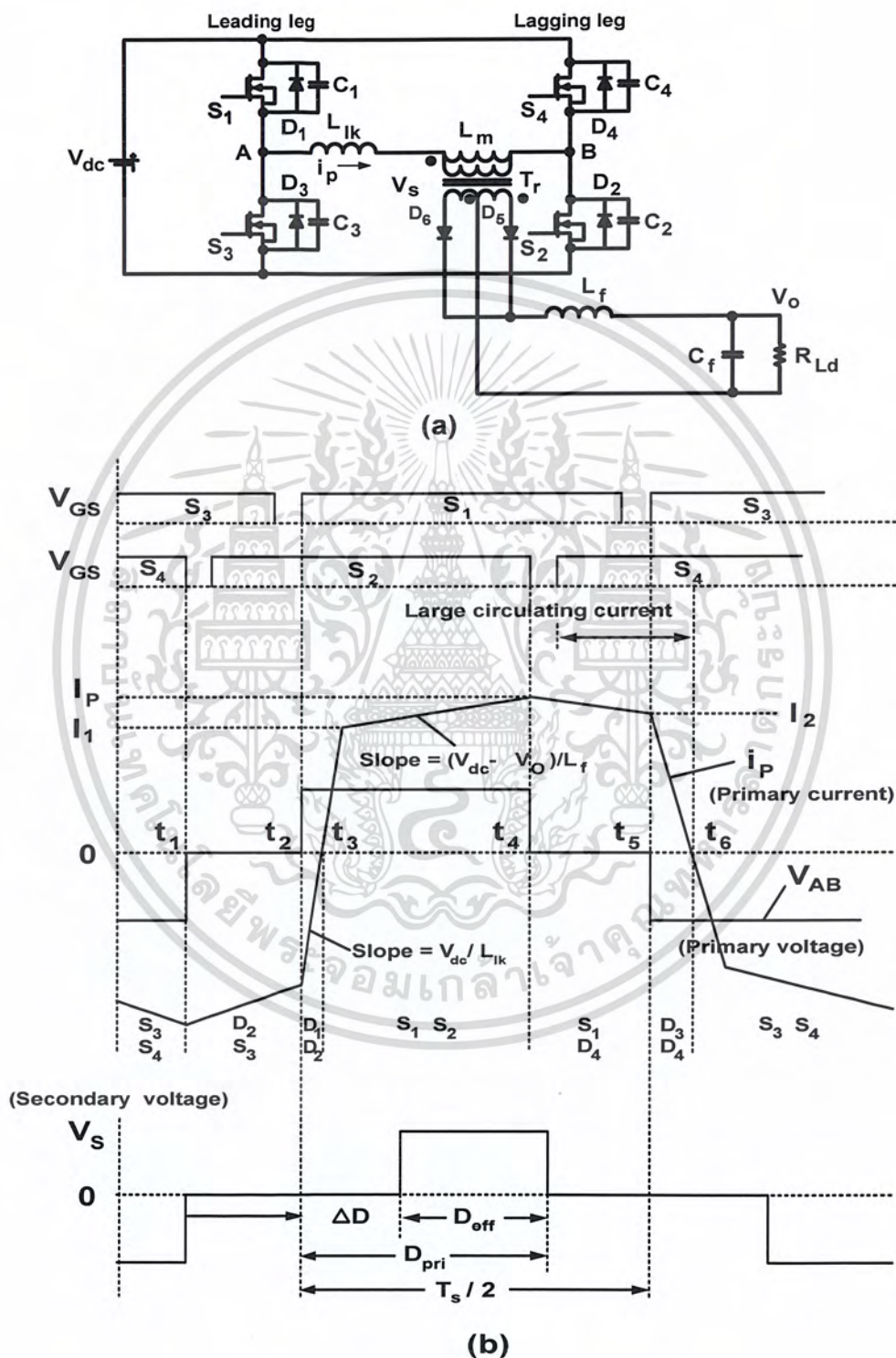
ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS คือ จะเกิดกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตซ์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวีลลิง ทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์

### 2.5.3 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

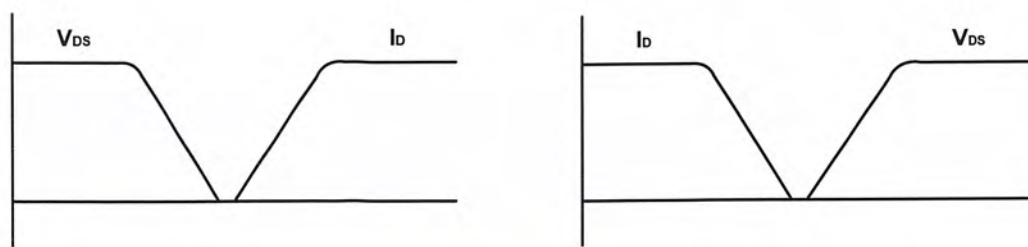
มีหลักการการทำงานคล้ายกับ คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS แต่ว่าจะลดช่วงเวลาในการฟรีวีลลิง โดยในสภาวะ Turn on จะเกิด ZVZCS ทั้งกิ่งหน้าและกิ่งหลัง และเกิด ZCS ในขณะ Turn off ที่กิ่งหลัง โดยเป็นผลมาจากการกลับขั้วของแรงดันที่ Leakage inductance ทำให้กระแสที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลผ่านสวิตช์ตกลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะสั่ง Turn off ลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ แสดงดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.24 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 ลักษณะการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

## ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ดสวิตช์, ZVS

### และ ZVZCS

เทคนิคการสวิตช์	ข้อดี	ข้อเสีย
ฮาร์ดสวิตช์	1. ได้พิกัดกำลังเอาต์พุตมาก	1. เกิดกำลังการสูญเสียที่อุปกรณ์การสวิตช์ 2. อุปกรณ์ต้องทนพิกัดสูง 3. ส่วนการระบายความร้อนมีขนาดใหญ่ 4. ต้นทุนรวมสูง
ZVS	1. ลดกำลังการสูญเสียขณะ turn on สวิตช์ได้ 2. ราคาต้นทุนต่ำกว่าแบบฮาร์ดสวิตช์	1. ไม่สามารถลดกำลังการสูญเสียขณะ turn off ได้ 2. กระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวีลลิ่งจะมีค่าสูง
ZVZCS	1. ลดกำลังการสูญเสียได้ทั้งขณะ Turn on และ Turn off ทำให้ได้ประสิทธิภาพสูง 2. ส่วนระบายความร้อนมีขนาดเล็ก 3. ต้นทุนผลิตลดต่ำลง 4. มีเทคนิคการสวิตช์หลายรูปแบบให้เลือกใช้ให้เหมาะสมกับลักษณะงาน	1. วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ต้องมีความเข้าใจในทฤษฎีพื้นฐานในส่วนของ อุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่ง การทำงานของ หม้อแปลงความถี่สูง วงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ การระบายความร้อนในวงจร ต่อจากนั้นทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ZVZCS โดยอาศัยทฤษฎีข้างต้น โดยตรวจสอบ การทำงานอย่างละเอียด ซึ่งจะกล่าวการทำงานโดยละเอียดไว้ในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบและการสร้าง

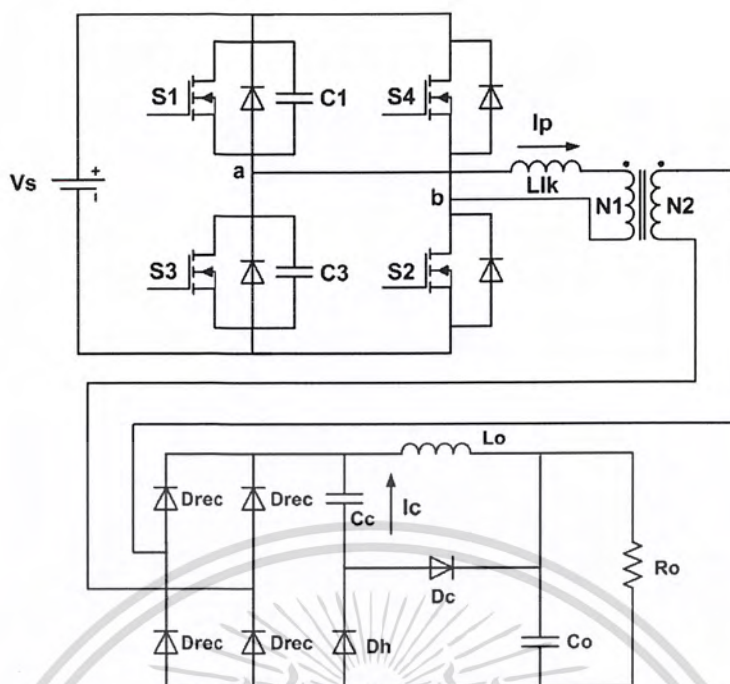
ในบทนี้จะทำการอธิบายหลักการทำงานของวงจรตีทุตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ รวมถึงวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรนี้ การเลือกอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพื่อนำไปใช้ในวงจรกำลัง และการออกแบบวงจรควบคุมในการสร้างสัญญาณควบคุมแบบซันบันไดหรือแบบเลื่อนเฟสโดยใช้ IC เบอร์ UC3879N

#### 3.1 หลักการทำงานของวงจรตีทุตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

จากเทคนิคดังกล่าวจึงได้มีการสร้างวงจรตีทุตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ขึ้นมา โดยวงจรเป็นดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรตีทุตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์มีหลักการทำงานคือเปลี่ยนไฟกระแสตรงขาเข้าเป็นไฟกระแสสลับ โดยสวิตช์ 4 ตัว คือ S1, S2, S3, S4 ทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์ จากนั้นผ่านหม้อแปลงและไดโอด เพื่อกรองกระแสสลับเป็นกระแสตรงขาออก นำไปจ่ายโหลดต่อไป



ในการวิเคราะห์การทำงาน เราจะสมมติว่าอุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ โดยจะแบ่งเป็น 9 โหมดในช่วงครึ่งไซเคิล การทำงานในแต่ละโหมดจะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยหากเป็นโหลดเบา โดยในขั้นแรกเราจะถือว่าคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่โหลดเต็มพิกัด



รูปที่ 3.1 วงจรดิซีสวิตชิ่งคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแส

ศูนย์

การทำงานในแต่ละโหมดจะเป็นดังนี้

โหมด 1 (T0-T1) : เกิดการชาร์จประจุที่  $C_c$  สวิตซ์ S1 และ S4 นำกระแส กำลังขาเข้า ถูกส่งผ่านไปยังเอาต์พุต และตัวเก็บประจุ  $C_c$  และตัวเก็บประจุ  $L$  เริ่มเกิดการเรโซแนนซ์ สุดท้าย  $V_{Cc}$  ซึ่งมีขนาดเป็นสองเท่าของ  $(V_s/k - V_o)$  ในครึ่งคาบของการเรโซแนนซ์ ( $L_{lk}$  และ  $C_c$ ) ที่จุดสิ้นสุดของโหมด โดย  $n$  คืออัตราส่วนของหม้อแปลง  $V_{rec}$  เริ่มจาก  $V_o$  ลดลงเหลือ  $V_{Cc} + V_o$  โดยกระแสประจุรวมภูมิและแรงดัน  $V_{Cc}$  สามารถแสดงได้ตามสมการนี้คือ

$$I_p(t) = nI_0(1 - \cos(\omega_a t)) - \frac{V_s - V_o/n}{Z_a} \sin(\omega_a t) + nI_0 \quad (3.1)$$

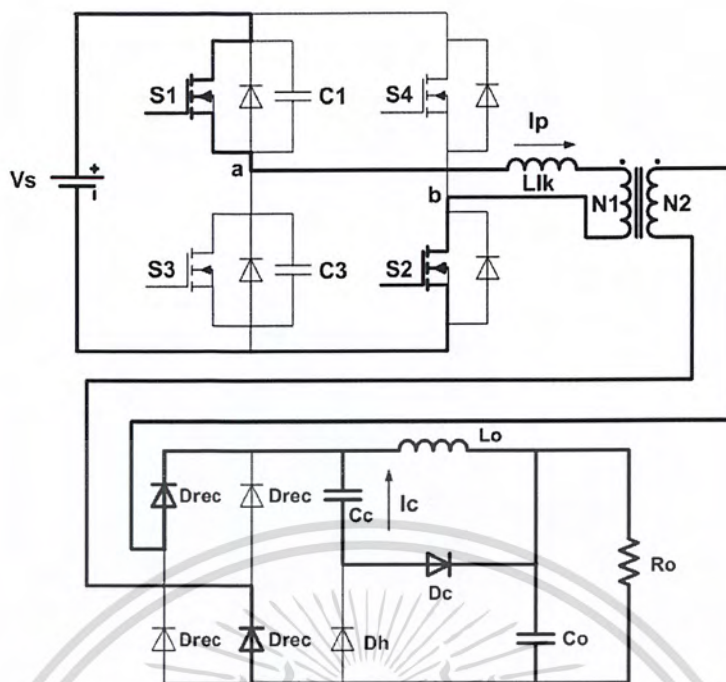
$$I_c(t) = nI_0 - I_p(t) \quad (3.2)$$

$$V_{Cc}(t) = nV_s(1 - \cos(\omega_a t)) - n^2 Z_a I_0 \sin(\omega_a t) \quad (3.3)$$

ในขณะที่

$$Z_a = \sqrt{\frac{L_{lk}}{n^2 C_c}}, \quad \omega_a = \frac{1}{\sqrt{n^2 L_{lk} C_c}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



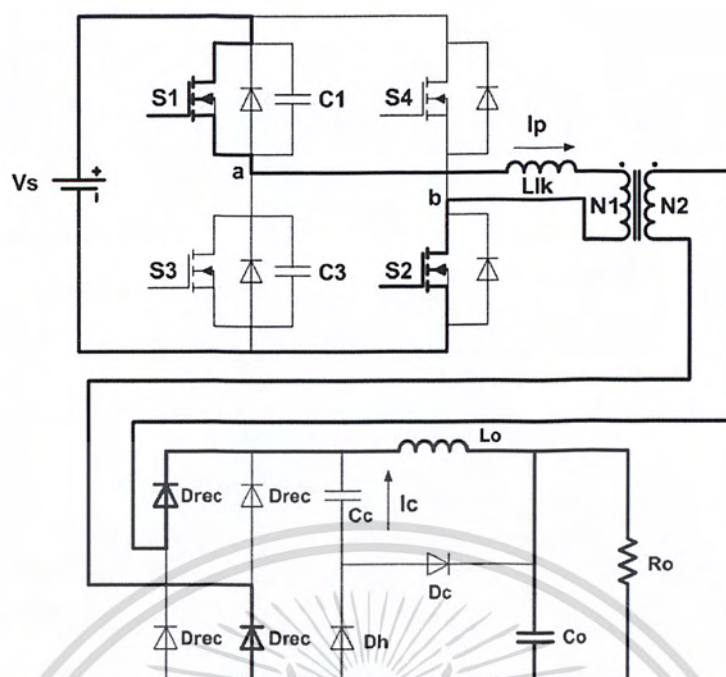
รูปที่ 3.2 การทำงานในโหมด 1

โหมด 2 (T1-T2) : ไดโอด  $D_c$  หยุดการทำงาน และแรงดันเรกติไฟเออร์ลดลงมีค่าเท่ากับ  $V_{S/K}$  และไดโอด  $D_h$  ยังไม่ทำงานในโหมดนี้ ยกเว้นเมื่อค่าดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) มีค่าน้อยกว่า 0.5 โดยกำลังขาเข้ายังถูกส่งต่อไปยังเอาต์พุตในโหมดนี้

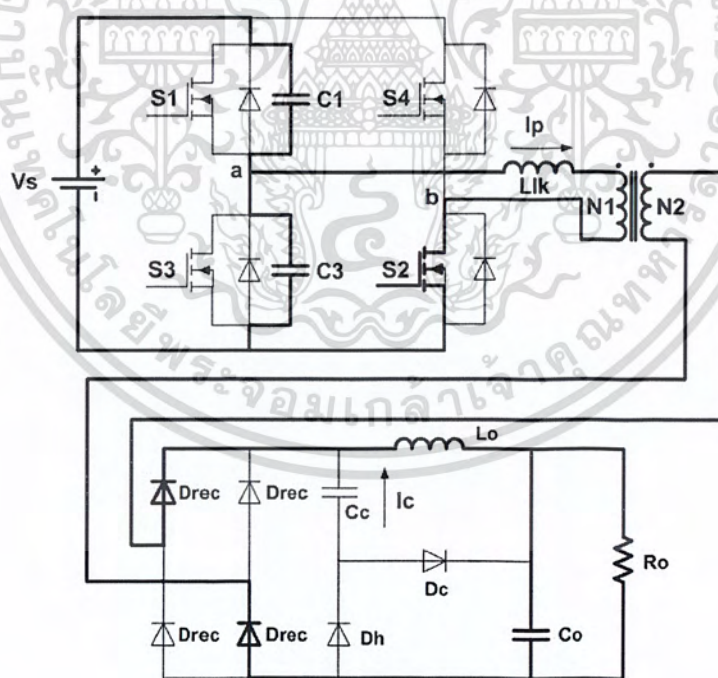
โหมด 3 (T2-T3) : เป็นเฟสที่แรงดันปฐมภูมิลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น จุดเริ่มต้นการทำงานของเฟสนี้คือสวิตช์  $S_1$  หยุดการทำงานและต่อจากนั้นกระแสผ่านด้านปฐมภูมิเพื่อชาร์จประจุ  $C_1$  และดิสชาร์จประจุ  $C_3$  แรงดันปฐมภูมิจะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นและแรงดัน  $V_{rec}$  ก็ลดลงด้วยอัตราเดียวกัน แรงดันปฐมภูมิลดลงแบบเชิงเส้นตามสมการนี้คือ

$$V_{ab}(t) = V_s - \frac{nI_o}{C_1 + C_3} t \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 การทำงานโหมด 2



รูปที่ 3.4 การทำงานโหมด 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมด 4 (T3-T4) : ในขณะที่แรงดัน  $V_{rec}$  มีค่าถึงแรงดัน  $V_{Cc}$  ไดโอด  $D_h$  นำกระแส ส่วน  $C_c$  คงค่าแรงดันไว้ซึ่งก็คือ  $V_{rec}$  ลดลงช้ากว่าแรงดันปฐมภูมิมากๆ โดยยังคงลดด้วยอัตราเดียวกับก่อนหน้านี้ เพราะว่าพลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำ  $L_{lk}$  ยังคงชาร์จประจุ  $C_1$  และดิสชาร์จประจุ  $C_3$  (โดยสมมติให้  $C_c$  มีค่ามากกว่า  $C_1$  และ  $C_3$ ) โดยความแตกต่างระหว่างแรงดันปฐมภูมิและแรงดันทุติยภูมิใช้เพื่อให้ตัวเหนี่ยวนำ  $L_{lk}$  และกระแสปฐมภูมิมีค่าลดลง และค่าของแรงดันและกระแสเป็นไปตามสมการนี้คือ

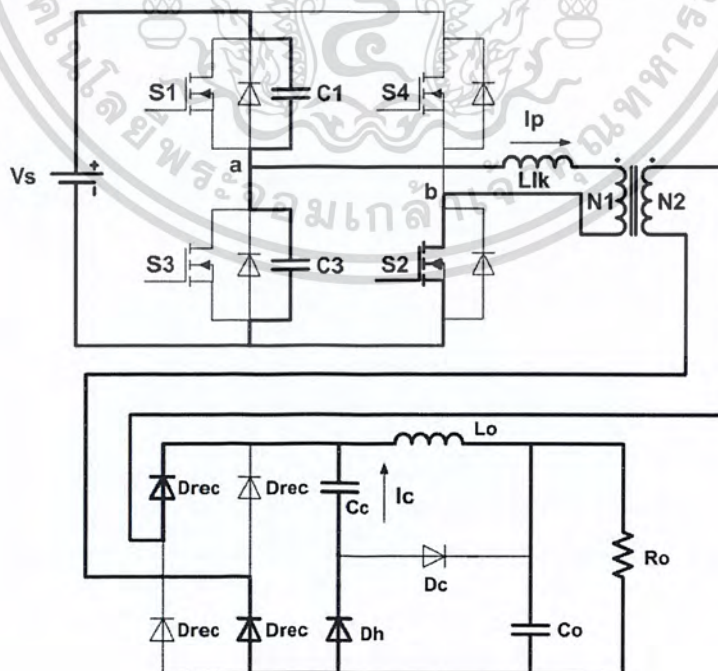
$$V_{ab}(t) = \frac{nI_o}{\omega_b} \left( \frac{1}{\omega_b^2} - \frac{1}{C_{eq}} \right) \sin(\omega_b t) - \frac{nI_o}{\omega_b^2} + 2V_{Lo} \quad (3.5)$$

$$I_p(t) = nI_o \left( 1 - \frac{C_{eq}}{\omega_b^2} \right) \cos(\omega_b t) + \frac{C_{eq}}{\omega_b^2} nI_o \quad (3.6)$$

$$V_{Cc}(t) = -\frac{I_o C_{eq}}{C_c \omega_b^2} \sin(\omega_b t) - \frac{I_o C_{eq}}{C_c \omega_b^2} t + 2V_{Lo} \quad (3.7)$$

ในขณะที่  $\omega_b = \sqrt{\frac{n^2 C_c - C_{eq}}{n^2 L_{lk} C_c C_{eq}}}$ ,  $C_{eq} = C_1 + C_3$

โดยกระแสปฐมภูมิและแรงดันทุติยภูมิที่จุดสิ้นสุดการทำงานกำหนดให้เป็น  $I_o$  และ  $V_o$



รูปที่ 3.5 การทำงานในโหมด 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกริใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมด 5 (T4-T5) : ตัวเก็บประจุ  $C_3$  ดิสชาร์จอย่างสมบูรณ์และต่อจากนั้น ไดโอด  $D_{S3}$  นำกระแส โดยแรงดันทุติยภูมิสะท้อนกลับทำให้ค่าความเหนี่ยวนำ  $L_{lk}$  และกระแสปฐมภูมิลดลงอย่างรวดเร็ว ตัวเก็บประจุ  $C_c$  ส่งผ่านกระแสไปยังโหลด โดยกระแสปฐมภูมิและ  $V_{Cc}$  เป็นไปตามสมการนี้คือ

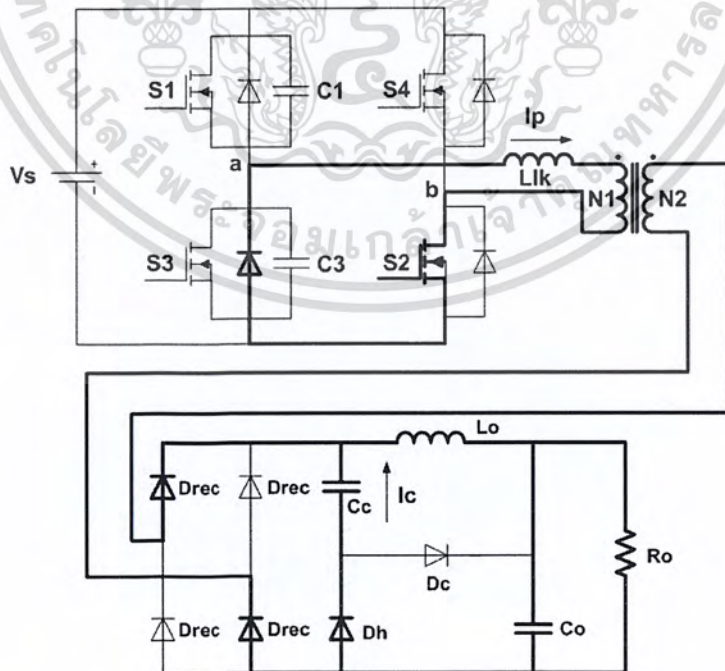
$$I_p(t) = (I_\alpha - nI_o) \cos(\omega_a t) - \frac{V_a}{nZ_a} \sin(\omega_a t) + nI_o \quad (3.8)$$

$$V_{Cc}(t) = n(I_\alpha - nI_o)Z_a \sin(\omega_a t) + \frac{V_a}{n} \cos(\omega_a t) \quad (3.9)$$

กระแสปฐมภูมิลดลงเป็นศูนย์ที่จุดสิ้นสุดการทำงานของโหมด โดย  $V_{rec}$  ที่จุดสิ้นสุดการทำงานกำหนดให้เป็น  $V_\beta$

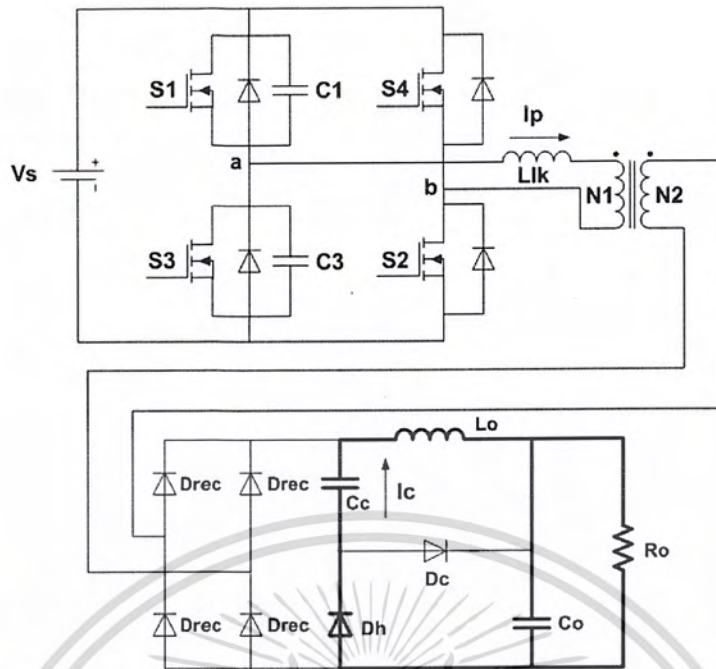
โหมด 6 (T5-T6) : กระแสปฐมภูมิรีเซ็ตอย่างสมบูรณ์ และไม่มีกระแสไหลผ่านในต้านปฐมภูมิตัวเก็บประจุ  $C_c$  ส่งผ่านกระแสไปยังโหมดทั้งหมด ดังนั้น  $V_{rec}$  จึงลดลงอย่างรวดเร็ว โดย  $V_{Cc}$  เป็นไปตามสมการนี้คือ

$$V_{Cc}(t) = -\frac{I_o}{C_c} t + V_\beta \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.6 การทำงานในโหมด 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 การทำงานในโหมด 6

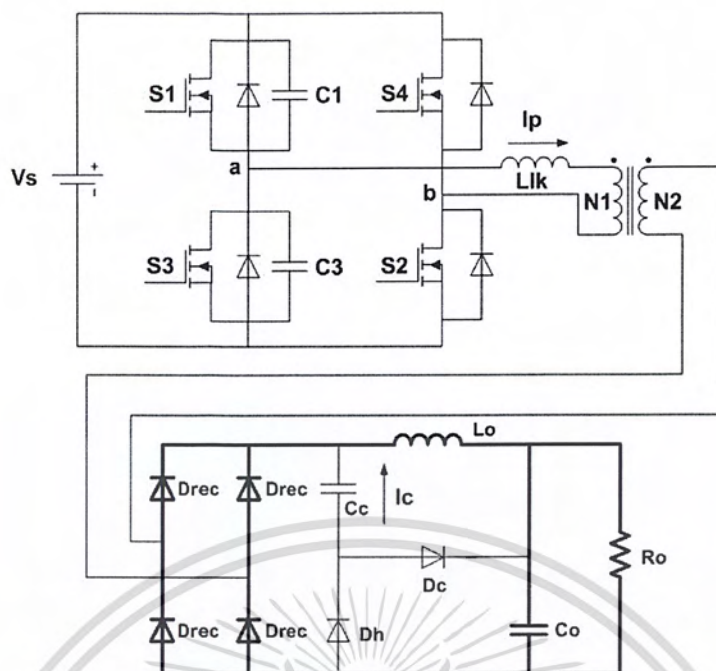
โหมด 7 (T6-T7) : ในขณะที่ตัวเก็บประจุ  $C_c$  ดิสชาร์จอย่างสมบูรณ์ ไดโอดเรียงกระแสจะนำกระแส และมีกระแสไหลฟรีวีลผ่านส่วนเรียงกระแส

โหมด 8 (T7-T8) : ที่จุดสิ้นสุดคาบการทำงานของการฟรีวีลถึงสวิตช์  $S_2$  หยุดนำกระแสด้วย ZCS เพราะไม่มีกระแสไหลผ่านอุปกรณ์ในโหมดนี้ จะมีช่วงเดดไทม์ระหว่างสวิตช์  $S_2$  และสวิตช์  $S_1$

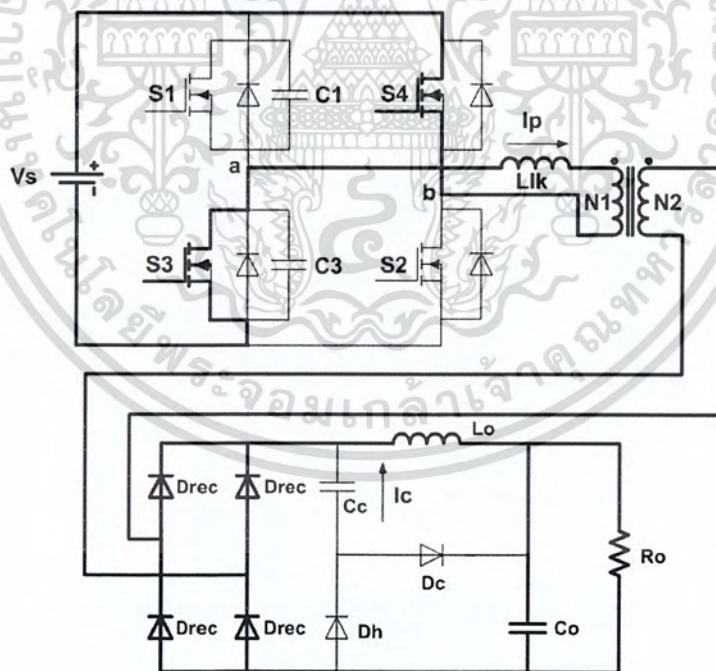
โหมด 9 (T8-T9) : สวิตช์  $S_1$  นำกระแส ในการนำกระแสนี้คือ ZCS เช่นกัน เพราะว่าการประจุรวมภูมิภาคไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด เพราะว่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_{lk}$  โดยกระแสประจุรวมภูมิภาคจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามสมการนี้ คือ

$$I_p(t) = \frac{V_s}{L_{lk}} t \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 การทำงานในโหมด 7, 8



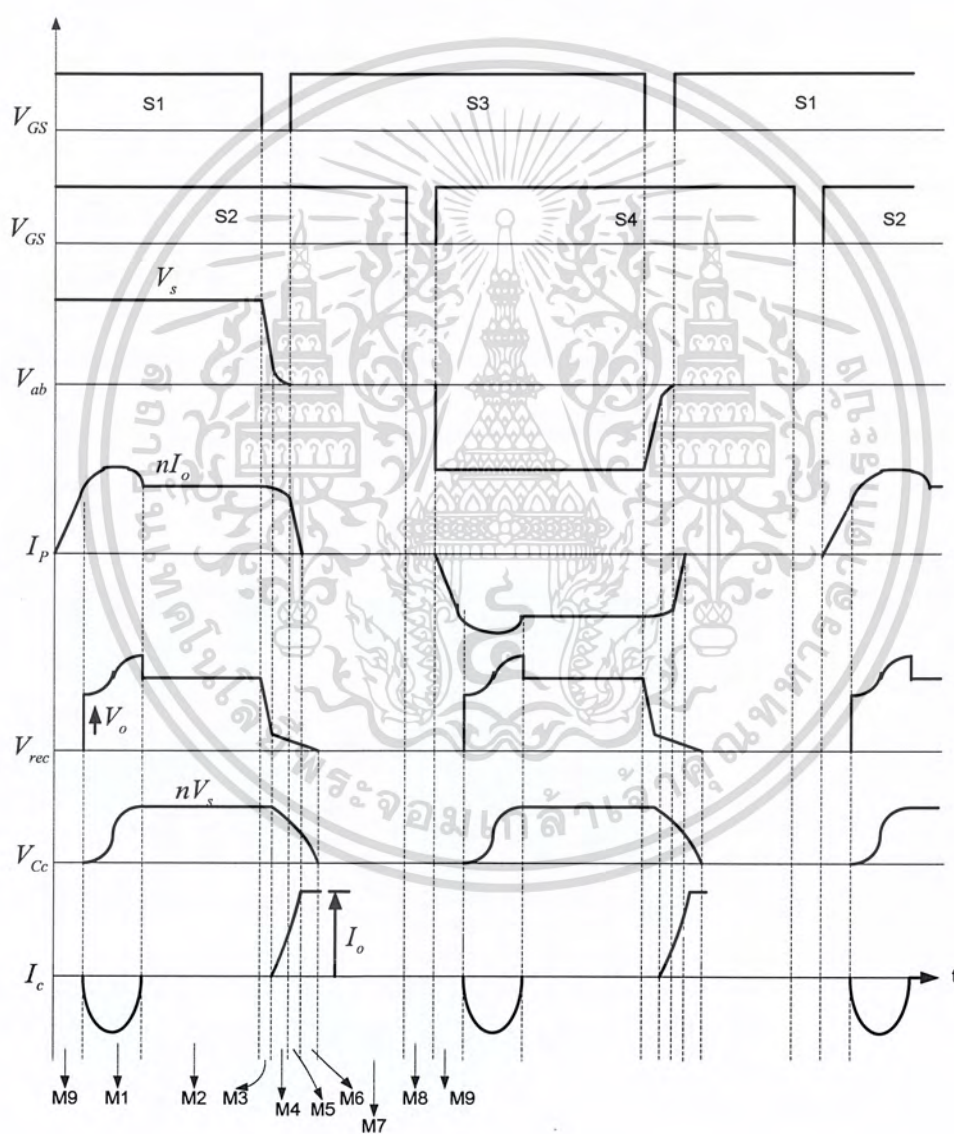
รูปที่ 3.9 การทำงานในโหมด 9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งต่างๆ ในแต่ละโหมดจะเป็นไปตามรูปที่ 3.10

การทำงานในอีกครึ่งไซเคิลลักษณะการทำงานจะเหมือนเดิม แต่จะเปลี่ยนจากคู่ S1-S2 ไปเป็นคู่ S3-S4 แทน

สรุปแล้วในวงจรจะเกิด ZVS ที่ S1 และ S3 ขณะ Turn on และเกิด ZCS ที่ S2 และ S4 ขณะ Turn off



รูปที่ 3.10 ลักษณะของแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งต่างๆ ในแต่ละโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 การคำนวณและออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

คำนวณด้วยวิธี Area Product หรือ Ap Approach ดังนี้

#### 3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงหลัก

พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

$$B_m = 0.27 \text{ T}$$

$$f_s = 60 \text{ kHz}$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$I_{1(\text{rms})} = 14 \text{ A}$$

$$I_{2(\text{rms})} = 36 \text{ A}$$

$$E_{1(\text{rms})} = 400 \text{ V}$$

$$E_{2(\text{rms})} = 100 \text{ V}$$

$$J = 3 \text{ A/mm}^2$$

$$K_f = 1$$

$$K_w = 0.3$$

ทองแดงมีค่า  $\rho = 2 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$

$$\mu_r = 1$$

หาขนาดลวดทองแดงจากสมการ (3.12)

$$I = J \cdot a_{\text{wire}} \quad (3.12)$$

แทนค่าใน (3.12) จะได้

$$a_1 = 4.6 \text{ mm}^2 \text{ และ } a_2 = 12 \text{ mm}^2$$

จากผลของ Skin Effect ทำให้ต้องมีการตีเกลียวสายแทนการใช้แท่งตัวนำตัน โดยควรเลือกรัศมีของลวดทองแดงที่น้อยกว่าค่า Skin Depth

หาค่า Skin Depth จากสมการ (3.13)

$$\delta_{\text{Skin}} = \sqrt{\left(\frac{2 \cdot \rho}{\mu \cdot \omega}\right)} \quad (3.13)$$

โดย  $\mu = \mu_0 \mu_r$  และ  $\omega = 2\pi f$   
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าใน (3.13) จะได้

$$\delta_{\text{skin}} = 0.25\text{mm}$$

$$a_{\delta} = \pi r^2 = 0.199\text{mm}^2$$

เลือกขนาดสายทองแดงเบอร์

$$\text{SWG28} = 0.111\text{mm}^2$$

หาจำนวนสายตีเกลียว

$$n_1 = \frac{4.6}{0.111} = 43\text{เส้น}$$

$$n_2 = \frac{12}{0.111} = 109\text{เส้น}$$

หาค่า  $A_p$  จากสมการ (3.14)

$$A_p = A_c A_w = \frac{[E_1 I_1 + 2E_2 I_2]}{4JK_f K_w B m f} \quad (3.14)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.14) จะได้  $A_p = 222 \times 10^{-9}$

เลือกแกนให้มีค่า  $A_p$  สูงกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือกแกนเบอร์ EE80

โดยมีค่า  $A_w = 1,195.7\text{mm}^2$        $A_c = 392\text{mm}^2$

หาจำนวนรอบจากสมการที่ (3.15)

$$N_1 = \frac{E_1}{4K_f A_c B m f}, \quad N_2 = \frac{E_2}{4K_f A_c B m f} \quad (3.15)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.15) จะได้  $N_1 = 16\text{รอบ}$        $N_2 = 4\text{รอบ}$

ตรวจสอบ Window Area จากสมการที่ (3.16)

$$A_w = \frac{N_1 a_1 + 2N_2 a_2}{K_w} \quad (3.16)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.16) จะได้  $A_w = 565.33\text{mm}^2$  แสดงว่าสามารถพันขดลวดลงได้กับแกนเบอร์ EE80

$$L_{\text{avg/รอบ}} = 125\text{mm}$$

$$L_1 = 16 \times 125 = 2000\text{mm}$$

$$L_2 = 4 \times 125 = 500\text{mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าความต้านทานของขดลวดจากสมการที่ (3.17)

$$R = \frac{\rho \cdot L}{a} \quad (3.17)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.17) จะได้  $R_1 = 8.696 \times 10^{-3} \Omega$   $R_2 = 0.833 \times 10^{-3} \Omega$

หาค่าความสูญเสียในขดลวดจากสมการ (3.18)

$$P_{Cu} = (I_1^2 \cdot R_1) + (I_2^2 \cdot R_2) \quad (3.18)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.18) จะได้  $P_{Cu} = 2.78 \text{ Watt}$

หาค่าความสูญเสียในแกนเหล็กจากสมการ (3.19)

$$P_{core} = 9.5623 \times 10^{-6} \cdot B_m^{2.22} \cdot f^{1.192} \text{ [Watt/g]} \quad (3.19)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.19) จะได้  $P_{core} = 0.188 \text{ [Watt/g]}$

แกน EE80 หนัก 350 g ดังนั้น  $P_{core} = 65.8 \text{ Watt}$

### 3.3 วงจรกำลัง

จากทฤษฎีการทำงานของวงจรตีทุตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ได้นำมาสร้างเป็นวงจรดังรูปที่ 3.11

ในขั้นแรกได้ทำการจำลอง โดย Pspice เพื่อหาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแสของไดโอดและมอสเฟต โดยกำหนดค่าพิกัดของคอนเวอร์เตอร์ ดังนี้

แรงดันขาเข้า : 0-300 V

แรงดันขาออก : 0-60 V

กระแสไหลต : 10 A

กำลังไฟฟ้า : 600 W

จากรูปที่ 3.1 กำหนดค่า R และ C ดังนี้

$R_o$  : 2 ohm

$C1, C3$  : 2.2 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

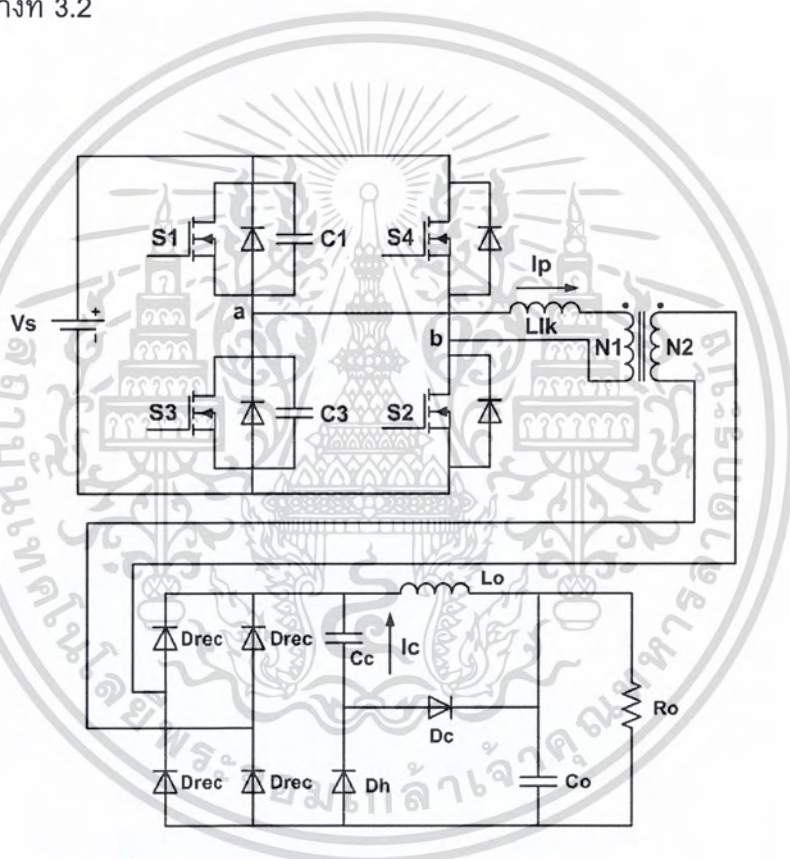
$C_c$  : 50  $\mu\text{F}$

$C_o$  : 100  $\mu\text{F}$

จากการคำนวณและออกแบบหม้อแปลงจะได้ค่าดังนี้

หม้อแปลงหลัก : EE80  $N_1:N_2 = 16:4$

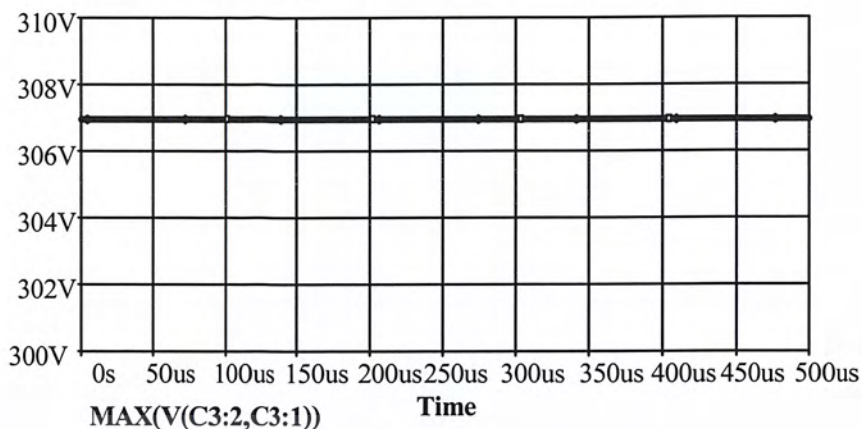
นำค่าต่างๆ ไปจำลอง และวัดค่าแรงดันและกระแสที่ไดโอดและมอสเฟตได้ค่าดังตารางที่ 3.1 เลือกอุปกรณ์โดยให้มีพิกัดสูงกว่าค่าที่จำลองได้ หาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาดและราคาประหยัด ซึ่งจะได้ดังตารางที่ 3.2



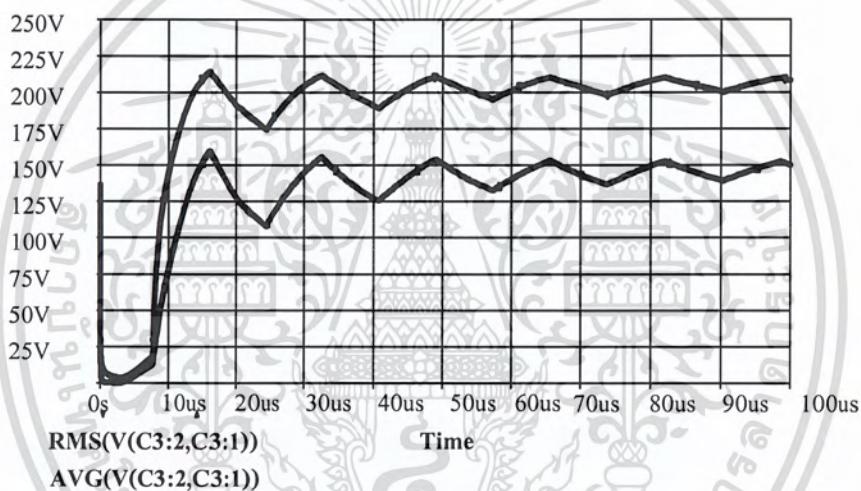
รูปที่ 3.11 วงจรดีซีฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแส

ศูนย์สำหรับนำไปสร้างจริง

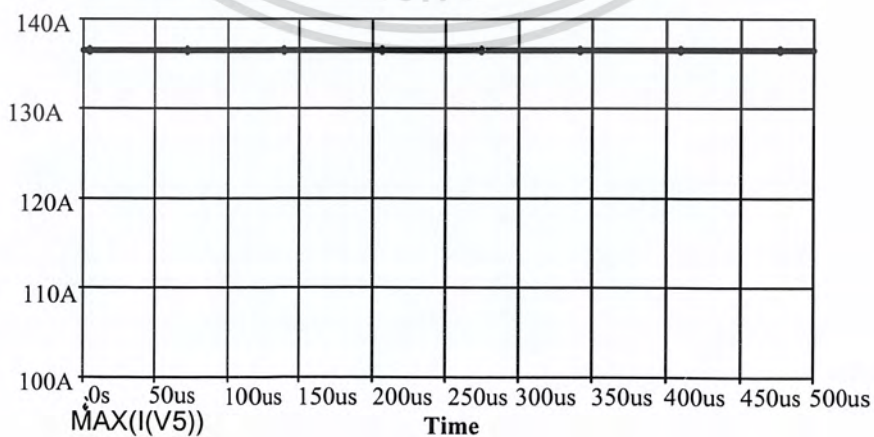
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ค่าแรงดัน  $V_{max}$  ของมอสเฟตที่ได้จากการจำลอง

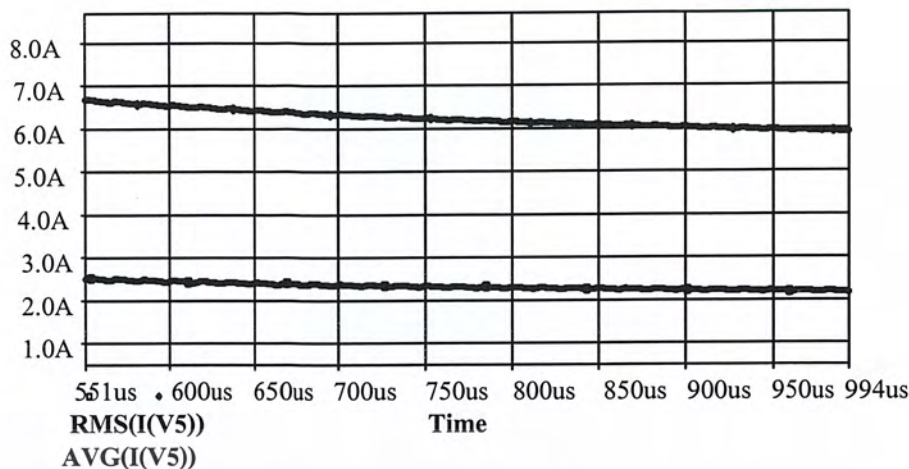


รูปที่ 3.13 ค่าแรงดัน  $V_{rms}$  และ  $V_{avg}$  ของมอสเฟตที่ได้จากการจำลอง

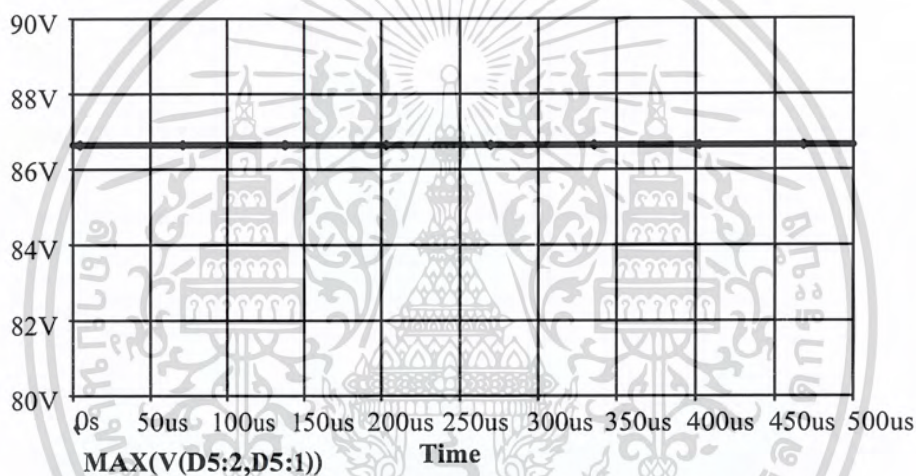


รูปที่ 3.14 ค่ากระแส  $I_{max}$  ของมอสเฟตที่ได้จากการจำลอง

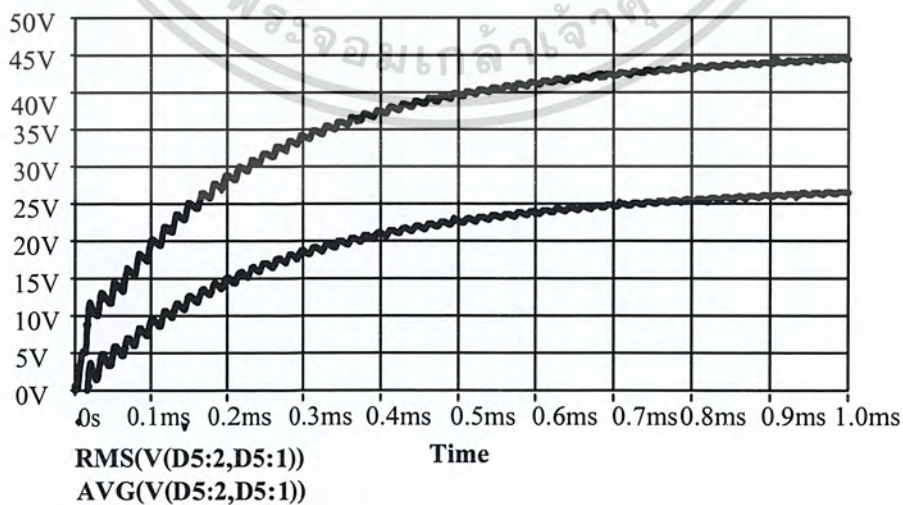
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 ค่ากระแส Irms และ Iavg ของมอสเฟสที่ได้จากการจำลอง

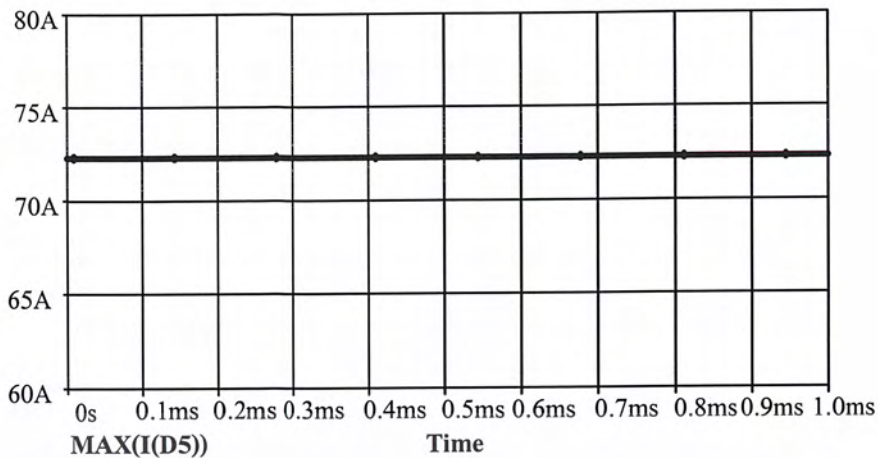


รูปที่ 3.16 ค่าแรงดัน Vmax ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง

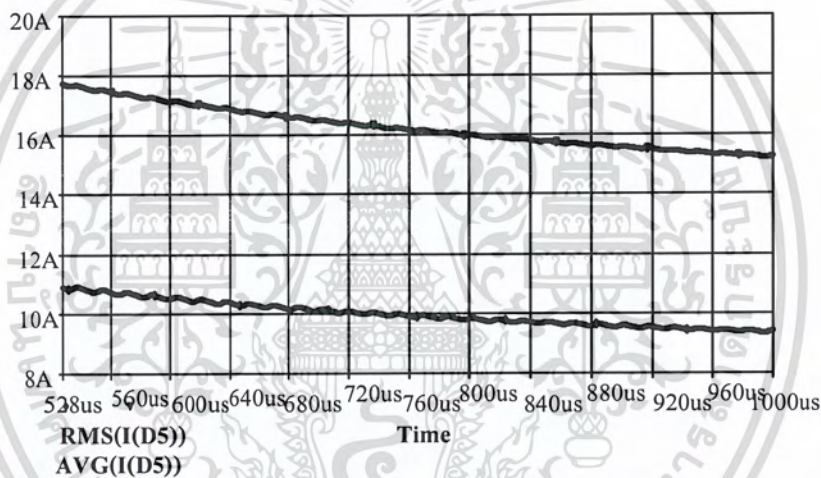


รูปที่ 3.17 ค่าแรงดัน Vrms และ Vavg ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง

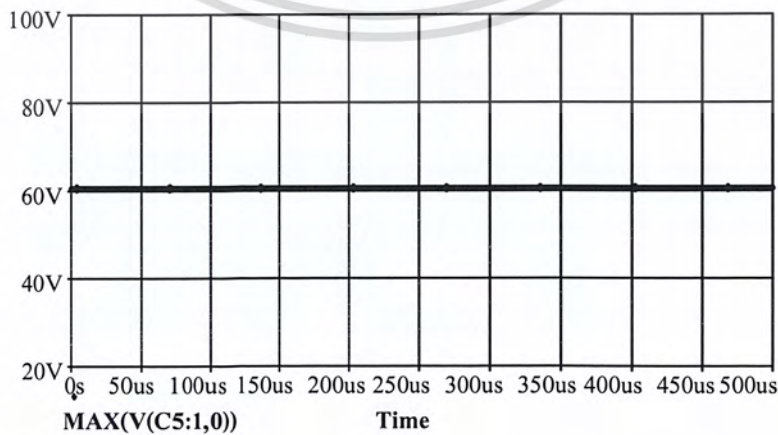
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 ค่ากระแส I<sub>max</sub> ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง

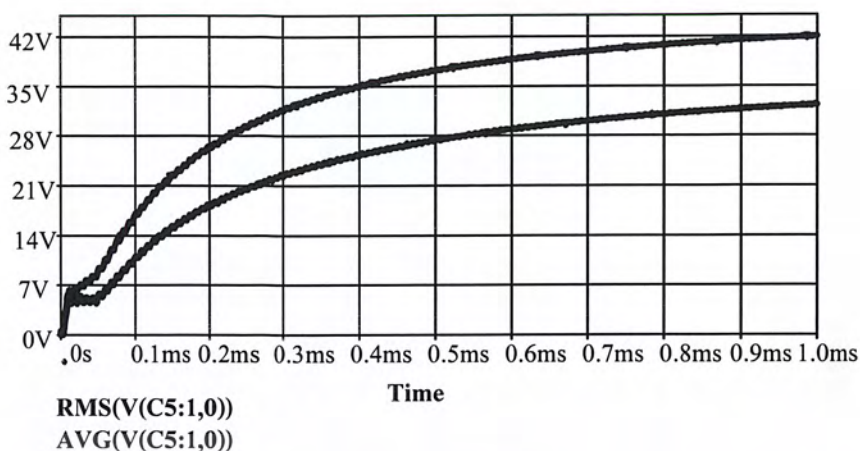


รูปที่ 3.19 ค่ากระแส I<sub>rms</sub> และ I<sub>avg</sub> ของไดโอด Drec1-4 ที่ได้จากการจำลอง

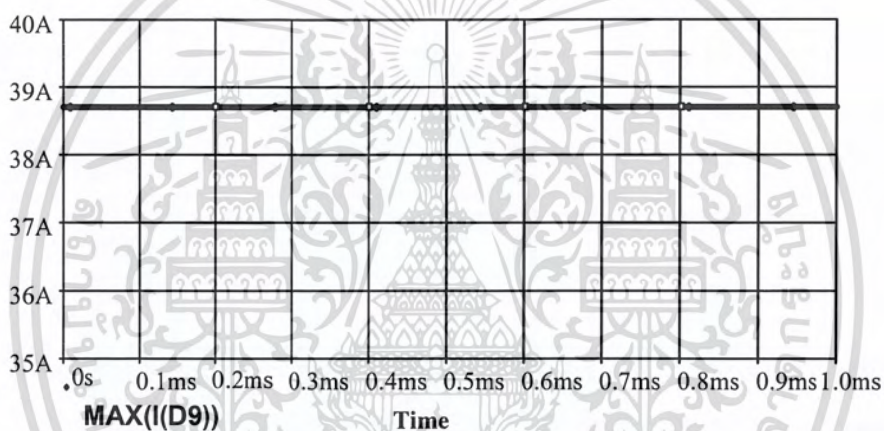


รูปที่ 3.20 ค่าแรงดัน V<sub>max</sub> ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง

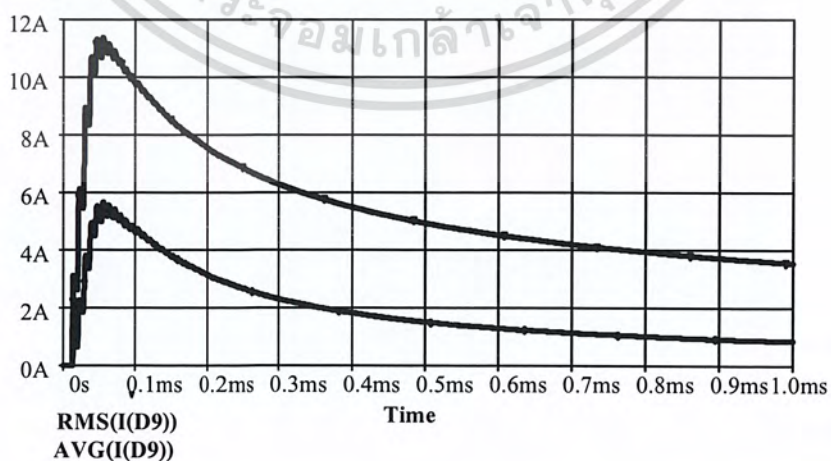
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 ค่าแรงดัน  $V_{rms}$  และ  $V_{avg}$  ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง

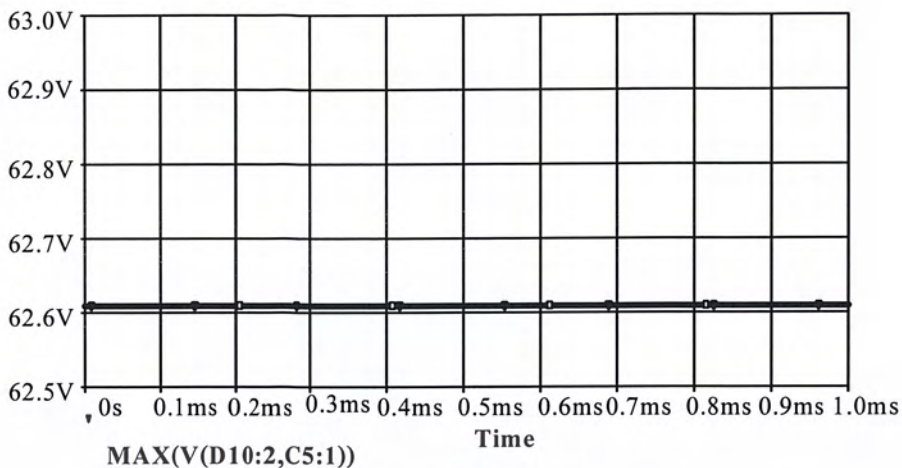


รูปที่ 3.22 ค่ากระแส  $I_{max}$  ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง

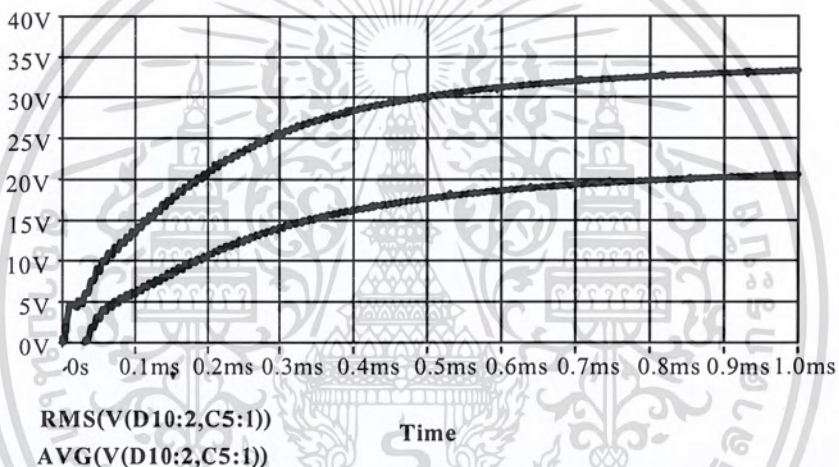


รูปที่ 3.23 ค่ากระแส  $I_{rms}$  และ  $I_{avg}$  ของไดโอด Dh ที่ได้จากการจำลอง

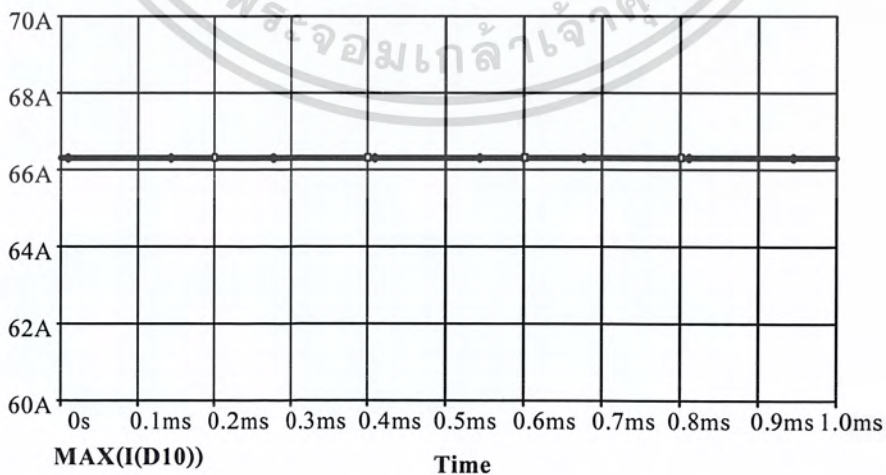
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24 ค่าแรงดัน Vmax ของไดโอด Dd ที่ได้จากการจำลอง

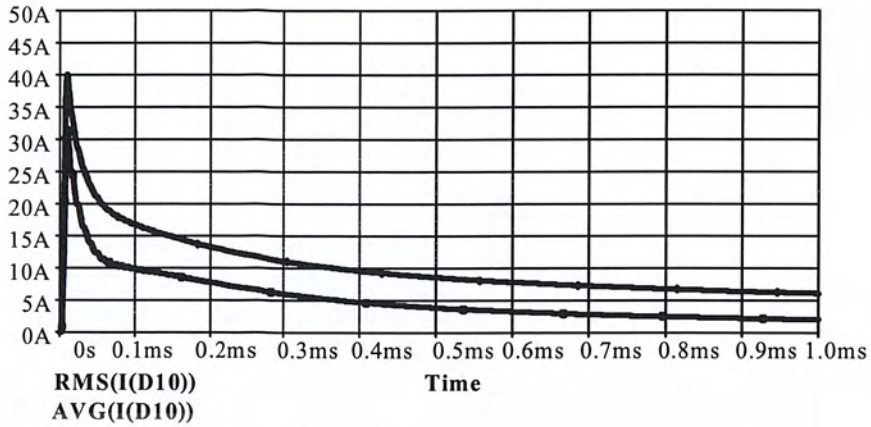


รูปที่ 3.25 ค่าแรงดัน Vrms และ Vavg ของไดโอด Dd ที่ได้จากการจำลอง



รูปที่ 3.26 ค่ากระแส Imax ของไดโอด Dd ที่ได้จากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.27 ค่ากระแส  $I_{rms}$  และ  $I_{avg}$  ของไดโอด  $D_d$  ที่ได้จากการจำลอง

### 3.4 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมได้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน คือ

1. ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง
2. ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส
3. ส่วนแยกกราวด์

โดยจะแยกพิจารณาทีละส่วน ดังนี้

ตารางที่ 3.1 ค่าแรงดันและกระแสที่ไดโอดและมอสเฟตจากการจำลอง

	$V_p$	$V_{avg}$	$V_{rms}$	$I_p$	$I_{avg}$	$I_{rms}$
มอสเฟต	300 V	145 V	200 V	16 A	4.8 A	9.5 A
D1-D4	300 V	145 V	200 V	16 A	2.0 A	5 A
Drec1-4	200 V	50 V	95 V	45 A	20 A	35 A
Df	75 V	50 V	52 V	5 $\mu$ A	7 nA	1 $\mu$ A
Dd	60 V	25 V	37 V	3.5 nA	0.8 A	1.5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ตารางที่ 3.2 เบอร์และพิกัดของอุปกรณ์ที่เลือกใช้

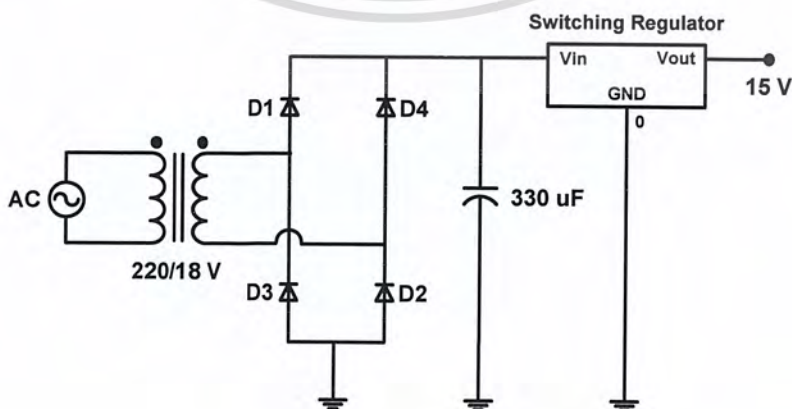
	เบอร์	พิกัดแรงดัน	พิกัดกระแส
มอสเฟต	IRFP460LC	500 V	20 A
Drec1-4	RHRP3060	600 V	30 V
Dh	RHRP3060	600 V	30 V
Dc	RHRP3060	600 V	30 V

#### 1. ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง

ในส่วนนี้ เราต้องการไฟกระแสตรง 15 V ดังนั้นจึงใช้หม้อแปลง 220/18 V เสียบกับไฟบ้าน จากนั้นนำไฟกระแสสลับ 18 V ไปผ่านบริดจ์ เพื่อเรียงกระแสโดยมี C ฟิลเตอร์ขนาด 330  $\mu\text{F}$  ต่อขนานอยู่เพื่อกรองให้แรงดันเรียบจากนั้นนำไปผ่านสวิตช์ซึ่งเรากฎเลเตอร์ 15 V ซึ่งจะให้แรงดันออกมา 15 V ซึ่งจะให้แรงดันออกมา 15 V คงที่ เพื่อนำไปใช้ในส่วนตัวต่างๆของวงจรต่อไป ดังรูปที่ 3.12

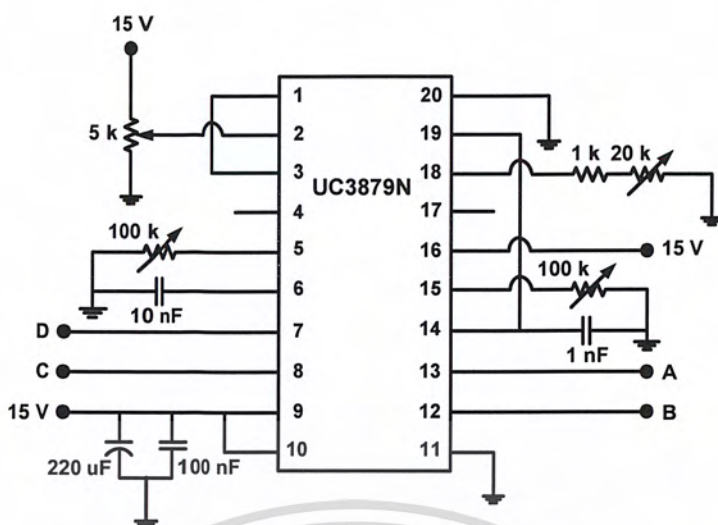
#### 2. ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส

ในการทำให้เกิดการสวิตช์ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ และกระแสศูนย์ จะต้องใช้สัญญาณควบคุมแบบขั้นบันได เราจะเลือกใช้ชิพเบอร์ UC3879N ซึ่งใช้สำหรับสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟสโดยเฉพาะ โดยมีลักษณะการต่อดังรูปที่ 3.13 โดยจะมีสัญญาณออกมาจากชิพทั้งหมด 4 ชุดด้วยกันคือ A,B,C,D โดยลักษณะของสัญญาณจะเป็นดังรูปที่ 3.14

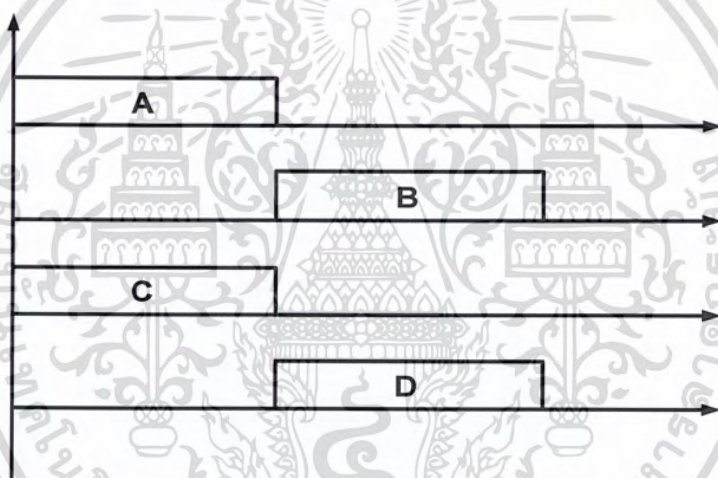


รูปที่ 3.28 วงจรจ่ายไฟเลี้ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.29 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส



รูปที่ 3.30 ลักษณะสัญญาณ A,B,C,D

เราจะนำสัญญาณ A,B,C,D นี้มาทำเป็นสัญญาณขับบันไดเพื่อใช้ควบคุมมอเตอร์ในวงจรกำลัง

เราจะนำสัญญาณ A มาควบคุม มอเตอร์ S1      สัญญาณ B มาควบคุม มอเตอร์ S3

สัญญาณ C มาควบคุม มอเตอร์ S2      สัญญาณ D มาควบคุม มอเตอร์ S4

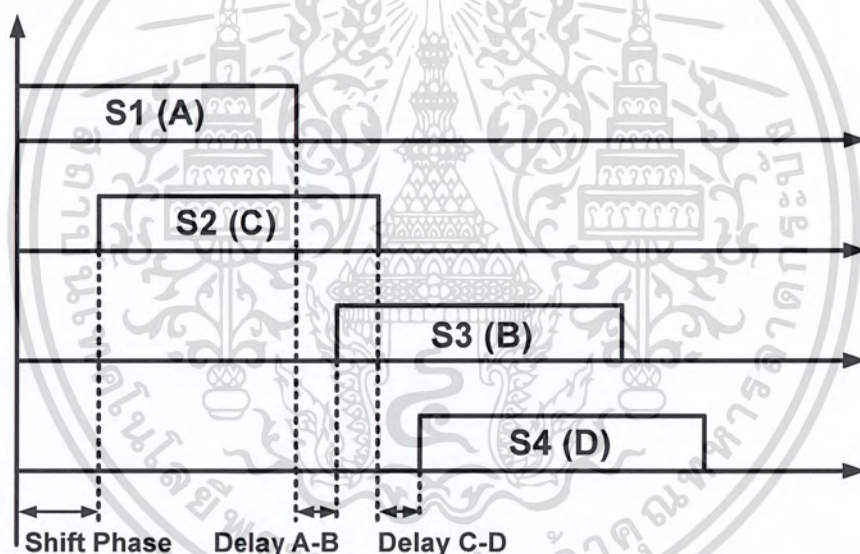
โดยปรับให้มีการ Delay ระหว่าง A-B และ C-D และปรับให้มีการเลื่อนเฟสดังรูปที่ 3.15 เราก็จะได้สัญญาณขับบันไดเพื่อนำไปใช้ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. ส่วนแยกกราวด์

สัญญาณควบคุมแบบขั้วบันไดที่ได้จากส่วนที่ 2 นี้จะไม่สามารถนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตโดยตรงได้ เนื่องจากสัญญาณ A,B,C,D นี้จะมีการใช้กราวด์ร่วมกันอยู่ ดังนั้นหากนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตโดยตรงจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้น จึงจำเป็นที่จะต้องนำสัญญาณ A,B,C,D นี้มาผ่านส่วนแยกกราวด์เสียก่อนแล้วจึงค่อยนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตต่อไป โดยวงจรที่ใช้แยกกราวด์ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.16

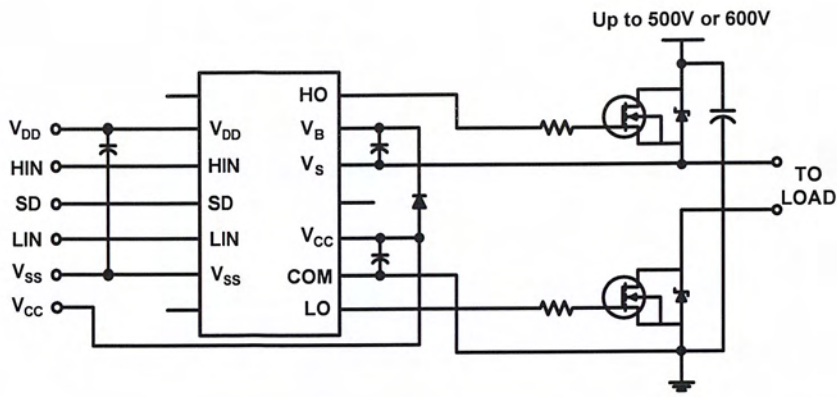
สัญญาณ A,B,C,D จะนำมาใช้ควบคุมการ Turn on และ Turn off ของมอสเฟต ทำให้เกิดแรงดันรูปสี่เหลี่ยมที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นผ่านชุดไดโอดและซีเนอร์ไดโอด ทำให้ได้แรงดันรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่า +15V ถึง -15V เพื่อนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตในวงจรกำลังต่อไป



รูปที่ 3.31 ลักษณะสัญญาณขั้วบันไดที่ใช้ควบคุมมอสเฟตโดยสร้างจากสัญญาณ

A,B,C,D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.32 วงจรแยกกราวด์

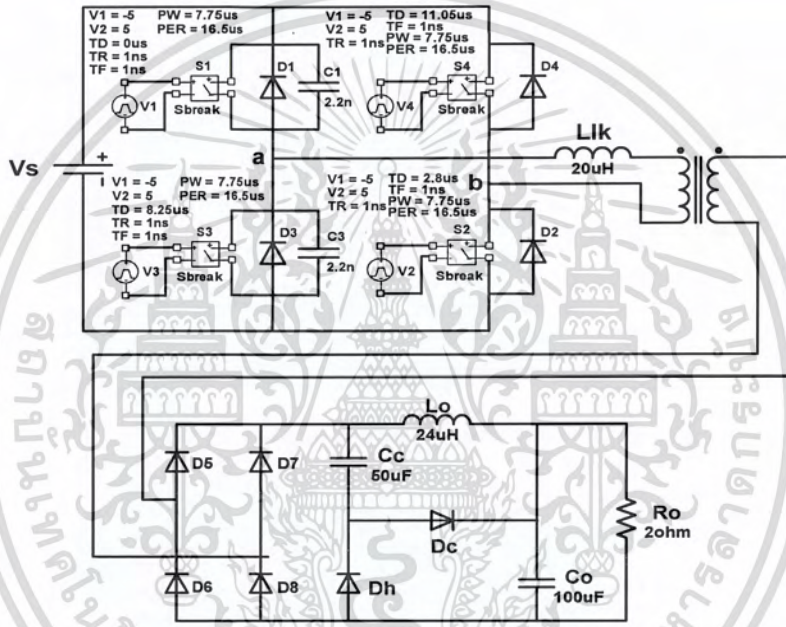
โดยสรุปแล้วในบทนี้เราจะได้ศึกษาการทำงานในโหมดต่างๆของวงจรถิซึทึซึ  
คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์และกระแสศูนย์ แล้วนำ  
หลักการงานและทฤษฎีต่างๆมาประกอบในการออกแบบวงจรในส่วนต่างๆ ของติซึทึซึ  
คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ซึ่งผลจากการออกแบบ  
ได้แสดงไว้แล้วตั้งเนื้อหาข้างต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

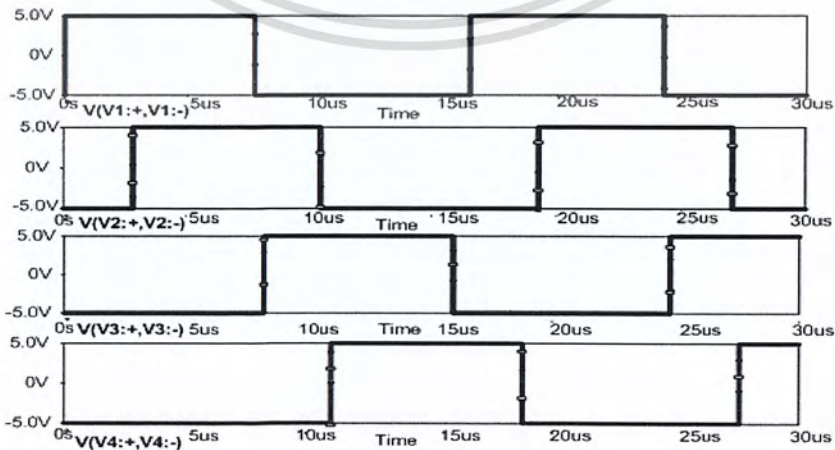
# บทที่ 4

## ผลจากการจำลองด้วย PSpice

ในบทนี้จะเป็นการจำลองการทำงานของวงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่เราเลือกไว้ โดยในการจำลองเราจะวาดวงจรดังรูปที่ 4.1 โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆแสดงไว้แล้วดังรูป ส่วนลักษณะสัญญาณที่ใช้ควบคุมมอสเฟตทั้ง 4 ตัว จะเป็นดังรูปที่ 4.2 คือเป็นลักษณะชั้่นบันได



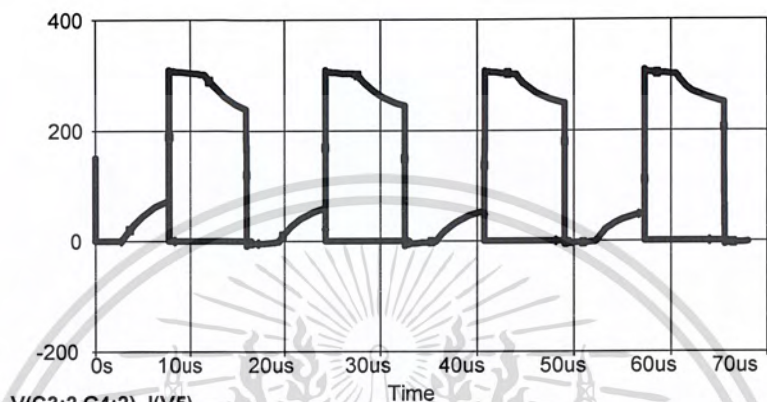
รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วย PSpice



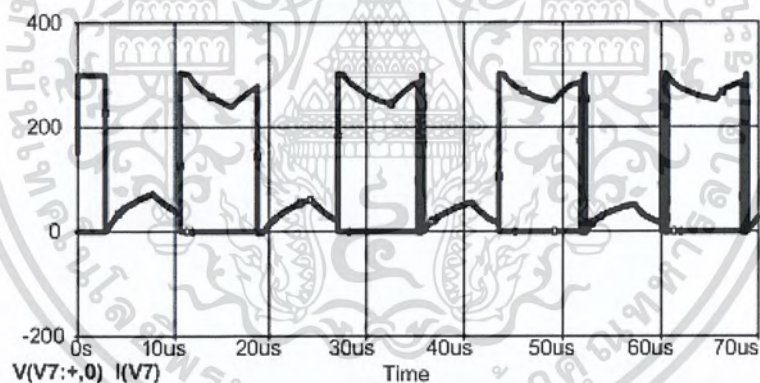
รูปที่ 4.2 สัญญาณควบคุมแบบชั้่นบันไดจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

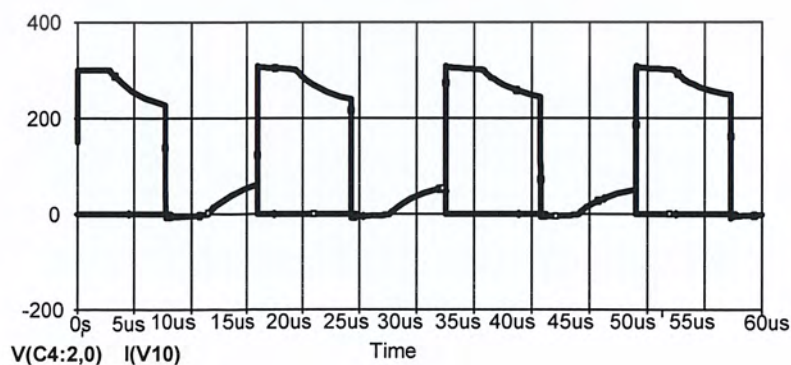
เมื่อทำการวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจะได้เป็นดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่า มอสเฟตตัวที่ 1 และ 3 จะมีรูปคลื่นเหมือนกัน และมอสเฟตตัวที่ 2 และ 4 จะมีรูปคลื่นเหมือนกัน เนื่องจากสวิตช์ทางกึ่งซ้ายจะเกิด ZVS เหมือนกัน และสวิตช์ทางกึ่งขวาจะเกิด ZCS เหมือนกัน แต่ผลจากการจำลองจะเห็นลักษณะของ ZVZCS ไม่ค่อยชัดเจนนัก



(S1)

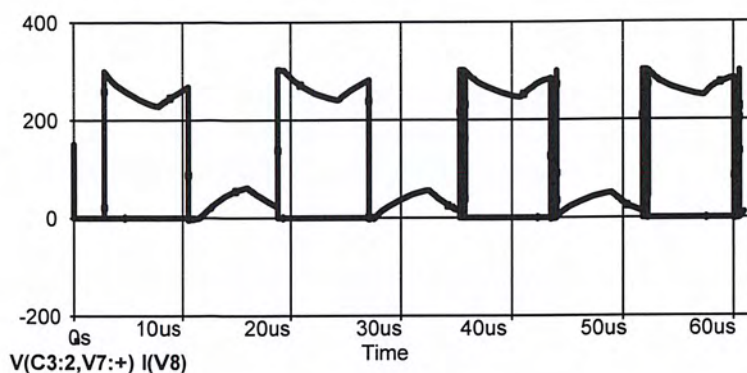


(S2)



(S3)

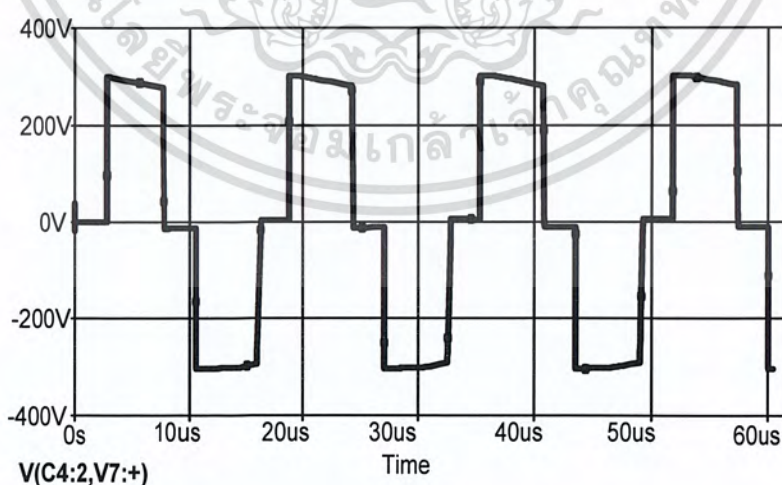
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(S4)

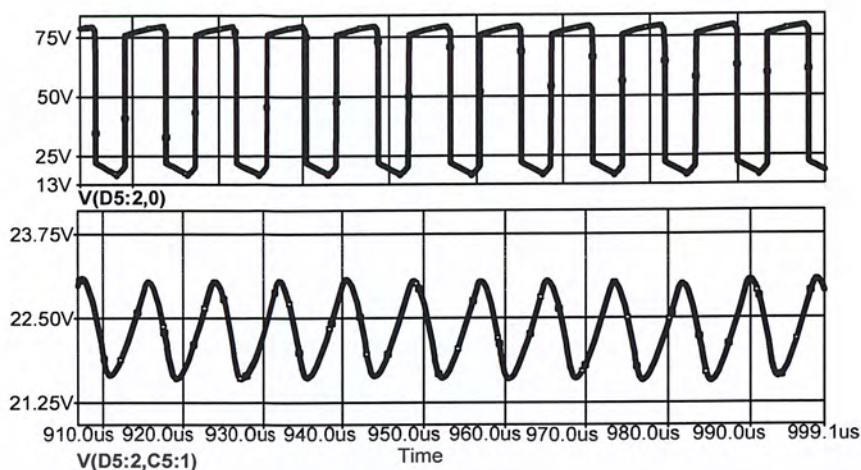
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจากการจำลอง

แรงดันที่ผ่านส่วนอินเวอร์เตอร์แล้วจะมีลักษณะเป็น Quasi-Square Wave ดังรูปที่ 4.4 และเมื่อแรงดันผ่านส่วนเรียงกระแสแล้วจะมีลักษณะดังรูปที่ 4.5 ด้านบน ส่วนรูปที่ 4.5 ด้านล่าง แสดงแรงดันที่คร่อม C-holding ( $C_h$ ) จะสังเกตได้ว่าเมื่อแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแส ( $V_{rec}$ ) ตกลงจนถึงค่าๆหนึ่ง C-holding จะคายประจุออกมาเสริมทำให้แรง  $V_{rec}$  ไม่ตกลงจนเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี ที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 ส่วนรูปที่ 4.6 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่คร่อม C-holding



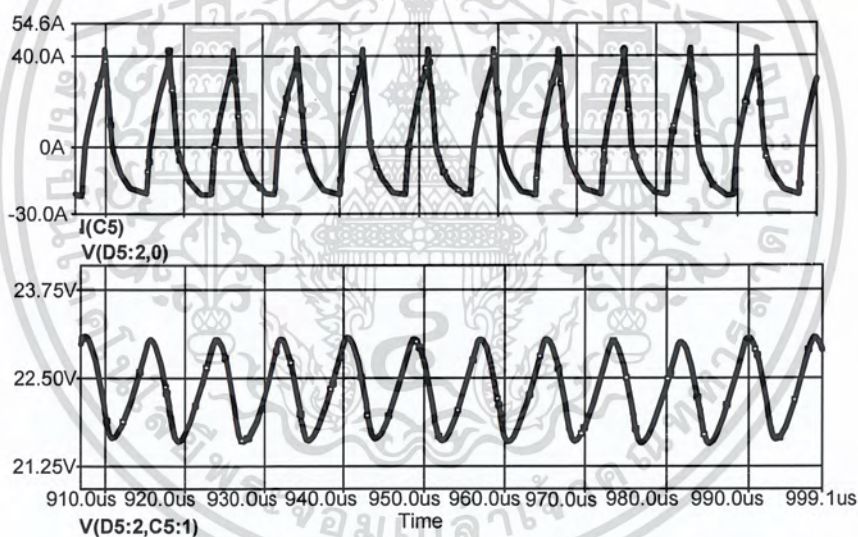
รูปที่ 4.4 รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากส่วนอินเวอร์เตอร์จากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding

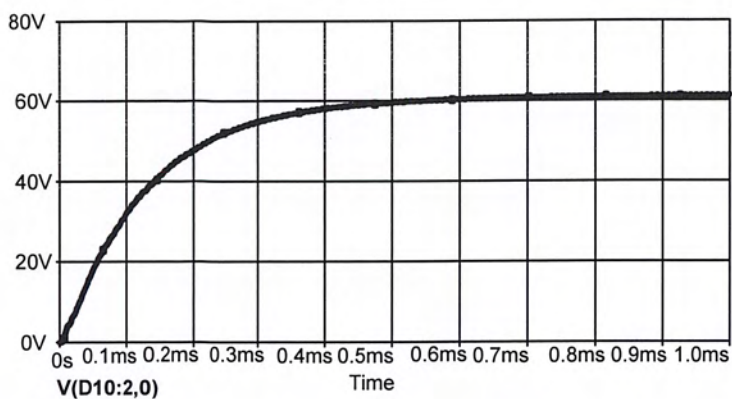
จากการจำลอง



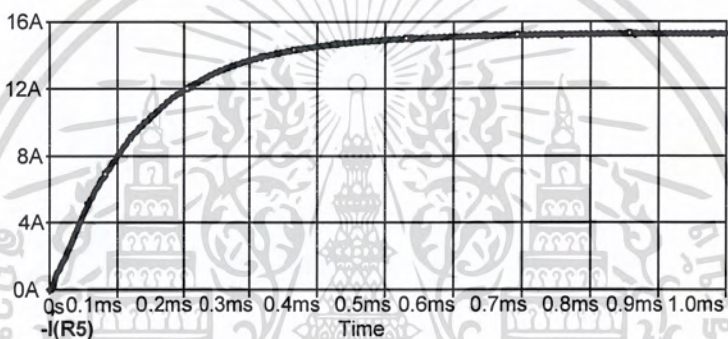
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง

เมื่อวัดแรงดันและกระแสพิกัดที่โหลดจะได้รูปคลื่นดังรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 ซึ่งแรงดันในช่วง Steady State จะมีค่าประมาณ 40 V และกระแสในช่วง Steady State จะมีค่าประมาณ 20 A ทำให้มีกำลังพิกัดประมาณ 800 W ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งมีค่าตามที่ต้องการ

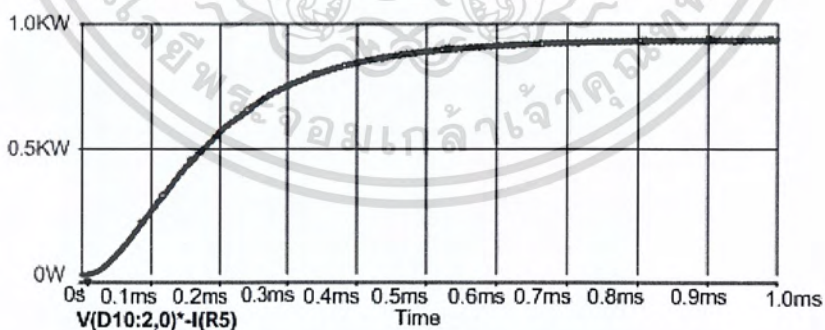
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันขาออกจากการจำลอง



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นกระแสขาออกจากการจำลอง



รูปที่ 4.9 รูปคลื่นกำลังขาออกจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

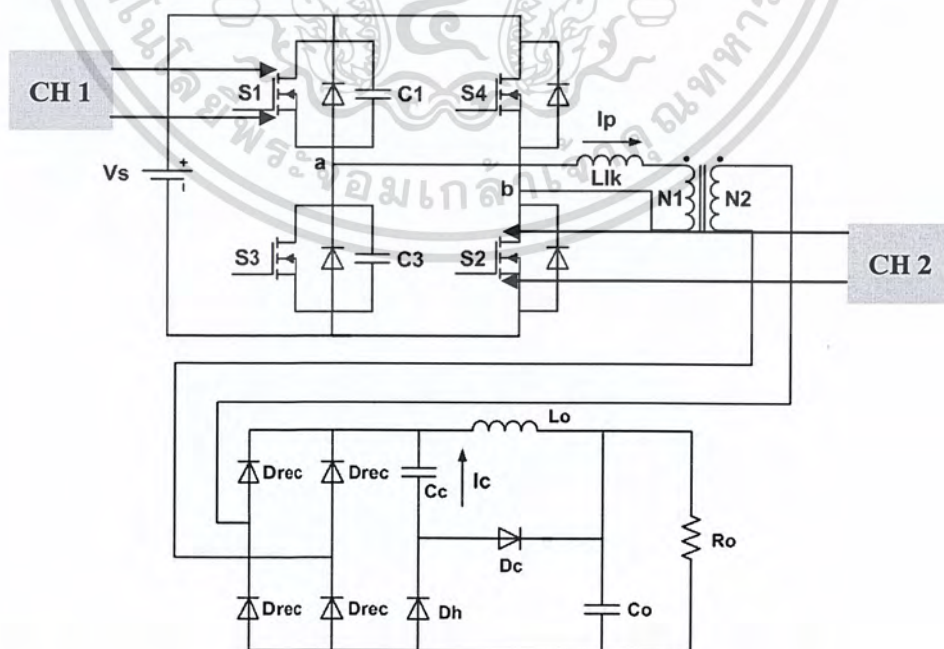
## บทที่ 5

### ผลจากการทดสอบกับเครื่อง ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น

ในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบวงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นมา เพื่อ ยืนยันว่าสอดคล้องตามทฤษฎีจริง โดยการทดสอบนี้ทดสอบตามพิกัดของเครื่อง คือ

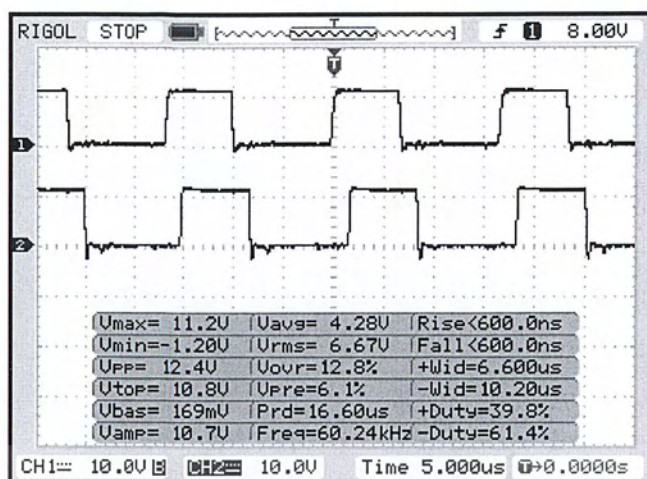
- แรงดันขาเข้า 300 Vdc
- แรงดันขาออก 60 Vdc
- กระแสขาออก 10 A
- กำลังขาออก 600 W
- ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 60 kHz

สัญญาณควบคุมที่ใช้จะเป็นลักษณะขั้นบันได ดังอธิบายไว้แล้วอย่างละเอียดในบทที่ 3 คือ สัญญาณควบคุมแต่ละตัวจะมีการเลื่อนเฟสเกิดขึ้น ซึ่งสามารถแสดงผลจากการวัดจริง ได้ดังรูปต่อไปนี้ รูปที่ 5.1 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขั้วมอสเฟต S1 และ S2 รูปที่ 5.2 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขั้วมอสเฟต S2 และ S3 รูปที่ 5.3 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ ขั้วมอสเฟต S3 และ S4

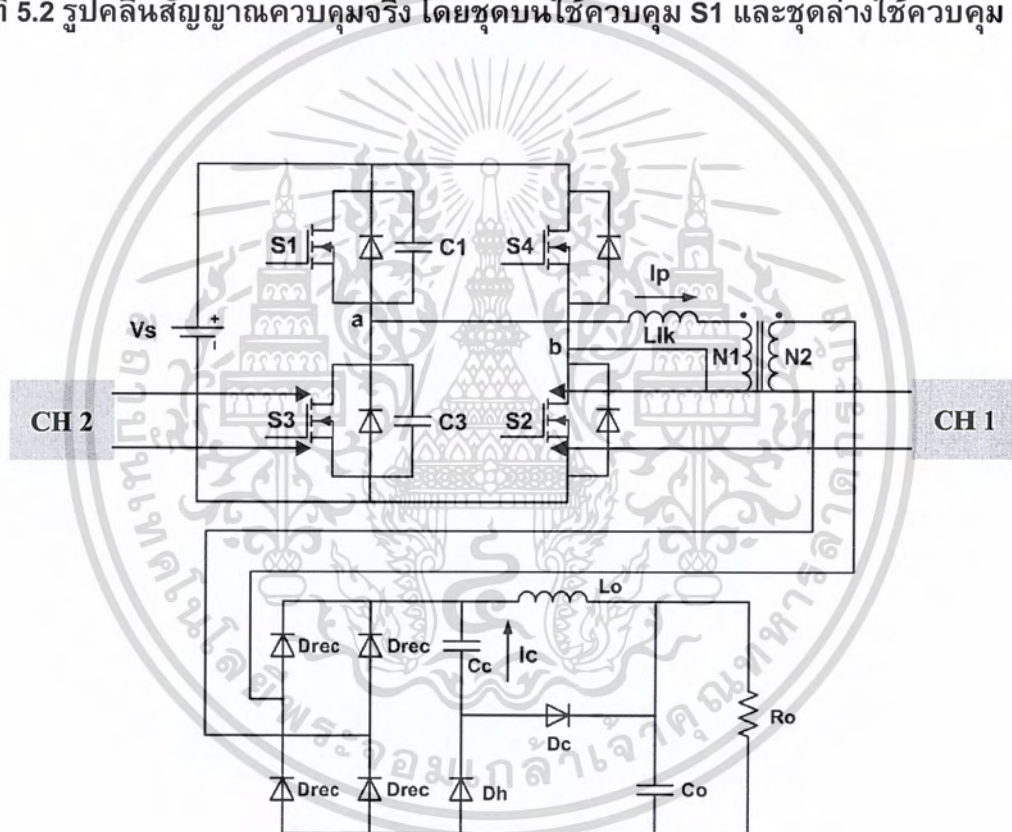


รูปที่ 5.1 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตซ์ S1 และสวิตซ์ S2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

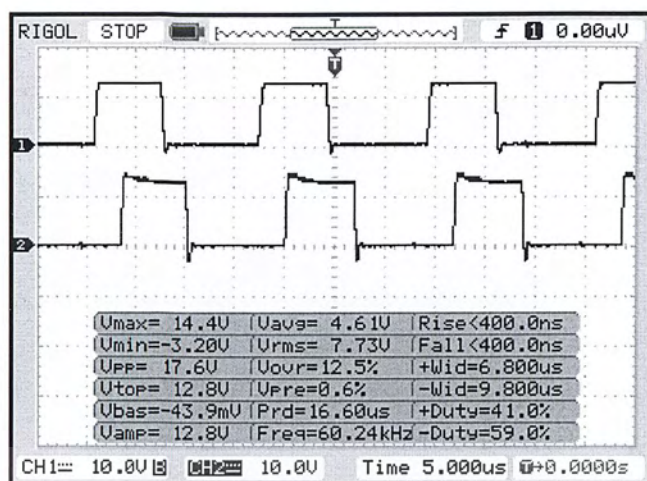


รูปที่ 5.2 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S1 และชุดล่างใช้ควบคุม S2

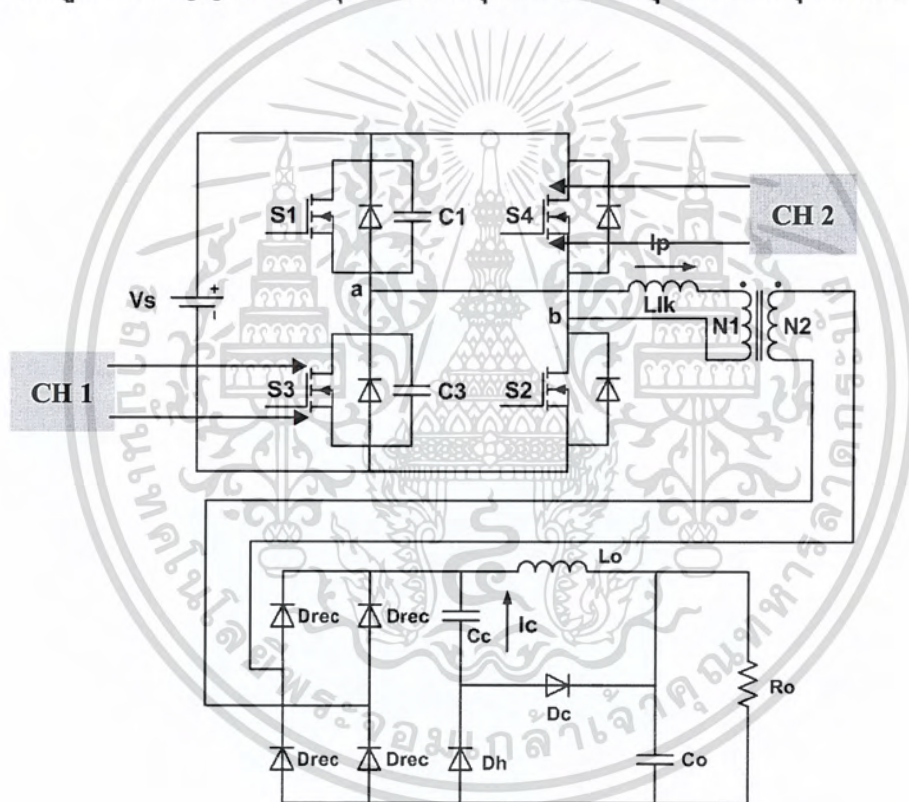


รูป 5.3 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S2 และสวิตช์ S3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

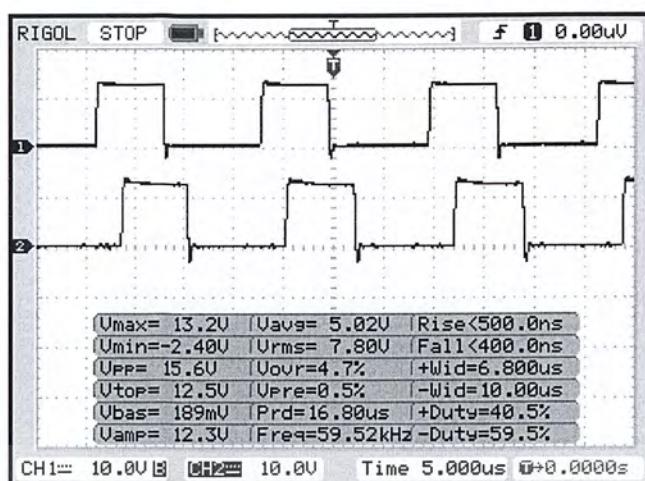


รูปที่ 5.4 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S2 และชุดล่างใช้ควบคุม S3



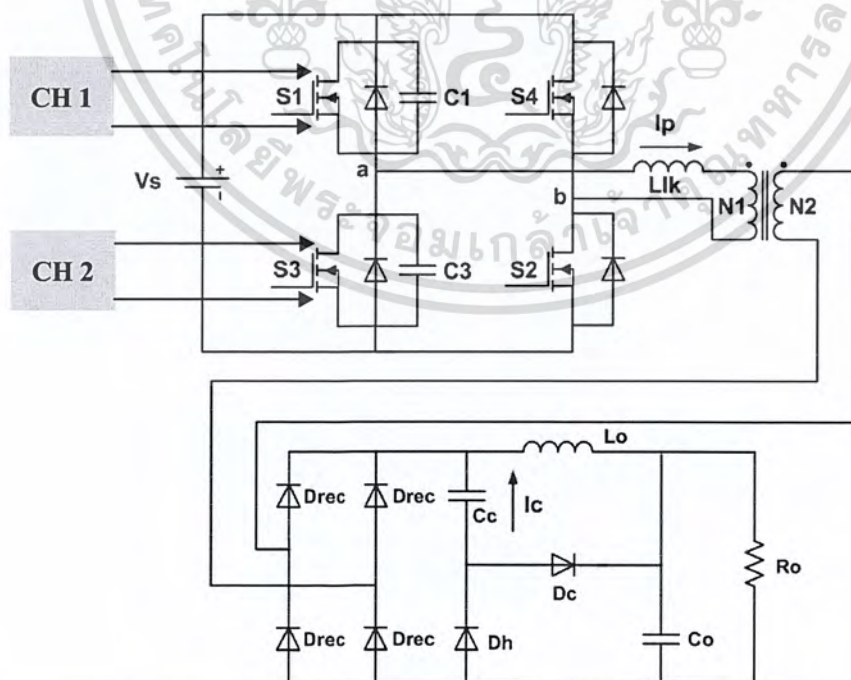
รูปที่ 5.5 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S3 และสวิตช์ S4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S3 และชุดล่างใช้ควบคุม S4

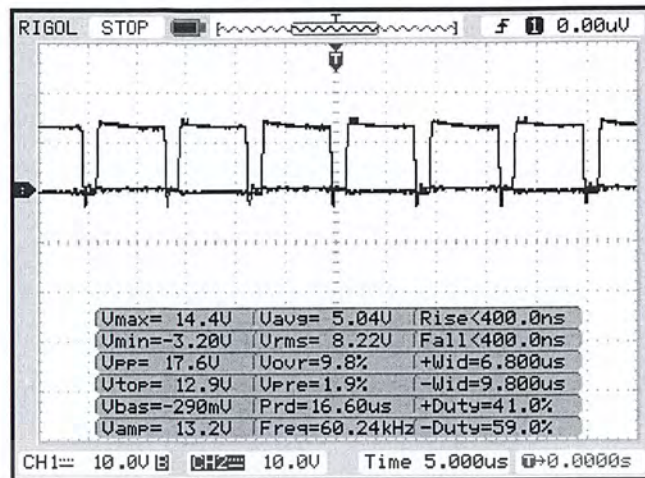
จะเห็นได้ว่าสัญญาณทั้ง 4 ชุดเมื่อนำมาเรียงกันจะมีลักษณะเหมือนขั้นบันได ดังนั้นจึงถูกเรียกว่าสัญญาณควบคุมแบบขั้นบันได ซึ่งในทางปฏิบัติควรมีช่องว่างระหว่างสัญญาณควบคุม S1 กับ S3 และ S2 กับ S4 เพื่อป้องกันการลัดวงจรที่กึ่งเดียวกัน ซึ่งช่วงเวลานี้เรียกว่าเดดไทม์ (Dead Time) นั้นเอง ซึ่งเดดไทม์ระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S1 กับ S3 แสดงดังรูปที่ 5.4 และเดดไทม์ระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2 กับ S4 แสดงดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.7 ตำแหน่งการวัดสัญญาณควบคุมของสวิตช์ S1 และสวิตช์ S3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 5.10 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2 กับ S4

ในการทดสอบนี้ได้แบ่งจุดทดสอบออกเป็น 4 จุด คือ

1. จุดขาเข้าคอนเวอร์เตอร์ (Input)
2. จุดปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก
3. จุดทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก
4. จุดขาออกคอนเวอร์เตอร์ (Output)

โดยเราจะทำการวัดกระแส แรงดัน และกำลังที่แต่ละจุด แล้วจึงนำมาวิเคราะห์ที่ละส่วน เพื่อตรวจสอบทฤษฎี คำนวณค่ากำลังการสูญเสียที่แต่ละส่วน และคิดประสิทธิภาพรวมของเครื่อง

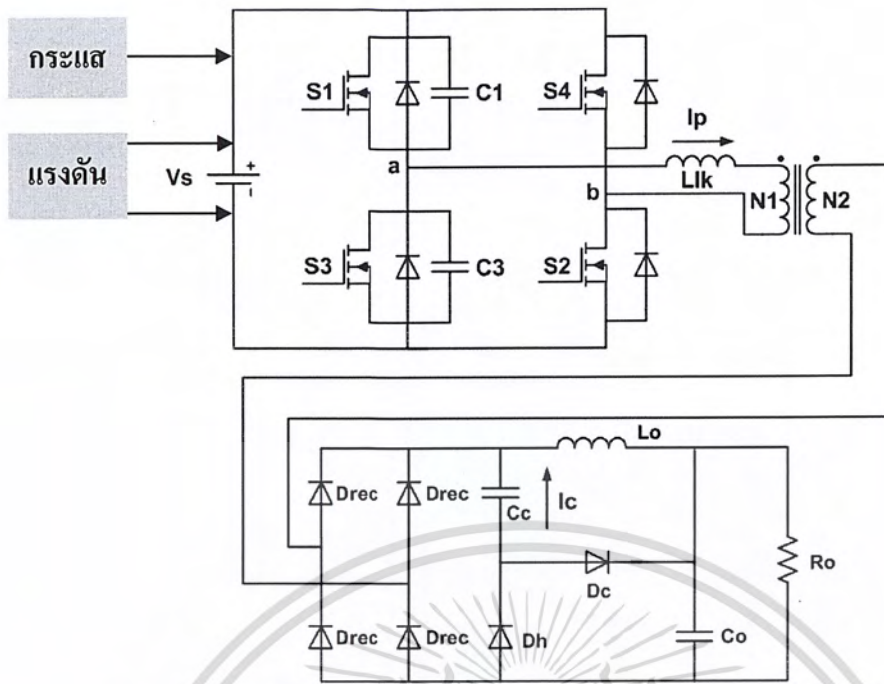
#### 1. จุดขาเข้าคอนเวอร์เตอร์ (Input)

ลักษณะแรงดันขาเข้าจะเป็นไฟตรงขนาด 300 V แสดงดังรูปที่ 5.6 และจากการสับสวิตช์ของมอสเฟตทั้ง 4 ตัว จะทำให้ได้กระแสที่ไหลเป็นช่วงๆโดยจะมีทั้งช่วงนำกระแสและช่วงที่กระแสตกลงเป็นศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 5.7 หลังจากนั้นนำกราฟแรงดันและกระแสมาคูณกันแล้วอ่านค่าเฉลี่ยจะทำให้ทราบค่ากำลังเฉลี่ยที่เข้ามา ดังแสดงในรูปที่ 5.8 ซึ่งมีค่าประมาณ 654 W

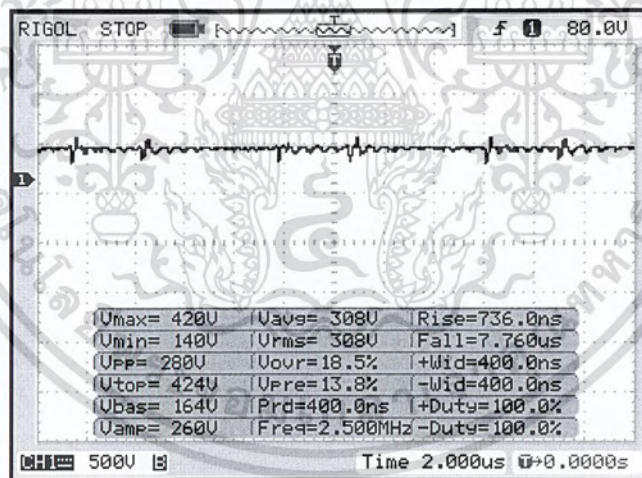
❖ ในการทดสอบนี้ใช้เครื่องวัดกระแสที่มีค่า 100mV/A ดังนั้นเมื่อวัดได้กี่โวลต์

ก็ให้คูณค่า 10 เพื่อแปลงเป็นแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

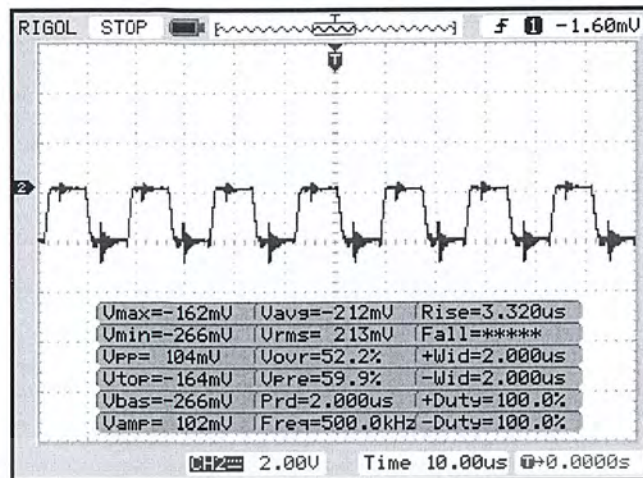


รูปที่ 5.11 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดัน และกระแสขาเข้า

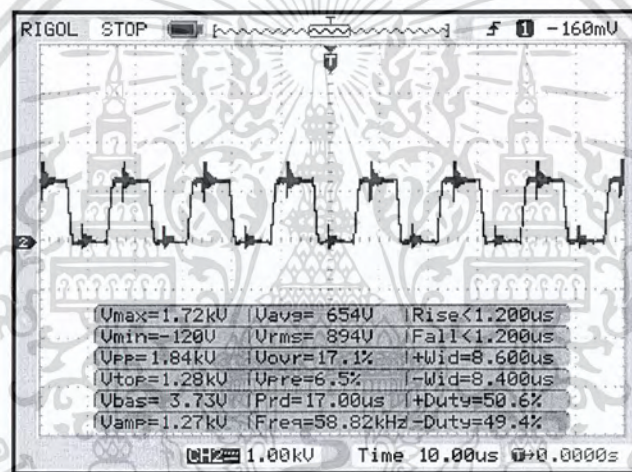


รูปที่ 5.12 ลักษณะจริงของแรงดันขาเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 ลักษณะจริงของกระแสขาเข้า



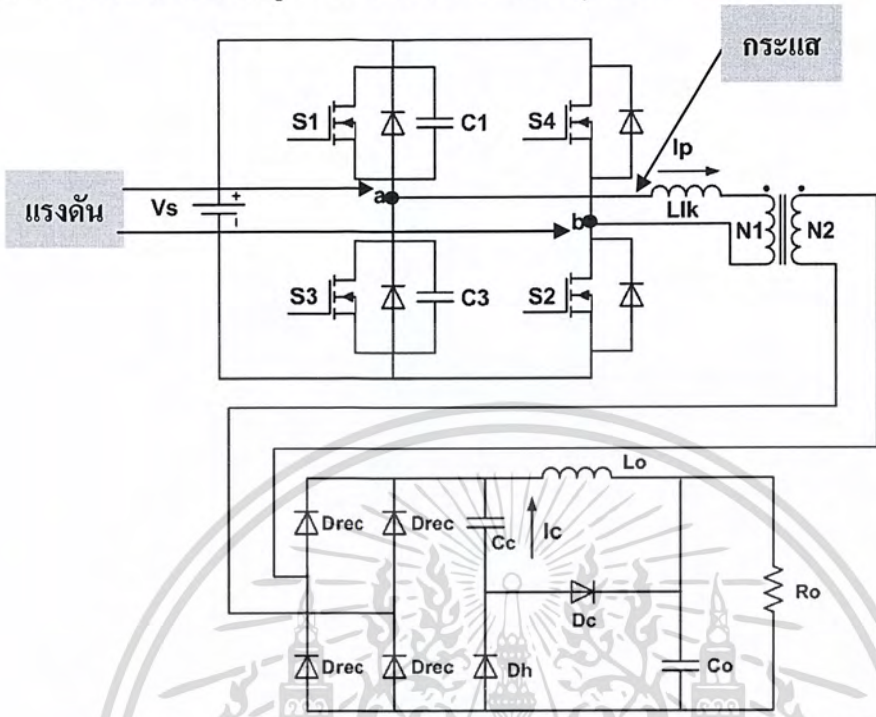
รูปที่ 5.14 ลักษณะจริงของกำลังขาเข้า

## 2. จุดปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

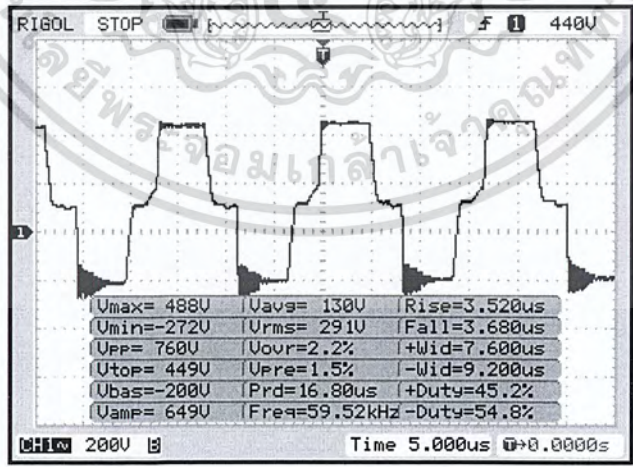
ลักษณะแรงดันที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลักจะเป็นรูป Quasi Square Wave เนื่องจากผ่านส่วนอินเวอร์เตอร์ทำให้เกิดการแปลงไฟตรงเป็นไฟสลับ ซึ่งช่วงที่แรงดันตกเป็นศูนย์จะเกิด ZVS แสดงดังรูปที่ 5.9 ส่วนกระแสที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลักจะมีลักษณะคล้ายแรงดันคือจะมีช่วงนำกระแสทางบวก ช่วงตกศูนย์และช่วงนำกระแสทางลบ ซึ่งช่วงที่กระแสตกลงเป็นศูนย์จะเกิด ZCS แสดงดังรูปที่ 5.10 เมื่อนำกราฟแรงดันและกระแสที่จุดนี้มาคูณกันก็จะทำให้เห็นรูปร่างของกำลังที่ ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลักหรือก็คือกำลังที่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดอินเวอร์เตอร์ออกมาแน่นอน กราฟกำลังจะมีช่วงที่เป็นศูนย์ซึ่งเกิดจากการเกิด ZVZCS ของ สวิตช์ทั้ง 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 5.11 ซึ่งกำลังเฉลี่ยที่จุดนี้มีค่าประมาณ 610 W

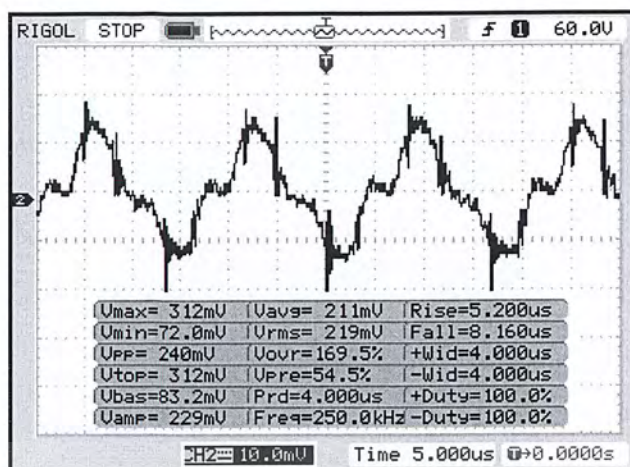


รูปที่ 5.15 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันปฐมภูมิ และกระแสปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

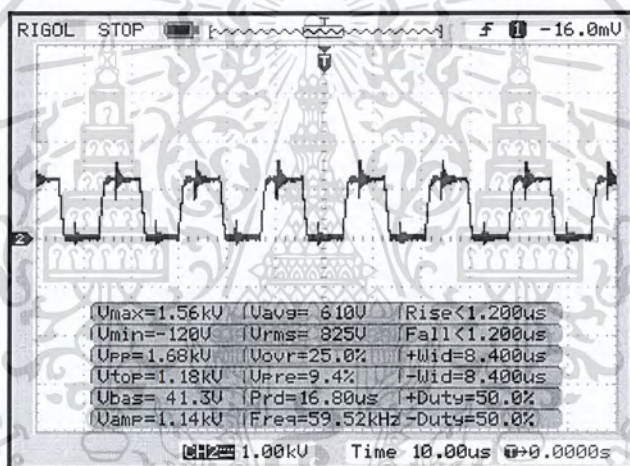


รูปที่ 5.16 ลักษณะจริงของแรงดันที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ลักษณะจริงของกระแสที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

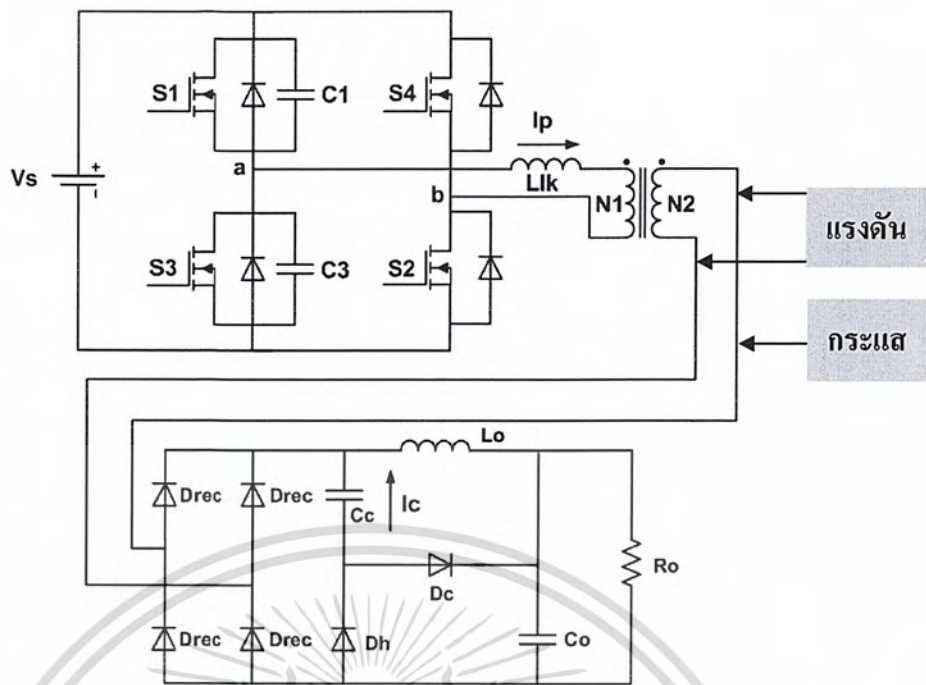


รูปที่ 5.18 ลักษณะจริงของกำลังที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

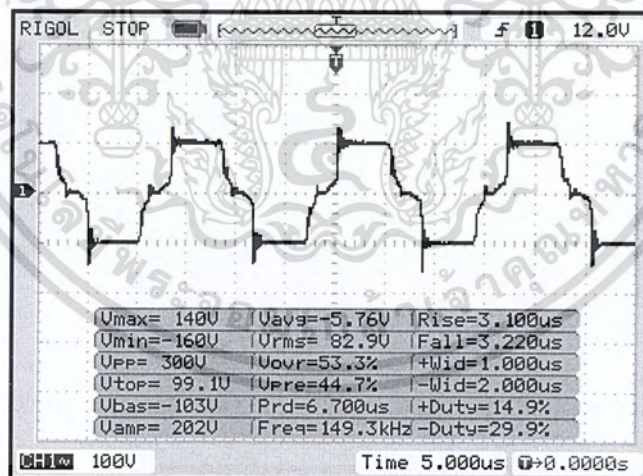
### 3. จุดหยุดยั้งของหม้อแปลงตัวหลัก

เนื่องจากหม้อแปลงตัวหลักนี้ออกแบบมาให้มีขีดทางด้านหยุดยั้ง 2 ขดโดยแต่ละขดจะมีจำนวนรอบเท่ากันและมีจุดเชื่อมต่อกันที่ปลายขดด้านหนึ่งเพื่อใช้ในการเรียงกระแส ดังนั้นเราจึงทำการวัดที่ขดลวดเพียงขดเดียวโดยคิดว่าที่อีกขดหนึ่งจะให้ผลที่เหมือนกัน ลักษณะแรงดันที่หยุดยั้งของหม้อแปลงตัวหลักจะคล้ายกับด้านปฐมภูมิแต่มีขนาดน้อยกว่าประมาณ 4 เท่า ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.12 และเมื่อนำกราฟแรงดันและกระแสมาคูณกันแล้วจะได้กราฟกำลังซึ่งมีค่ากำลังเฉลี่ยประมาณ 592 W ดังรูปที่ 5.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

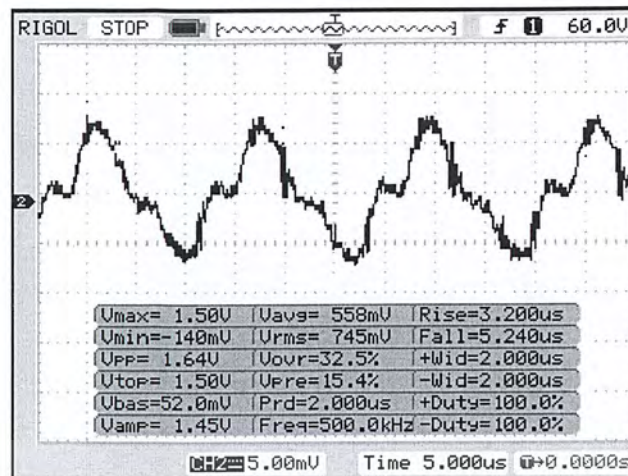


รูปที่ 5.19 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันทุติยภูมิ และกระแสทุติยภูมิ  
ของหม้อแปลงตัวหลัก

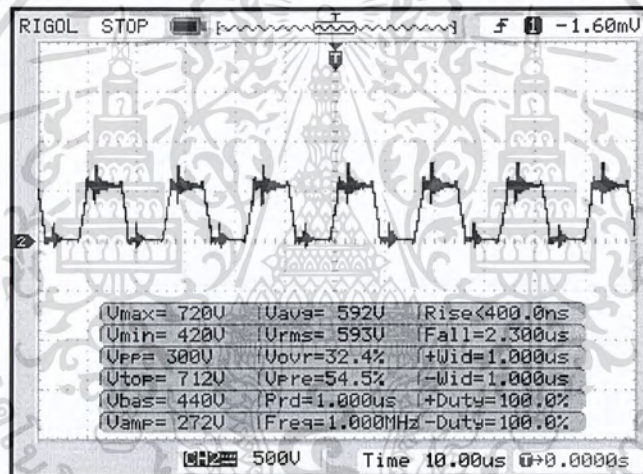


รูปที่ 5.20 ลักษณะจริงของแรงดันที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 ลักษณะจริงของกระแสที่หุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

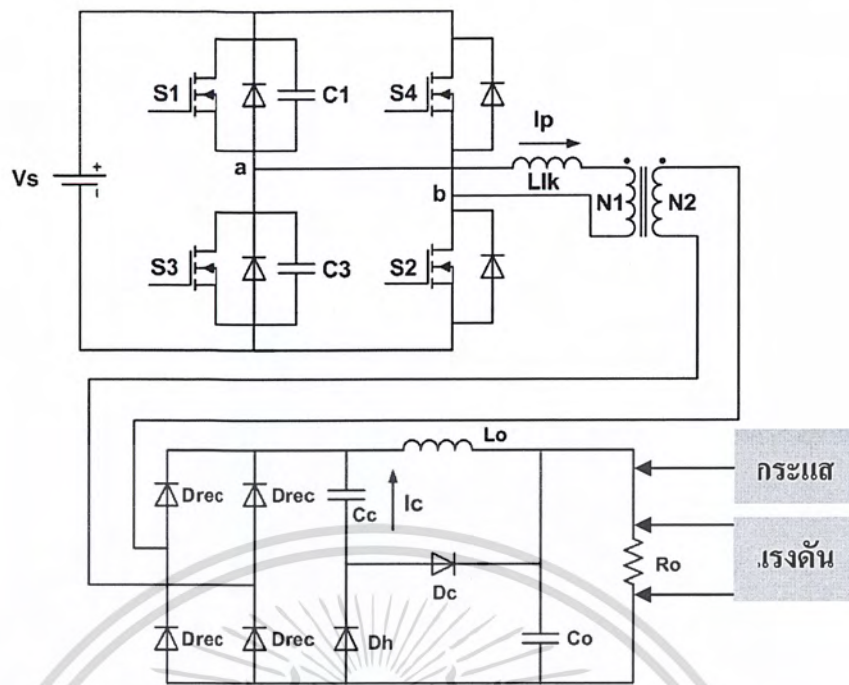


รูปที่ 5.22 ลักษณะจริงของกำลังที่หุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

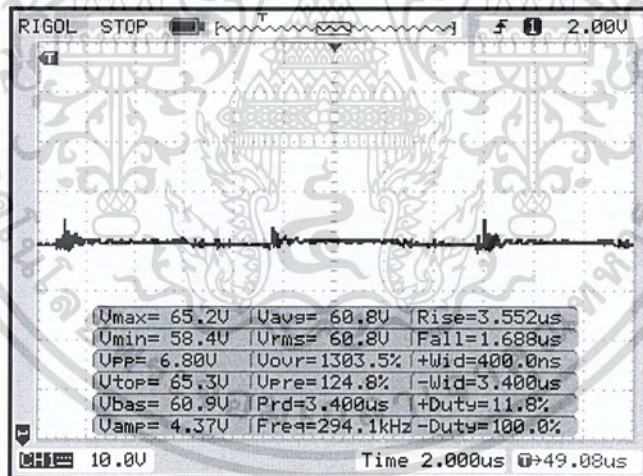
#### 4. จุดขายออกคอนเวอร์เตอร์ (Output)

เมื่อวัดที่จุดขายออกคอนเวอร์เตอร์จะได้แรงดันเป็นไฟตรง ขนาดประมาณ 61 V ดังรูปที่ 5.15 และกระแสเป็นไฟตรง ขนาดประมาณ 9.5 A ดังรูปที่ 5.16 เมื่อนำกราฟแรงดันและกระแส มาคูณกัน จะได้กราฟกำลังขาออก ดังรูปที่ 5.17 ซึ่งมีค่าเฉลี่ยประมาณ 578 W ซึ่งในตารางที่ 5.1 เป็นการสรุปกำลังที่แต่ละจุดเพื่อใช้ในการวิเคราะห์หากำลังสูญเสียต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

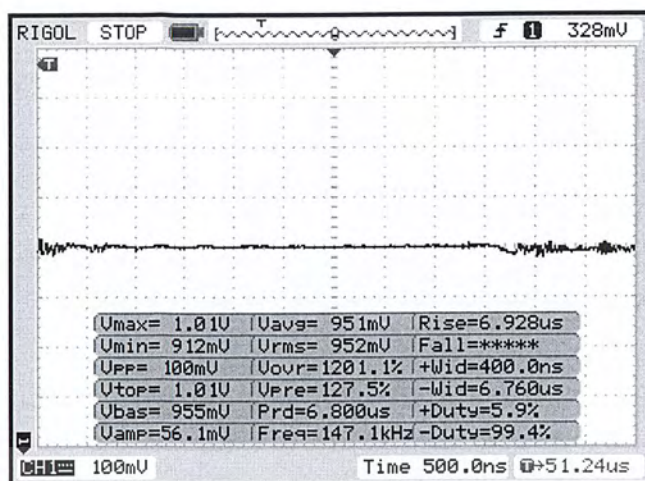


รูปที่ 5.23 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันขาออก และกระแสขาออก

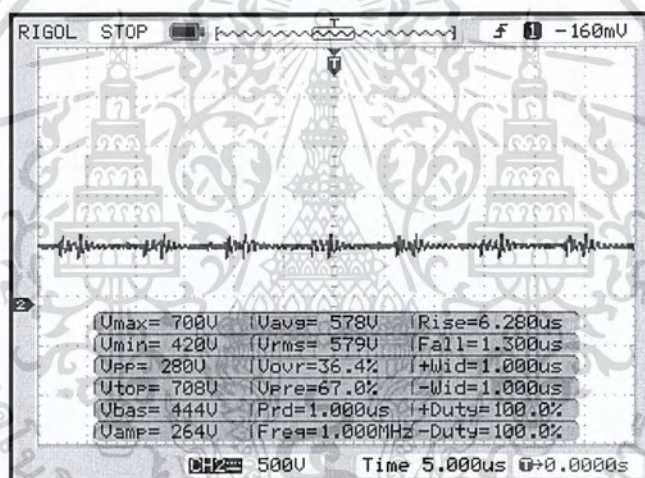


รูปที่ 5.24 ลักษณะจริงของแรงดันขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.25 ลักษณะจริงของกระแสขาออก



รูปที่ 5.26 ลักษณะจริงของกำลังขาออก

ตารางที่ 5.1 สรุปกำลังที่แต่ละจุดที่ทำการทดสอบ

จุดทดสอบ	กำลังไฟฟ้า (W)
ขาเข้าคอนเวอร์เตอร์ (Input)	654
ปฏิกิริยาของหม้อแปลงตัวหลัก	610
ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก	592
ขาออกคอนเวอร์เตอร์ (Output)	578

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณกำลังสูญเสียที่จุดต่างๆ

- กำลังสูญเสียที่ซูดอินเวอร์เตอร์ =  $654 - 610 = 44 \text{ W}$

เมื่อคิดกำลังสูญเสียที่มอสเฟตแต่ละตัวจะประมาณ =  $44/4 = 11 \text{ W}$

- กำลังสูญเสียที่หม้อแปลงตัวหลัก =  $610 - 592 = 18 \text{ W}$

- กำลังสูญเสียที่ซูดวงจรช่วย =  $592 - 578 = 14 \text{ W}$

การคำนวณประสิทธิภาพของเครื่อง ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ เครื่องนี้

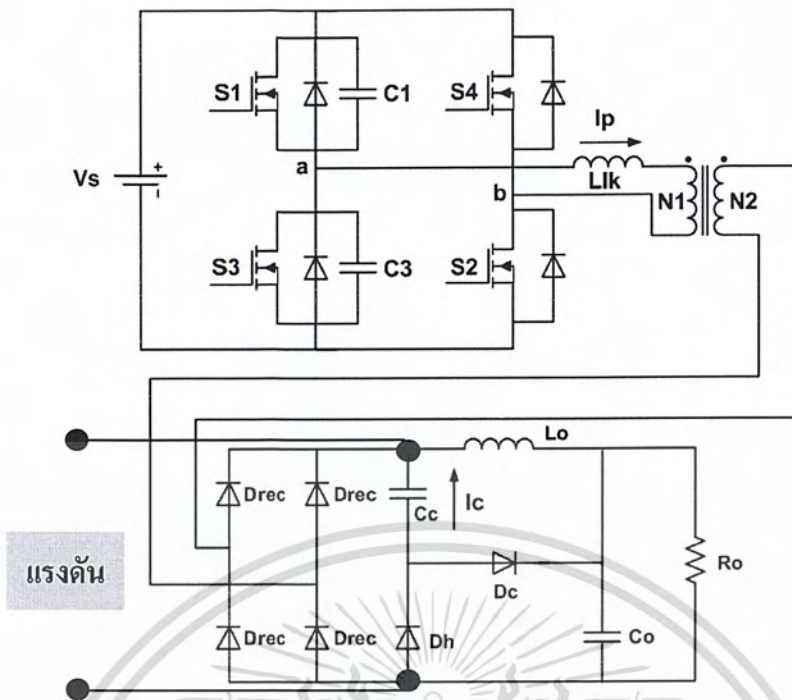
ประสิทธิภาพ = (กำลังขาออกคอนเวอร์เตอร์/กำลังขาเข้าคอนเวอร์เตอร์) x 100

$$= (578/654) \times 100$$

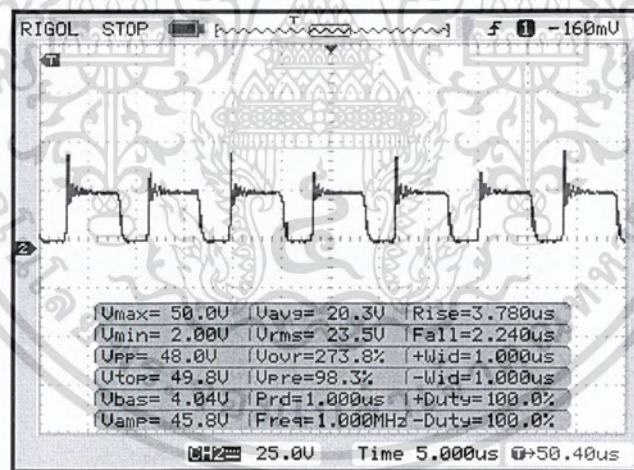
$$= 88 \%$$

ในการทดสอบนี้ยังได้วัด  $V_{rec}$  (แรงดันที่ผ่านการเรียงกระแสจากหม้อแปลงตัวหลักและไดโอด) เปรียบเทียบกับ แรงดันที่คร่อม C-holding ด้วยเพื่อดูลักษณะการคายประจุและอัดประจุของ C-holding ว่าถูกต้องตามทฤษฎีหรือไม่ โดยผลแสดงดังรูป 5.18 และ 5.19 ซึ่งจากการวิเคราะห์แล้วเป็นไปตามทฤษฎีทุกประการคือ เมื่อ  $V_{rec}$  เพิ่มขึ้น C-holding จะถูกอัดประจุทำให้แรงดันสูงขึ้น และเมื่อ  $V_{rec}$  ลดลง C-holding จะทำการคายประจุ ทำให้  $V_{rec}$  ไม่ตกเป็นเส้นตรงในแนวตั้งทันที แต่จะมีค่าเท่ากับแรงดันคร่อม C-holding และค่อยๆตกตามแรงดันที่คร่อม C-holding ซึ่งในโหมดนี้ก็คือช่วงที่แรงดันคร่อม C-holding สะท้อนไปทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงหลักเพื่อหยุดกระแสให้เกิดช่วง ZCS นั้นเอง

ส่วนตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS แสดงดังรูปที่ 5.19 ซึ่งเป็นไปตามโหมดการทำงานที่ต้องการ

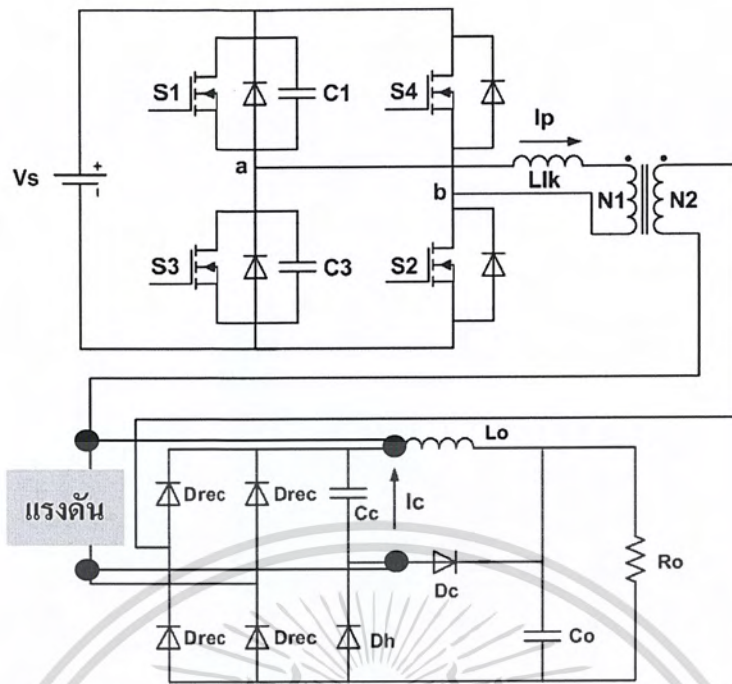


รูปที่ 5.27 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสจากการทดสอบ

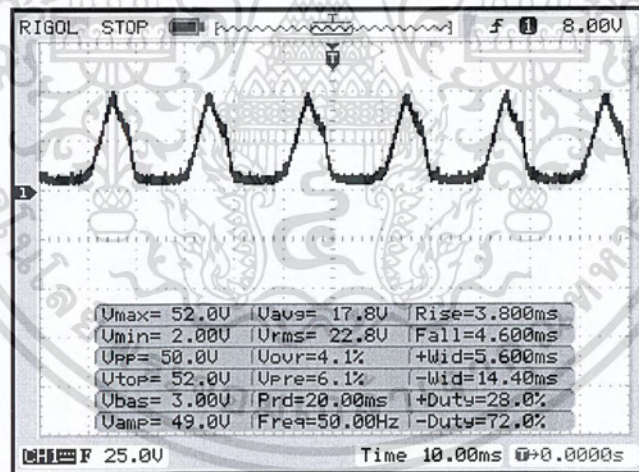


รูปที่ 5.28 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสจากการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

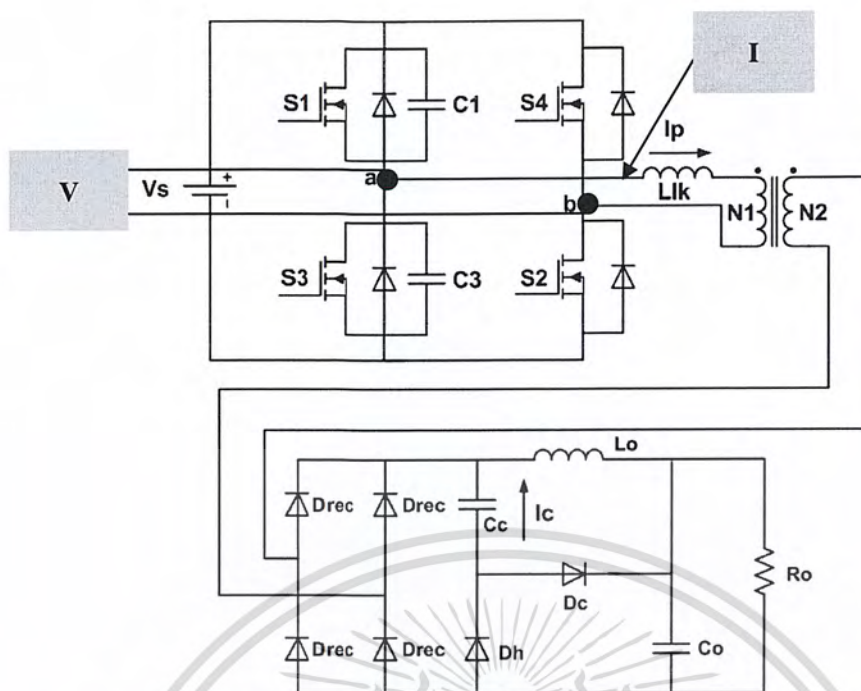


รูปที่ 5.29 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของแรงดันคร่อม C-holding จากการทดสอบ

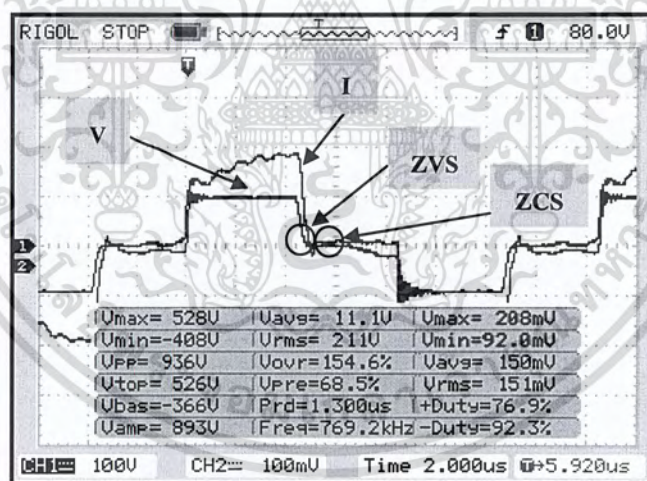


รูปที่ 5.30 รูปคลื่นแรงดันคร่อม C-holding จากการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.31 ตำแหน่งการวัดสัญญาณของการเกิด V และ I จากการทดสอบ



รูปที่ 5.32 ตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS จากการทดสอบ

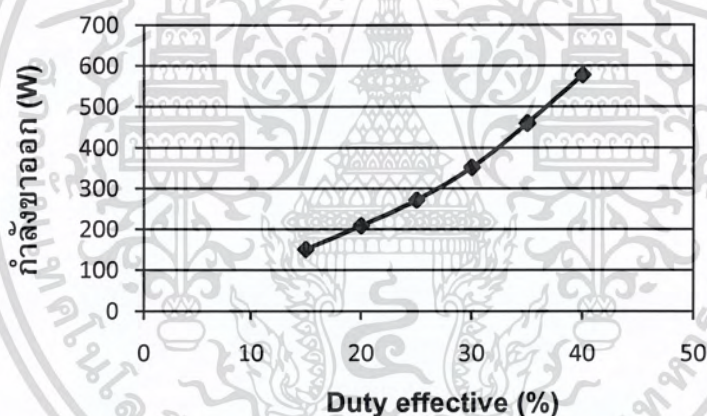
### การทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective

ต่อไปเป็นการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective (ช่วงที่ S1 ทำงานพร้อมกับ S2 หรือ S3 ทำงานพร้อมกับ S4 ซึ่งเป็นช่วงที่แรงดันขาเข้าสามารถถ่ายโอนไปยังหม้อแปลงตัวหลักได้) โดยคงค่าโหลดทดสอบไว้ แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งงานไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

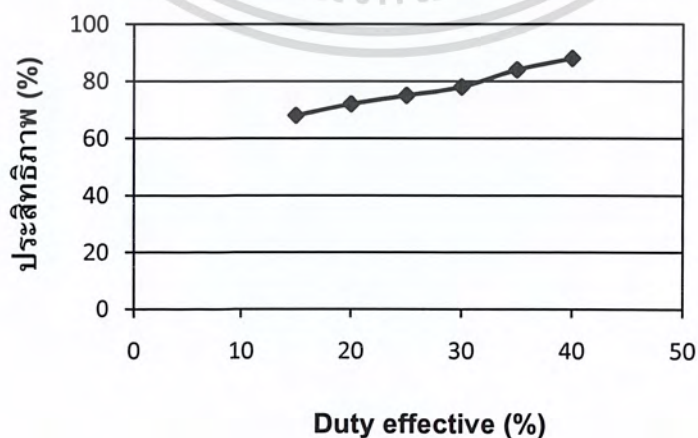
คำนวณประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของกำลังขาออก และประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่า Duty effective สำหรับตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.2 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.21 และ 5.22

ตารางที่ 5.2 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective

Duty effective (%)	กำลังขาเข้า (W)	กำลังขาออก (W)	ประสิทธิภาพ (%)
15	222	151	68
20	290	209	72
25	362	272	75
30	450	352	78
35	548	460	84
40	654	578	88



รูปที่ 5.33 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective



รูปที่ 5.34 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective ทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มค่า Duty effective จะทำให้ได้กำลังขาออกมากขึ้น และได้ประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย

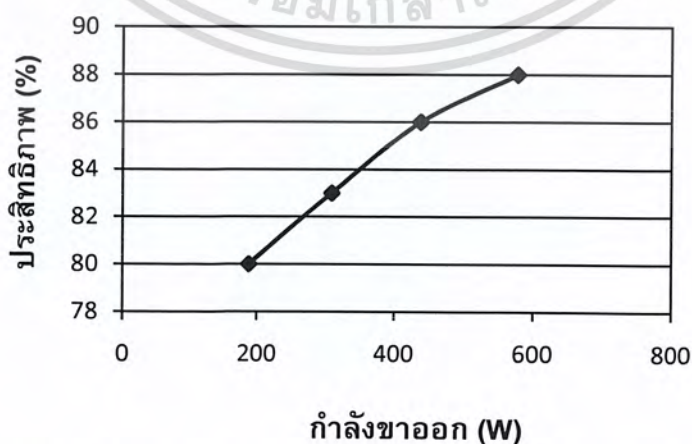
### การทดลองเปลี่ยนแปลงค่าโหลด

ต่อไปเราจะทดลองเปลี่ยนแปลงโหลดขึ้นเรื่อยๆจนถึงโหลดที่พิกัด โดยคงค่า Duty effective ไว้ที่ 26% ตลอด แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาคำนวณประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่ากำลังขาออก สำหรับตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.3 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.23

ซึ่งจากการทดลองทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มโหลดมากขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพมีค่ามากขึ้น

ตารางที่ 5.3 ค่าที่บันทึกไว้จากการปรับเปลี่ยนโหลด

Duty effective (%)	กำลังขาเข้า (W)	กำลังขาออก (W)	ประสิทธิภาพ (%)
25	235	188	80
50	372	309	83
75	508	438	86
100	654	578	88



รูปที่ 5.35 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### บทสรุป

จากการศึกษาหลักการทำงานของวงจรตีชู้ทูตีชู้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ จนกระทั่งนำมาสร้างเป็นเครื่องคอนเวอร์เตอร์ โดยอาศัยหลักการตามทฤษฎีแล้วพบว่า การสวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นั้นสามารถลดกำลังสูญเสียสวิตซ์ซึ่งได้จริง ซึ่งส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องคอนเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น ซึ่งจะส่งผลดีต่อวงการอุตสาหกรรมในเรื่องของต้นทุน เนื่องจากได้เครื่องที่มีขนาดเล็กลง มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นในพิกัดกำลังเดียวกัน

ซึ่งเครื่องตีชู้ทูตีชู้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่สร้างขึ้นนี้จะมีพิกัดดังนี้

- ❖ แรงดันขาเข้า 300 Vdc
- ❖ แรงดันขาออก 45 Vdc
- ❖ กระแสขาออก 15 A
- ❖ กำลังขาออก 675 W
- ❖ ความถี่สวิตซ์ซิง 60 kHz
- ❖ ประสิทธิภาพ 85%

ความรู้ในด้านนี้สามารถนำไปใช้ในอุตสาหกรรมไฟฟ้ากำลังได้เป็นอย่างดี อันเนื่องมาจากการเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องคอนเวอร์เตอร์ แต่การนำไปใช้ประโยชน์นั้นต้องคำนึงถึงอุปกรณ์ที่ใช้ต้องมีพิกัดที่สอดคล้องกับค่าต่างๆที่ต้องการออกแบบด้วย และต้องคำนวณออกแบบหม้อแปลงใหม่ โดยคำนึงถึงการอิมิตัวของหม้อแปลงเพื่อความปลอดภัยต่อตัวเครื่องคอนเวอร์เตอร์ และต้องอาศัยผลการจำลองจากโปรแกรม simulation เช่น PSpice เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรให้มีความถูกต้องก่อน เพื่อใช้อ้างอิงในการสร้างเครื่องคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ขจรศักดิ์ กิตติชาคร. พลิต มหามงคลกุล. ไพศาล ชาญพิบูลย์เกียรติ. และ วรวิทย์ เฉลิมบุญ. (2548). *วงจรถิษฐ์ตีชิตคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตซ์ด้วย แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์*. ปรินญาณิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [2] *IGBT Designer's Manual*, International Rectifier, El Segundo, CA, 1994.
- [3] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," in *Conf. Rec. IEEE APEC'90*, 1990, pp. 275–284.
- [4] R. Redl, N. O. Sokal, and L. Balogh, "A novel soft switching full bridge dc/dc converter: Analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 KW, 100 KHz," in *Conf. Rec. IEEE PESC'90*, 1990, pp. 162–172.
- [5] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel zero-current transition PWM converters," in *Conf. Rec. IEEE PESC'93*, 1993, pp. 538–544.
- [6] K. Chen and T. A. Stuart, "1.6 KW, 110 khz dc/dc converter optimized for IGBT's," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, pp. 18–25, Jan. 1993.
- [7] J. G. Cho, J. Sabate, G. Hua, and F. C. Lee, "Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter for high power applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 622–628, July 1996.
- [8] J. G. Cho, G. H. Rim, and F. C. Lee, "Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter secondary active clamp," in *Conf. Rec. IEEE PESC'96*, 1996, pp. 657–663.

- [9] E. S. Kim and K. Y. Cho *et al.*, "An improved soft switching PWM FB dc/dc converter for reducing conduction loss," in *Conf. Rec. IEEE PESC'96*, 1996, pp. 651–657.
- [10] J. G. Cho, J. W. Baek, D. W. Yoo, H. S. Lee, and G. H. Rim, "Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding," in *Conf. Rec. IEEE PESC'97*, 1997, pp. 227–232.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้