

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรตีชัตติชัตติคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และ  
กระแสศูนย์

A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge dc-dc Converter



โดย

นาย ขจรศักดิ์ กิตติชาคร

นาย ชวลิต มหามงคลกุล

นาย ไทศาล ชามุขพิบูลย์เกียรติ

นาย วรวิทย์ เฉลิมบุญ

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน **62664**  
วัน,เดือน,ปี **21 ส.ค. 2549**

b. 1162664  
i. ....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2548

วงจรตีชัตติช็อคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และ  
กระแสศูนย์

A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge dc-dc Converter



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

รศ. ประภาษ ไพรสุวรรณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย ขจรศักดิ์ กิตติชาคร
  2. นาย ชวลิต มหามงคลกุล
  3. นาย ไพศาล ชาญพิบูลย์เกียรติ
  4. นาย วรวิทย์ เฉลิมบุญ

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

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
( รองศาสตราจารย์ ประภาพร ไพรสวรรณา )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรถิษีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

นาย ขจรศักดิ์ กิตติชาคร

นาย ขวลิต มหามงคลกุล

นาย ไพศาล ชาญพิบูลย์เกียรติ

นาย วรวิทย์ เฉลิมบุญ

ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. ประภาส ไพรสุวรรณา อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2548

### บทคัดย่อ

คอนเวอร์เตอร์ที่แสดงในโครงการนี้ใช้การควบคุมแบบเลื่อนเฟสโดยใช้ชิพ UC3879 เพื่อให้เกิดการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ที่กึ่งหน้า อีกทั้งคอนเวอร์เตอร์นี้ยังมีส่วนวงจรช่วยที่เรียกว่า passive clamping เพื่อทำให้กระแสขณะฟรีวีลตกลงเป็นศูนย์ เกิดการสวิตช์ด้วยกระแสศูนย์ที่กึ่งหลัง เพื่อลดขนาดอุปกรณ์ในวงจร ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ หม้อแปลง ซึ่งยังเป็นการลดราคาของตัวเครื่องด้วย ถ้าหากความถี่มีค่ามากขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพต่ำลงเพราะกำลังศูนย์เสียจากการสวิตช์จะมีความมากขึ้น ดังนั้นเทคนิคนี้จึงช่วยลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในส่วนนี้ได้

ในการวิเคราะห์การสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นี้เราจะใช้การจำลองด้วยโปรแกรมจำลองเพื่อตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการวิเคราะห์จะมีในส่วนการออกแบบและการสร้าง ดังนั้นผู้อ่านสามารถที่จะศึกษาด้วยตัวเองได้ อีกทั้งยังได้มีการเปรียบเทียบระหว่างผลจากการจำลองกับผลจากการทดสอบจริงเพื่อยืนยันความถูกต้องด้วย

หลักการทํางานและคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์จะถูกวิเคราะห์และทดสอบที่ 800 W, 40 V, 20 A, and 60 kHz

## A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge dc-dc Converter

Khajonsak Kittichakara

Chawalit Mahamongkonkul

Paisan Charnpiboonkiat

Worawit Chalermboon

Asst. Prof. Dr. Anuwat Jangwanitlert Advisor

Assoc.Prof. Prapart Prisuwana Advisor

2005

### ABSTRACT

The converter presented in this project uses a phase-shift control with UC-3879 to achieve zero-voltage switching (ZVS) for the leading leg switches. Additionally, the converter uses an auxiliary circuit, which is passive clamping, to reset the primary current during the freewheeling stage to achieve zero current switching (ZCS) for lagging leg switches. To reduce converter cost and size of the passive components used in the power converter such as inductors, capacitors, transformers. The switching frequency must be increased. It is against the efficiency of the converter because the switching losses increase with the switching frequency. So, this technique has been chosen to reduce losses at switching conditions.

For the analysis of the ZVZCS: passive clamping, a simplified simulation tool has been developed. Circuit parameters that affect the soft-switching conditions are examined and critical parameters are identified. Based on the analysis, practical design considerations are presented so that the readers can study by yourselves. Simulation results and practical results are compared each other to confirm the corrections.

The principle of operation and dc characteristics of the converter are analyzed and verified on 800 W, 40 V, 20 A , and 60 kHz experimental prototype.

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำโครงการนัฐศึกษาซึ่งต่อความกรุณาที่ ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ และ รศ. ประภาษ ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำมาโดยตลอด

อีกทั้ง ผศ.ดร.สุพัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา และ รศ.พิชิต ล้ำยอง รวมถึงพี่ๆที่ห้องวิจัยและพัฒนา Machine ที่ให้ยืมอุปกรณ์ในการทำโครงการ ตลอดจน ศูนย์บริการและพัฒนาวิศวกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ในการวัดและอาจารย์ในภาควิชาที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้ ถ้าปราศจากท่าน โครงการนี้ก็คงไม่สำเร็จลุล่วงไปได้

ขอบคุณเพื่อนๆกลุ่มโครงการที่ร่วมทุกข์ร่วมสุขกันมา จนภารกิจนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี และหวังว่าจะสามารถนำความรู้และประสบการณ์ดีๆที่ได้รับในการทำงานร่วมกันไปใช้หวังใจว่าความเป็นเพื่อนของเราจะคงอยู่ตราบนานเท่านานหนังสือเล่มนี้ยังคงจารึกชื่อของพวกเราไว้ด้วยกัน สุดท้ายนี้ขอบคุณพ่อแม่และแม่ที่ให้โอกาสทางการศึกษา และให้อาณัติที่มั่นคงแก่ลูกๆ

ด้วยความเคารพอย่างสูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ .....	I
ABSTRACT .....	II
สารบัญรูป .....	III
สารบัญตาราง .....	IV
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย .....	1
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน .....	1
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 .....	7
2.2 วงจรสับเบออร์ .....	10
2.3 มอสเฟตกำลังและวงจรขับเคลื่อน .....	13
2.3.1 โครงสร้างของมอสเฟต .....	13
2.3.2 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนสำหรับมอสเฟตกำลัง .....	16
2.3.3 การแยกจากกันทางไฟฟ้า .....	17
2.4 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว .....	19
2.4.1 อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ .....	19
2.4.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์ .....	20
2.5 วงจรเรียงกระแสแบบ Single-phase Full-wave .....	21
2.6 ทฤษฎีการสวิตช์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ .....	25
2.6.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง .....	26
2.6.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS .....	28
2.6.3 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS .....	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง.....	35
3.1 หลักการทำงานของ วงจรตีซีพูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วย แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	35
3.2 การคำนวณและออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	42
3.3 วงจรกำลัง.....	46
3.4 วงจรควบคุม.....	47
 บทที่ 4 ผลจากการจำลองด้วย PSpice .....	51
 บทที่ 5 ผลจากการทดสอบกับเครื่อง ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น.....	56
 บทที่ 6 บทสรุป.....	74
 เอกสารอ้างอิง.....	75
 กิตติกรรมประกาศ .....	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ.....	4
2.2 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ .....	5
2.3 วงจรอบฮิสเตอร์ซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟฟ้า.....	6
2.4 ตัวอย่างนิยาม $A_c$ และ $A_w$ สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ .....	8
2.5 วงจร R-C-D สลับเบอร์.....	10
2.6 รูปกราฟของแรงดัน กระแสและกำลังสูญเสียที่สวิตช์เมื่อใส่ R-C-D สลับเบอร์ ที่ค่า C ต่างๆ .....	11
2.7 วงจร R-L-D สลับเบอร์.....	13
2.8 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง.....	14
2.9 (ก) ไดโอดภายในมอสเฟต (ข) การต่อไดโอดเพิ่มภายนอก.....	15
2.10 วงจรสมมูลของมอสเฟต.....	16
2.11 (ก) วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง (ข) วงจรขับเคลื่อนแบบโทเท็มโพล (ค) ไอซีของวงจรขับเคลื่อนที่มีฟเฟออร์แบบโทเท็มโพล.....	17
2.12 (ก) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลังด้วย หม้อแปลงไฟฟ้า (ข) แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (ค) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลังด้วย การเชื่อมต่อทางแสง.....	18
2.13 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์.....	20
2.14 รูปคลื่นแรงดันแบบ quasi square wave.....	20
2.15 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันต้านออกของอินเวอร์เตอร์.....	22
2.16 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped .....	22
2.17 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D1 นำกระแส .....	23
2.18 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D2 นำกระแส .....	23
2.19 ลักษณะแรงดันคร่อมโหลดที่ผ่านการเรียงกระแสแบบ Full-wave .....	23
2.20 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge .....	24
2.21 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D1และD2 นำกระแส.....	24
2.22 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D3และD4 นำกระแส.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
2.23 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ที่มีการต่อ C ฟิลเตอร์.....	25
2.24 ลักษณะแรงดันที่ถูกเรียงกระแสแบบ Full-wave และผ่านการกรองจาก C ฟิลเตอร์.....	25
2.25 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง.....	27
2.26 ความสูญเสียในการสวิตช์ขณะ Turn on และ Turn off.....	28
2.27 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง.....	29
2.28 ลักษณะการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	30
2.29 วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ.....	31
2.30 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอ้อมตัว.....	31
2.31 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ.....	32
3.1 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	35
3.2 การทำงานในโหมด1 (Turn on S2).....	36
3.3 การทำงานในโหมด2 (ชาร์จ $C_n$ ).....	37
3.4 การทำงานในโหมด3 (Dc turn off).....	37
3.5 การทำงานในโหมด4 (Turn off S1).....	38
3.6 การทำงานในโหมด5 ( $C_n$ ดิสชาร์จ).....	39
3.7 การทำงานในโหมด6 ( $I_p$ ฟีรีลผ่านไดโอดที่คร่อม S3).....	40
3.8 การทำงานในโหมด7 ( $I_p$ ลดลงเป็นศูนย์).....	40
3.9 การทำงานในโหมด8 (turn off S2).....	41
3.10 ลักษณะของแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งต่างๆในแต่ละโหมด.....	42
3.11 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์สำหรับนำไปสร้างจริง.....	46
3.12 วงจรจ่ายไฟเลี้ยง.....	48
3.13 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส.....	48
3.14 ลักษณะสัญญาณ A,B,C,D.....	49
3.15 ลักษณะสัญญาณขั้นบันไดที่ใช้ควบคุมมอสเฟตโดยสร้างจากสัญญาณ A,B,C,D.....	50
3.16 วงจรแยกกราวนด์.....	50
4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วย PSpice.....	51
4.2 สัญญาณควบคุมแบบขั้นบันไดจากการจำลอง.....	51
4.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจากการจำลอง.....	52-53
4.4 รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากส่วนอินเวอร์เตอร์จากการจำลอง.....	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
4.5 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง.....	54
4.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง.....	54
4.7 รูปคลื่นแรงดันขาออกจากการจำลอง.....	54
4.8 รูปคลื่นกระแสขาออกจากการจำลอง.....	55
4.9 รูปคลื่นกำลังขาออกจากการจำลอง.....	55
5.1 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S1และชุดล่างใช้ควบคุม S2.....	56
5.2 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S2และชุดล่างใช้ควบคุม S3.....	57
5.3 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S3และชุดล่างใช้ควบคุม S4.....	57
5.4 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S1 กับ S3.....	58
5.5 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2 กับ S4.....	58
5.6 ลักษณะจริงของแรงดันขาเข้า.....	59
5.7 ลักษณะจริงของกระแสขาเข้า.....	59
5.8 ลักษณะจริงของกำลังขาเข้า.....	60
5.9 ลักษณะจริงของแรงดันที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	60
5.10 ลักษณะจริงของกระแสที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	61
5.11 ลักษณะจริงของกำลังที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	61
5.12 ลักษณะจริงของแรงดันที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	62
5.13 ลักษณะจริงของกระแสที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	62
5.14 ลักษณะจริงของกำลังที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก.....	62
5.15 ลักษณะจริงของแรงดันขาออก.....	63
5.16 ลักษณะจริงของกระแสขาออก.....	63
5.17 ลักษณะจริงของกำลังขาออก.....	64
5.18 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding จากการทดสอบ.....	65
5.19 ตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS จากการทดสอบ.....	65
5.20 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective.....	66
5.21 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective.....	66
5.22 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก.....	67
5.23 รูปคลื่นแรงดันขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	68
5.24 รูปคลื่นกระแสขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	68
5.25 รูปคลื่นกำลังขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	69
5.26 รูปคลื่นแรงดันขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
5.27 รูปคลื่นกระแสขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	70
5.28 รูปคลื่นกำลังขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	70
5.29 ตำแหน่งการเกิด ZVSของคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	71
5.30 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective (กรณี ZVS).....	71
5.31 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective (กรณี ZVS).....	72
5.32 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก (กรณี ZVS).....	73
5.33 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก เปรียบเทียบระหว่าง แบบ ZVZCS และ ZVS.....	73



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง ,ZVS และ ZVZCS..	32
2.2 การเปรียบเทียบ ZVZCS แต่ละแบบ.....	33
3.1 ค่าแรงดันและกระแสที่ไดโอดและมอสเฟตจากการจำลอง .....	47
3.2 เบอร์และพิกัดของอุปกรณ์ที่เลือกใช้.....	47
5.1 สรุปลำโพงที่แต่ละจุดที่ทำการทดสอบ .....	64
5.2 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective .....	66
5.3 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนโหลด .....	67
5.4 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective (กรณี ZVS).....	71
5.5 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนโหลด (กรณี ZVS).....	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่มีกำลังงานสูงนั้นหากใช้การสวิตช์แบบฮาร์ดสวิตช์ จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานในการสวิตช์อย่างมากทำให้มีประสิทธิภาพต่ำ ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้เทคนิคซอฟท์สวิตช์ ซึ่งจะช่วยลดการสูญเสียในการสวิตช์ได้ ในบรรดาเทคนิคของวงจรซอฟท์สวิตช์ต่างๆเหล่านี้ หลักการซอฟท์สวิตช์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ได้รับความนิยมมากที่สุด แต่อย่างไรก็ตามหลักการซอฟท์สวิตช์แบบนี้ยังมีข้อเสียเนื่องจากผลของกระแสไหลวนที่มีค่าสูงในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงพรีวิวลิ่ง ทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้น

ดังนั้นจึงได้มีหลักการซอฟท์สวิตช์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ซึ่งจะสามารถลดผลของกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงพรีวิวลิ่งลงได้ด้วยการทำให้กระแสในช่วงพรีวิวลิ่งมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้มีประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงมีค่ามากขึ้นได้

#### 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อให้เข้าใจถึงเทคนิคการลดกำลังสูญเสียในการสวิตช์
2. เพื่อวิเคราะห์ลักษณะการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ ที่มีลักษณะของการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และลักษณะของการสวิตช์แบบกระแสศูนย์
3. เพื่อทำการศึกษาความแตกต่างของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ซิงแบบฮาร์ดสวิตช์ , แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ และ แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

#### 1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

ในโครงการนี้เราจะศึกษาหลักการทำงานและสร้างเครื่องคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ โดยกำหนดทำที่ค่าพิกัด แรงดันขาเข้า 0-300 V แรงดันขาออก 0-40 V กระแสไหล 20 A กำลังเฉลี่ยประมาณ 800 W สวิตช์ที่ความถี่ 60 kHz

#### 1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

เรียงตามลำดับ ดังนี้

1. ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
2. ทำการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ด้วย โปรแกรม PSpice และตรวจสอบผลที่ได้กับทฤษฎี
3. หาพิกัดของอุปกรณ์แต่ละตัว และหาชื่ออุปกรณ์ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ทำการสร้างตัวเครื่องคอนเวอเตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
5. ทดสอบการทำงานของเครื่องคอนเวอเตอร์ว่าตรงตามทฤษฎีหรือไม่
6. สรุปผลทั้งหมดจากการทำ Project

### 1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. ทำให้ทราบถึง เทคนิคการลดกำลังสูญเสียในการสวิตซ์ของอุปกรณ์
2. ทำให้ทราบถึง ความแตกต่างของวงจรคอนเวอเตอร์แบบฮาร์ดสวิตซ์ , แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ และ แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
3. สามารถนำความรู้ที่ได้จากการทำ Project นี้ ไปใช้ในการทำงาน หรือในการศึกษาต่อ เพื่อพัฒนาให้เป็นวงจรที่สมบูรณ์แบบมากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในการออกแบบวงจรวงจรตีซีทุตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นั้น จำเป็นที่จะต้องใช้ทฤษฎีในด้านอิเล็กทรอนิกส์หลายๆอย่างประกอบเข้าด้วยกัน อันได้แก่ หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง อุปกรณ์สวิตชิง สนับเบอร์ การระบายความร้อน วงจรอินเวอร์เตอร์ และเทคนิคการสวิตช์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ซึ่งจะได้กล่าวทฤษฎีต่างๆเหล่านี้ในบทนี้ พร้อมทั้งเปรียบเทียบความแตกต่างของเทคนิคแต่ละแบบ ในตอนท้ายของบทนี้ด้วย

#### 2.1 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบ่งออกเป็นสามชนิดด้วยกันกล่าวคือ แม่เหล็กไฟฟ้า หม้อแปลงไฟฟ้า และตัวเหนี่ยวนำ

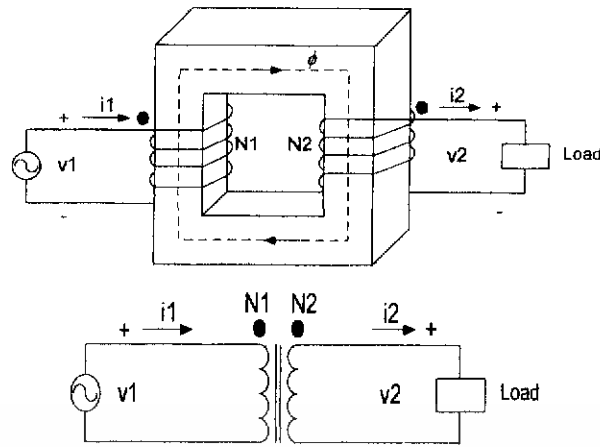
##### 2.1.1 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า

พื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดลวดทองแดงสองขดพันรอบแกนแม่เหล็กโดยขดลวดทองแดงด้านที่รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ในขณะที่ขดลวดทองแดงที่อยู่กับด้านโหลดจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ นอกจากนั้นการถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไปยังโหลดจะอาศัยสนามแม่เหล็กเป็นตัวกลางในการถ่ายเทพลังงานไฟฟ้างกล่าว 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  $v_2 = e_2 = N_2 (d\phi / dt)$  ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติคือ

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

จากสมการที่ (2.1) จะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในอุดมคติต้องมีค่าอนุพันธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กต่อเวลาไม่เท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับไฟฟ้าด้านออกซึ่งหมายความว่าไม่มีการสูญเสีย ค่าของกระแสและแรงเคลื่อนไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยการเปลี่ยนอัตราส่วน จำนวนรอบในการพันขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิ ( Turn ratio)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



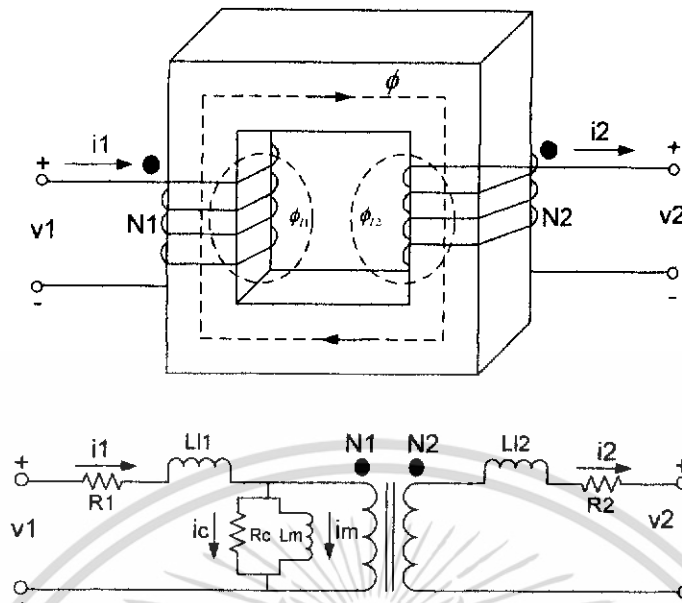
รูปที่ 2.1 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถละทิ้งค่าความต้านทานแม่เหล็กได้ กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านขดปฐมภูมิถึงแม้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ขดทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ก็ตาม และเมื่อ กำหนดให้ค่ากระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์จะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก

(magnetizing inductance :  $L_m$ ) มีค่าเท่ากับ  $L_m = N_1^2 / \mathcal{R}$  และเนื่องจากในทางปฏิบัติค่าความ ขาบซึมได้ของแกนแม่เหล็กไฟฟ้าไม่เท่ากับบ่อนัดเหมือนกับกรณีอุดมคติ ทำให้เส้นแรงแม่เหล็ก บางส่วนจะไม่ไหลผ่านแกนแม่เหล็ก แต่จะไหลวนผ่านอากาศแทน ดังนั้นที่ขดปฐมภูมิจะได้เส้น แรงแม่เหล็กเท่ากับ  $\phi_1 = \phi_m + \phi_{leak}$  โดยที่  $\phi_{leak}$  คือเส้นแรงแม่เหล็กรั่วผ่านอากาศ ในขณะที่  $\phi$  คือเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กและตัดผ่านขดลวดทองแดงทุติยภูมิ ทำให้ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิเท่ากับ  $L_{leak} = N_1^2 / \mathcal{R}_{leak}$  ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำทางด้านทุติย ภูมิก็จะหาได้ในทำนองเดียวกัน นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงไฟฟ้า จะแทนด้วยสัญลักษณ์ตัวต้านทานในวงจรสมมูล โดยค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดงที่ ใช้พันรอบแกนแม่เหล็กจะแทนด้วยค่าความต้านทาน ได้แก่  $R_1$  แทนความต้านทานขด ลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและ  $R_2$  แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดทองแดง ส่วนผลสม อุณหภูมิ และความถี่ในการใช้งาน ในขณะที่ตัว ต้านทาน  $R_c$  แทนค่ากำลังการสูญเสียในแกน (Core loss) ซึ่งวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า ในทางปฏิบัติแสดงในรูปที่ 2.2

โดยทั่วไปการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก  $L_m$  มีค่ามาก ๆ เพื่อที่จะทำให้กระแสแม่เหล็ก (magnetizing current) มีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดกระแสไฟฟ้าของโหลด และในกรณีที่แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวจะมีผลทำให้ค่าตัว เหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายถึงการลัดวงจรหม้อแปลงไฟฟ้านั้นเอง อย่างไรก็ตาม ยกเว้นในกรณีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้กับวงจรฟลายแบ็ก (flyback transformer) เพียงกรณีเดียวเท่านั้นที่จะต้องทำการออกแบบให้ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมี ค่าน้อย ๆ เพื่อจะทำให้ได้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าสูง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ

### 2.1.2 หลักการพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กที่ไม่มีการเคลื่อนที่ (static magnetic devices) จะสามารถแบ่งออกได้เป็นสามรูปด้วยกันได้แก่ แม่เหล็กถาวร (permanent magnet) หม้อแปลงไฟฟ้า (transformer) และตัวเหนี่ยวนำ (inductor) ซึ่งแต่ละแบบมีรายละเอียดดังนี้

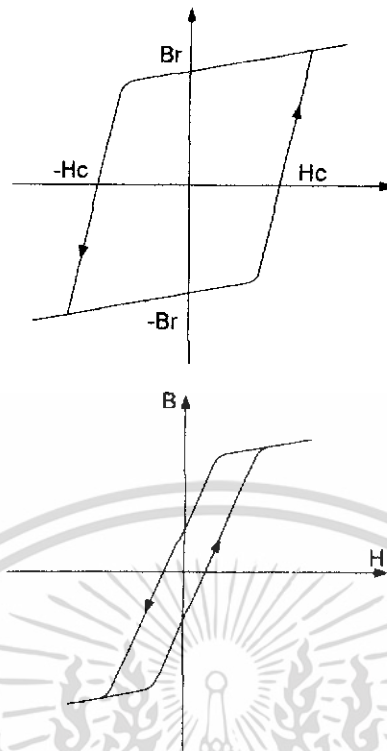
#### หม้อแปลงไฟฟ้า

คุณสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้าก็คือ จะต้องมีความซาบซึมได้สูง เพื่อลดค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วและเพื่อให้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นอกจากนี้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะต้องมีค่าต่ำ โดยที่สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าจะแสดงกราฟความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็ก (B-H curve) ให้มีลักษณะแคบเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากวงรอบฮีสเทอรีซิส ดังแสดงในรูปที่ 2.3

#### ตัวเหนี่ยวนำ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงรอบฮิสเตอร์ซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟฟ้า

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

ผลกระทบของช่องอากาศ

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

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

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

และเมื่อกำหนดให้ค่า  $H_c = H_g$  จะเห็นได้ว่าพลังงานที่สะสมในแกนแม่เหล็กจะมีขนาดน้อยกว่าพลังงานที่สะสมในอากาศมาก เพราะค่าความซาบซึมสัมพัทธ์ของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนแม่เหล็กจะมีค่ามากกว่าความซาบซึ่มสัมพัทธ์ของอากาศประมาณ 10-1000 เท่า จึงเป็นเหตุที่ว่าตัวเหนี่ยวนำซึ่งทำหน้าที่ในการสะสมพลังงาน จำเป็นที่จะต้องมียุ้งอากาศนั้นเอง อย่างไรก็ตาม ผลกระทบจากการเพิ่มช่องอากาศจะได้แก่

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

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

หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเป็นอุปกรณ์แม่เหล็กพื้นฐานที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า เช่นอินเวอร์เตอร์และแหล่งจ่ายกำลังสวิตช์ซึ่งเป็นต้น สำหรับในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่โดยเฉพาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังสวิตช์ และด้วยหลักการพื้นฐานเดียวกันสามารถประยุกต์ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานอื่นๆ ได้ วงจรพื้นฐานที่ใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตช์ซึ่งจะได้แก่

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

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่

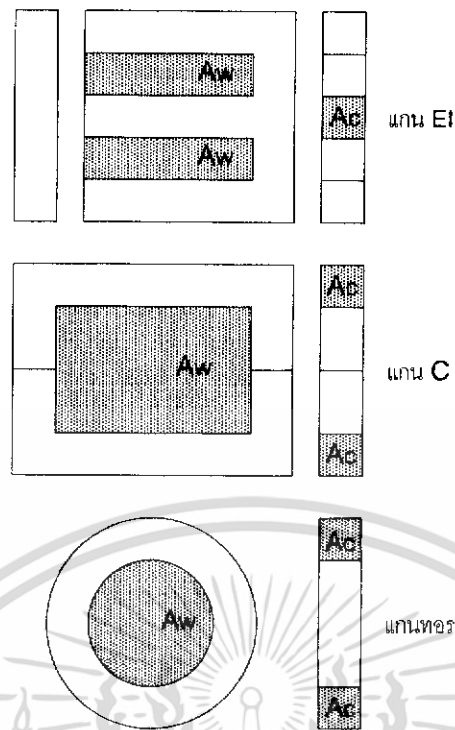
โดยทั่วไปแล้ว ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะนิยมใช้วิธีผลคูณพื้นที่ (area product) ซึ่งนิยามไว้ในสมการดังนี้

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

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

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

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

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

กระแสไฟฟ้ามี่ค่าเท่ากับ

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

โดยที่  $J$  หมายถึง ความหนาแน่นกระแส ( $\text{A}/\text{m}^2$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$a_{wire}$  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 กระดาษฉนวนระหว่างขดลวดและช่องว่างอากาศเพื่อระบายความร้อนเป็นต้น และถ้า  $K_w$  หมายถึง Window Utilization ซึ่งเป็นแฟกเตอร์ที่ใช้ในการชดเชยผลดังกล่าวและโดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

แทนค่า  $a_{wire} = l/J$  ลงในสมการที่ (2.11) จะได้

$$K_w A_w J = N_1 l_1 + N_2 l_2 \quad (2.8)$$

โดยที่  $l_1$  หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสปฐมภูมิ (A)  
 $l_2$  หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสทุติยภูมิ (A)  
 $N_1$  หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ  
 $N_2$  หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ  
 แทนค่า  $N_1$  และ  $N_2$  ในสมการที่ (2.5) ลงในสมการที่ (2.8) จะได้

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

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

กรณีรูปคลื่นสัญญาณไซน์ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ ( $P_{o2}$ ) จะมีค่าเท่ากับ  $P_{o2} = E_2 I_2$  โดยที่  $E_2$  หมายถึงค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิและจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านปฐมภูมิ ( $P_{o1}$ ) จะมีค่าเท่ากับ

$$P_{o1} = E_1 I_1 = \frac{P_{o2}}{\eta} \quad (2.11)$$

โดยที่  $E_1$  หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ  
 $\eta$  หมายถึง ประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า  
 ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_p = A_o A_w = \frac{P_{o2} \left[ 1 + \frac{1}{\eta} \right]}{4 J K_f K_w B_m f} \quad (2.12)$$

โดย  $P_{o2}$  หมายถึง ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ(W)

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

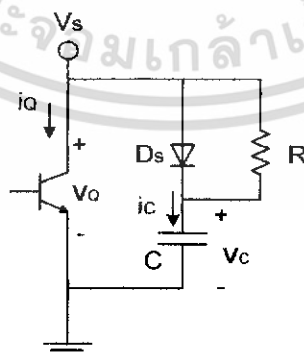
$K_w$  หมายถึง Window utilization factor

สมการที่ (2.12) แสดงให้เห็นว่าขนาดกำลังไฟฟ้าที่สามารถรองรับได้จะสัมพันธ์กับขนาดของหม้อแปลงไฟฟ้า นอกจากนั้นโดยทั่วไปทางปฏิบัติจะกำหนดให้มีค่าประมาณเท่ากับ 0.3-0.4 และ ค่าความหนาแน่นกระแส(J) จะมีค่าประมาณเท่ากับ  $3.5-5 \text{ A/mm}^2$

ในการเลือกแกนแม่เหล็กที่มีข้ออยู่ทั่วไปให้เหมาะสมกับการใช้งานจะทำได้โดยการคำนวณหาค่า  $A_p$  ดังแสดงในสมการที่ (2.12) เปรียบเทียบกับค่า  $A_p$  ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิตโดยจะต้องเลือกค่าที่  $A_p$  ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิตให้มากกว่า  $A_p$  ที่ได้จากการคำนวณ

## 2.2 วงจรสับเบออร์

วงจรสับเบออร์ ทำหน้าที่ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตชิงที่ตัวสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและป้องกันการเสียหายเนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน (dv/dt) มากเกินไป และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส (di/dt) มากเกินไป ซึ่ง (dv/dt) และ (di/dt) จะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแสรวดเร็วในช่วงของการ turn off และ turn on ตามลำดับ วงจรสับเบออร์จะจำกัดระดับแรงดันและกระแสที่ทรานซิสเตอร์กำลังให้อยู่ในระดับที่ต้องการ สำหรับ รูปแบบโดยทั่วไปของวงจรสับเบออร์จะได้แก่ R-C-D สับเบออร์ ดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 วงจร R-C-D สับเบออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส จะทำให้ระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลทำให้ไดโอด  $D_s$  ได้รับการ forward bias และตัวเก็บประจุทำการสะสมประจุ ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ถูกกำหนดโดยค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ โดยที่ค่าความจุไฟฟ้าสูงๆจะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์เป็นไปอย่างช้าๆดังรูปที่ 2.6

จะเห็นได้ว่าที่ค่าความจุไฟฟ้าสูงๆ จะทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียช่วงขณะจากการสวิตช์ที่ตัวทรานซิสเตอร์มีค่าลดลง

$$C = \frac{I_L t_r}{2V_f} \quad (2.13)$$

โดยที่  $I_L$  = กระแสโหลด

$t_r$  = ช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสเมื่อมีวงจรสับเบอร์

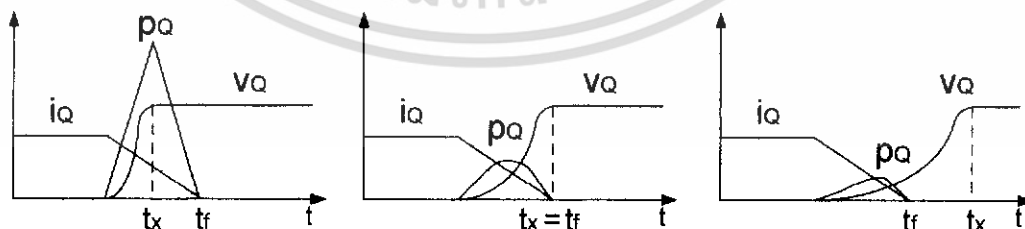
$V_f$  = แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเมื่อกระแสผ่านสวิตช์ลงจนเป็น 0 อาจประมาณได้

เท่ากับแรงดันจากแหล่งจ่าย ( $V_s$ ) ก็ได้

สำหรับกำลังไฟฟ้าสูญเสียช่วงขณะที่ตัวทรานซิสเตอร์ที่ใส่วงจรสับเบอร์และมีค่า  $C$  ที่พอดีแล้วมีค่าเท่ากับ

$$P_o = \frac{I_L^2 t_r^2 f_s}{24C} \quad (2.14)$$

สำหรับการเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมสำหรับตัวเก็บประจุจะพิจารณาค่าความต้านทานที่ทำให้ตัวเก็บประจุสามารถคายประจุได้หมด ก่อนเวลาที่ทรานซิสเตอร์จะเริ่มหยุดนำ กระแสในคาบต่อไป โดยที่ช่วงเวลาประมาณ 3 ถึง 5 เท่าของค่าคงตัวเวลา จะถือว่าเป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุให้หมด



(ก) เมื่อ  $C$  มีค่าน้อย

(ข) เมื่อ  $C$  มีปานกลาง

(ค) เมื่อ  $C$  มีค่ามาก

รูปที่ 2.6 รูปกราฟของแรงดัน กระแสและกำลังสูญเสียที่สวิตช์

เมื่อใส่ R-C-D สับเบอร์ที่ค่า  $C$  ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้ากำหนดให้ช่วงเวลาเท่ากับ 5 เท่าของค่าคงตัวเวลา คือช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุสามารถคายประจุได้หมดเมื่อพิจารณาจากเวลาในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์จะเท่ากับ

$$t_{on} > 5RC$$

ตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุผ่านทางตัวต้านทานสนับเบอร์และทรานซิสเตอร์ ดังนั้นพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ

$$W = \frac{1}{2} CV_s^2 \quad (2.15)$$

ซึ่งพลังงานส่วนใหญ่จะถูกถ่ายเทไปยังตัวต้านทานสนับเบอร์ขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแส ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียที่ตัวต้านทานสนับเบอร์จะมีค่าเท่ากับ

$$p_R = \frac{\frac{1}{2} CV_s^2}{T_s} = \frac{1}{2} CV_s^2 f_s \quad (2.16)$$

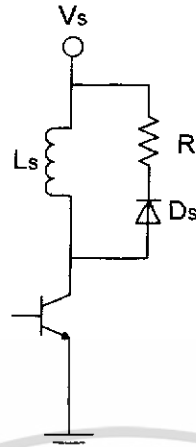
แสดงให้เห็นว่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานสนับเบอร์ ซึ่งกระจายพลังงานให้อยู่ในรูปความร้อนจะขึ้นอยู่กับค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุสนับเบอร์ ดังนั้นตัวเก็บประจุไฟฟ้าค่าสูงๆจะสามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ได้ แต่ก็จะเป็นการเพิ่มกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวต้านทานสนับเบอร์เช่นกัน

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ จะมีค่าต่ำสุดเมื่อตัวเก็บประจุมีค่าสูงสุด แต่กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวต้านทานสนับเบอร์ก็จะมีค่าสูงสุดเช่นกัน สำหรับกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมขณะทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ ผลบวก กำลังไฟฟ้าสูญเสียของทรานซิสเตอร์และ กำลังไฟฟ้าสูญเสียของวงจรสนับเบอร์

การที่วงจรสนับเบอร์สามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ ซึ่งหมายถึงลดความต้องการในการระบายความร้อนสำหรับตัวทรานซิสเตอร์ลงเพราะการระบายความร้อนสำหรับตัวต้านทานทำได้ง่ายกว่าทรานซิสเตอร์มาก ดังนั้นการออกแบบวงจรสนับเบอร์ร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะทำให้ระบบโดยรวมดีขึ้น

วงจรสนับเบอร์ที่กล่าวมา จะออกแบบสำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสแต่จะยังมีวงจรสนับเบอร์ที่ออกแบบสำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มนำกระแส ดังรูป 2.7 ซึ่งตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับทรานซิสเตอร์จะลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส (di/dt) ขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส และจะเป็นการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ขณะทรานซิสเตอร์นำกระแสได้ในที่สุด ไดโอดของวงจรสนับเบอร์สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มนำกระแส จะไม่นำกระแสเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส และระหว่างที่ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมของวงจรสนับเบอร์ จะส่งผ่านไปยังตัวต้านทานสนับเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจร R-L-D สนับเบอร์

เพื่อกระจายพลังงานให้อยู่ในรูปความร้อน

วงจรสับเบอร์สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสและเริ่มนำกระแสสามารถต่อรวมกันได้ โดยที่พลังงานสะสมที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรสับเบอร์สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มนำกระแสจะสามารถถ่ายเทพลังงานไปยังวงจรสับเบอร์ สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแส ได้โดยไม่ต้องต่อไดโอดหรือตัวต้านทานเพิ่มเติม

### 2.3 มอสเฟตกำลังและวงจรขับเคลื่อน

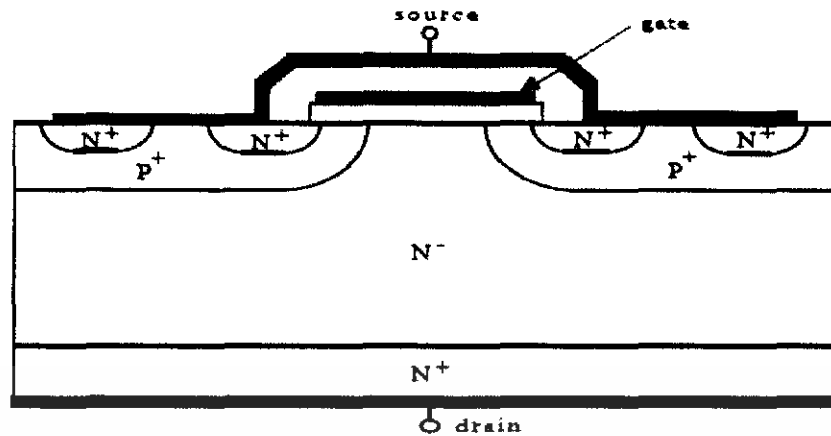
เทคโนโลยีการพัฒนา Metal-Oxide-Semiconductor สำหรับวงจร microelectronic ได้ถูกพัฒนาอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการเลือกอุปกรณ์ที่เหมาะสมจึงต้องใช้ความรู้เกี่ยวกับคุณสมบัติ คุณลักษณะเฉพาะและช่วงเวลาการทำงานให้เหมาะสม โดยพิจารณาได้จาก i-v characteristic ซึ่งเป็นสิ่งที่ผู้ออกแบบควรเลือกพิจารณา สัญลักษณ์ของตัวอุปกรณ์แบ่งเป็นแบบ P&N channel enhancement และ depletion ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่เหมาะสมกับการใช้งานความถี่สูงมากๆ พิกัดแรงดัน 600V และพิกัดกระแส 40A

#### 2.3.1 โครงสร้างของมอสเฟต

ประกอบด้วย gate, source และ drain terminal ตามแนวตั้ง แสดงดัง รูปที่ 2.8 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<sup>+</sup>-source เพื่อคงค่าแรงดันบริเวณ p-base ขณะอุปกรณ์ทำงานเมื่อ gate และ source terminal มีแรงดันเท่ากัน ( $V_{gs} = 0$ ) บริเวณ p-base จะยังคงไม่เปลี่ยนแปลง ส่วนบริเวณ n-drift จะมีแรงดันตกกลางเล็กน้อย จึงจำเป็นต้องอาศัยแรงดันขา drain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง

ที่สูงขึ้นมาค้ำไว้ สำหรับกระแส drain-source ( $I_d$ ) จะไหลไปตามช่องทางนำกระแส ระหว่างบริเวณ  $n^+$  และ  $n^-$  ไปยังบริเวณแพร่ p-base

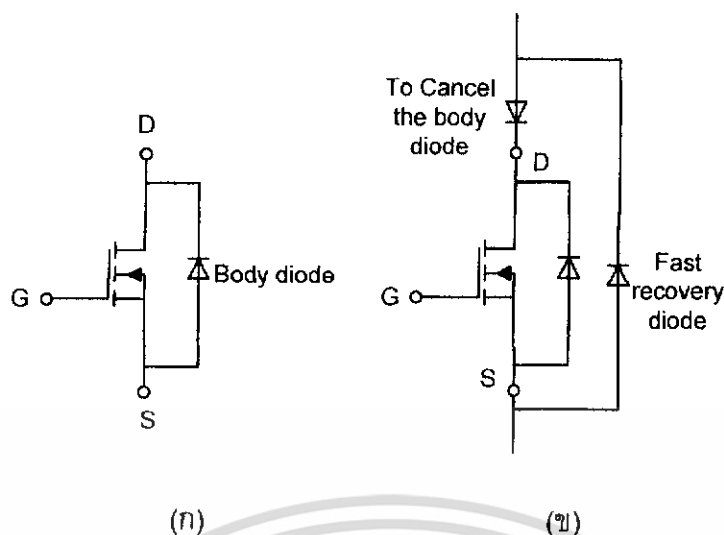
#### On-State Resistant

อุปกรณ์พวก bipolar จะต้องอาศัยกระแส base เพื่อควบคุมให้กระแสสามารถไหลผ่าน collector ของอุปกรณ์ได้ตามช่วงเวลาที่ต้องการ แต่ มอสเฟตกำลัง จะอาศัยแรงดันปริมาณเล็กน้อยควบคุมตัวอุปกรณ์ โดยจะมีกระแสเข้ามาที่อุปกรณ์น้อยมาก เป็นผลให้การควบคุมมอสเฟต โดยการจ่ายแรงดันจะมีพลังงานที่สูญเสีย น้อยกว่า BJT นอกจากนี้ มอสเฟตยังเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานได้ในย่านความถี่สูงซึ่งอาจสูงได้มากถึง MHz เมื่อเปรียบเทียบกับ BJT แล้ว BJT จะทำงานในย่านที่ความถี่ต่ำกว่าแต่มีพิกัดกำลังทางไฟฟ้าสูงกว่ามอสเฟต และอุณหภูมิจะส่งผลต่อบริเวณรอยต่อของอุปกรณ์พวก BJT ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงได้ง่ายกว่าพวกมอสเฟต

#### Internal Body Diode

มอสเฟตกำลังในปัจจุบันจะมีไดโอดอยู่ภายในเชื่อมระหว่างขา drain และขา source ดังรูปที่ 2.9 (ก) โดยไดโอดจะช่วยตอนกระแสที่จะผ่านขา drain ไหลกลับทิศทาง ทำให้ switch สามารถนำกระแสได้ 2 ทิศทาง ถึงแม้ว่า ไดโอดภายในมอสเฟต จะสามารถทำงานตามพิกัดกระแสและแรงดันได้เพียงพอ แต่ในบางงานก็จำเป็นต้องใช้ ultra-fast diode มาต่อภายนอกแบบขนานเพื่อสามารถลดเวลา recovery ของไดโอดดัง รูปที่ 2.9 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)  
รูปที่ 2.9 (ก) ไดโอดภายในมอสเฟต  
(ข) การต่อไดโอดเพิ่มภายนอก

#### Internal Capacitors

ค่า parameter ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่ส่งผลต่อพฤติกรรมการทำงานของมอสเฟต คือค่า C แฉงที่อยู่ภายใน Terminal ทั้ง 3 ประกอบด้วย  $C_{gs}$ , gate to source  $C_{gd}$ , gate to drain และ  $C_{ds}$ , drain to source แสดงดัง รูปที่ 2.10 ซึ่งค่าของความจุเหล่านี้ไม่เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไบแอส ดังนั้นเวลาที่ มอสเฟต Turn on ค่าของตัวเก็บประจุ  $C_{gd}$  และ  $C_{gs}$  จำเป็นต้องมีการอัดประจุผ่านทางขา gate การออกแบบสัญญาณของวงจรควบคุม จำเป็นที่จะต้องพิจารณาค่าการเปลี่ยนแปลงของความจุเหล่านี้ ค่าความจุแฉงภายใน มอสเฟต จะอยู่ในเทอมของ  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  และ  $C_{rss}$  ที่ระบุอยู่ใน DATA SHEET

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

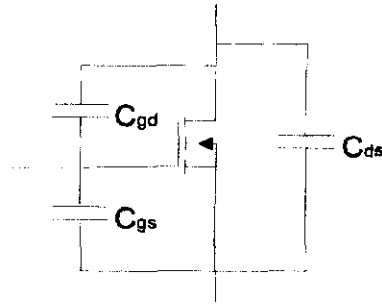
$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

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

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

ค่าความจุใน มอสเฟต ทั้ง  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  ไม่เป็นเชิงเส้นกับฟังก์ชันการทำงานของแรงดันไบแอส การเปลี่ยนแปลงใน  $C_{oss}$  และ  $C_{iss}$  เป็นตัวสำคัญเพื่อให้แรงดัน drain to source และ gate to source ผลัดกันลดลงเป็นศูนย์ จุดประสงค์เพื่อให้วงจรควบคุมสามารถสั่งให้ มอสเฟต Turn on และ Turn off ได้ โดยการอัดและคายประจุ ที่ขา gate to source และ gate to drain

ในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จุดประสงค์ของการทำงานที่ยานความถี่สูงมากๆก็เพื่อเป็นการลดขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ ซึ่งมอสเฟตในปัจจุบันสามารถตอบสนองได้ดีอีกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของมอสเฟต

ทั้งมีค่าการสูญเสียในช่วงเวลานำกระแสต่ำ แต่ยังมีพิกัดกำลังไม่สูงมากนักซึ่งในขนาดการพัฒนามอสเฟต ให้สามารถตอบสนองได้ในทุกความต้องการ ก็ยังทำให้มอสเฟตมีความสำคัญในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากยิ่งขึ้น

### 2.3.2 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนสำหรับมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลังเป็นสวิตช์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน ทำให้ง่ายต่อการควบคุมให้เริ่มนำหรือหยุดนำกระแส มอสเฟตกำลังจะนำกระแส ก็ต่อเมื่อแรงดันต้นตอคร่อมขาเกตเทียบกับขาซอส ( $V_{GS}$ ) มีค่าสูงกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เป็นผลให้ มอสเฟตกำลังเข้าสู่การทำงานโหมดโอห์มิก (ohmic region) โดยทั่วไปแรงดัน  $V_{GS}$  เพื่อให้สวิตช์เริ่มนำกระแสจะมีค่าอยู่ระหว่าง 10-20 โวลต์ และเพื่อให้สวิตช์ไม่นำกระแสสามารถกระทำได้โดยทำให้แรงดัน  $V_{GS}$  มีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม และในขณะที่สวิตช์นำกระแสและไม่นำกระแส กระแสที่ป้อนเข้าขาเกตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ความเร็วในการสวิตช์หาได้จากความเร็วในการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงด้านขาเข้าของมอสเฟตกำลัง (parasitic input capacitance) ซึ่งตัวเก็บประจุแฝงจะต้องทำการสะสมประจุเพื่อให้สวิตช์นำกระแสและต้องทำการคายประจุเพื่อให้สวิตช์ไม่นำกระแส

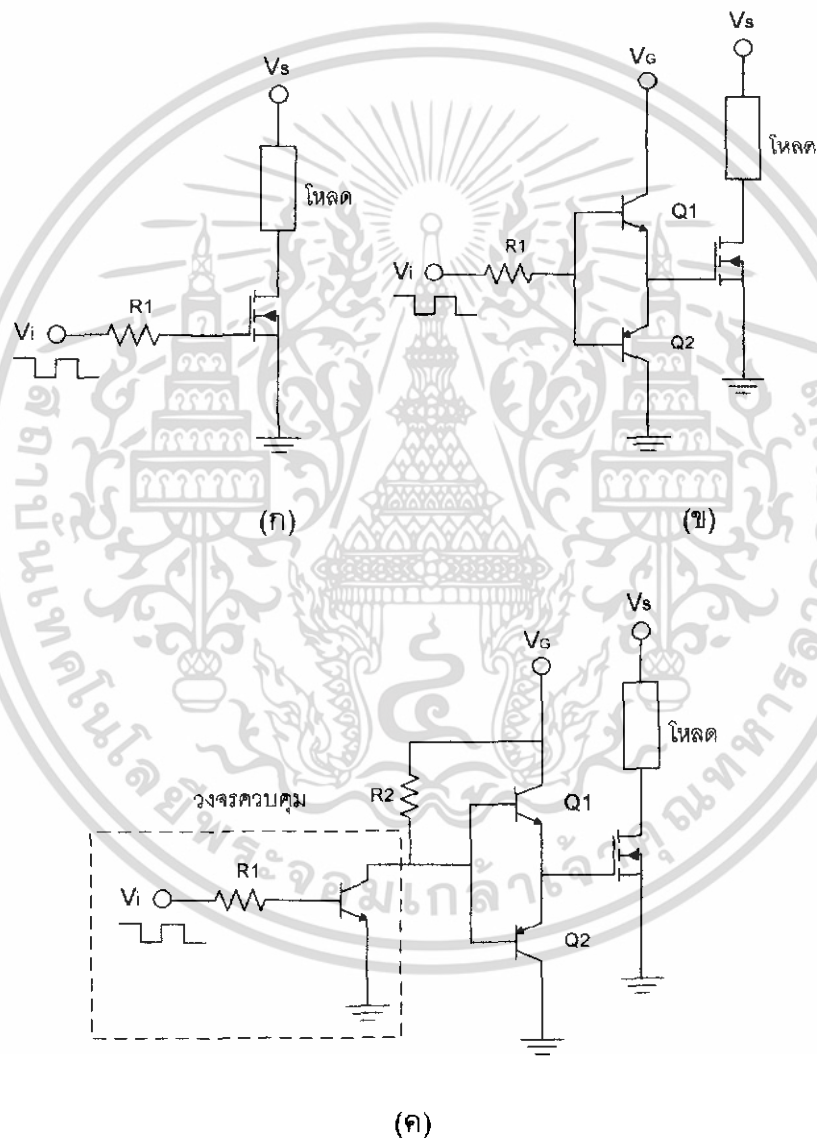
วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังจะต้องสามารถจ่ายกระแสและดึงกระแสได้อย่างรวดเร็วเพื่อจะให้มอสเฟตกำลังสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง รูปที่ 2.11 (ก) แสดงตัวอย่างของวงจรขับเคลื่อนที่ใช้ในการขับมอสเฟตกำลัง ซึ่งไม่เหมาะกับงานที่ต้องการความถี่สูงๆ นอกจากนั้น ถ้าสัญญาณด้านเข้าได้รับแรงดันจากอุปกรณ์ลอจิกดิจิทัลแรงดันต่ำ (low voltage digital logic device) แรงดันด้านนี้อาจไม่เพียงพอที่จะขับให้มอสเฟตกำลังนำกระแสได้ จึงต้องมีการปรับปรุงวงจรขับเคลื่อน ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (ข) ด้วยการใช้คู่ของวงจรมิตเตอร์ตาม (double emitter follower) หรือโทเท็มโพล (totem pole) ซึ่งเป็นวงจรที่ประกอบด้วยคู่อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ NPN และ PNP สำหรับการทำงานของวงจรขับเคลื่อน เมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับเคลื่อน มีค่าสูง ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะเริ่มนำกระแสและทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ไม่นำกระแส เป็นผลทำให้มอสเฟตกำลัง เริ่มนำกระแส และเมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับเคลื่อน มีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะไม่นำกระแส และทรานซิสเตอร์  $Q_2$  นำกระแส ซึ่งจะเป็นการย้ายประจุจากขาเกต เป็นผลทำให้มอสเฟตกำลังเริ่มหยุดนำกระแสได้ นอกจากนี้สัญญาณด้านเข้าอาจจะมาจากวงจร คอลเลกเตอร์แบบเปิด (open collector TTL) ที่ประกอบด้วย โทเท็มโพล ซึ่งจะใช้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัฟเฟอร์ (buffer) สำหรับแหล่งจ่ายกระแส (source) และดึงกระแส (sink) ที่ขาเกต ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (ค)

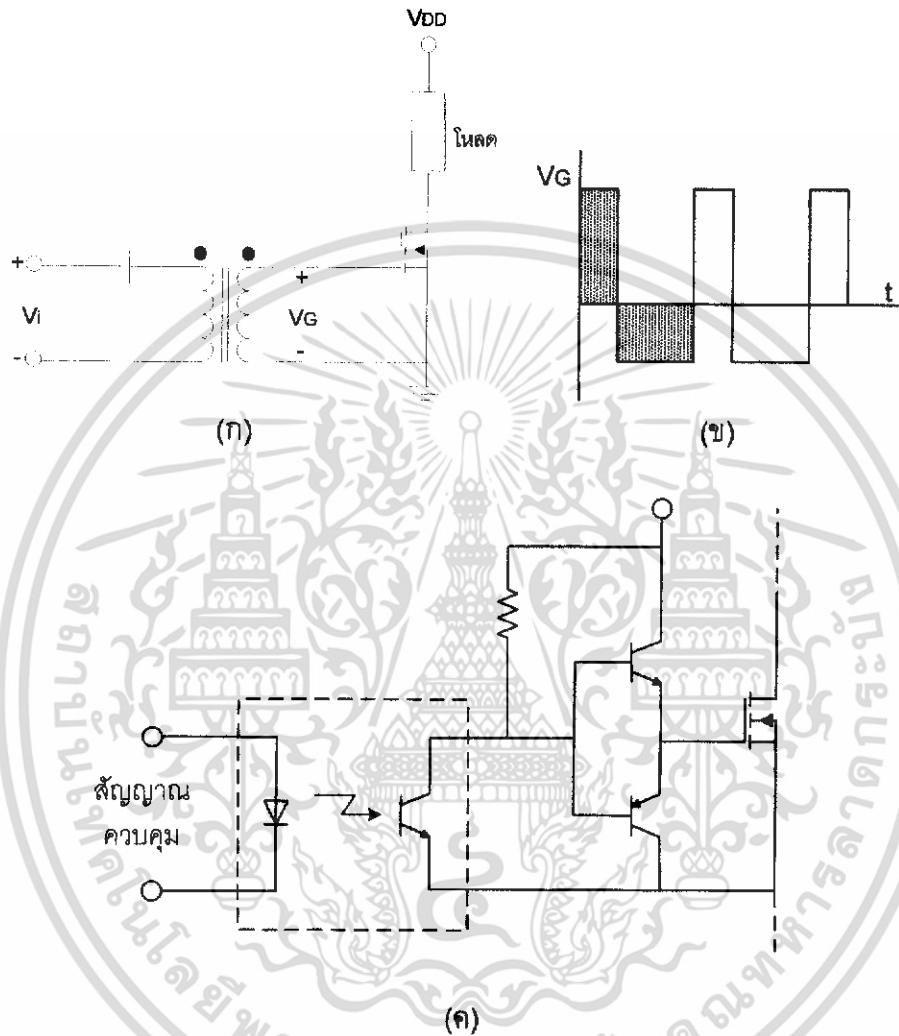
2.3.3 การแยกจากกันทางไฟฟ้า (electrical isolation) ระหว่างมอสเฟตกับวงจรควบคุม (control circuit)

โดยมากจะมีความจำเป็น เพราะระดับแรงดันที่แตกต่างกันอย่างมากระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง (power circuit) สำหรับวงจรที่ใช้ในการแยกจากกันทางไฟฟ้า โดยมากจะได้แก่แบบการเชื่อมต่อทางแม่เหล็ก (magnetically coupled) และการเชื่อมต่อทาง



รูปที่ 2.11 (ก) วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง  
 (ข) วงจรขับเคลื่อนแบบโทเท็มโพล  
 (ค) ไอซีของวงจรขับเคลื่อนที่มีบัฟเฟอร์แบบโทเท็มโพล

แสง (optically coupled) รูปที่ 2.12 (ก) แสดงวงจรควบคุมและวงจรกำลังที่แยกจากกันทางไฟฟ้า โดยอาศัยการเชื่อมต่อทางแม่เหล็กด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับหม้อแปลงไฟฟ้าจะใช้สำหรับป้องกันไฟฟ้ากระแสตรงหรือดิซีออฟเซต (dc offset) ดังรูปที่ 2.12 (ข) และ 2.12 (ค) ตามลำดับ



รูปที่ 2.12 (ก) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ  
วงจรกำลังด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า  
(ข) แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า  
(ค) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ  
วงจรกำลังด้วยการเชื่อมต่อทางแสง

## 2.4 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวจะมีการแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบฮาล์ฟบริดจ์ (half-bridge) และแบบฟูลบริดจ์ (full-bridge) ในแบบฮาล์ฟบริดจ์ จะมีตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกันอยู่ระหว่างแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายกระแสตรงและหากให้ค่าตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวมีขนาดเท่ากัน จะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าเท่ากันคือ  $V_s/2$  ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เฟสเดียวจะประกอบไปด้วยสองกิ่ง คือ Leading-leg และ Lagging-leg โดยอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์จะมีกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์ 2 เท่า จึงเหมาะสมที่จะเลือกใช้เมื่อต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าโหลดสูงขึ้น

เงื่อนไขสำคัญที่อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์ คือ การทำงานของสวิตช์ในกิ่งเดียวกันต้องไม่ทำงานพร้อมกันในช่วงเวลาเดียวกัน มิฉะนั้นแล้วจะเกิดการลัดวงจรระหว่างบัสบวกและบัสลบ ในทางอุดมคติเวลาของการสวิตช์ซิงของ Q1 และ Q3 จะตรงข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะต้องมีช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้งคู่ไม่นำกระแส ซึ่งจะเรียกว่าช่วงเวลาเดดไทม์ (dead time) โดยเดดไทม์จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์จากการนำกระแสเป็นช่วงการไม่นำกระแส หรือจากไม่นำกระแสเป็นนำกระแส

### 2.4.1 อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์

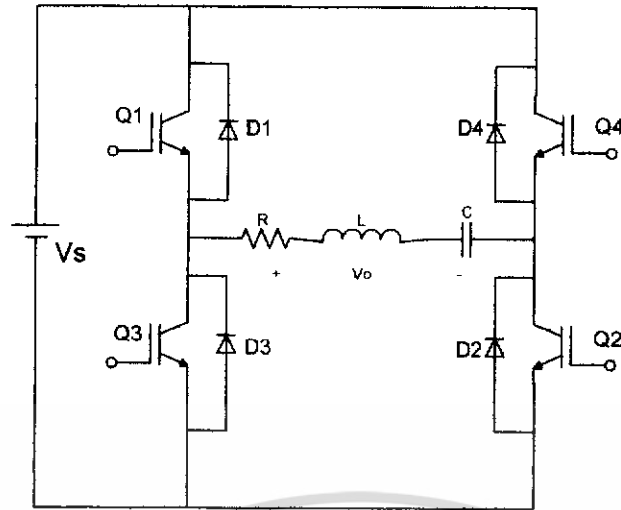
The quasi-resonant inverters (QRIs) จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.13 คือมี ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่กับโหลดความต้านทาน โดยสวิตช์ที่ความถี่เรโซแนนท์ทำให้อิมพีแดนซ์ของเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเท่ากัน จึงหักล้างกัน ดังนั้นจึงเสมือนว่ามีแต่ความต้านทานเท่านั้น เมื่อสัญญาณควบคุมทำงานในลักษณะเป็นคู่ โดยเริ่มตั้งแต่คู่ Q1กับQ2 เป็น Q1กับQ3 , Q3 กับQ4 และ Q2 กับQ4 ตามลำดับ ทำให้ได้ลักษณะแรงดันเอาท์พุทเป็น Quasi square wave ดังรูปที่ 2.14

ค่าแรงดัน rms fundamental ทางอินพุทคือ

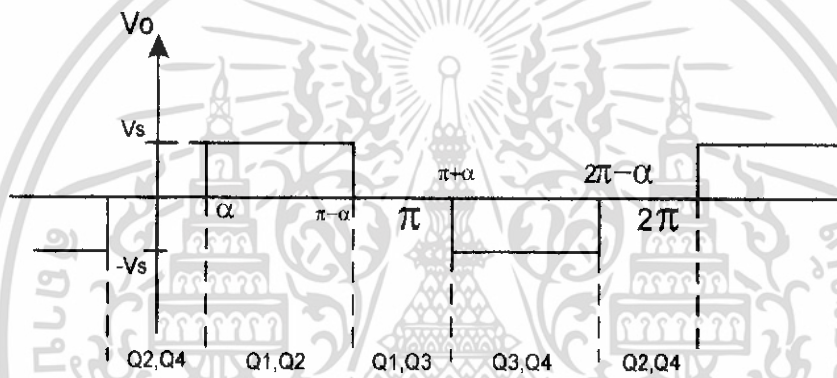
$$V_i = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} \cos \alpha \quad (2.17)$$

ค่ากระแส rms fundamental ทางอินพุทคือ

$$I_i = \frac{4I_s}{\sqrt{2\pi}} \cos \alpha \quad (2.18)$$



รูปที่ 2.13 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นแรงดันแบบ Quasi square wave

#### 2.4.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์

กึ่งไคของอินเวอร์เตอร์ สวิตช์ตัวบนและตัวล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน จึงต้องการช่วงเวลาที่ยาวขึ้นที่สวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสก่อนที่สวิตช์จะเปลี่ยนสถานะ เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ ช่วงเวลานี้เรียกว่า เดดไทม์ (Dead time หรือ blanking time)

สวิตช์ที่มีความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ(เป็นหลักสปีดของนาโนวินาที) เช่น สวิตช์ที่เป็นมอสเฟตจะมีค่าเดดไทม์น้อยๆ เช่น 1-2 ไมโครวินาที ส่วนสวิตช์ที่เป็นไทรสเตอร์ มักจะต้องการค่าเดดไทม์ที่มากกว่า ดังนั้นเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับชนิดของสวิตช์สารกึ่งตัวนำที่เลือกใช้

ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ดังแสดงอยู่ในรูปที่ 2.23 โดยรูปที่ 2.15 (a) เป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งกึ่งและ รูปที่ 2.15 (b) เป็นแรงดันควบคุมเกิดในอุดมคติ รูปที่ 2.15 (c) คือแรงดันควบคุมเกิดของสวิตช์ที่ได้ชดเชยผลของเดดไทม์แล้ว โดยมีหลักการง่ายๆคือ ทุกๆขาลงของแรงดันควบคุมเกิดให้คงที่ และทุกๆขาขึ้นให้

หน่วงเวลาไปเท่ากับเดดไทม์ เพื่อไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสไหลอด กล่าวคือ

เมื่อกระแสที่ไหลอดเป็นบวก  $i_A$  มีทิศทางไหลออกจากจุด A ในรูปที่ 2.15 (d) หากไหลอดเป็นไหลอดความเหนี่ยวนำและตัวต้านทานร่วมกัน เมื่อ  $i_A > 0$  ช่วงเวลาเดดไทม์ของแรงดัน ไฟฟ้าต้านออกจะมีค่าลดลงเพราะไดโอด  $D_{A-}$  จะนำกระแสทำให้  $V_{AN}$  ลดลงเป็นศูนย์เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ ทำให้ค่าแรงดันเฉลี่ยของ  $V_{AN}$  ลดลง

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลอดเป็นลบ  $i_A$  มีทิศทางไหลเข้าจุด A ในรูปที่ 2.15 (e) เมื่อ  $i_A < 0$  ช่วงเวลาเดดไทม์แรงดันไฟฟ้าต้านออกจะมีค่าเพิ่มขึ้นเพราะไดโอด  $D_{A+}$  จะนำกระแสทำให้  $V_{AN}$  มีค่าเป็น  $+V_d$  เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ทำให้ค่าแรงดันเฉลี่ยของ  $V_{AN}$  มีค่าเพิ่มขึ้น

ค่าแรงดันผิดเพี้ยนจะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติลบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจริง และมีค่าดังสมการที่ (2.19) และ (2.20) สรุปได้ว่าเดดไทม์มากมีผลให้แรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไปด้วย

$$V_o = (V_{A0})_{ideal} - (V_{A0})_{actual} \quad (2.19)$$

$$V_o = \pm \frac{2(\text{deadtime})}{T_s} \cdot V_d \quad (2.20)$$

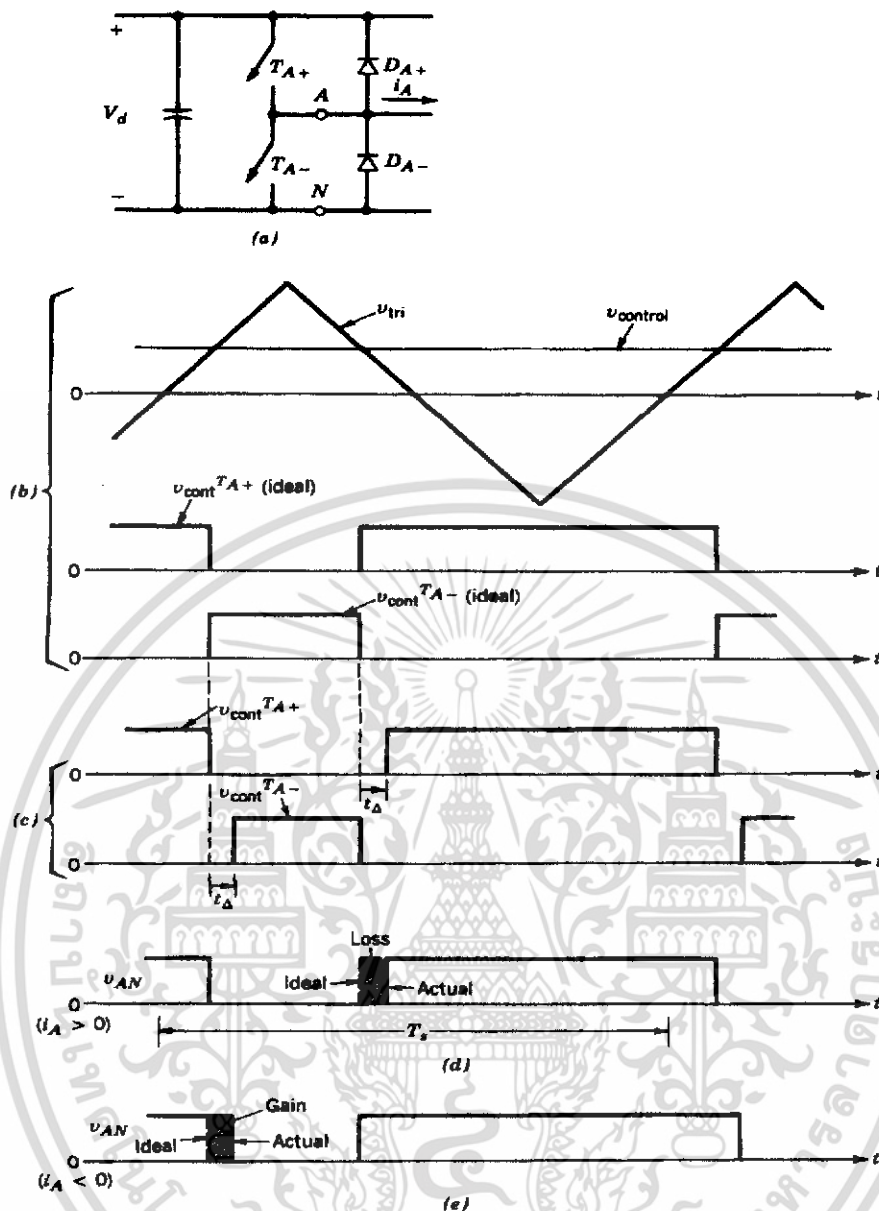
จึงสรุปข้อเสียของเดดไทม์คือการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่รอบข้างความถี่สวิตซิงและเกิด ความถี่ที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำๆอันจะเป็นผลเสียต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

## 2.5 วงจรเรียงกระแสแบบ Single-phase Full-wave

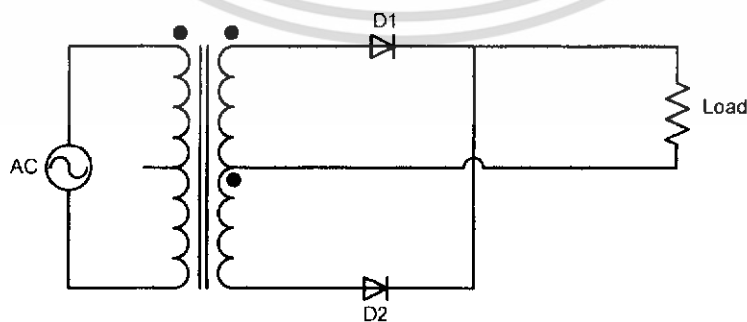
วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่เปลี่ยนไฟกระแสสลับไปเป็นไฟกระแสตรง วงจรเรียงกระแสแบบ Single-phase Full-wave ที่สร้างจากไดโอด แบ่งออกเป็น 2 แบบหลักๆคือ แบบ Center-Tapped และ แบบ Bridge

แบบ Center-Tapped จะใช้ไดโอด 2 ตัวต่ออยู่กับด้านทุติยภูมิ ของหม้อแปลง แบบ Center-Tapped ดังรูปที่ 2.16

แรงดันที่คร่อมไหลอด จะเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันด้านทุติยภูมิทั้งหมด โดยมีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อป้อนไฟกระแสสลับเข้ามายังด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง ในช่วงไซเคิลบวก จะทำให้ขั้วแอโนดของ D1 มีศักย์สูงกว่าขั้วแคโทดทำให้ D1 forward bias แต่ขั้วแอโนดของ D2 จะมีศักย์ต่ำกว่าขั้วแคโทดทำให้ D2 reverse bias กระแสจะไหลผ่าน D1 ไปยังไหลอด ดังรูปที่ 2.17

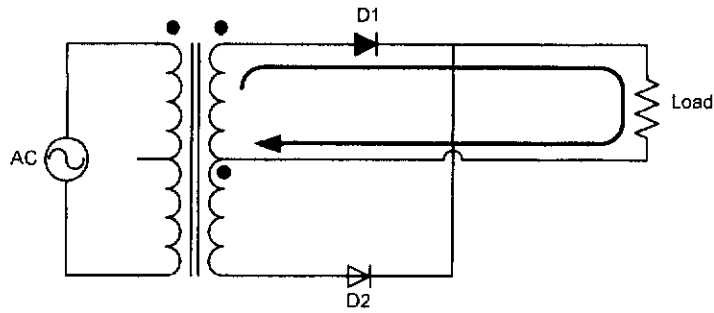


รูปที่ 2.15 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันต้านออกของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.16 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped

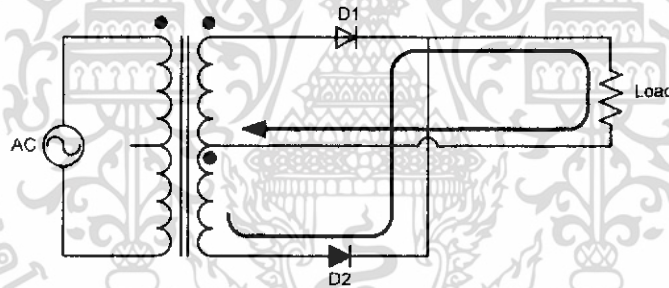
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



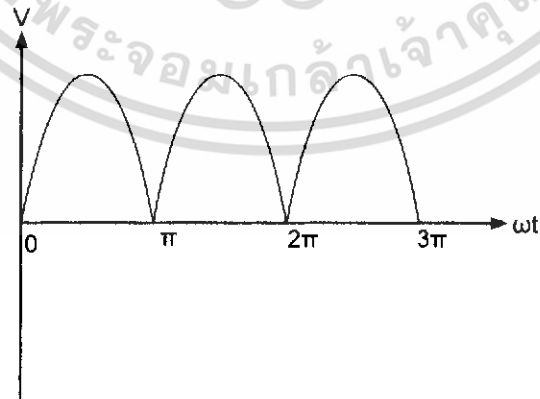
รูปที่ 2.17 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D1 นำกระแส

ในช่วงไซเคิลลบ จะทำให้ขั้วแอโนดของ D1 มีศักย์ต่ำกว่าขั้วแคโทดทำให้ D1 reverse bias แต่ขั้วแอโนดของ D2 จะมีศักย์สูงกว่าขั้วแคโทดทำให้ D2 forward bias กระแสจะไหลผ่าน D2 ไปยังโหลด ดังรูปที่ 2.18 ทำให้แรงดันคร่อมโหลดมีลักษณะดังรูปที่ 2.19

ในการเลือกใช้ไดโอดควรคำนึงถึงค่าทนแรงดัน reverse สูงสุดของไดโอดด้วย ซึ่งศัพท์เทคนิคเรียกว่า Peak Inverse Voltage (PIV) โดยในวงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped นี้ ไดโอดแต่ละตัวจะมีค่า PIV เท่ากับ ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิทั้งหมด ดังนั้นในการเลือกไดโอดมาใช้ในวงจรนี้ไดโอดตัวนั้นจะต้องทนค่า PIV นี้ได้ด้วย



รูปที่ 2.18 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D2 นำกระแส



รูปที่ 2.19 ลักษณะแรงดันคร่อมโหลดที่ผ่านการเรียงกระแสแบบ Full-wave

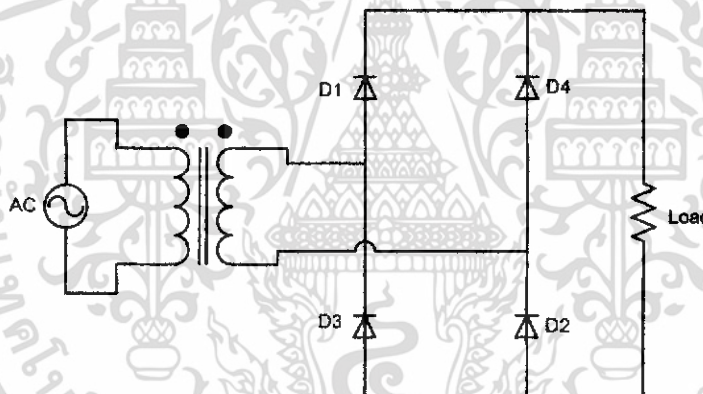
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ Bridge จะประกอบด้วย ไดโอด 4 ตัวต่ออยู่กับหม้อแปลงธรรมดา ดังรูปที่ 2.20 หลักการทำงานสามารถอธิบายได้ในลักษณะเดียวกับแบบ Center-Tapped คือเมื่อแรงดันกระแสสลับอยู่ในในช่วงไซเคิลบวกจะทำให้ D1 และ D2 ถูก forward bias ส่วน D3 และ D4 จะถูก reverse bias ทำให้กระแสไหลผ่าน D1 และ D2 ไปยังโหลด ดังรูปที่ 2.21

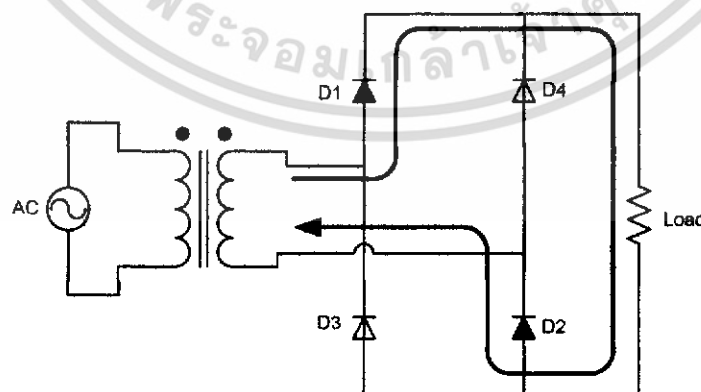
เมื่อแรงดันกระแสสลับอยู่ในในช่วงไซเคิลลบจะทำให้ D1 และ D2 ถูก reverse bias ส่วน D3 และ D4 จะถูก forward bias ทำให้กระแสไหลผ่าน D3 และ D4 ไปยังโหลด ดังรูปที่ 2.22

ลักษณะแรงดันคร่อมโหลดจะเหมือนกับวงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ในวงจรเรียงกระแสแบบ Bridge นี้ ไดโอดแต่ละตัวจะมีค่า PIV เท่ากับ ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

จะสังเกตได้ว่าแรงดันที่เรียงกระแสมาได้จะไม่เรียบ ดังนั้นหากต้องการให้แรงดันเรียบขึ้นจะต้องนำตัวเก็บประจุมาต่อขนานเข้าไปในวงจร ดังรูปที่ 2.23 เพื่อกรองแรงดัน โดยตัวเก็บประจุนี้จะเรียกว่า C ฟิลเตอร์ ลักษณะของแรงดันที่ผ่านการกรองจาก C ฟิลเตอร์แล้วจะเป็นดังรูปที่ 2.24

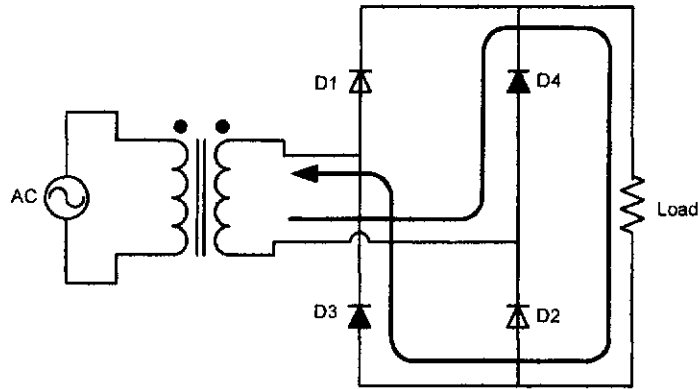


รูปที่ 2.20 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge

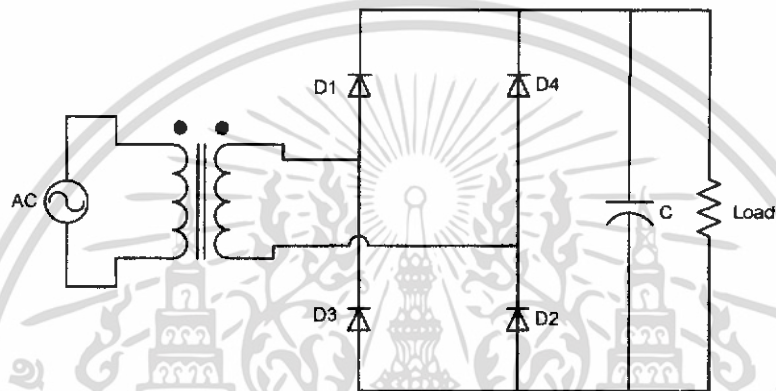


รูปที่ 2.21 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D1 และ D2 นำกระแส

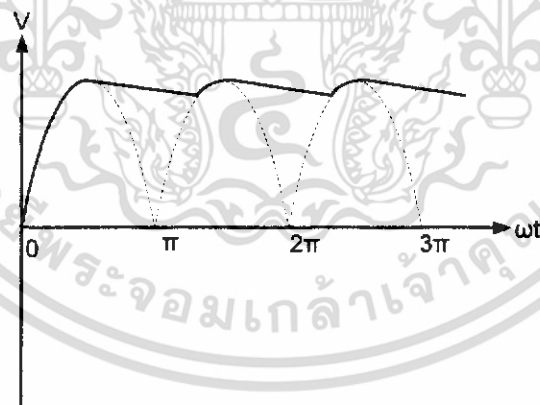
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D3 และ D4 นำกระแส



รูปที่ 2.23 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ที่มีการต่อ C ฟิเตอร์



รูปที่ 2.24 ลักษณะแรงดันที่ถูกเรียงกระแสแบบ Full-wave และผ่านการกรองจาก C ฟิเตอร์

## 2.6 ทฤษฎีการสวิตช์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ

ในปัจจุบันนี้ได้มีเทคนิคการสวิตช์ซึ่งหลายวิธีในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับคอนเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะคอนเวอร์เตอร์กำลังสูง สัญญาณควบคุมโดยส่วนใหญ่จะใช้สัญญาณ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบธรรมดา และ PWM แบบเลื่อนเฟส โดยเราจะเริ่มอธิบายการสวิตช์ในลักษณะฮาร์ดสวิตช์ซึ่งก่อนเพื่อเป็นพื้นฐาน สำหรับการสวิตช์แบบ ZVS และ ZVZCS ต่อไป

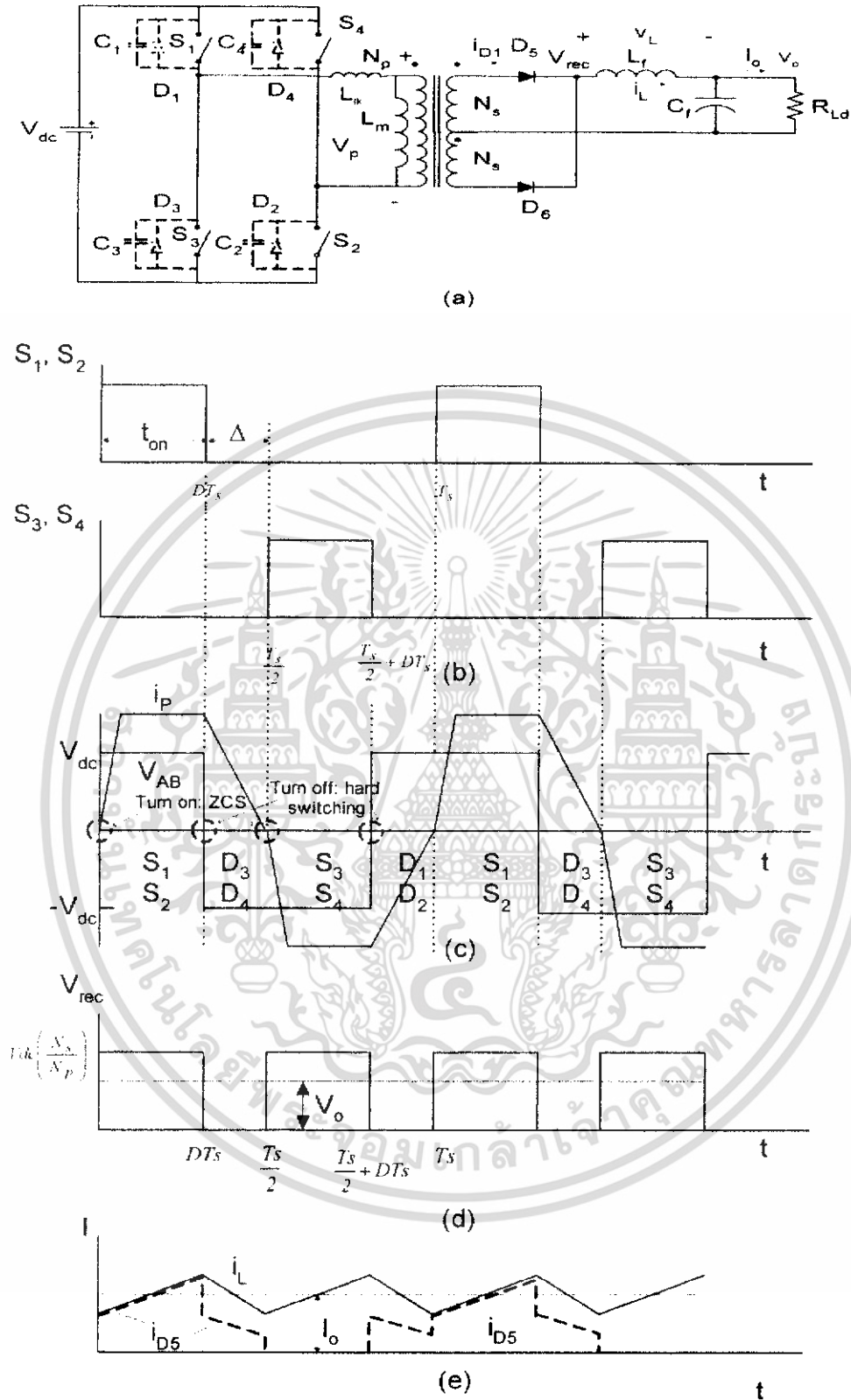
### 2.6.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์

วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.25 a ส่วนรูปร่างสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตช์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.25 b โดยที่สวิตช์จะทำงานเป็นคู่สับเปลี่ยนกัน จาก S1-S2 เป็น S3-S4 และกลับมาเป็น S1-S2 อีกครั้ง โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ จะมีไดโอดสำหรับการฟรีวีลไว้เป็นเส้นทางผ่านของกระแส ซึ่งเป็นผลมาจาก Leakage inductance กรณีที่สวิตช์ Turn off

ช่วงเวลาการฟรีวีล D1-D2 และ D3-D4 สามารถคำนวณได้จากพลังงานที่สะสมอยู่ใน Leakage inductance โดยในช่วงนี้แรงดันที่ตกคร่อม Leakage inductance จะมีค่าเท่ากับ  $-V_{dc}$  และ ช่วงเวลาเดดไทม์จะไม่สามารถน้อยกว่าช่วงเวลาที่ได้นี้ ตอนที่ Turn on สวิตช์ในกิ่งเดียวกัน ขณะที่การ Turn on ของ S1,S2 อยู่ในสภาวะ ZCS ไดโอด D5 จะนำกระแส D6 จะถูก Reverse-Bias แรงดันเอาต์พุตที่  $V_{AB}$  แสดงดังรูป 2.25 c ส่วน  $V_{rec}$  แสดงดังรูป 2.25 d กระแสไหลดที่ไหลผ่าน D5 จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.25 e

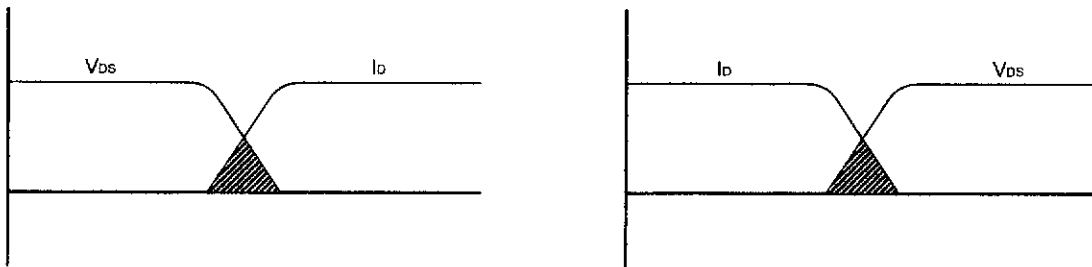
ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ คือ

1. จะมีการสูญเสียกำลังที่ตัวสวิตช์สูงขณะ Turn on และ Turn off สวิตช์โดยเฉพาะเมื่อสวิตช์ที่ความถี่สูงขึ้นจะยิ่งทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่ตัวสวิตช์สูงขึ้น (แต่ที่ยังนิยมสวิตช์ที่ความถี่สูงก็เพื่อลดขนาดของหม้อแปลงและฟิลเตอร์) ลักษณะการสูญเสียจากการสวิตช์แสดงดังรูปที่ 2.26
2. ช่วงเวลาฟรีวีลผ่านไดโอด จะขึ้นอยู่กับพลังงานสะสมที่อยู่ใน Leakage inductance ทำให้การลดลงของกระแสต้านปฏิกิริยาถูกจำกัดที่ค่าๆหนึ่ง ดังนั้นจึงไม่สามารถสวิตช์ที่ความถี่สูงเกินไปได้



รูปที่ 2.25 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง และลักษณะสัญญาณเกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 ความสูญเสียในการสวิตช์ขณะ Turn on และ Turn off

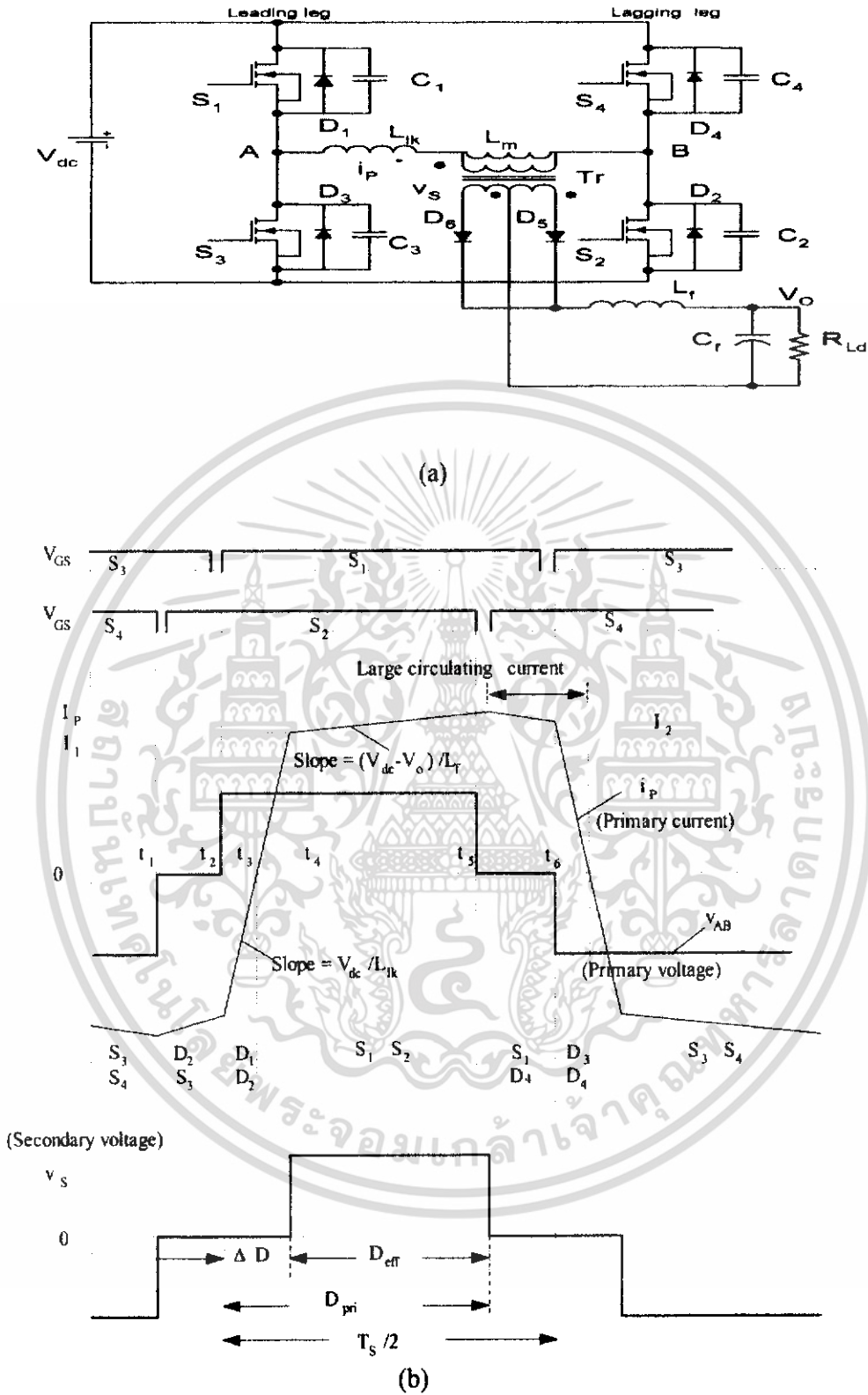
### 2.6.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS แสดงดังรูปที่ 2.27 a โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะทำงานโดยใช้สัญญาณควบคุม PWM แบบเลื่อนเฟส แทนสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตซ์ทำให้เกิด ZVZCS ในขณะที่ Turn on สวิตซ์ โดยใช้ Leakage inductance ในการดิซชาร์จตัวเก็บประจุของสวิตซ์ตัวนั้นและซาร์จสวิตซ์อีกตัวที่อยู่ในกึ่งเดียวกัน โดยการดิซชาร์จนี้จะเกิดในช่วงการฟรีวีล กระแสและแรงดันในด้านปฐมภูมิจะแสดงดังรูปที่ 2.27 b S3 และ D2 จะนำกระแสหลัง S4 Turn off ภายใต้อุณหภูมิฮาร์ดสวิตซ์ โดยจะเกิดความสูญเสียปริมาณเล็กน้อย เนื่องจาก C4 จะประพุดิตตัวคล้ายกับ Turn off snubber ต่อมา S3 จะถูก Turn off ในลักษณะคล้ายกับ S4 โดยกระแสปฐมภูมิถูกซาร์จเข้า C3 และ C1 จะดิซชาร์จออกมา และเกิดฟรีวีลครั้งที่ D1 และ D2 หลังจาก D1 หยุดนำกระแส S1,S2 จะ Turn on ในสภาวะ ZCS ได้และแทบจะไม่มีแรงดันตกคร่อมตัวมัน อย่างไรก็ตาม S1,S2 จะสามารถ Turn on ในสภาวะ ZVS ได้เมื่อพลังที่สะสมอยู่ใน Leakage inductance มากกว่า พลังงานที่สะสมอยู่ใน C1,C2 ดังนั้น C1,C2 จะดิซชาร์จอย่างสมบูรณ์ ก่อน S1,S2 จะนำกระแส

ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS คือ จะเกิดกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตซ์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวีลซึ่ง ทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์

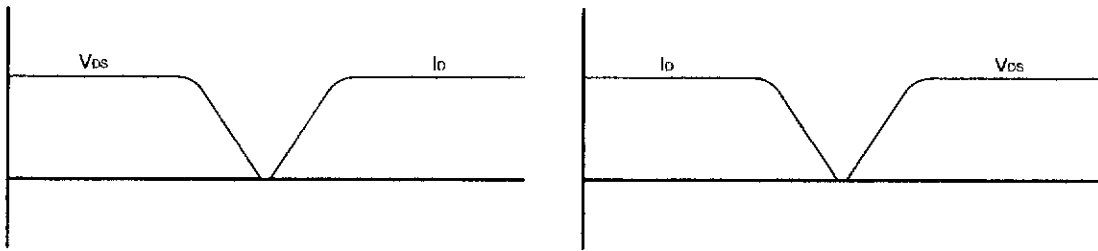
### 2.6.3 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

มีหลักการการทำงานคล้ายกับ คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS แต่ว่าจะลดช่วงเวลาในการฟรีวีลลง โดยในสภาวะ Turn on จะเกิด ZVZCS ทั้งกึ่งหน้าและกึ่งหลัง และเกิด ZCS ในขณะที่ Turn off ที่กึ่งหลัง โดยเป็นผลมาจากการกลับขั้วของแรงดันที่ Leakage inductance ทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตซ์ตกลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะสั่ง Turn off ลักษณะการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ แสดงดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.27 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 ลักษณะการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

- วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ที่กึ่งหลังได้ โดยใช้ตัวเก็บประจุ  $C_b$  และสวิตช์  $S_b$  ต่อเข้าไปที่ด้านทุติยภูมิดังรูปที่ 2.29 ซึ่งเรียกว่า Active clamping ทำให้กระแสปฐมภูมิตกลงเป็นศูนย์ โดย  $C_b$  จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสไปให้โหลดในช่วงที่กระแสด้านปฐมภูมิฟรีลอยู่

ข้อเสียคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ คือต้องใช้สวิตช์เพิ่มและต้องมีชุดควบคุมเพิ่มเพื่อใช้กับชุด Active clamping จึงทำให้ต้นทุนสูงขึ้น

- วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบ อิมตัว

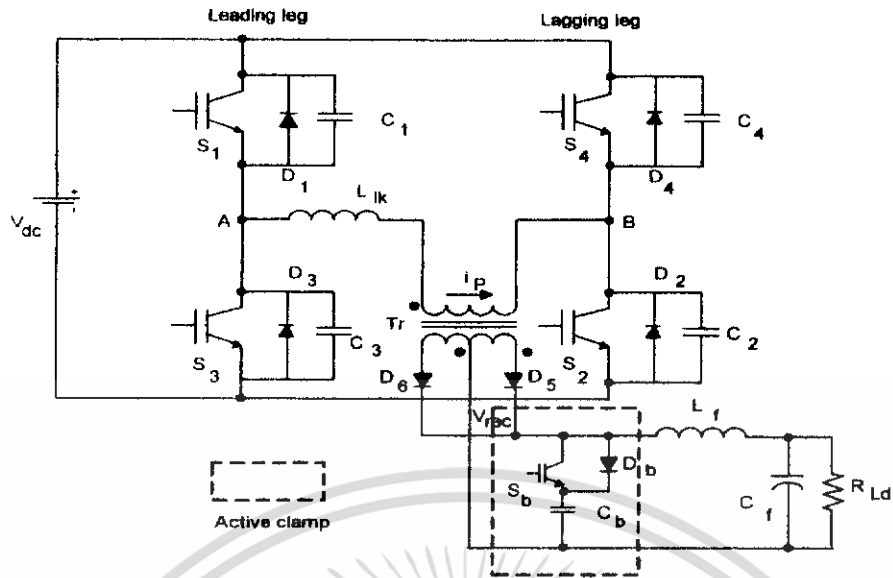
คอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ขณะ Turn off ที่กึ่งหลังได้ โดยการต่อ DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมตัวขนาดเล็กเข้าไปดังรูปที่ 2.30 โดยในช่วงฟรีล กระแสด้านปฐมภูมิจะลดลงเป็นศูนย์ได้โดยอาศัยแรงดันของ DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมตัว

ข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ คือ

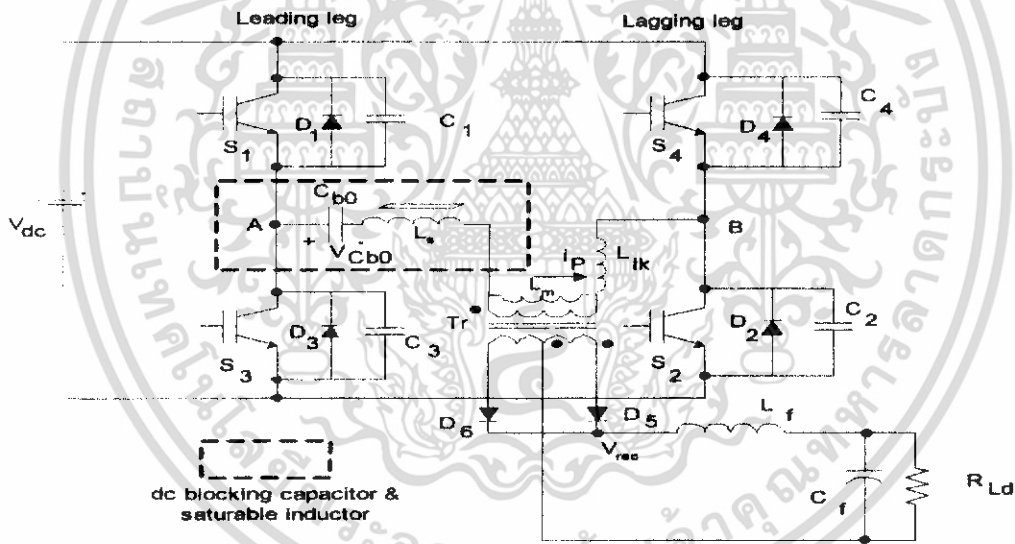
- 1 การใช้ DC-blocking capacitor จะทำให้เกิด Voltage Drop ขึ้น
- 2 การใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมตัวจะทำให้ เกิดปัญหาคือทำให้ Duty Cycle ลดลง และเกิด Core Loss มาก
- 3 หาก Leakage inductance มีค่ามากเกินไปจะทำให้ช่วงเวลาการลดของ กระแสด้านปฐมภูมิกินเวลานานขึ้น

- วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

การต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ แสดงรูปที่ 2.31 โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ขณะ Turn off ที่กึ่งหลัง และลดกระแสเฟืองที่เอาท์พุทได้ อีกทั้งยังเกิด ZVZCS ขณะ Turn on ทั้งกึ่งหน้าและกึ่งหลังเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS โดยกระแสที่ซาร์จและดิสซาร์จ  $C_b$  จะขึ้นอยู่กับสภาวะของโหลด

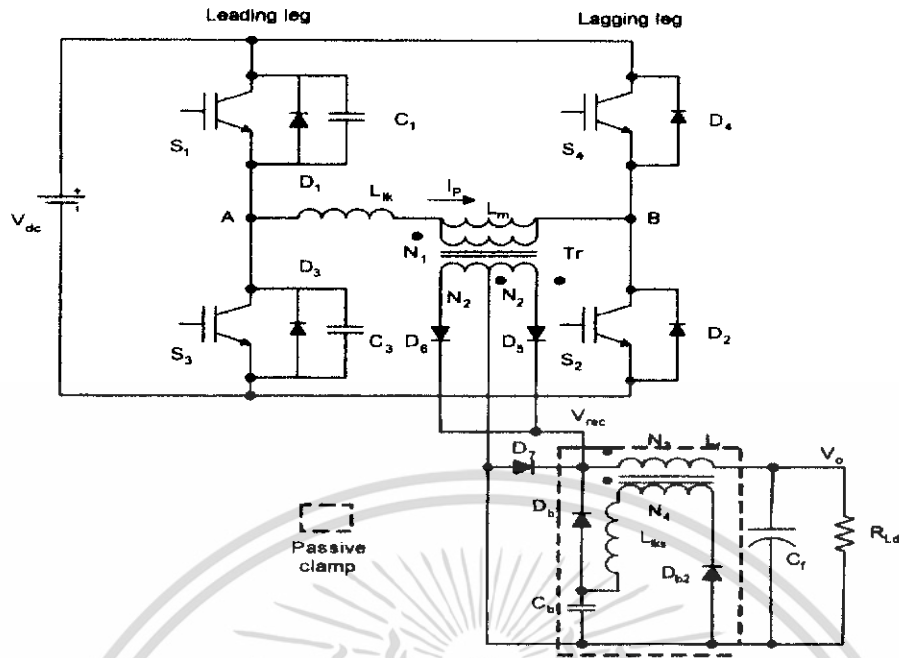


รูปที่ 2.29 วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ



รูปที่ 2.30 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิ่มตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ดสวิตชิง, ZVS และ ZVZCS

เทคนิคการสวิตช์	ข้อดี	ข้อเสีย
ฮาร์ดสวิตชิง	1. ได้พิกัดกำลังเอาท์พุทมาก	1. เกิดกำลังการสูญเสียที่อุปกรณ์การสวิตช์ 2. อุปกรณ์ต้องทนพิกัดสูง 3. ส่วนการระบายความร้อนมีขนาดใหญ่ 4. ต้นทุนรวมสูง
ZVS	1. ลดกำลังการสูญเสียขณะ turn on สวิตช์ได้ 2. ราคาต้นทุนต่ำกว่าแบบฮาร์ดสวิตชิง	1. ไม่สามารถลดกำลังการสูญเสียขณะ turn off ได้ 2. กระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวิลลิ่งจะมีค่าสูง
ZVZCS	1. ลดกำลังการสูญเสียได้ทั้งขณะ Turn on และ Turn off	1. วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	<p>ทำให้ได้ประสิทธิภาพสูง</p> <p>2. ส่วนระบายความร้อนมีขนาดเล็ก</p> <p>3. ต้นทุนผลิตต่ำ</p> <p>4. มีเทคนิคการสวิตช์หลายรูปแบบให้เลือกใช้ให้เหมาะสมกับลักษณะงาน</p>	
--	--	--

วงจร ZVZCS แบบต่างๆ จะมีข้อดีที่คล้ายคลึงกันดังตารางที่ 2.1 แต่จะมีข้อบกพร่องที่แตกต่างกัน ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบ ZVZCS แต่ละแบบ

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ
<p>1. ต้องใช้สวิตช์เพิ่มและต้องมีชุดควบคุมเพิ่มเพื่อใช้กับชุด Active clamping จึงทำให้ต้นทุนสูงขึ้น</p>	<p>1. ต้องใช้ DC-blocking capacitor ทำให้เกิด Voltage Drop</p> <p>2. การใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัวจะทำให้เกิดปัญหาคือทำให้ Duty Cycle ลดลงและเกิด Core Loss มาก</p> <p>3. หาก Leakage inductance มีค่ามากเกินไปจะทำให้ช่วงเวลาการลดของกระแสด้านปฐมภูมิกินเวลานานขึ้น</p>	<p>1. ต้องมีการเพิ่มหม้อแปลงช่วยอีกตัวหนึ่งเข้าไปในวงจร</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อดี-ข้อเสียต่างๆข้างต้น พวกเราจึงเลือกที่จะทำ ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

สรุปแล้วในการออกแบบวงจรตีชัตตีสี่คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ผู้ออกแบบจำเป็นจะต้องมีความรู้ความเข้าใจในเนื้อหาทฤษฎีข้างต้นเป็นอย่างดี ซึ่งหลักๆแล้วจะเน้นเกี่ยวกับ การขับอุปกรณ์สวิตซ์ การทำงานของหม้อแปลงความถี่สูง วงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรสับเบอ์ การระบายความร้อน แล้วจึงเลือกชนิดของตีชัตตีสี่คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ว่าจะใช้แบบใด โดยนำทฤษฎีต่างๆข้างต้น มาช่วยในการวิเคราะห์ด้วย โดยในที่นี้ พวกเราเลือก ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ โดยพิจารณาจากการวิเคราะห์ข้อดี-ข้อเสีย ของ ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ แบบต่างๆ ซึ่งจะกล่าวหลักการทำงานโดยละเอียดของ ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ ไว้ในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบและการสร้าง

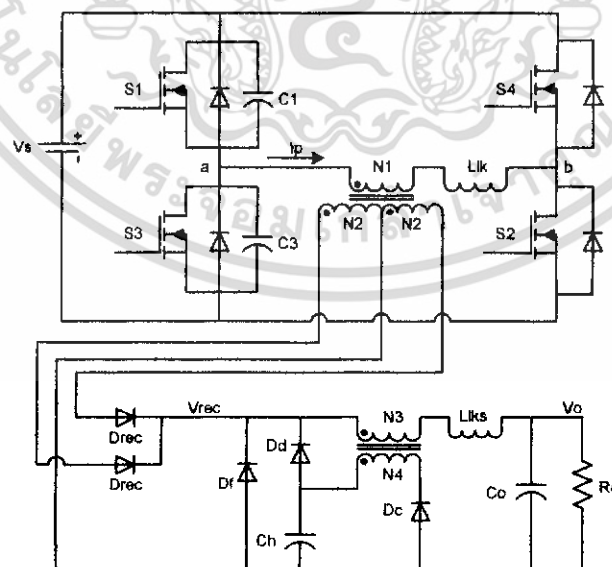
ในบทนี้จะทำการอธิบายหลักการทำงานของ วงจรตีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิอย่างละเอียด รวมถึงวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรนี้, การเลือกอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพื่อนำไปใช้ในวงจรกำลัง และการออกแบบวงจรควบคุมในการสัญญาณควบคุมแบบขั้นบันไดหรือแบบเลื่อนเฟสโดยใช้ IC เบอร์ UC3879N

#### 3.1 หลักการทำงานของ วงจรตีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

จากเทคนิคดังกล่าวจึงได้มีการสร้างวงจรตีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ขึ้นมา โดยวงจรเป็นดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรตีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์มีหลักการทำงานคือเปลี่ยนไฟกระแสตรง ขาเข้าไปเป็นไฟกระแสสลับ โดย สวิตช์ 4 ตัวคือ S1,S2,S3,S4 ทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์ จากนั้นผ่านหม้อแปลงและไดโอดเพื่อกรองกระแสสลับเป็นกระแสตรงขาออก นำไปจ่ายโหลดต่อไป

DC input → AC → DC output

ในการวิเคราะห์การทำงาน เราจะสมมติว่าอุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ โดยจะแบ่งเป็น 8 โหมดในช่วงครึ่งไซเคิล การทำงานในแต่ละโหมดจะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยหากเป็นโหลดเบา โดยในขั้นแรกเราจะถือว่าคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่โหลดเต็มพิกัด



รูปที่ 3.1 วงจรตีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานในแต่ละโหมดจะเป็นดังนี้

โหมด1 (T0-T1): turn on S2 และ แรงดันขาเข้าจะถูกป้อนมายัง leakage inductance  $L_{LK}$  กระแสต้านป้อนภูมิ  $I_p$  จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น ตามสมการที่ (3.1) และรูปที่ 3.2

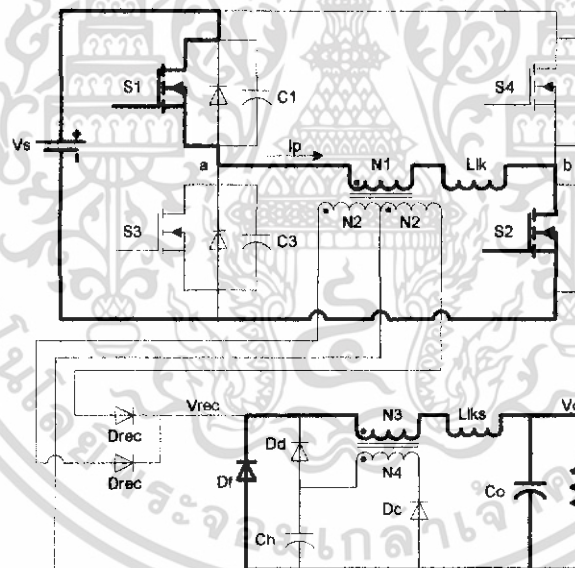
$$I_p(t) = \frac{V_s}{L_{LK}} t \quad (3.1)$$

โหมด2 (T1-T2): S1 และ S2 นำไฟฟ้า ทำให้กำลังถูกส่งผ่านไปยังด้านทุติยภูมิ holding capacitor  $C_h$  จะถูกชาร์จ ผ่านทางขดลวด auxiliary และ Dc โดยแรงดันและกระแสของ  $C_h$  จะเป็นไปตามสมการที่ (3.2) และ (3.3) และรูปที่ 3.3

$$V_{ch}(t) = \frac{V_H}{2} [1 - \cos(\omega_s t)] \quad (3.2)$$

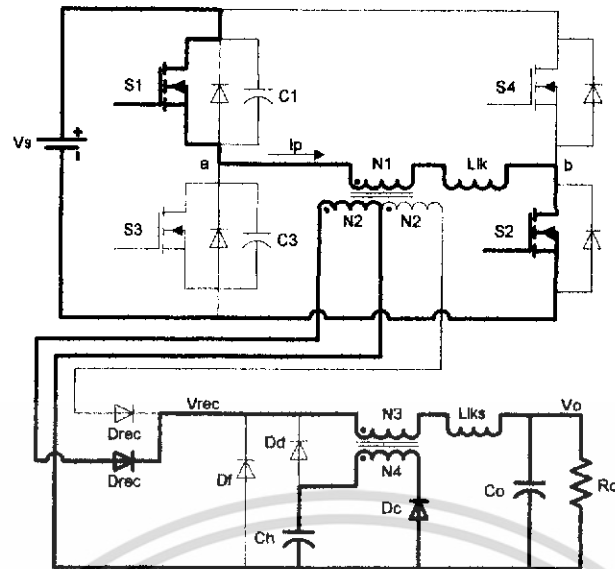
$$I_{ch}(t) = -\frac{V_H}{2} \sqrt{\frac{C_h}{L_{Lks}}} \sin(\omega_s t) \quad (3.3)$$

โดย  $n = \frac{N_1}{N_2}$ ,  $m = \frac{N_3}{N_4}$ ,  $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{Lks} C_h}}$ ,  $V_H = \frac{2}{m} \left( \frac{V_s}{n} - V_o \right)$



รูปที่ 3.2 การทำงานในโหมด1 (Turn on S2)

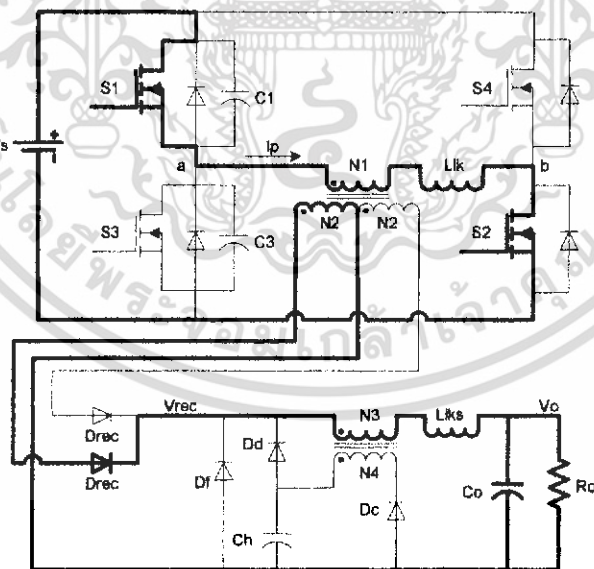
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 การทำงานในโหมด2 (ชาร์จ  $C_n$ )

$C_n$  จะถูกชาร์จจนแรงดันเพิ่มขึ้นไปจนถึงค่า  $V_n$  ส่วนกระแสที่  $C_n$  จะมีค่าลดลงเรื่อยๆ

โหมด3 (T2-T3): เมื่อกระแสที่ผ่าน  $C_n$  และ  $D_c$  ลดลงจนเป็นศูนย์  $D_c$  จะ turn off โดยแรงดันที่  $C_n$  ยังคงมีประจุจากโหมด 2 อยู่ และกระแสด้านปฐมภูมิ จะยังคงถ่ายโอนพลังงานให้ด้านเอาต์พุต ต่อไป ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 การทำงานในโหมด3 ( $D_c$  turn off)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมด4 (T3-T4): S1 จะ turn off ที่เวลา T3 กระแสด้านปฐมภูมิจะซาร์จเข้า C1 และ C3 จะดิสซาร์จกระแสออกมา แรงดัน  $V_{ab}$  จะลดลงแบบเชิงเส้น ตามสมการที่ (3.4) และรูปที่ 3.5

$$V_{ab}(t) = \frac{I_o}{nC_{eq}}t \quad (3.4)$$

โดย  $C_{eq} = C_1 + C_2$

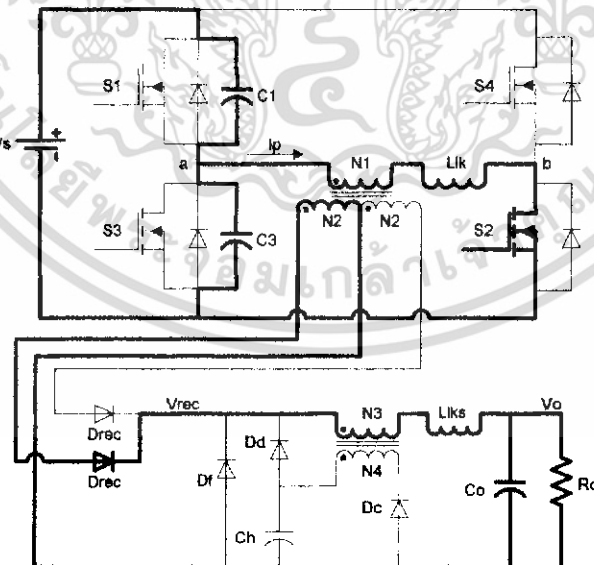
และ แรงดัน  $V_{rec}$  จะลดลงด้วยอัตราเดียวกัน จนเท่ากับแรงดันของ  $C_h$

โหมด5 (T4-T5): เมื่อ  $V_{rec}$  เท่ากับ  $V_H$  แล้ว ไดโอด Dd จะ turn on ดังนั้น  $V_{rec}$  จะคงค่าแรงดันไว้เท่ากับ  $V_H$  แรงดันด้านปฐมภูมิ ของหม้อแปลงจะลดลงด้วยอัตราเดิม จนกระทั่งเป็นศูนย์ ในขณะที่  $V_{rec}$  จะลดลงอย่างช้าๆตาม  $V_H$  โดยในโหมดนี้  $V_{rec}$  จะสามารถพิจารณาว่าคงที่ได้ เพราะมันลดลงน้อยมากเมื่อเทียบกับ แรงดันด้านปฐมภูมิ ความต่างระหว่างแรงดันด้านปฐมภูมิ กับแรงดันสะท้อนจากด้านทุติยภูมิ จะถูกส่งไปยัง  $L_{LK}$  ค่าของกระแสและแรงดันด้านปฐมภูมิ จะลดลงตามสมการที่ (3.5) และ (3.6) และรูปที่ 3.6

$$I_p(t) = \frac{I_o}{n} \cos(\omega_b t) \quad (3.5)$$

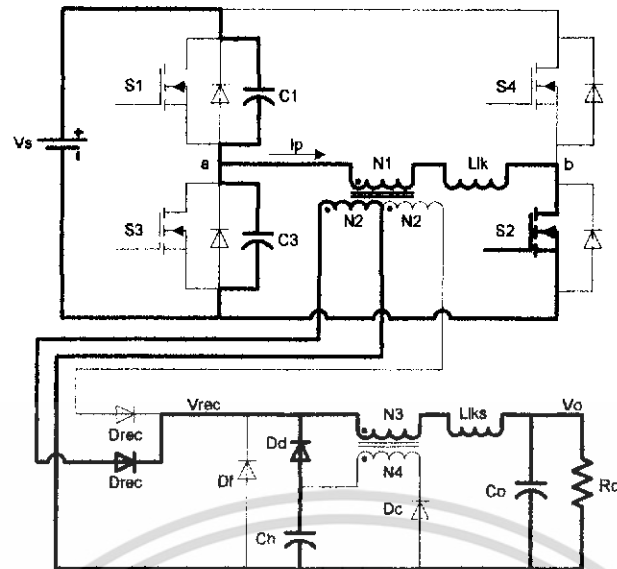
$$V_{ab}(t) = V_H - \frac{I_o}{nC_{eq}\omega_b} \sin(\omega_b t) \quad (3.6)$$

โดย  $\omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_{LK}C_{eq}}}$



รูปที่ 3.5 การทำงานในโหมด4 (Turn off S1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 การทำงานในโหมด 5 ( $C_n$  ดิสชาร์จ)

โหมด 6 (T5-T6):  $C_1$  จะถูกชาร์จจนเต็ม ส่วน  $C_3$  จะดิสชาร์จโดยสมบูรณ์ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากแหล่งจ่าย แต่กระแสจะยังคงไหลต่อโดยการฟรีวีลผ่านไดโอดที่คร่อม  $S_3$  อยู่  $S_3$  จะถูก turn on ด้วยแรงดันศูนย์ (ZVS) แรงดันสะท้อนจากด้านทุติยภูมิทั้งหมดจะถูกส่งไปยัง  $L_{LK}$  ทำให้กระแสปฐมภูมิ ลดลงอย่างรวดเร็ว ตามสมการที่ (3.7) และรูปที่ 3.7

$$i_p(t) = \frac{I_o}{n} \cos(\omega_b t_{m5}) - \frac{nV_H}{Z_c} \sin(\omega_c t) \quad (3.7)$$

$$\text{โดย } \omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{LK} C_h}}, t_{m5} = T5-T4, Z_c = n \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_h}}$$

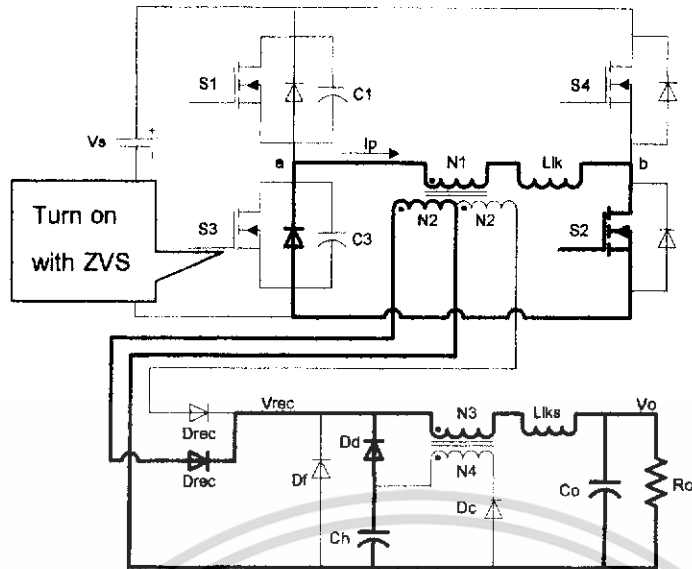
แรงดัน  $V_{rec}$  จะลดลงตามสมการที่ (3.8)

$$V_{rec}(t) = V_H \cos(\omega_c t) \quad (3.8)$$

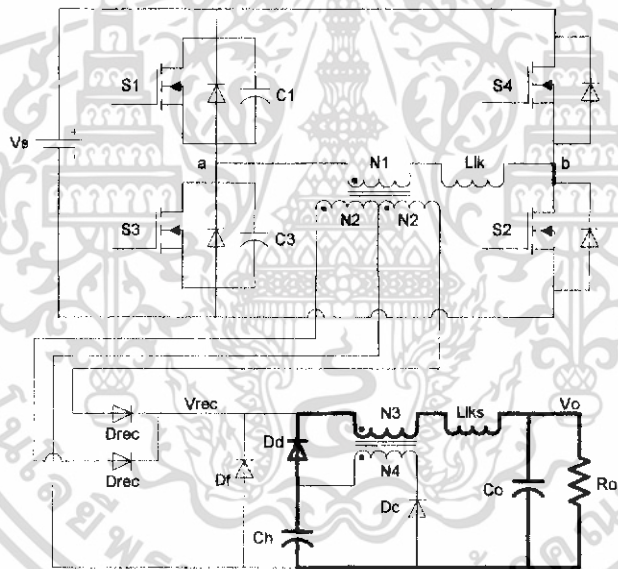
โหมด 7 (T6-T7): กระแสปฐมภูมิจะลดลงจนเป็นศูนย์ ไดโอด  $D_{rec}$  จะ turn off และ  $C_h$  จะเป็นตัวจ่ายกระแสไหลทั้งหมด ดังนั้นแรงดัน  $V_{rec}$  จะลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งเป็นศูนย์ ตามสมการที่ (3.9) และรูปที่ 3.8

$$V_{rec}(t) = V_H \cos(\omega_c t_{m6}) - \frac{I_o}{C_h} t \quad (3.9)$$

$$\text{โดย } t_{m6} = T6-T5$$



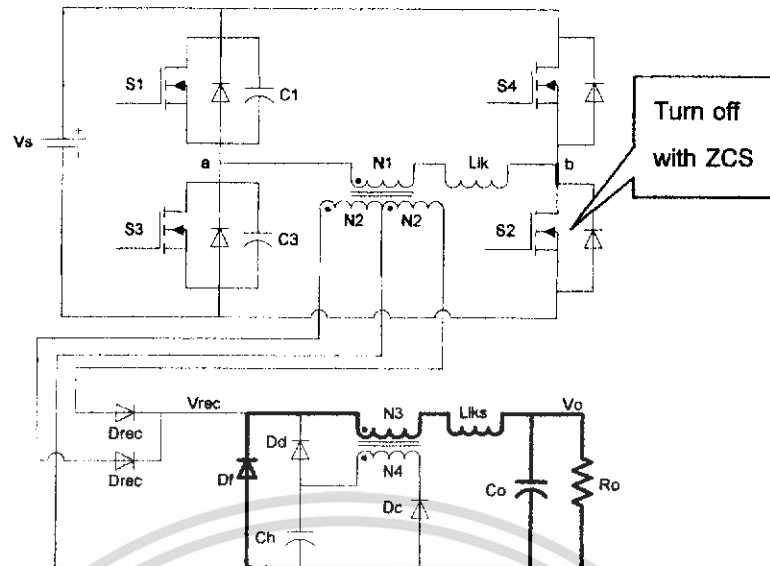
รูปที่ 3.7 การทำงานในโหมด 6 ( $I_p$  ฟรีวิลผ่านไดโอดที่คร่อม S3)



รูปที่ 3.8 การทำงานในโหมด 7 ( $I_p$  ลดลงเป็นศูนย์)

โหมด 8 (T7-T9):  $C_n$  จะดีสชาร์จโดยสมบูรณ์ กระแสไหลลงจะฟรีวิล ผ่าน ไดโอด Df และที่เวลา T8 S2 จะ turn off ด้วยกระแสศูนย์ (ZCS) ดังรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 การทำงานในโหมด 8 (turn off S2)

กรณีไหลดเบา : ในตอนท้ายโหมดที่ 7 แรงดันที่  $C_h$  จะไม่ลดลงจนเป็นศูนย์ และกระแสของ  $C_h$  จะจ่ายกระแสไหลต่ออย่างต่อเนื่องจนถึง  $T_9$  โดย  $C_h$  จะไม่คายประจุโดยสมบูรณ์ กระแส  $i_{ch}$  จะเป็นไปตามสมการที่ (3.10)

$$i_{ch}(t) = -\frac{V_H^*}{2} \sqrt{\frac{C_h}{L_{lks}}} \sin(\omega_e t) \quad (3.10)$$

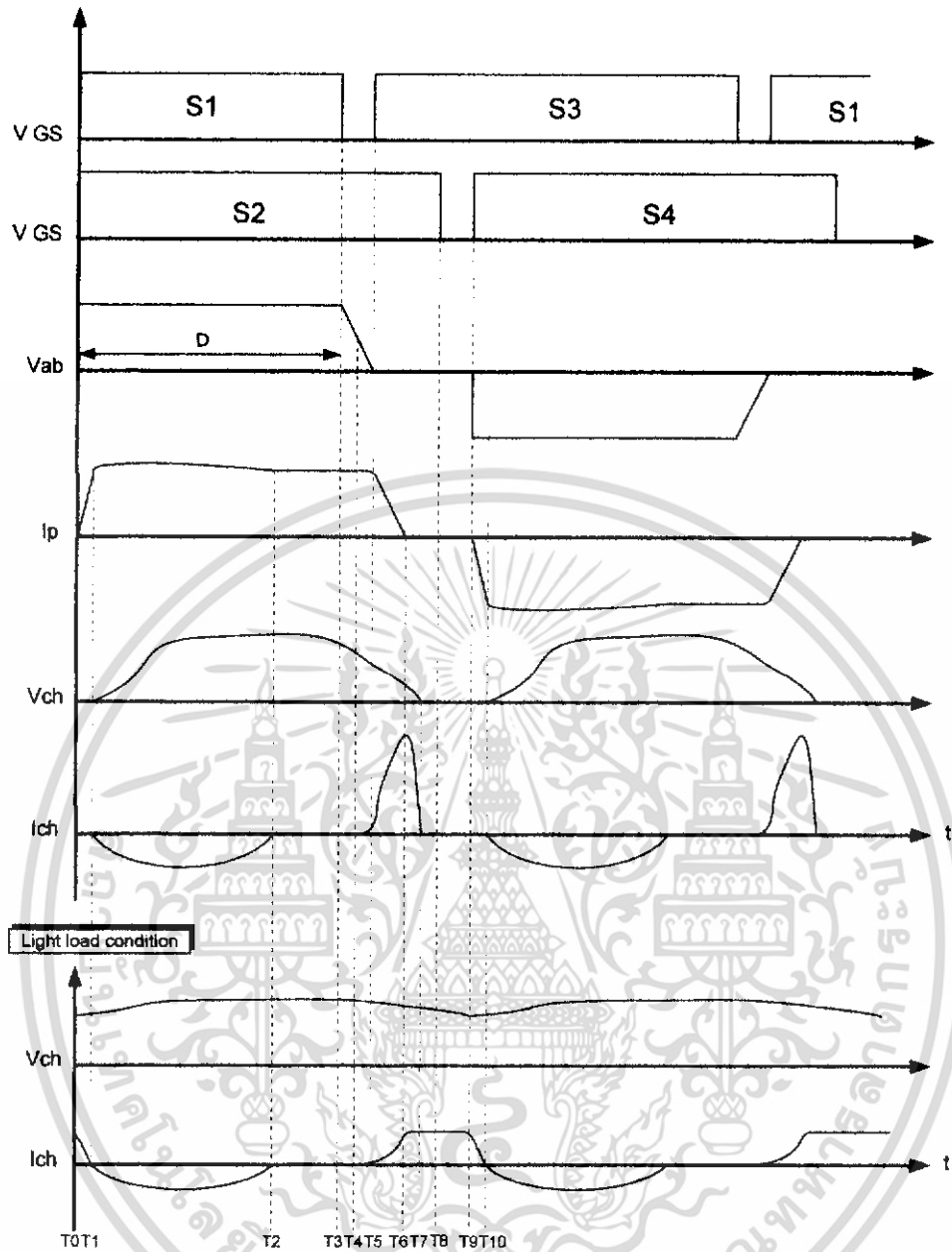
โดย 
$$V_H^* = \frac{2}{m} \left( \frac{V_s}{n} - V_o - \frac{V_{ch}^{min}}{2} \right)$$

และ  $V_{ch}^{min}$  คือแรงดันที่  $C_h$  ที่เวลา  $T_9$

ลักษณะของแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งต่างๆในแต่ละโหมดจะเป็นไปตามรูปที่ 3.10

ส่วนในอีกครึ่งไซเคิลลักษณะการทำงานจะเหมือนเดิม 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 ลักษณะของแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งต่างๆในแต่ละโหมด

### 3.2 การคำนวณและออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

คำนวณด้วยวิธี Area Product หรือ Ap Approach ดังนี้

#### 3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงหลัก

พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

$$B_m = 0.27T$$

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{1(\text{rms})} = 400\text{V} \quad E_{2(\text{rms})} = 100\text{V}$$

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

$$K_r = 1 \quad K_w = 0.3$$

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

$$\mu_r = 1$$

หาขนาดลวดทองแดงจากสมการ (3.11)

$$I = J \cdot a_{\text{wire}} \quad (3.11)$$

แทนค่าใน (3.11) จะได้  $a_1 = 4.6\text{mm}^2$  และ  $a_2 = 12\text{mm}^2$

จากผลของ Skin Effect ทำให้ต้องมีการตีเกลียวสายแทนการใช้แท่งตัวนำตัน โดยควรเลือกรัศมีของลวดทองแดงที่น้อยกว่าค่า Skin Depth

หาค่า Skin Depth จากสมการ (3.12)

$$\delta_{\text{skin}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu \cdot \omega}} \quad (3.12)$$

โดย  $\mu = \mu_0 \mu_r$  และ  $\omega = 2\pi f$

แทนค่าใน (3.12) จะได้  $\delta_{\text{skin}} = 0.25\text{mm}$ .

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

เลือกขนาดสายทองแดงเบอร์ SWG28 = 0.111mm<sup>2</sup>

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

$$n_2 = \frac{12}{0.111} = 109$$
เส้น

หาค่า  $A_p$  จากสมการ (3.13)

$$A_p = A_c A_w = \frac{[E_1 I_1 + 2E_2 I_2]}{4JK_r K_w B_m f} \quad (3.13)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.13) 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 (3.14)

$$N_1 = \frac{E_1}{4K_r A_c B_m f}, N_2 = \frac{E_2}{4K_r A_c B_m f} \quad (3.14)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.14) จะได้  $N_1 = 16$ รอบ  $N_2 = 4$ รอบ

ตรวจสอบ Window Area จากสมการที่ (3.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_w = \frac{N_1 a_1 + 2N_2 a_2}{K_w} \quad (3.15)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.15) จะได้  $A_w = 565.33 \text{mm}^2$  แสดงว่าสามารถพันขดลวดลงได้กับแกนเบอร์ EE80

$$L_{\text{avg}} / \text{รอบ} = 125 \text{mm.}$$

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

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

หาความต้านทานของขดลวดจากสมการที่ (3.16)

$$R = \frac{\rho \cdot L}{a} \quad (3.16)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.16) จะได้  $R_1 = 8.696 \times 10^{-3} \Omega$   $R_2 = 0.833 \times 10^{-3} \Omega$

หาค่าความสูญเสียในขดลวดจากสมการ (3.17)

$$P_{\text{cu}} = (I_1^2 \cdot R_1) + (I_2^2 \cdot R_2) \quad (3.17)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.17) จะได้  $P_{\text{cu}} = 2.78 \text{Watt}$

หาค่าความสูญเสียในแกนเหล็กจากสมการ (3.18)

$$P_{\text{core}} = 9.5623 \times 10^{-6} \cdot B_m^{2.22} \cdot f^{1.192} \left[ \frac{\text{Watt}}{\text{g}} \right] \quad (3.18)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.18) จะได้  $P_{\text{core}} = 0.188 \left[ \frac{\text{Watt}}{\text{g}} \right]$

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

### 3.2.2 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงช่วย

พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

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

$$f_s = 120 \text{kHz}$$

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

$$I_{1(\text{rms})} = 32.075 \text{A}$$

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

$$E_{1(\text{rms})} = 70 \text{V}$$

$$E_{2(\text{rms})} = 62.33 \text{V}$$

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

$$K_f = 1$$

$$K_w = 0.3$$

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

$$\mu_r = 1$$

หาขนาดลวดทองแดงจากสมการ (3.11)

$$\text{จะได้ } a_1 = 12 \text{mm.}^2 \text{ และ } a_2 = 1.67 \text{mm.}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า Skin Depth จากสมการ (3.12)

จะได้  $\delta_{\text{skin}} = 0.177\text{mm.}$

$$a_{\delta} = \pi r^2 = 0.099\text{mm.}^2$$

เลือกขนาดสายทองแดงเบอร์ SWG28 = 0.111mm.<sup>2</sup>

หาจำนวนสายตีเกลียว  $n_1 = \frac{4.6}{0.111} = 109\text{เส้น}$

$$n_2 = \frac{12}{0.111} = 15\text{เส้น}$$

หาค่า  $A_p$  จากสมการ (3.19)

$$A_p = A_c A_w = \frac{[E_1 I_1 + E_2 I_2]}{4JK_f K_w B_m f} \quad (3.19)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.19) จะได้  $A_p = 20.57 \times 10^{-9}$

เลือกแกนให้มีค่า  $A_p$  สูงกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือกแกนเบอร์ EE55A

โดยมีค่า  $A_w = 375.55\text{mm.}^2$   $A_c = 361.2\text{mm.}^2$

หาจำนวนรอบจากสมการที่ (3.14)

จะได้  $N_1 = 2\text{รอบ}$   $N_2 = 2\text{รอบ}$

ตรวจสอบ Window Area จากสมการที่ (3.20)

$$A_w = \frac{N_1 a_1 + N_2 a_2}{K_w} \quad (3.20)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.20) จะได้  $A_w = 91.13\text{mm.}^2$  แสดงว่าสามารถพันขดลวดลงได้กับแกนเบอร์ EE55A

$$L_{\text{avg}} / \text{รอบ} = 96\text{mm.}$$

$$L_1 = 2 \times 96 = 192\text{mm.}$$

$$L_2 = 2 \times 96 = 192\text{mm.}$$

หาความต้านทานของขดลวดจากสมการที่ (3.16)

จะได้  $R_1 = 0.32 \times 10^{-3} \Omega$   $R_2 = 2.3 \times 10^{-3} \Omega$

หาค่าความสูญเสียในขดลวดจากสมการ (3.17)

จะได้  $P_{\text{cu}} = 0.34\text{Watt}$

หาค่าความสูญเสียในแกนเหล็กจากสมการ (3.18)

จะได้  $P_{\text{core}} = 0.43 \left[ \frac{\text{Watt}}{\text{g}} \right]$

แกน EE55A น้ก 218 g ดังนั้น  $P_{\text{core}} = 93.74\text{Watt}$

### 3.3 วงจรกำลัง

จากทฤษฎีการทำงานของวงจรตีชิตูตีชิตอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ได้นำมาสร้างเป็นวงจรดังรูปที่ 3.11

จากรูปที่ 3.11 จะเห็นว่ามีการใส่ RC snubber 3 ชุดเข้าไปในวงจรที่ Drec1, Drec2 และ Df ตัวละชุด เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมไดโอดเร็วเกินไป และตัด C1และC3 ออกไปเนื่องจากภายในตัวมอสเฟต จะมีความจุไฟฟ้าแฝงอยู่แล้ว

ในขั้นแรกได้ทำการจำลอง โดย Pspice เพื่อหาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแสของไดโอดและมอสเฟต โดยกำหนดค่าพิกัดของคอนเวอร์เตอร์ ดังนี้

แรงดันขาเข้า : 0-300 V      แรงดันขาออก : 0-40 V

กระแสโหลด : 20 A      กำลังไฟฟ้า : 800 W

จากรูปที่ 1 กำหนดค่า R และ C ดังนี้

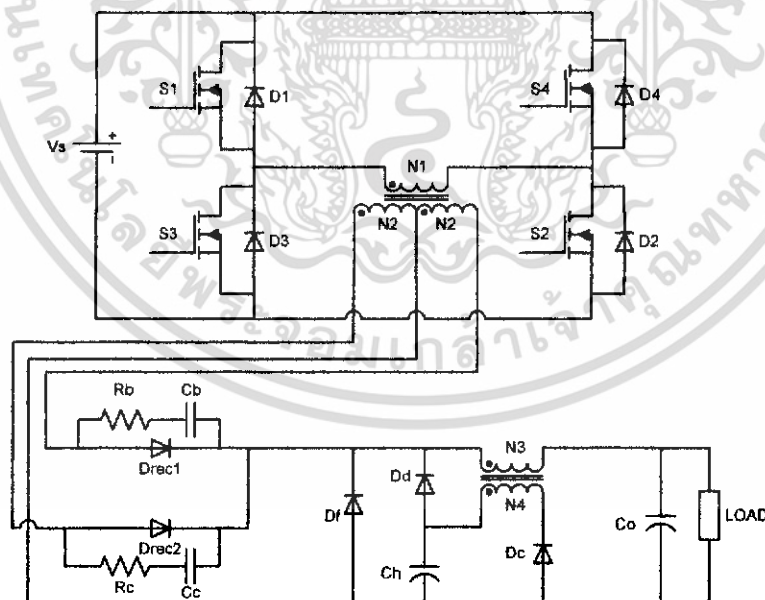
Rb , Rc : 30 ohm

Cb , Cc : 2.2 nF

Ch : 0.47 uF

Co : 1000 uF

LOAD : 20 A



รูปที่ 3.11 วงจรตีชิตูตีชิตอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์สำหรับนำไปสร้างจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณและออกแบบหม้อแปลงจะได้ค่าดังนี้

หม้อแปลงหลัก : EE80  $N1:N2= 16:4$

หม้อแปลงช่วย : EE55A  $N3:N4= 2:2$

นำค่าต่างๆไปจำลอง และวัดค่าแรงดันและกระแสที่ไดโอดและมอสเฟตได้ค่าดังตารางที่ 3.1 เลือกอุปกรณ์โดยให้มีพิคตสูงกว่าค่าที่จำลองได้ หาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาดและราคาประหยัด ซึ่งจะได้ดังตารางที่ 3.2

### 3.4 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมได้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน คือ

1. ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง
2. ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส
3. ส่วนแยกกราวนด์

โดยจะแยกพิจารณาทีละส่วน ดังนี้

ตารางที่ 3.1 ค่าแรงดันและกระแสที่ไดโอดและมอสเฟตจากการจำลอง

	Vp	Vavg	Vrms	Ip	Iavg	Irms
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	1.6 A	5 A
Drec1-2	210 V	46 V	87 V	40 A	24 A	34 A
Df	76 V	46 V	52 V	7 uA	7.6 nA	1 uA
Dd	60 V	28 V	38 V	3.5 nA	0.8 A	1.5 A
Dc	48 V	17 V	28 V	2.2 A	0.8 A	1.3 A

ตารางที่ 3.2 เบอร์และพิคตของอุปกรณ์ที่เลือกใช้

	เบอร์	พิคตแรงดัน	พิคตกระแส
มอสเฟต	IRFP450LC	500 V	14 A
D1-D4	MUR3060PT	600 V	30 A
Drec1-2	60EPU04	400 V	60 A
Df	60EPU04	400 V	60 A
Dd	60EPU04	400 V	60 A
Dc	60EPU04	400 V	60 A

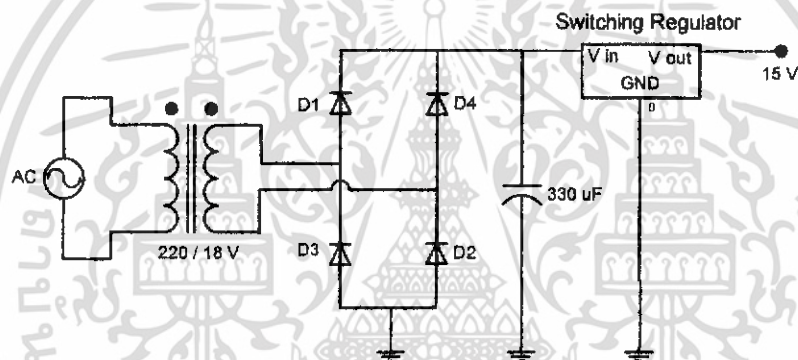
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1. ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง

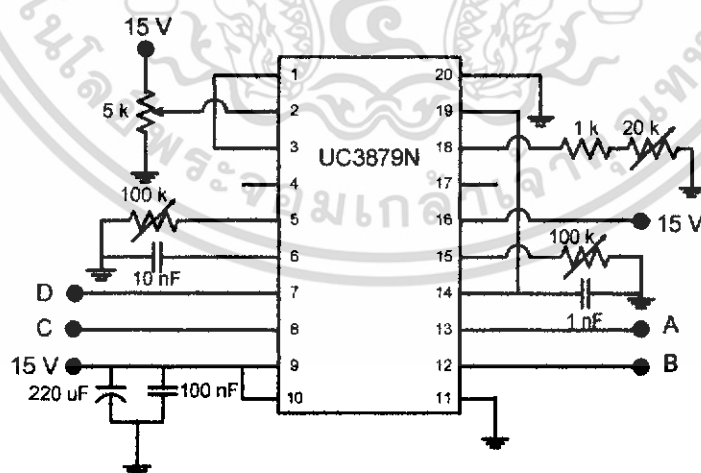
ในส่วนนี้ เราต้องการไฟกระแสตรง 15V ดังนั้นจึงใช้หม้อแปลง 220/18 V เปรียบกับไฟบ้าน จากนั้นนำไฟกระแสลับ 18V ไปผ่านบริดจ์ เพื่อเรียงกระแสโดยมี C ฟิลเตอร์ ขนาด 330  $\mu\text{F}$  ต่อขนานอยู่เพื่อกรองให้แรงดันเรียบ จากนั้นนำไปผ่านสวิตซ์ซึ่งเรกกูเลเตอร์ 15 V ซึ่งจะให้แรงดันออกมา 15V คงที่ เพื่อนำไปใช้ในส่วนต่างๆของวงจรต่อไป ดังรูปที่ 3.12

## 2. ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส

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

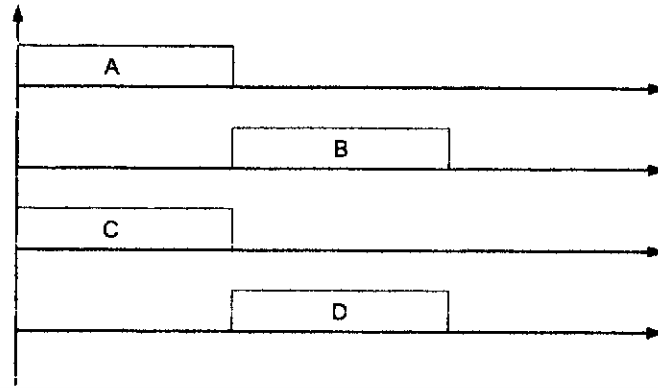


รูปที่ 3.12 วงจรจ่ายไฟเลี้ยง



รูปที่ 3.13 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 ลักษณะสัญญาณ A,B,C,D

เราจะนำสัญญาณ A,B,C,D นี้มาทำเป็นสัญญาณขึ้นบันไดเพื่อใช้ควบคุมมอสเฟตในวงจรกำลัง

เราจะนำสัญญาณ A มาควบคุม มอสเฟต S1      สัญญาณ B มาควบคุม มอสเฟต S3

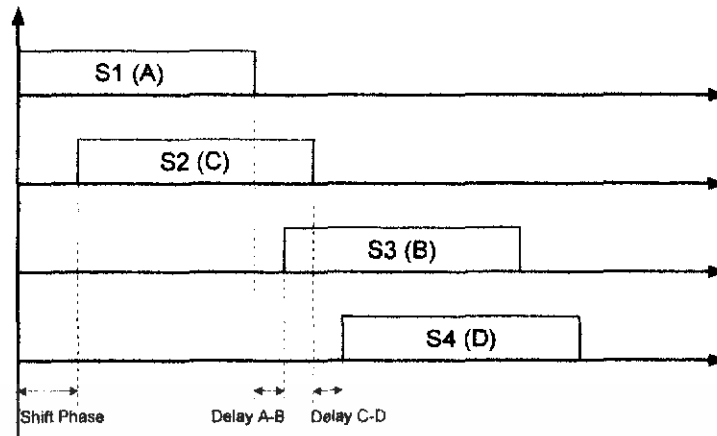
สัญญาณ C มาควบคุม มอสเฟต S2      สัญญาณ D มาควบคุม มอสเฟต S4

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

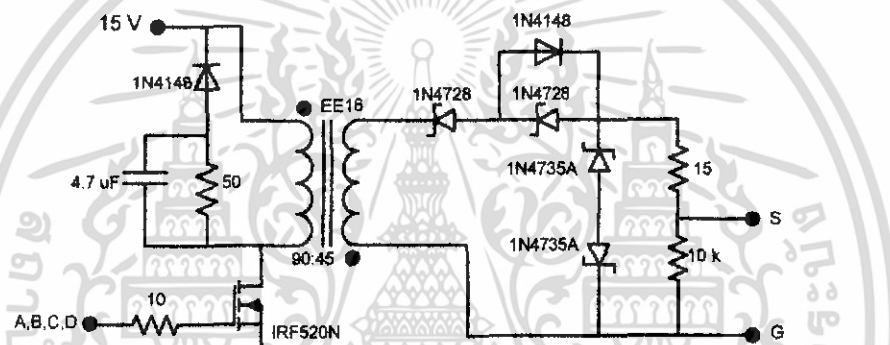
### 3. ส่วนแยกกราวนด์

สัญญาณควบคุมแบบขึ้นบันไดที่ได้จากส่วนที่ 2 นี้จะไม่สามารถนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตโดยตรงได้ เนื่องจากสัญญาณ A,B,C,D นี้จะมีการใช้กราวนด์ร่วมกันอยู่ดังนั้นหากนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตโดยตรงจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้น จึงจำเป็นที่จะต้องนำสัญญาณ A,B,C,D นี้มาผ่านส่วนแยกกราวนด์เสียก่อนแล้วจึงค่อยนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตต่อไป โดยวงจรที่ใช้แยกกราวนด์ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.16

สัญญาณ A,B,C,D จะนำมาใช้ควบคุมการ Turn on และ Turn off ของมอสเฟตทำให้เกิดแรงดันรูปสี่เหลี่ยมที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นผ่านชุดไดโอดและซีเนอร์ไดโอดทำให้ได้แรงดันรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่า +15V ถึง -15V เพื่อนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตในวงจรกำลังต่อไป



รูปที่ 3.15 ลักษณะสัญญาณขั้นบันไดที่ใช้ควบคุมมอสเฟตโดยสร้างจากสัญญาณ A,B,C,D



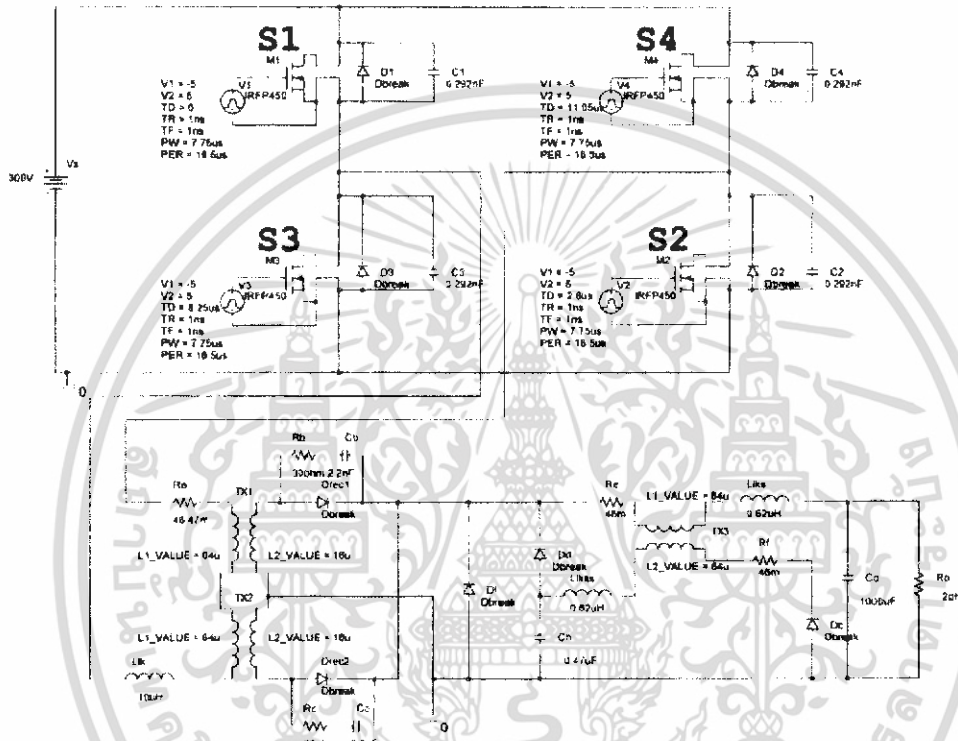
รูปที่ 3.16 วงจรแยกกราวนด์

โดยสรุปแล้วในบทนี้เราจะได้ศึกษาการทำงานในโหมดต่างๆของวงจรตีชิตูตีชิตีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ แล้วนำหลักการทำงานและทฤษฎีต่างๆ มาประกอบในการออกแบบวงจรในส่วนต่างๆ ของตีชิตูตีชิตีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ซึ่งผลจากการออกแบบได้แสดงไว้แล้วดังเนื้อหาข้างต้น

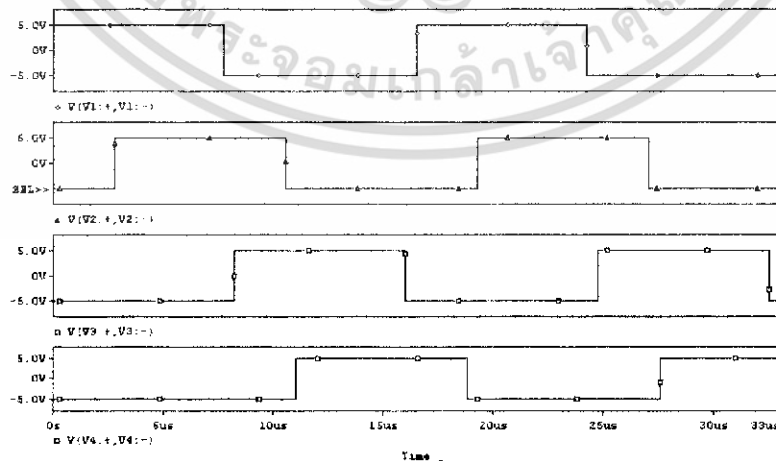
## บทที่ 4

### ผลจากการจำลองด้วย PSpice

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



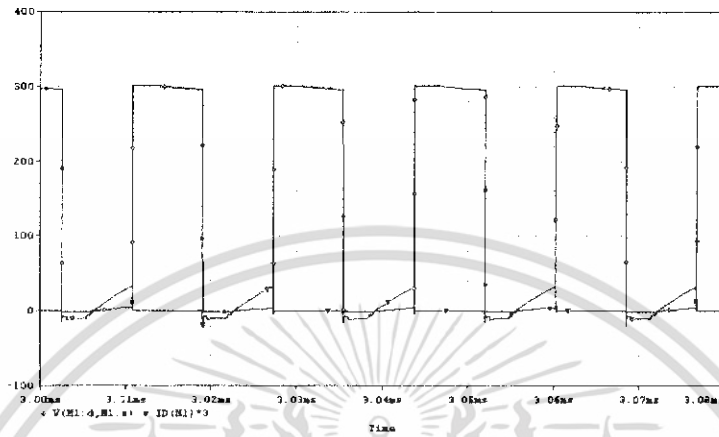
รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วย PSpice



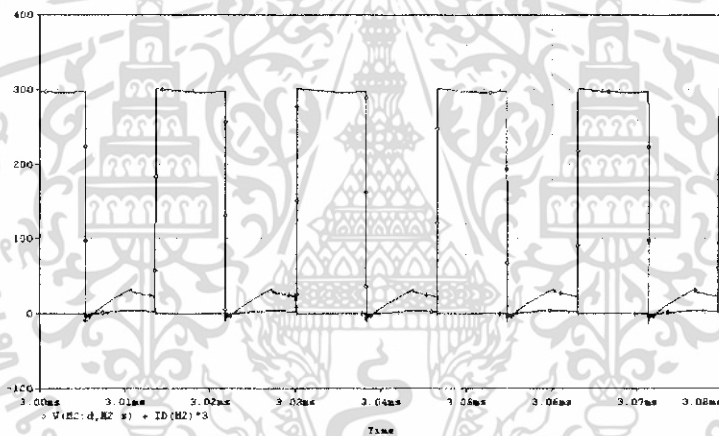
รูปที่ 4.2 สัญญาณควบคุมแบบขั้นบันไดจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

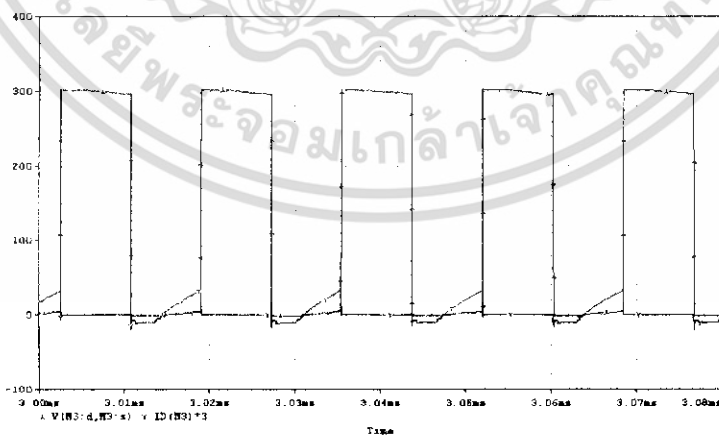
เมื่อทำการวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจะได้เป็นดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่า มอสเฟตตัวที่1และ3 จะมีรูปคลื่นเหมือนกัน และ มอสเฟตตัวที่2และ4 จะมีรูปคลื่นเหมือนกัน เนื่องจากสวิตช์ทางกึ่งซ้ายจะเกิด ZVS เหมือนกัน และสวิตช์ทางกึ่งขวาจะเกิด ZCS เหมือนกัน แต่ผลจากการจำลองจะเห็นลักษณะของ ZVZCS ไม่ค่อยชัดเจนนัก



(S1)

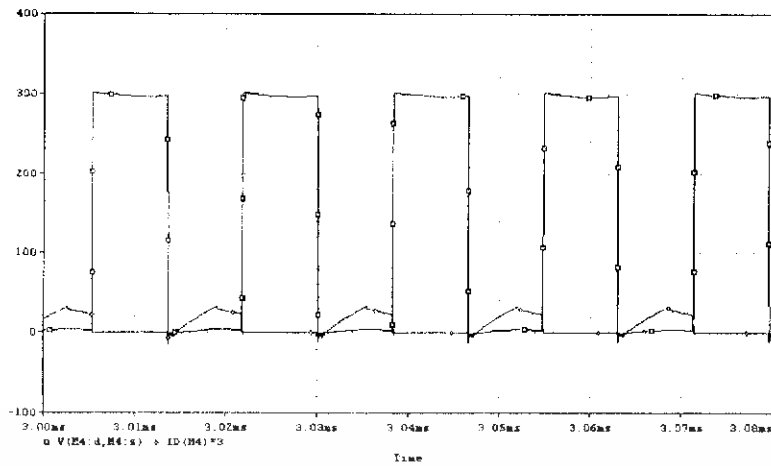


(S2)



(S3)

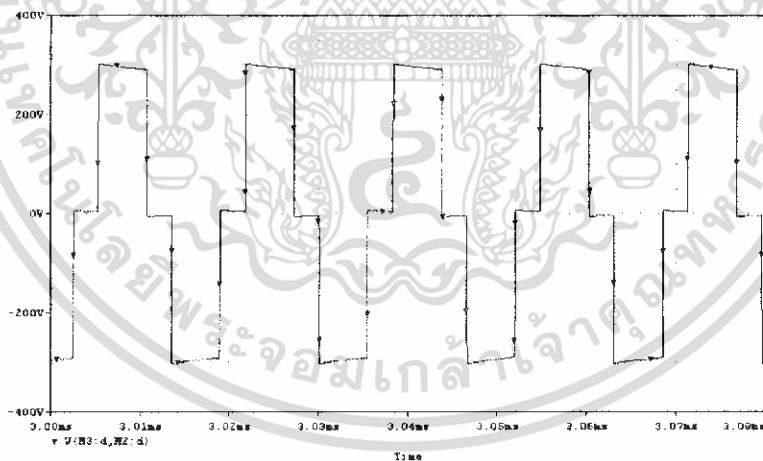
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(S4)

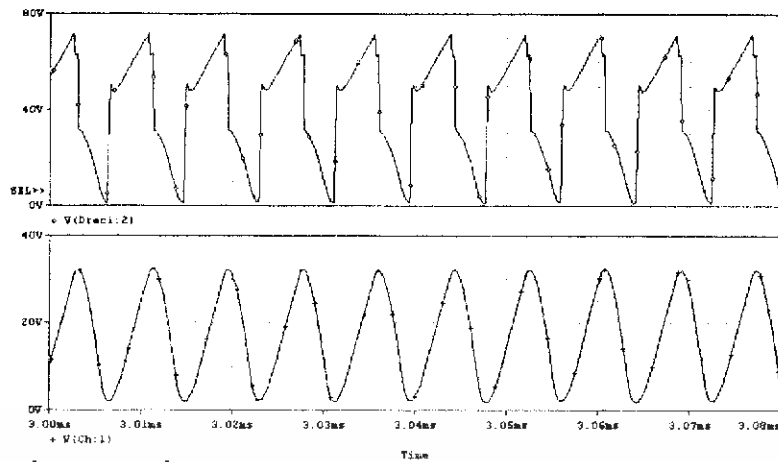
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจากการจำลอง

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

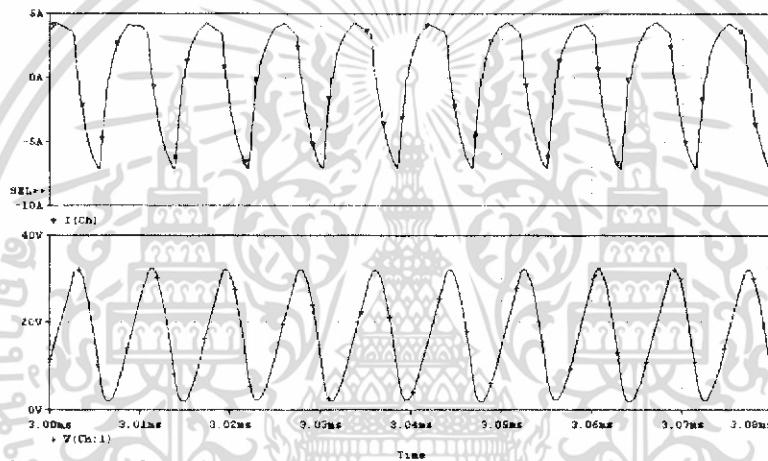


รูปที่ 4.4 รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากส่วนอินเวอร์เตอร์จากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

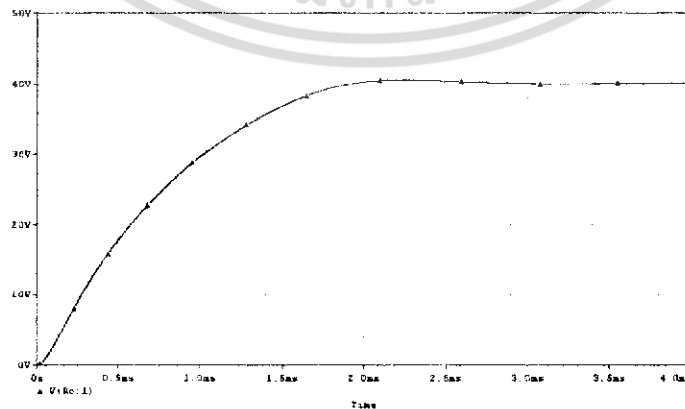


รูปที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง



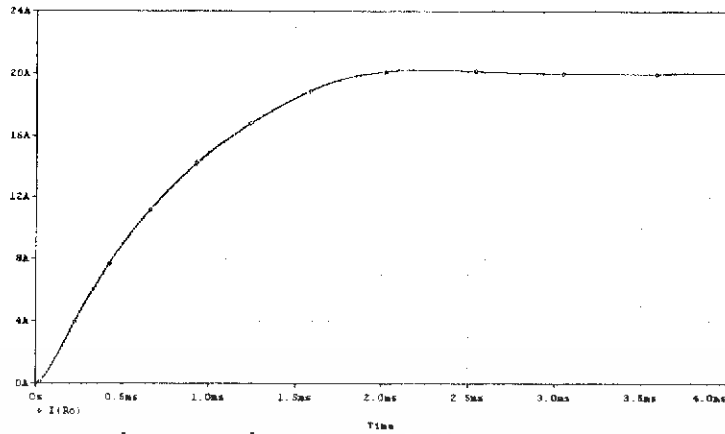
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง

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

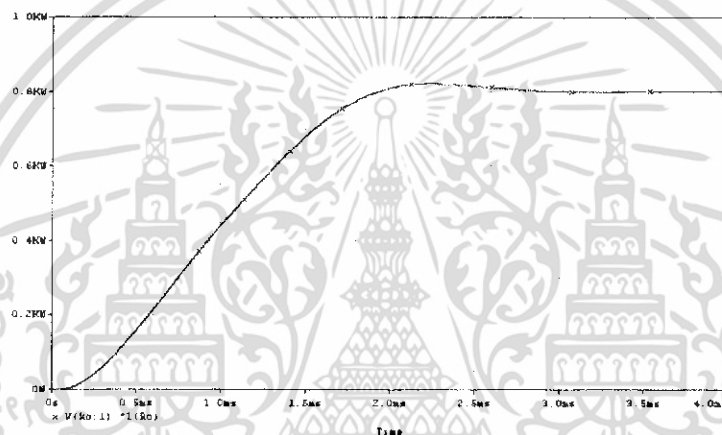


รูปที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันขาออกจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นกระแสขาออกจากการจำลอง



รูปที่ 4.9 รูปคลื่นกำลังขาออกจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

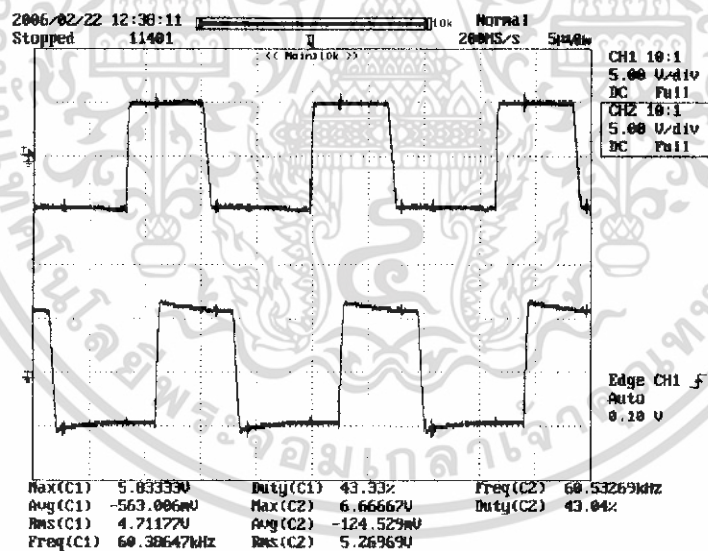
## บทที่ 5

### ผลจากการทดสอบกับเครื่อง ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น

ในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบวงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นมา เพื่อยืนยันว่าสอดคล้องตามทฤษฎีจริง โดยการทดสอบนี้ทดสอบตามพิกัดของเครื่อง คือ

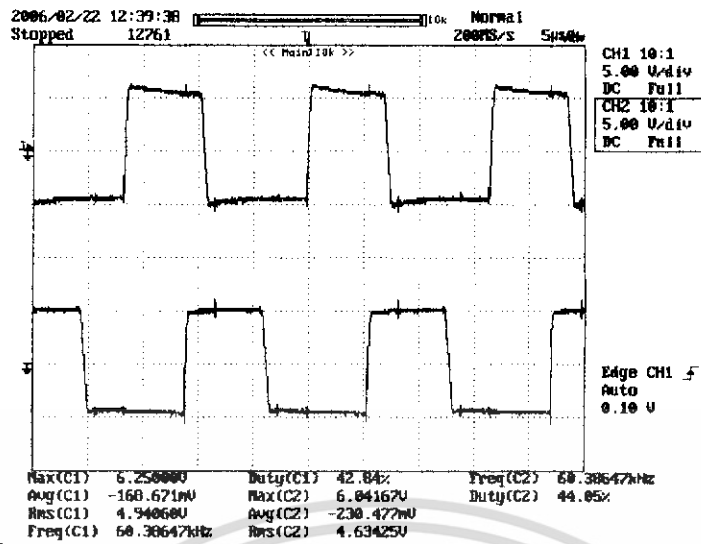
- แรงดันขาเข้า 300 Vdc
- แรงดันขาออก 40 Vdc
- กระแสขาออก 20 A
- กำลังขาออก 800 W
- ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 60 kHz

สัญญาณควบคุมที่ใช้จะเป็นลักษณะขั้นบันได ดังอธิบายไว้แล้วอย่างละเอียดในบทที่ 3 คือสัญญาณควบคุมแต่ละตัวจะมีการเลื่อนเฟสเกิดขึ้น ซึ่งสามารถแสดงผลจากการวัดจริงได้ดังรูปต่อไปนี้ รูปที่ 5.1 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขับมอสเฟต S1 และ S2 รูปที่ 5.2 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขับมอสเฟต S2 และ S3 รูปที่ 5.1 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขับมอสเฟต S3 และ S4

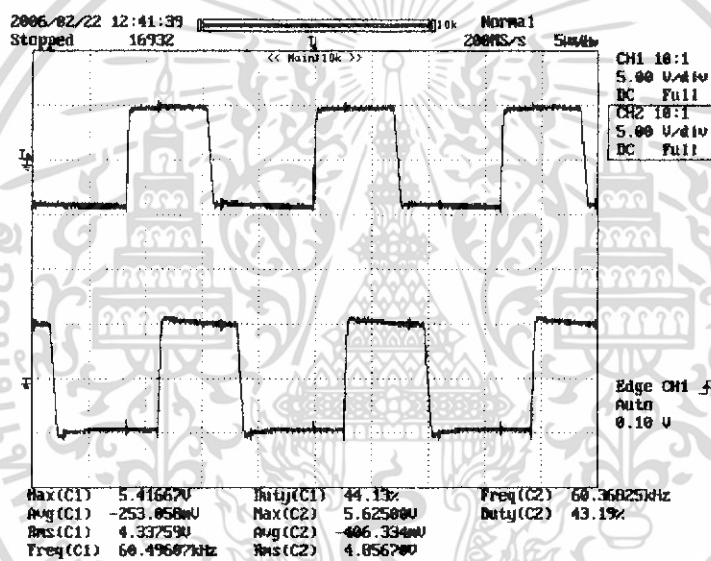


รูปที่ 5.1 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S1 และชุดล่างใช้ควบคุม S2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

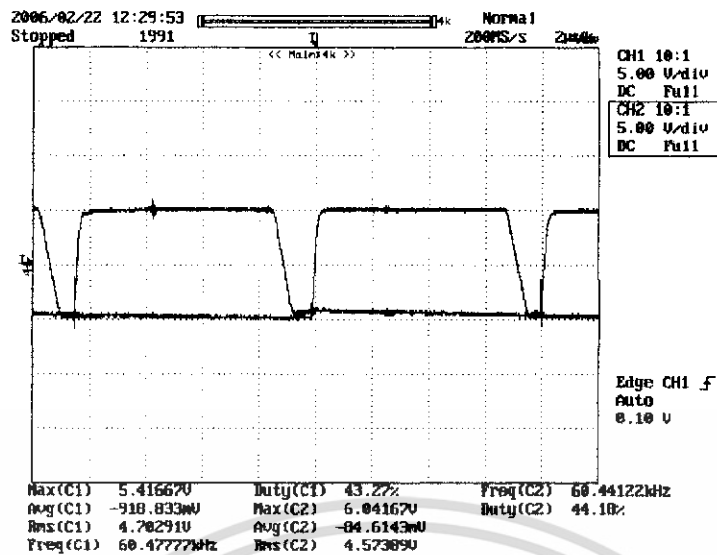


รูปที่ 5.2 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S2 และชุดล่างใช้ควบคุม S3

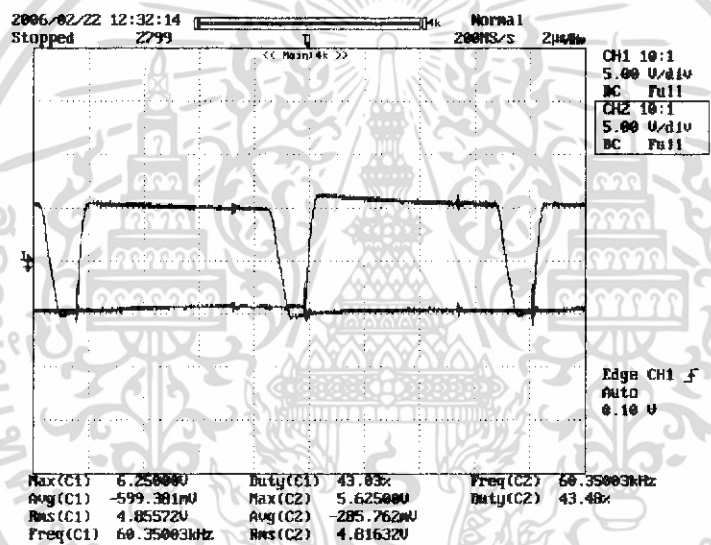


รูปที่ 5.3 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S3 และชุดล่างใช้ควบคุม S4

จะเห็นว่าสัญญาณทั้ง 4 ชุดเมื่อนำมาเรียงกันจะมีลักษณะเหมือนขั้นบันได ดังนั้นจึงถูกเรียกว่าสัญญาณควบคุมแบบขั้นบันได ซึ่งในทางปฏิบัติควรจะมีช่องว่างระหว่างสัญญาณควบคุม S1 กับ S3 และ S2 กับ S4 เพื่อป้องกันการลัดวงจรที่กึ่งเดียวกัน ซึ่งช่วงเวลานี้เรียกว่า เดดไทม์ (Dead Time) นั่นเอง ซึ่งเดดไทม์ระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S1 กับ S3 แสดงดังรูปที่ 5.4 และเดดไทม์ระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2 กับ S4 แสดงดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.4 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S1 กับ S3



รูปที่ 5.5 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2 กับ S4

ในการทดสอบนี้ได้แบ่งจุดทดสอบออกเป็น 4 จุด คือ

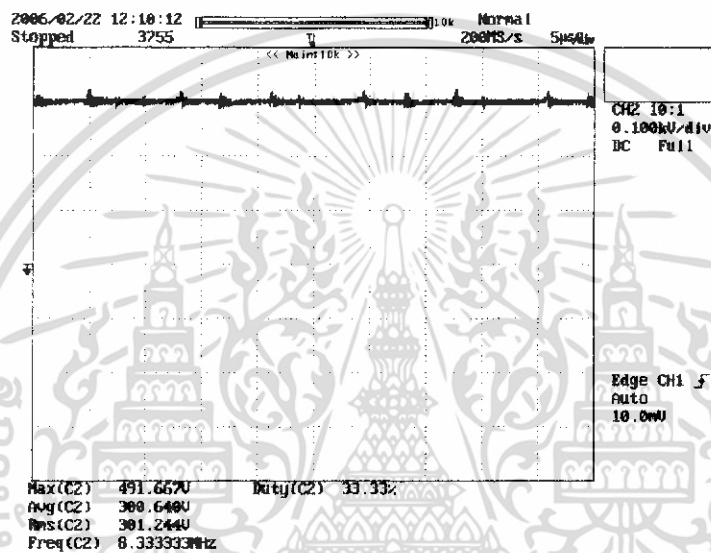
1. จุดขาเข้าคอนเวอเตอร์(Input)
2. จุดปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก
3. จุดทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก
4. จุดขาออกคอนเวอเตอร์(Output)

โดยเราจะทำการวัดกระแส แรงดัน และกำลังที่แต่ละจุด แล้วจึงนำมาวิเคราะห์ที่ละส่วน เพื่อตรวจสอบทฤษฎี คำนวณค่ากำลังการสูญเสียที่แต่ละส่วน และคิดประสิทธิภาพรวมของเครื่อง

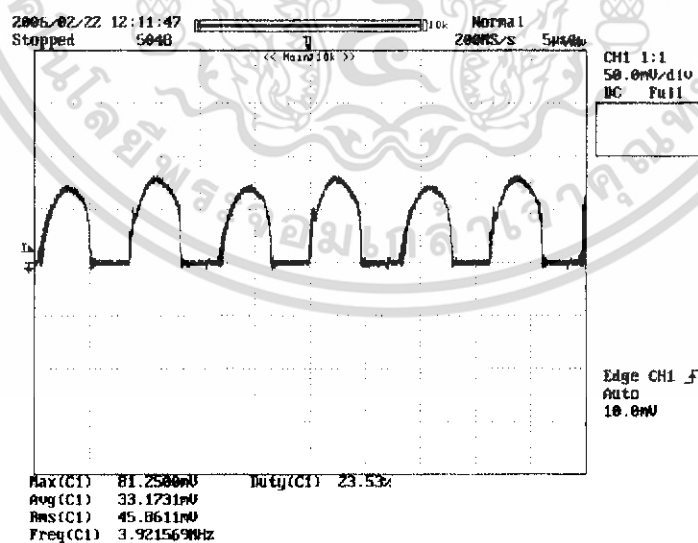
### 1. จุดขาเข้าคอนเวอร์เตอร์(Input)

ลักษณะแรงดันขาเข้าจะเป็นไฟตรงขนาด 300V แสดงดังรูปที่ 5.6 และจากการสับสวิตช์ของมอเตอร์ทั้ง 4 ตัว จะทำให้ได้กระแสที่ไหลเป็นช่วงๆโดยจะมีทั้งช่วงนำกระแสและช่วงที่กระแสตกลงเป็นศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 5.7 หลังจากนั้นนำกราฟแรงดันและกระแสมาคูณกันแล้วอ่านค่าเฉลี่ยจะทำให้ทราบค่ากำลังเฉลี่ยที่เข้ามา ดังแสดงในรูปที่ 5.8 ซึ่งมีค่าประมาณ 955 W

❖ ในการทดสอบนี้ใช้เครื่องวัดกระแสที่มีค่า 10 mV/A ดังนั้นเมื่อวัดได้ที่โวลต์ก็ให้คูณค่า 100 เพื่อแปลงเป็นแอมป์

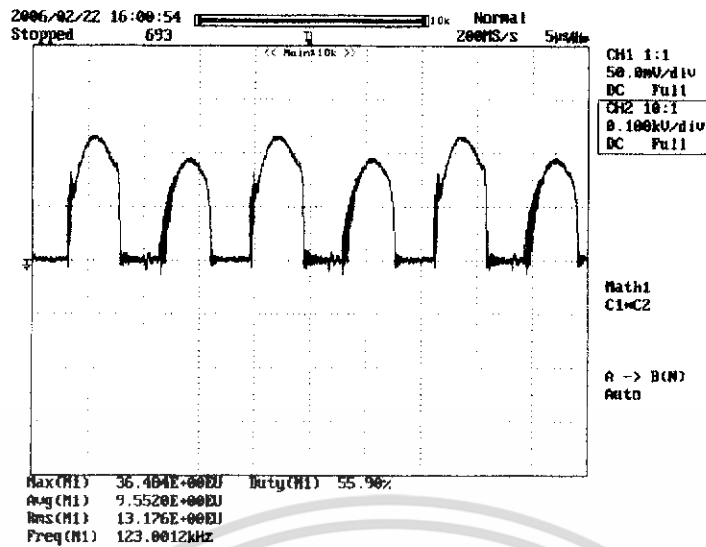


รูปที่ 5.6 ลักษณะจริงของแรงดันขาเข้า



รูปที่ 5.7 ลักษณะจริงของกระแสขาเข้า

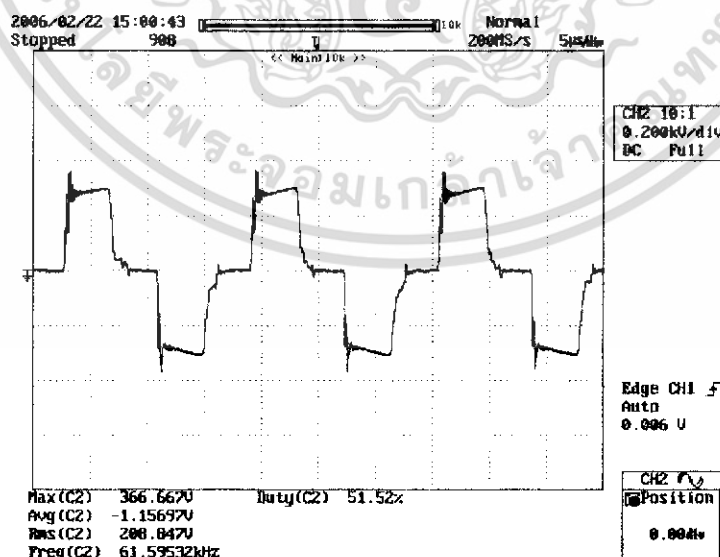
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ลักษณะจริงของกำลังขาเข้า

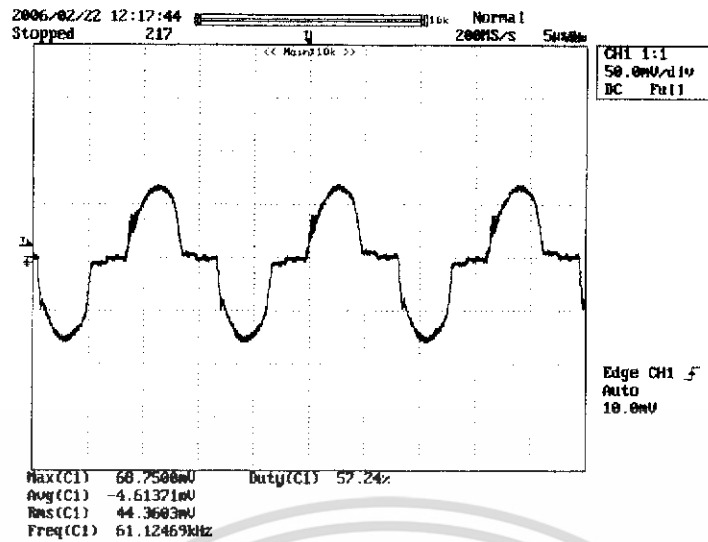
## 2. จุดปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

ลักษณะแรงดันที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลักจะเป็นรูป Quasi Square Wave เนื่องจากผ่านส่วนอินเวอร์เตอร์ทำให้เกิดการแปลงไฟตรงเป็นไฟสลับ ซึ่งช่วงที่แรงดันตกเป็นศูนย์จะเกิด ZVS แสดงดังรูปที่ 5.9 ส่วนกระแสที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลักจะมีลักษณะคล้ายแรงดันคือจะมีช่วงนำกระแสทางบวก ช่วงตกศูนย์และช่วงนำกระแสทางลบ ซึ่งช่วงที่กระแสตกลงเป็นศูนย์จะเกิด ZCS แสดงดังรูปที่ 5.10 เมื่อนำกราฟแรงดันและกระแสที่จุดนี้มาคูณกันก็จะทำให้เห็นรูปร่างของกำลังที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลักหรือก็คือกำลังที่ผ่านชุดอินเวอร์เตอร์ออกมานั่นเอง กราฟกำลังจะมีช่วงที่เป็นศูนย์ซึ่งเกิดจากการเกิด ZVZCS ของสวิตช์ทั้ง 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 5.11 ซึ่งกำลังเฉลี่ยที่จุดนี้มีค่าประมาณ 896 W

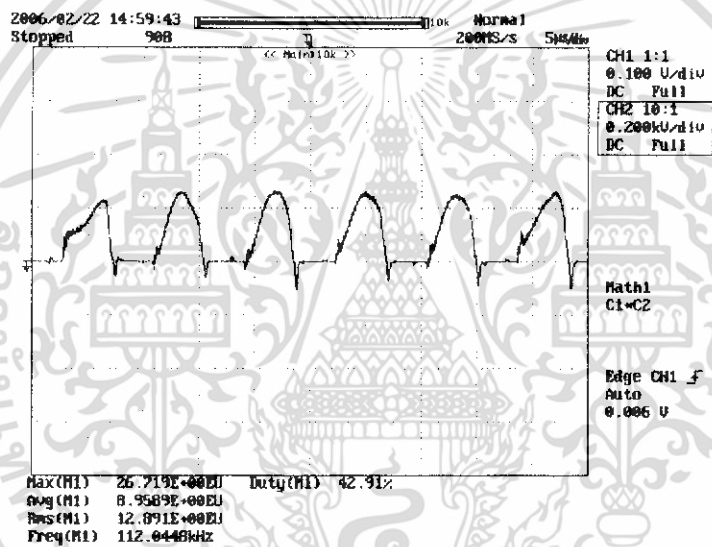


รูปที่ 5.9 ลักษณะจริงของแรงดันที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 ลักษณะจริงของกระแสที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

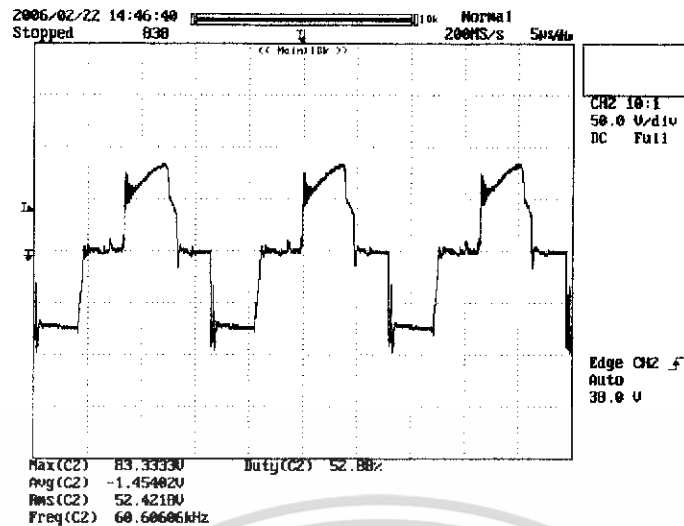


รูปที่ 5.11 ลักษณะจริงของกำลังที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

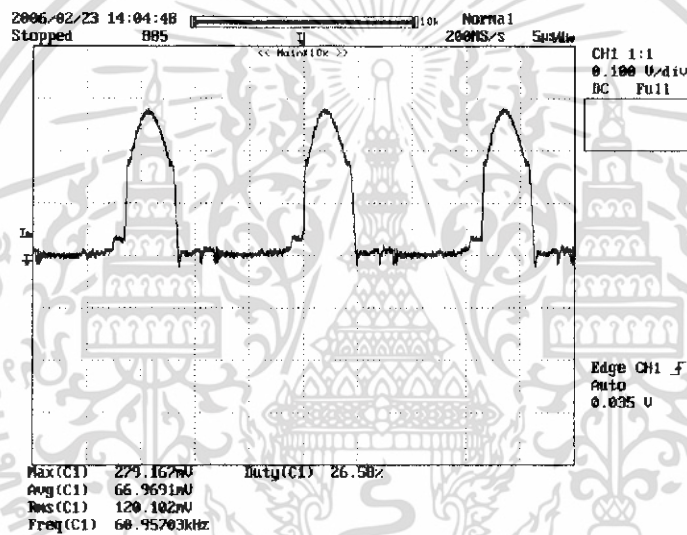
### 3. จุดทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

เนื่องจากหม้อแปลงตัวหลักนี้ออกแบบมาให้มีขดทางด้านทุติยภูมิ 2 ขดโดยแต่ละขดจะมีจำนวนรอบเท่ากันและมีจุดเชื่อมต่อกันที่ปลายขดด้านหนึ่งเพื่อใช้ในการเรียงกระแส ดังนั้นเราจึงทำการวัดที่ขดลวดเพียงขดเดียวโดยคิดว่าที่อีกขดหนึ่งจะให้ผลที่เหมือนกัน ลักษณะแรงดันที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลักจะคล้ายกับด้านปฐมภูมิแต่มีขนาดน้อยกว่าประมาณ 4 เท่า ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.12 และเนื่องจากด้านทุติยภูมินี้ต่ออยู่กับไดโอดเพื่อเรียงกระแสดังนั้น กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงเหลือเพียงด้านเดียวดังแสดงในรูปที่ 5.13 และเมื่อนำกราฟแรงดันและกระแสมาคูณกันก็จะได้กราฟกำลังซึ่งมีค่ากำลังเฉลี่ยประมาณ 436 W ดังรูปที่ 5.14 เมื่อรวมกำลังเฉลี่ยของขดทุติยภูมิทั้ง 2 ขด ก็จะได้ค่าประมาณ 872 W ( $436 \times 2$ )

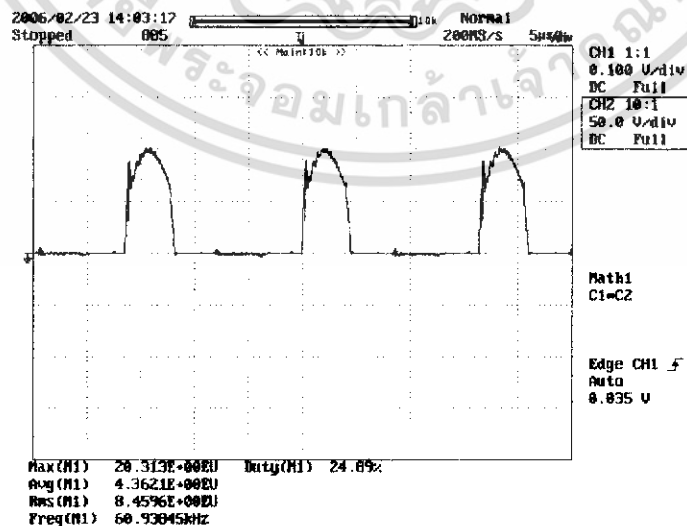
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 ลักษณะจริงของแรงดันที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก



รูปที่ 5.13 ลักษณะจริงของกระแสที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

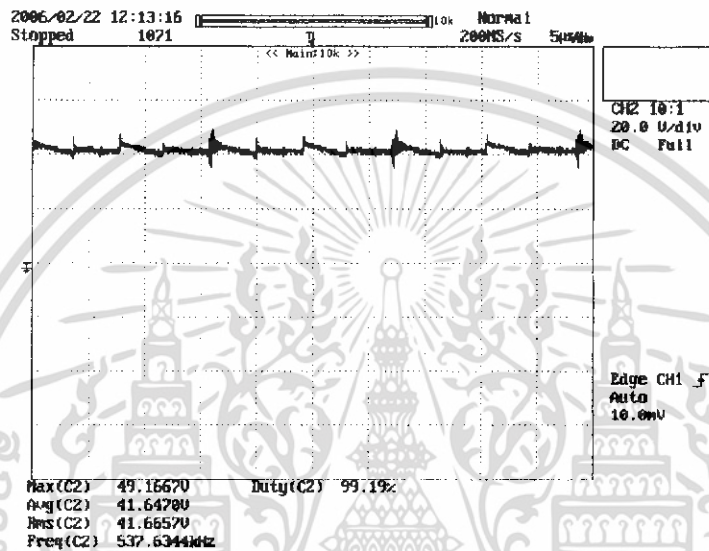


รูปที่ 5.14 ลักษณะจริงของกำลังที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

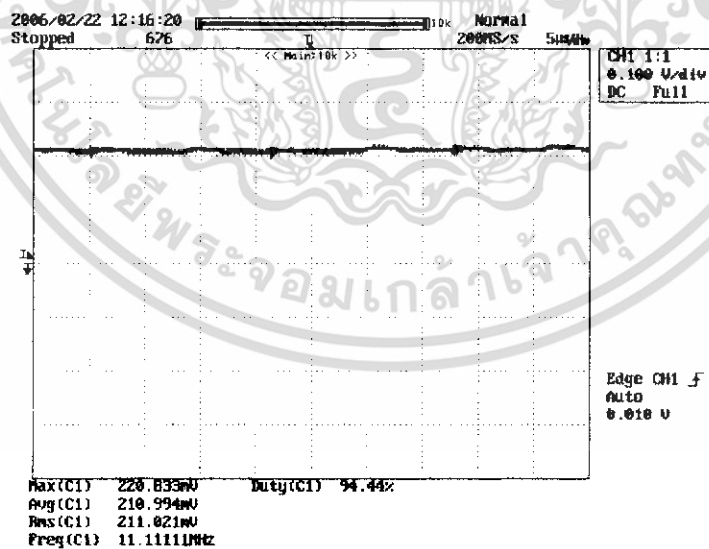
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4. จุดขาออกคอนเวอร์เตอร์(Output)

เมื่อวัดที่จุดขาออกคอนเวอร์เตอร์จะได้แรงดันเป็นไฟตรง ขนาดประมาณ 41 V ดังรูปที่ 5.15 และกระแสเป็นไฟตรง ขนาดประมาณ 21 A ดังรูปที่ 5.16 เมื่อนำกราฟแรงดันและกระแสมาคูณกัน จะได้กราฟกำลังขาออก ดังรูปที่ 5.17 ซึ่งมีค่าเฉลี่ยประมาณ 859 W ซึ่งเพียงพอต่อความต้องการ เพราะพิกัดของเครื่องเพียง 40 V, 20 A, 800 W เท่านั้น ส่วนในตารางที่ 5.1 เป็นการสรุปกำลังที่แต่ละจุดเพื่อใช้ในการวิเคราะห์หากำลังสูญเสียต่อไป

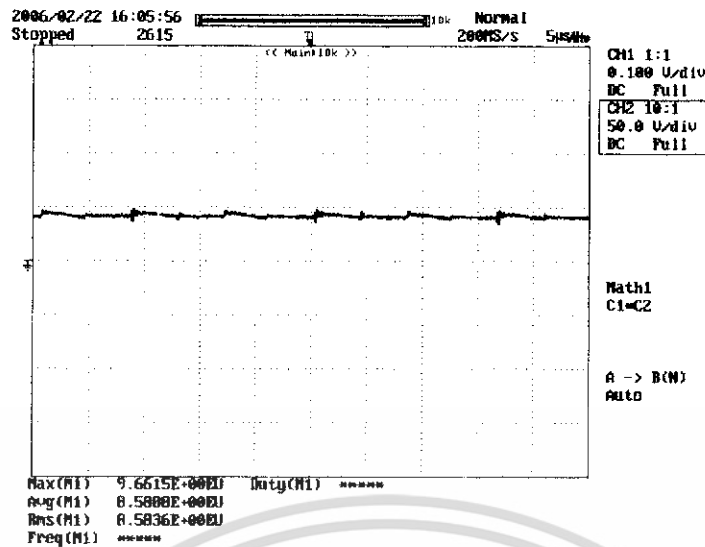


รูปที่ 5.15 ลักษณะจริงของแรงดันขาออก



รูปที่ 5.16 ลักษณะจริงของกระแสขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ลักษณะจริงของกำลังขาออก

ตารางที่ 5.1 สรุปกำลังที่แต่ละจุดที่ทำการทดสอบ

จุดทดสอบ	กำลังไฟฟ้า (W)
ขาเข้าคอนเวอร์เตอร์(Input)	955
ปฏิกิริยาของหม้อแปลงตัวหลัก	896
ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก	872
ขาออกคอนเวอร์เตอร์(Output)	859

การคำนวณกำลังสูญเสียที่จุดต่างๆ

- กำลังสูญเสียที่ชุดอินเวอร์เตอร์ =  $955 - 896 = 59 \text{ W}$   
เมื่อคิดกำลังสูญเสียที่มอสเฟตแต่ละตัวจะประมาณ =  $59/4 = 14.75 \text{ W}$
- กำลังสูญเสียที่หม้อแปลงตัวหลัก =  $896 - 872 = 24 \text{ W}$
- กำลังสูญเสียที่ชุดวงจรช่วย =  $872 - 859 = 13 \text{ W}$

การคำนวณประสิทธิภาพของเครื่อง ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ เครื่องนี้

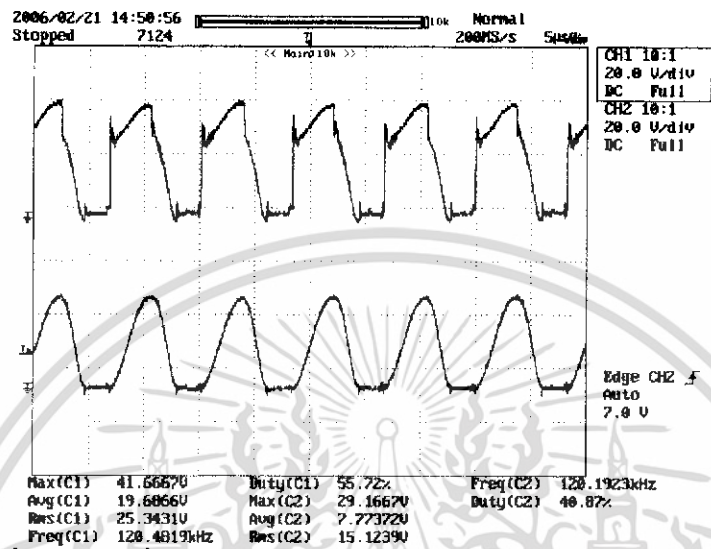
$$\begin{aligned} \text{ประสิทธิภาพ} &= (\text{กำลังขาออกคอนเวอร์เตอร์} / \text{กำลังขาเข้าคอนเวอร์เตอร์}) \times 100 \\ &= (859 / 955) \times 100 \\ &= 90 \% \end{aligned}$$

ในการทดสอบนี้ยังได้วัดยังได้วัด  $V_{rec}$  (แรงดันที่ผ่านการเรียงกระแสจากหม้อแปลงตัวหลักและไดโอด) เปรียบเทียบกับ แรงดันที่คร่อม C-holding ด้วยเพื่อดูลักษณะการคายประจุและอัดประจุของ C-holding ว่าถูกต้องตรงตามทฤษฎีหรือไม่ โดยผลแสดงดังรูปที่ 5.18 ซึ่งจากการวิเคราะห์แล้วเป็นไปตามทฤษฎีทุกประการคือ เมื่อ  $V_{rec}$  เพิ่มขึ้น C-holding จะถูกอัดประจุทำให้แรงดันสูงขึ้น และเมื่อ  $V_{rec}$  ลดลง C-holding จะทำการคายประจุ ทำให้  $V_{rec}$  ไม่ตกเป็นเส้นตรงในแนวตั้งทันที แต่จะมีค่าเท่ากับแรงดันคร่อม C-holding และค่อยๆตกตามแรงดันที่คร่อม C-

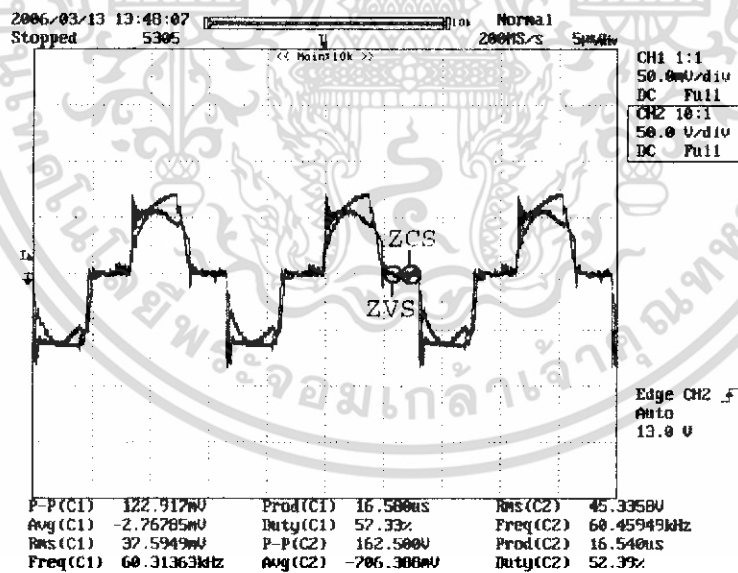
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

holding ซึ่งในโหมดนี้ก็คือช่วงที่แรงดันคร่อม C-holding สะท้อนไปทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงหลักเพื่อหยุดกระแสให้เกิดช่วง ZCS นั้นเอง

ส่วนตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS แสดงดังรูปที่ 5.19 ซึ่งเป็นไปตามโหมดการทำงานที่ต้องการ



รูปที่ 5.18 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding จากการทดสอบ



รูปที่ 5.19 ตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS จากการทดสอบ

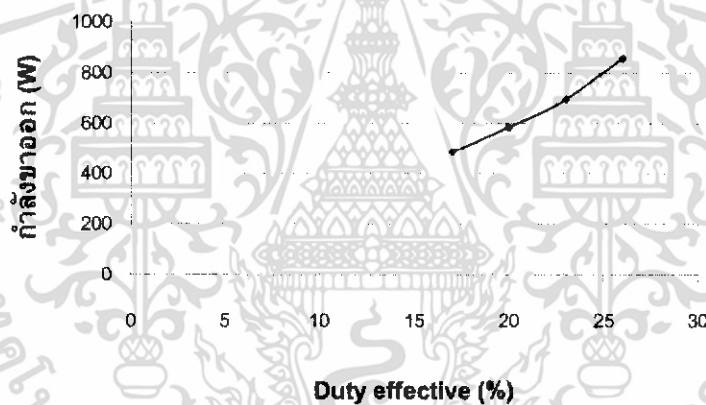
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective

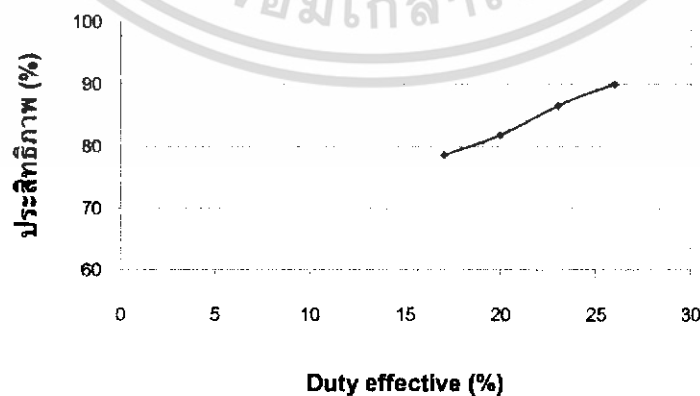
ต่อไปเป็นการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective (ช่วงที่ S1 ทำงานพร้อมกับ S2 หรือ S3 ทำงานพร้อมกับ S4 ซึ่งเป็นช่วงที่แรงดันขาเข้าสามารถถ่ายโอนไปยังหม้อแปลงตัวหลักได้) โดยคงค่าโหลดทดสอบไว้ แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาคำนวณประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของกำลังขาออก และประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่า Duty effective สำหรับตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.2 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.20 และ 5.21

ตารางที่ 5.2 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective

Duty effective (%)	กำลังขาเข้า (W)	กำลังขาออก (W)	ประสิทธิภาพ (%)
17	620	487	79
20	715	585	82
23	804	696	87
26	955	859	90



รูปที่ 5.20 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective



รูปที่ 5.21 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective ทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มค่า Duty effective จะทำให้ได้กำลังขาออกมากขึ้น และได้ประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย

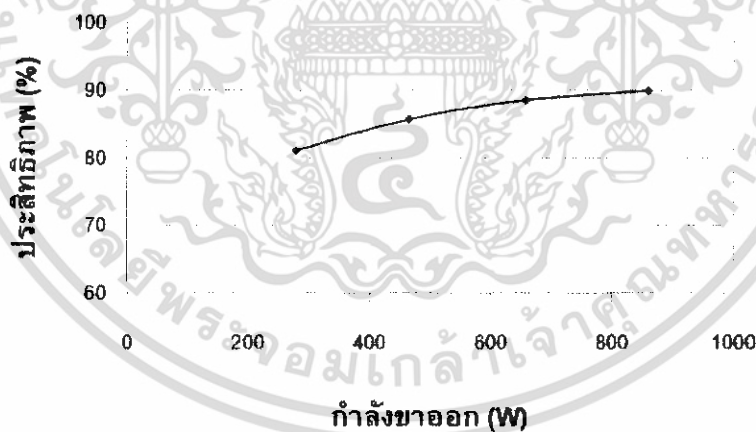
### การทดลองเปลี่ยนแปลงค่าโหลด

ต่อไปเราจะทดลองเปลี่ยนแปลงโหลดขึ้นเรื่อยๆจนถึงโหลดที่พิกัด โดยคงค่า Duty effective ไว้ที่ 26 % ตลอด แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาคำนวณประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่า กำลังขาออก สำหรับตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.3 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.22

ซึ่งจากการทดลองทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มโหลดมากขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพมีค่ามากขึ้น

ตารางที่ 5.3 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนโหลด

โหลด (%)	กำลังขาเข้า (W)	กำลังขาออก (W)	ประสิทธิภาพ (%)
25	344	279	81
50	542	465	86
75	743	658	89
100	955	859	90



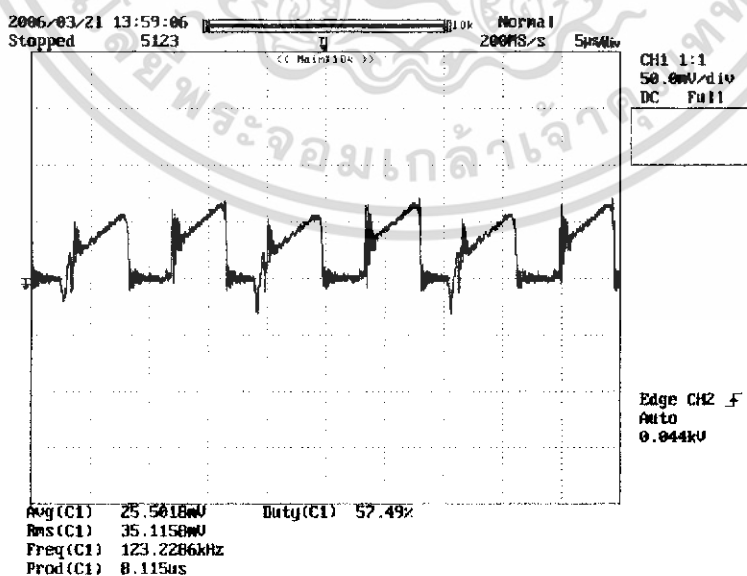
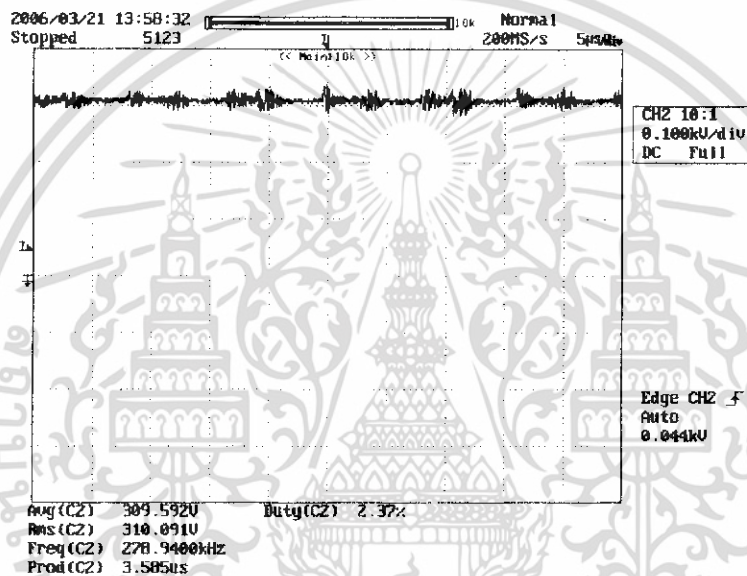
รูปที่ 5.22 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

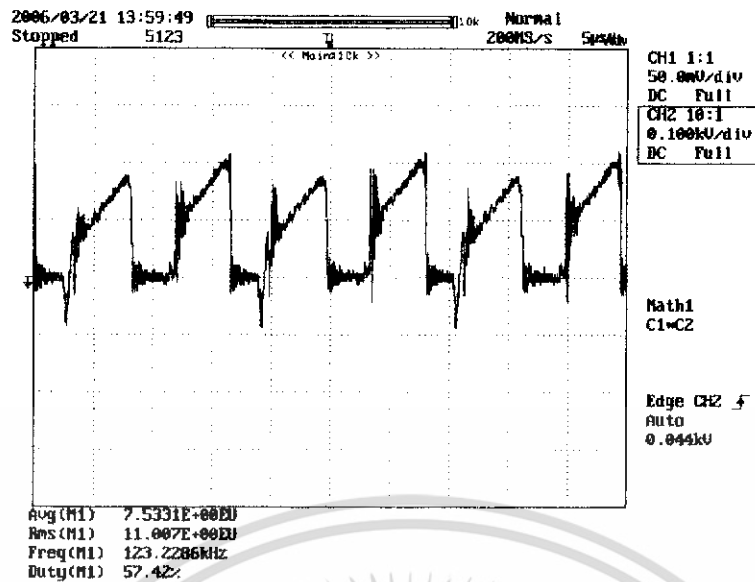
### การทดลองตัดแปลงวงจรเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ (ZVS)

ต่อมาเราจะทำการตัดแปลงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ (ZVZCS) เป็นคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ (ZVS) เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้ว่าแตกต่างกันอย่างไร โดยเราจะทำการตัดในส่วนวงจรช่วยออกโดยใช้สัญญาณควบคุมชุดเดิมในการสวิตช์ ลักษณะวงจรและผลในทางทฤษฎีได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2

โดยในที่นี้เราจะทำการทดสอบที่ตำแหน่งขาเข้าคอนเวอร์เตอร์และตำแหน่งขาออกคอนเวอร์เตอร์เพื่อคำนวณประสิทธิภาพรวม โดยยังคงค่าโหลดทดสอบไว้เท่าเดิม จะได้รูปคลื่นแรงดันขาเข้าดังรูปที่ 5.23 รูปคลื่นกระแสขาเข้าดังรูปที่ 5.24 และรูปคลื่นกำลังขาเข้าดังรูปที่ 5.25



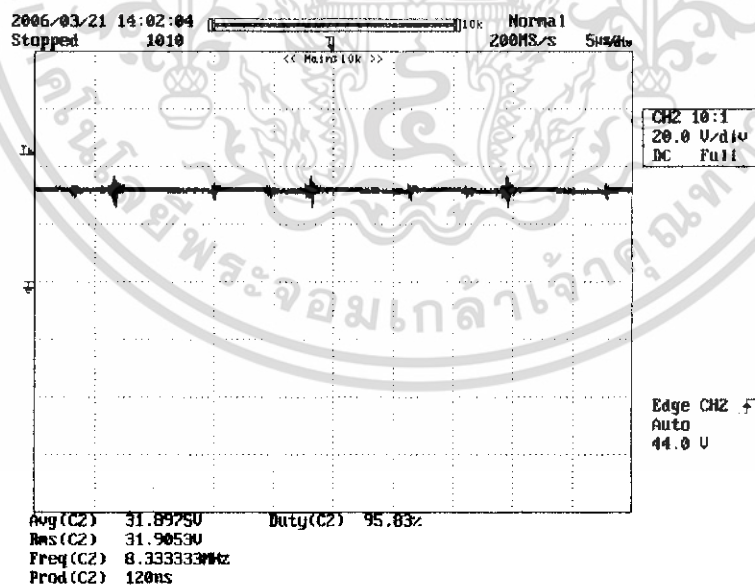
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.25 รูปคลื่นกำลังขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

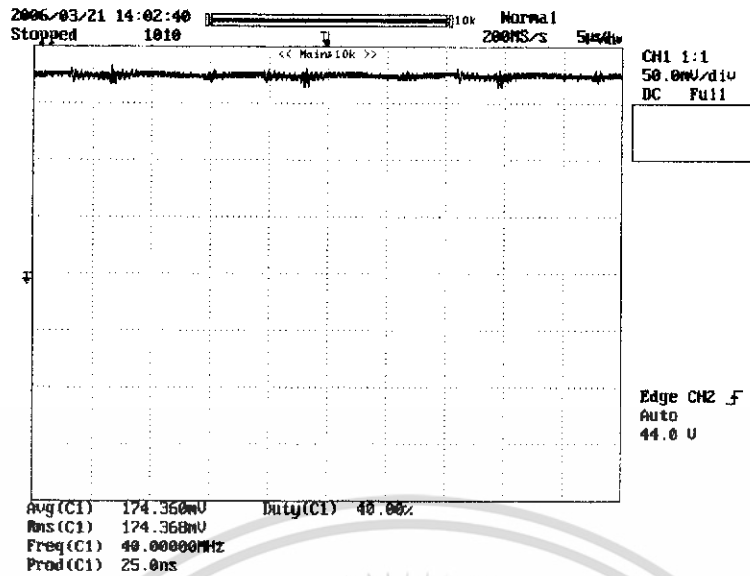
จากรูปที่ 5.23 และ 5.24 จะเห็นว่าแรงดันขาเข้าจะเป็นแรงดันไฟตรง 300 V ตามพิกัดแรงดันขาเข้า ส่วนกระแสขาเข้าจะเป็นกระแสที่สททางเดียวแต่เป็นพัลส์คือไหลเป็นช่วงๆ ตามรูป ทำให้กำลังขาเข้าเป็นลักษณะพัลส์เช่นกัน ตามรูปข้างต้น โดยมีค่ากำลังเฉลี่ยที่ 753 W

ส่วนแรงดันขาออกจะเป็นไฟตรงขนาดประมาณ 32 V ดังรูปที่ 5.26 และกระแสขาออกเป็นกระแสตรงขนาดประมาณ 18 A ดังรูปที่ 5.27 จะได้กำลังขาออกประมาณ 597 W ดังรูปที่ 5.28

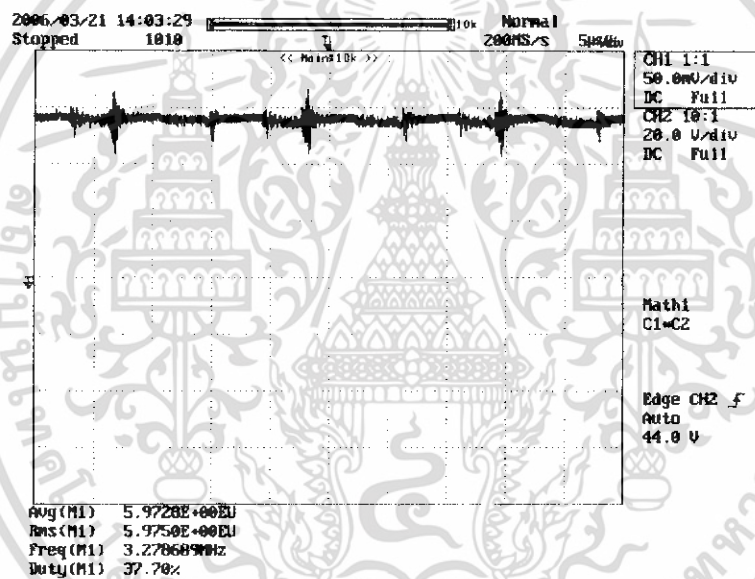


รูปที่ 5.26 รูปคลื่นแรงดันขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 รูปคลื่นกระแสขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS



รูปที่ 5.28 รูปคลื่นกำลังขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

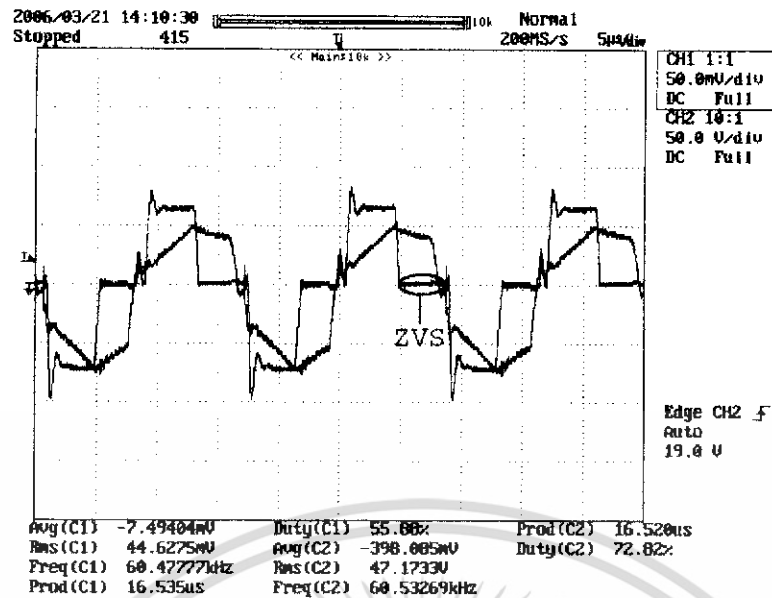
การคำนวณประสิทธิภาพของเครื่อง ZVS คอนเวอร์เตอร์

$$\begin{aligned} \text{ประสิทธิภาพ} &= (\text{กำลังขาออกคอนเวอร์เตอร์} / \text{กำลังขาเข้าคอนเวอร์เตอร์}) \times 100 \\ &= (597 / 753) \times 100 \\ &= 80 \% \end{aligned}$$

$$\text{กำลังสูญเสียรวมในวงจร} = 753 - 597 = 156 \text{ W}$$

ส่วนตำแหน่งการเกิด ZVS แสดงดังรูปที่ 5.29 ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสจะไม่มีจุดที่คงค่าเป็นศูนย์เลย คือไม่เกิด ZCS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



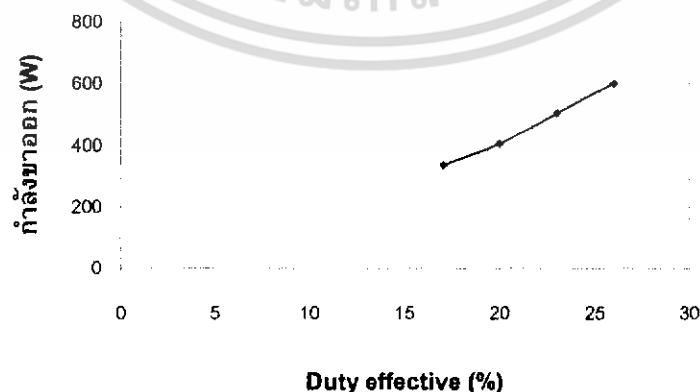
รูปที่ 5.29 ตำแหน่งการเกิด ZVS ของคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

#### การทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective (กรณี ZVS)

ต่อไปเป็นการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective โดยคงค่าโวลต์ทดสอบไว้ แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาคำนวณประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของกำลังขาออก และประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่า Duty effective สำหรับตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.4 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.30 และ 5.31

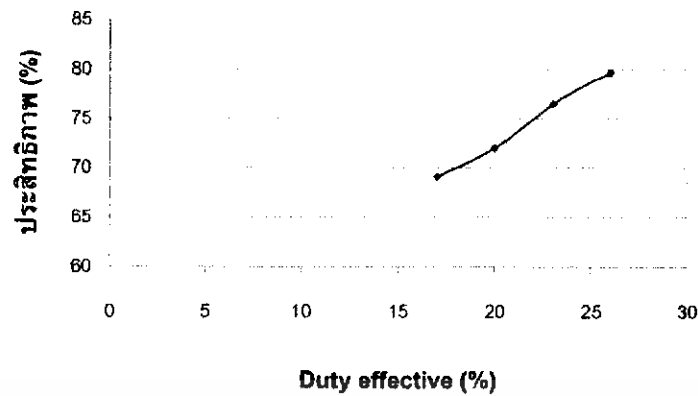
ตารางที่ 5.4 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective (กรณี ZVS)

Duty effective (%)	กำลังขาเข้า (W)	กำลังขาออก (W)	ประสิทธิภาพ (%)
17	486	336	69
20	564	406	72
23	659	504	76
26	753	597	80



รูปที่ 5.30 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective (กรณี ZVS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.31 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective (กรณี ZVS)

จากการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective จะเห็นได้ว่าเมื่อเราเพิ่มค่า Duty effective จะทำให้ได้กำลังขาออกมากขึ้น และได้ประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย

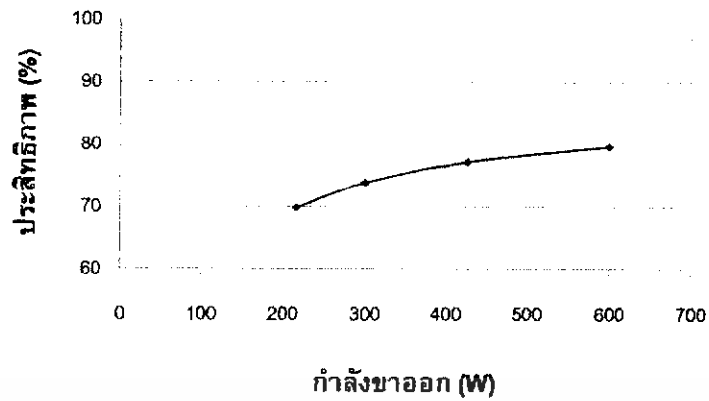
#### การทดลองเปลี่ยนแปลงค่าโหลด (กรณี ZVS)

ต่อไปเราจะทดลองเปลี่ยนแปลงโหลดขึ้นเรื่อยๆจนถึงโหลดที่พิกัด โดยคงค่า Duty effective ไว้ที่ 26 % ตลอด แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาคำนวณ ประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่า กำลังขาออก สำหรับตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.5 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.32

ซึ่งจากการทดลองทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มโหลดมากขึ้นจะทำให้ ประสิทธิภาพมีค่ามากขึ้นด้วย

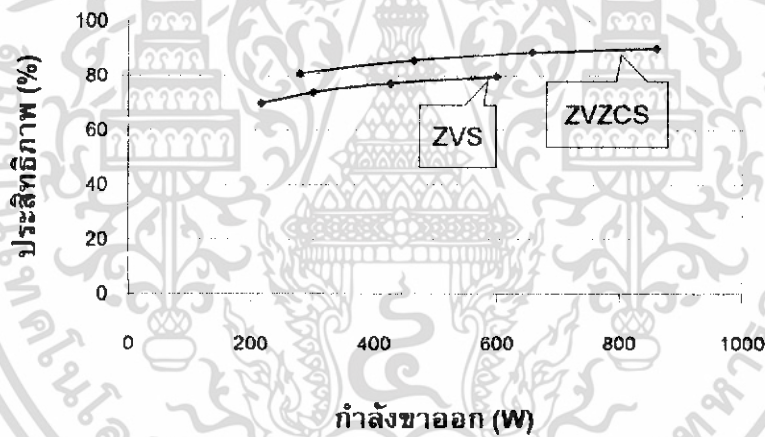
ตารางที่ 5.5 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนโหลด (กรณี ZVS)

โหลด (%)	กำลังขาเข้า (W)	กำลังขาออก (W)	ประสิทธิภาพ (%)
25	309	216	70
50	408	301	74
75	552	426	77
100	753	597	80



รูปที่ 5.32 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก (กรณี ZVS)

และเมื่อเรานำกราฟประสิทธิภาพเทียบกับค่ากำลังขาออก ของทั้งแบบ ZVZCS และ ZVS มาเทียบกันจะเห็นว่าเมื่อพิจารณาที่ตำแหน่งกำลังขาออกเท่ากัน ประสิทธิภาพของแบบ ZVZCS จะสูงกว่า ประมาณ 8-10 % ดังรูปที่ 5.33



รูปที่ 5.33 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก เปรียบเทียบระหว่างแบบ ZVZCS และ ZVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### บทสรุป

จากการศึกษาหลักการทำงานของวงจรตีชู้ตตีชู้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ตลอดจนหลักการออกแบบ จนกระทั่งสร้างออกมาเป็นเครื่องจริง ๆ ทำให้พวกเราสรุปได้ว่า วงจรตีชู้ตตีชู้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นั้นสามารถลดกำลังสูญเสียสวิตช์ซึ่งได้จริง ๆ จึงเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเครื่องคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งนอกจากจะเป็นประโยชน์ในทางเทคนิคแล้วยังเป็นประโยชน์ในเชิงพาณิชย์อีกด้วย กล่าวคือ หากคิดที่พิกัดกำลังเดียวกัน การที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นจะทำให้ตัวเครื่องมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดต้นทุนทางหนึ่ง

ซึ่งเครื่องตีชู้ตตีชู้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่สร้างขึ้นนี้จะมีพิกัดโดยสรุปดังนี้

- ❖ แรงดันขาเข้า 300 Vdc
- ❖ แรงดันขาออก 40 Vdc
- ❖ กระแสขาออก 20 A
- ❖ กำลังขาออก 800 W
- ❖ ความถี่สวิตช์ซิง 60 kHz
- ❖ ประสิทธิภาพ 90%

ส่วนผลจากการทดสอบตัวเครื่องได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 5 และจากการทดลองทำให้สรุปได้ว่า เมื่อเราเพิ่มค่า Duty effective โดยคงค่าโหลดทดสอบไว้ จะทำให้ได้กำลังขาออกมากขึ้น และได้ประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย และเมื่อเราเพิ่มโหลดมากขึ้นโดยคงค่า Duty effective ไว้ จะทำให้ประสิทธิภาพมีค่ามากขึ้น เช่นกัน

หากจะนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ก็สามารถเพิ่มพิกัดต่างๆขึ้นได้ตามต้องการ แต่ต้องปรับเปลี่ยนอุปกรณ์ให้มีค่าพิกัดที่สอดคล้องกับค่าที่เพิ่มขึ้นด้วย และต้องคำนวณออกแบบหม้อแปลงในวงจรใหม่เพื่อให้สอดคล้องกับพิกัดใหม่ มิฉะนั้นหม้อแปลงอาจจะเกิดการอิ่มตัวและเป็นอันตรายต่อตัวเครื่องตีชู้ตตีชู้คอนเวอร์เตอร์ หลังจากคำนวณออกแบบแล้วก่อนจะนำไปใช้สร้างจริงควรที่จะนำไปจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ อาทิเช่น PSpice เสียก่อน เพื่อทดสอบความถูกต้องของค่าที่คำนวณได้ หากตรงตามต้องการแล้วจึงนำไปสร้างเป็นตัวเครื่องต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan, T .M. Undeland, and W.P. Robbins, **Power Electronics Converters, Applications and Design**, 3<sup>rd</sup> Ed., John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [2] T.L. Floyd , **Electronic Devices**, 6<sup>th</sup> Ed., New Jersey , Pearson Education, Inc., 2002.
- [3] M.H. Rashid, **Power Electronics circuits, devices and Applications**, 3<sup>rd</sup> Ed., New Jersey , Pearson Education, Inc., 2004.
- [4] รศ.ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics**, พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พรินติ้ง, 2547.
- [5] Hang-Seok Choi, J. W. Kim and B. H. Cho, "Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Full-Bridge PWM converter using coupled output inductor " , **IEEE**, 2001, pp. 967-973.
- [6] Hang-Seok Choi, J. H. Lee , B. H. Cho and J. W. Kim, "Analysis and Design Considerations of Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Full-Bridge PWM Converters" , **IEEE**, 2002, pp. 1835-1840.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้