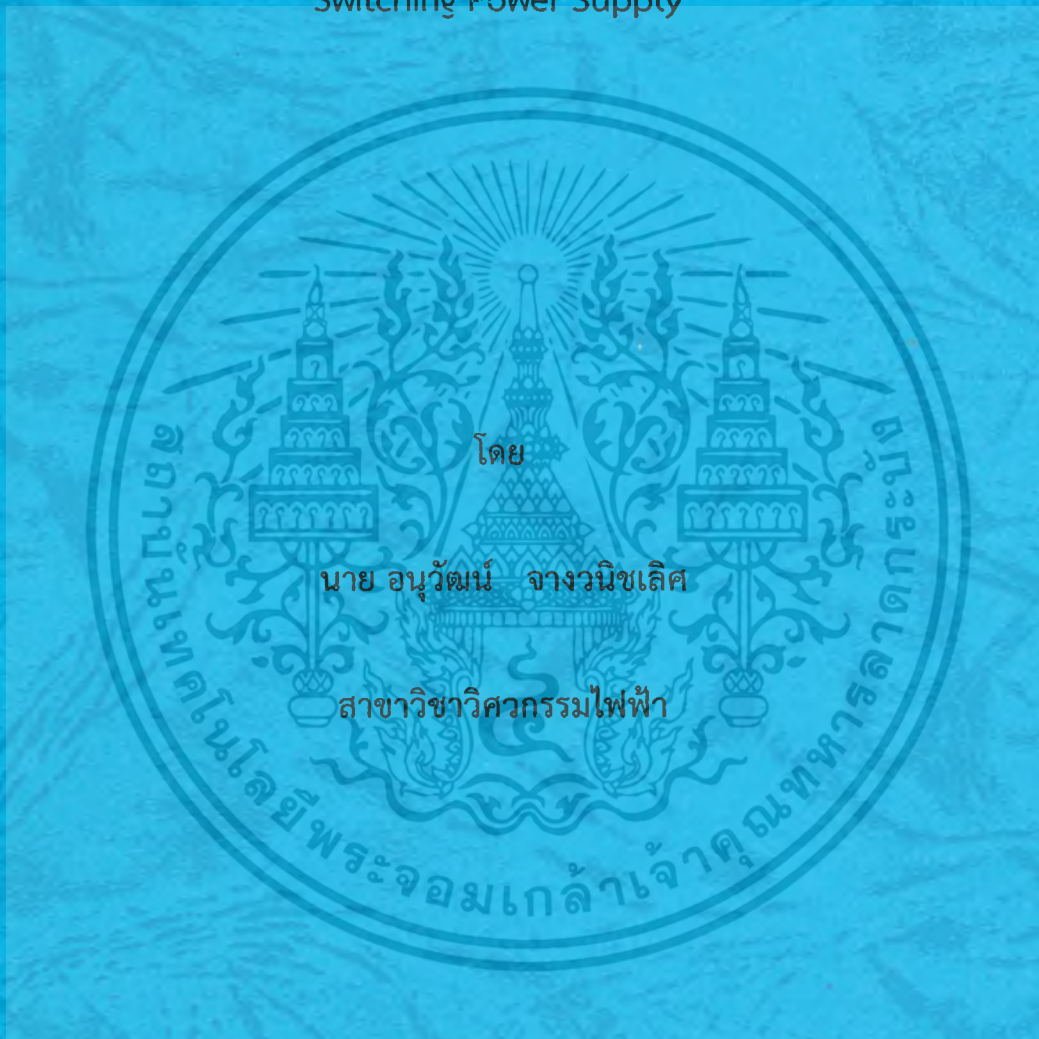


รายงานการวิจัย

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และ
กระแสศูนย์สำหรับงานสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

A Resonant Zero-Voltage and Zero-Current Switching Converter for
Switching Power Supply



งานวิจัยนี้ได้รับเงินสนับสนุนจากเงินรายได้คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประจำปีงบประมาณ 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานการวิจัย

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และ
กระแสศูนย์สำหรับงานสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

A Resonant Zero-Voltage and Zero-Current Switching Converter for
Switching Power Supply



งานวิจัยนี้ได้รับเงินสนับสนุนจากเงินรายได้คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประจำปีงบประมาณ 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

18599918

วงจรถนอมเวอ์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์สำหรับ งานสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

บทคัดย่อ

วงจรถนอมเวอ์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์สำหรับงานสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ในงานวิจัยนี้ใช้การควบคุมแบบเลื่อนเฟสโดยใช้ชิพ UC3879 เพื่อให้เกิดการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ที่กึ่งหน้า อีกทั้งคอนเวอ์เตอร์นี้ยังมีส่วนวงจรช่วยที่เรียกว่า passive clamping เพื่อทำให้กระแสขณะฟรีวีลตกกลางเป็นศูนย์ เกิดการสวิตช์ด้วยกระแสศูนย์ที่กึ่งหลัง เพื่อลดขนาดอุปกรณ์ในวงจร ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ หม้อแปลง ซึ่งยังเป็นการลดราคาของตัวเครื่องด้วย ถ้าหากความถี่มีค่ามากขึ้น แต่จะทำให้ประสิทธิภาพต่ำลงเพราะกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมีค่ามากขึ้น ดังนั้นเทคนิคนี้จึงช่วยลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในส่วนนี้ได้

ในการวิเคราะห์การสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นี้เราจะใช้การจำลองด้วยโปรแกรมจำลองเพื่อตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการวิเคราะห์จะมีในส่วนการออกแบบและการสร้าง ดังนั้นผู้อ่านสามารถที่จะศึกษาด้วยตัวเองได้ อีกทั้งยังได้มีการเปรียบเทียบระหว่างผลจากการจำลองกับผลจากการทดสอบจริงเพื่อยืนยันความถูกต้องด้วย

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

A Resonant Zero-Voltage and Zero-Current Switching Converter for Switching Power Supply

ABSTRACT

This report presents a Resonant Zero-Voltage and Zero-Current Switching (ZVZCS) Converter for switching Power Supply using 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 converter, the passive clamping including 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 themselves. Simulation and experimental results are compared each other to confirm the corrections.

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

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้จะไม่สำเร็จล่วงได้ ถ้าปราศจากการช่วยเหลือสนับสนุนงานวิจัย จากเงินรายได้ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ผู้วิจัยต้องกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้ด้วย

ท้ายที่สุดทางผู้วิจัยต้องขอขอบคุณ เจ้าหน้าที่ธุรการ ที่เป็นธุระประสานงานกับทางคณะฯ ไม่ว่าจะเป็งานเอกสาร และงานทางด้านการเงิน

อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญรูป.....	IV
สารบัญตาราง.....	V
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 วงจรสับเบอร์.....	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 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้านำออกของอินเวอร์เตอร์.....	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 วงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตซ์ด้วย 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 บทสรุปและข้อเสนอแนะการวิจัย.....	75
เอกสารอ้างอิง.....	77
ภาคผนวก.....	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ.....	4
2.2 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ.....	5
2.3 วงจรฮิสเตอร์ซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟฟ้า.....	6
2.4 ตัวอย่างนิยาม A_c และ A_w สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ.....	8
2.5 วงจร R-C-D สนับเบอร์.....	10
2.6 รูปกราฟของแรงดัน กระแสและกำลังสูญเสียที่สวิทช์เมื่อใส่ R-C-D สนับเบอร์ ที่ค่า C ต่างๆ.....	11
2.7 วงจร R-L-D สนับเบอร์.....	13
2.8 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง.....	14
2.9 (ก) ไดโอดภายในมอสเฟต (ข) การต่อไดโอดเพิ่มภายนอก.....	15
2.10 วงจรสมมูลของมอสเฟต.....	16
2.11 (ก) วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง (ข) วงจรขับเคลื่อนแบบโทเท็มโพล (ค) ไอซีของวงจรขับเคลื่อนที่มีบัฟเฟอร์แบบโทเท็มโพล.....	17
2.12 (ก) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรถูกกำลังด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า (ข) แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (ค) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรถูกกำลังด้วย 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 ความสูญเสียในการสวิตซ์ขณะ Turn on และ Turn off.....	28
2.27 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง.....	29
2.28 ลักษณะการสวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	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 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	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 ปรี่วลผ่านไดโอดที่คร่อม S3).....	40
3.8 การทำงานในโหมด7 (I_p ลดลงเป็นศูนย์).....	40
3.9 การทำงานในโหมด8 (turn off S2).....	41
3.10 ลักษณะของแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งต่างๆในแต่ละโหมด.....	42
3.11 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์สำหรับนำไปสร้างจริง.....	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 วงจรแยกกราวด์.....	50
4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วย PSpice.....	51
4.2 สัญญาณควบคุมแบบขั้นบันไดจากการจำลอง.....	51
4.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจากการจำลอง.....	52
4.4 รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากส่วนอินเวอร์เตอร์จากการจำลอง.....	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ 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.....	63
5.15 ลักษณะจริงของแรงดันขาออก.....	63
5.16 ลักษณะจริงของกระแสขาออก.....	64
5.17 ลักษณะจริงของกำลังขาออก.....	64
5.18 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding จากการทดสอบ.....	65
5.19 ตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS จากการทดสอบ.....	66
5.20 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective.....	67
5.21 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective.....	67
5.22 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก.....	68
5.23 รูปคลื่นแรงดันขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	69
5.24 รูปคลื่นกระแสขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	69
5.25 รูปคลื่นกำลังขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
5.26 รูปคลื่นแรงดันขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	70
5.27 รูปคลื่นกระแสขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	71
5.28 รูปคลื่นกำลังขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	71
5.29 ตำแหน่งการเกิด ZVSของคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	71
5.30 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective (กรณี ZVS).....	72
5.31 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective (กรณี ZVS).....	73
5.32 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก (กรณี ZVS).....	73
5.33 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก เปรียบเทียบระหว่าง แบบ ZVZCS และ ZVS.....	74



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 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่มีกำลังงานสูงนั้นหากใช้การสวิตช์แบบฮาร์ดสวิตช์ จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานในการสวิตช์อย่างมากทำให้มีประสิทธิภาพต่ำ ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้เทคนิคซอฟท์สวิตช์ ซึ่งจะช่วยลดการสูญเสียในการสวิตช์ได้ ในบรรดาเทคนิคของวงจรซอฟท์สวิตช์ต่างๆเหล่านี้ หลักการซอฟท์สวิตช์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ได้รับความนิยมมากที่สุด แต่อย่างไรก็ตามหลักการซอฟท์สวิตช์แบบนี้ยังมีข้อเสียเนื่องจากผลของกระแสไหลวนที่มีค่าสูงในอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งและหม้อแปลงในช่วงพรีวิลลิ่ง ทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้น

ดังนั้นจึงได้มีหลักการซอฟท์สวิตช์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ซึ่งจะสามารถลดผลของกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงพรีวิลลิ่งลงได้ด้วยการทำให้กระแสในช่วงพรีวิลลิ่งมีค่าเป็นศูนย์ 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 กระแสโหลด 20 A กำลังเฉลี่ยประมาณ 800 W สวิตช์ที่ความถี่ 60 kHz

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

เรียงตามลำดับ ดังนี้

1. ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

2. ทำการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแส

ศูนย์ ด้วย โปรแกรม PSpice และตรวจสอบผลที่ได้กับทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. หาพิกัดของอุปกรณ์แต่ละตัว และหาชื่ออุปกรณ์ต่างๆ
4. ทำการสร้างตัวเครื่องคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
5. ทดสอบการทำงานของเครื่องคอนเวอร์เตอร์ว่าตรงตามทฤษฎีหรือไม่
6. สรุปผลการวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. ทำให้ทราบถึง เทคนิคการลดกำลังสูญเสียในการสวิตซ์ของอุปกรณ์
2. ทำให้ทราบถึง ความแตกต่างของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซ์ , แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ และ แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
3. สามารถนำความรู้ที่ได้จากการทำการวิจัยนี้ ไปใช้ในการทำงานวิจัยต่อยอด และนำมาสอนให้กับนักศึกษา อีกทั้งยังสามารถพัฒนาให้เป็นวงจรอุตสาหกรรมในอนาคตได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในการออกแบบวงจรจรรยาจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นั้น จำเป็นที่จะต้องใช้ทฤษฎีในด้านอิเล็กทรอนิกส์หลายอย่างประกอบเข้าด้วยกัน อันได้แก่ หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง อุปกรณ์สวิตชิง สนับเบอร์ การระบายความร้อน วงจรอินเวอร์เตอร์ และเทคนิคการสวิตช์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ซึ่งจะได้กล่าวทฤษฎีต่างๆ เหล่านี้ในบทนี้ พร้อมทั้งเปรียบเทียบความแตกต่างของเทคนิคแต่ละแบบ ในตอนท้ายของบทนี้ด้วย

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบ่งออกเป็นสามชนิดด้วยกันกล่าวคือ แม่เหล็กไฟฟ้า หม้อแปลงไฟฟ้า และตัวเหนี่ยวนำ

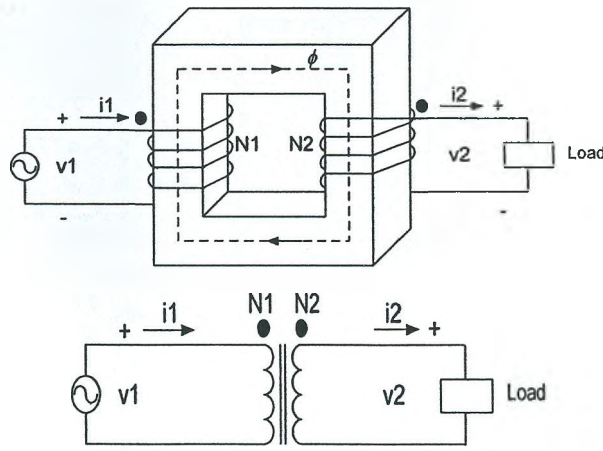
2.1.1 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า

พื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดลวดทองแดงสองขดพันรอบแกนแม่เหล็กโดยขดลวดทองแดงด้านที่รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ในขณะที่ขดลวดทองแดงที่อยู่กับด้านโหลดจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ นอกจากนี้การถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไปยังโหลดจะอาศัยสนามแม่เหล็กเป็นตัวกลางในการถ่ายเทพลังงานไฟฟ้างกล่าว จากรูปที่ 2.1 สามารถเขียนสมการของวงจรแม่เหล็กได้เป็น $N_1 i_1 - \phi \mathcal{R} = N_2 i_2$ ถ้ากำหนด ค่าความซาบซึมแม่เหล็ก μ 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

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

จากสมการที่ (2.1) จะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในอุดมคติต้องมีค่าอนุพันธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กต่อเวลาไม่เท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับไฟฟ้าด้านออกซึ่งหมายความว่าไม่มีการสูญเสีย ค่าของกระแสและแรงเคลื่อนไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยการเปลี่ยนอัตราส่วนจำนวนรอบในการพันขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิ (Turn ratio)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

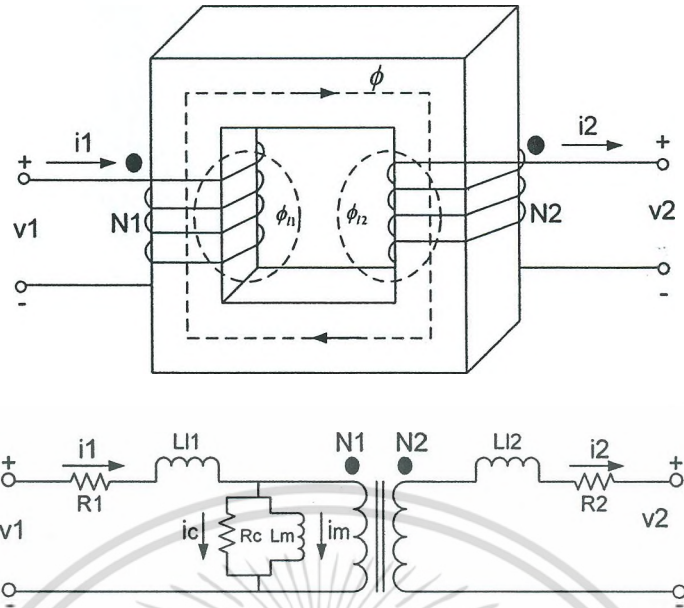


รูปที่ 2.1 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถละทิ้งค่าความต้านทานแม่เหล็กได้ กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านขดปฐมภูมิถึงแม้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ขดทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ก็ตาม และเมื่อ กำหนดให้ค่ากระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์จะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (magnetizing inductance : L_m) มีค่าเท่ากับ $L_m = N_1^2 / \mathcal{R}$ และเนื่องจากในทางปฏิบัติค่าความซาบซึมได้ของ แกนแม่เหล็กไฟฟ้าไม่เท่ากับอนันต์เหมือนกับกรณีอุดมคติ ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กบางส่วนจะไม่ไหล ผ่านแกนแม่เหล็ก แต่จะไหลวนผ่านอากาศแทน ดังนั้นที่ขดปฐมภูมิจะได้เส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ $\phi_1 = \phi_{11} + \phi$ โดยที่ ϕ_{11} คือเส้นแรงแม่เหล็กรั่วผ่านอากาศ ในขณะที่ ϕ คือเส้นแรง แม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กและตัดผ่านขดลวดทองแดงทุติยภูมิ ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้าน ปฐมภูมิเท่ากับ $L_{11} = N_1^2 / \mathcal{R}_{leak}$ ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิก็จะหาได้ในทำนองเดียวกัน นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงไฟฟ้าจะแทนด้วยสัญลักษณ์ตัวต้านทานใน วงจรสมมูล โดยค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดงที่ใช้พันรอบแกนแม่เหล็กจะแทนด้วยค่า ความต้านทาน ได้แก่ R_1 แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและ R_2 แทนความ ต้านทานขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดทองแดง ส่วนผลสม อุณหภูมิ และ ความถี่ในการใช้งาน ในขณะที่ตัวต้านทาน R_c แทนค่ากำลังการสูญเสียในแกน (Core loss) ซึ่งร วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในทางปฏิบัติแสดงในรูปที่ 2.2

โดยทั่วไปการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m มีค่ามากๆ เพื่อที่จะทำให้กระแสแม่เหล็ก (magnetizing current) มีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับ ขนาดกระแสไฟฟ้าของโหลด และในกรณีที่แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวจะมีผลทำให้ค่าตัวเหนี่ยวนำทำ แม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายถึงการลัดวงจรหม้อแปลงไฟฟ้านั่นเอง อย่างไรก็ตามข้อ ยกเว้นใน กรณีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้กับวงจรฟลายแบ็ก (flyback transformer) เพียงกรณีเดียว เท่านั้นที่จะต้องทำการออกแบบให้ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าน้อยๆ เพื่อจะทำให้ได้ค่ากระแสทำ แม่เหล็กมีค่าสูงๆ

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

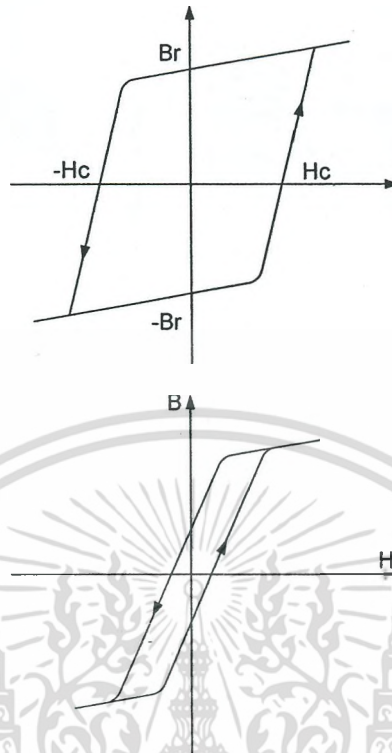
หม้อแปลงไฟฟ้า

คุณสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้าก็คือ จะต้องมีความซาบซึมได้สูง เพื่อลดค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วและเพื่อจะให้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นอกจากนี้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะต้องมีค่าต่ำ โดยที่สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าจะแสดงกราฟความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็ก (B-H curve) ให้มีลักษณะแคบเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากวงจรฮิสเตอร์ซิส ดังแสดงในรูปที่ 2.3

ตัวเหนี่ยวนำ

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

ค่าเหนี่ยวนำต่ำ และด้วยข้อจำกัดดังกล่าวจึงทำให้เป็นการยากในทางปฏิบัติที่จะออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำคงที่ได้



รูปที่ 2.3 วงรอบฮิสเทอรีซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟฟ้า

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

ผลกระทบของช่องอากาศ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

และเมื่อกำหนดให้ค่า $H_c = H_g$ จะเห็นได้ว่าพลังงานที่สะสมในแกนแม่เหล็กจะมีขนาดน้อยกว่าพลังงานที่สะสมในอากาศมาก เพราะค่าความซาบซึมสัมพัทธ์ของแกนแม่เหล็กจะมีค่ามากกว่าความซาบซึมสัมพัทธ์ของอากาศประมาณ 10-1000 เท่า จึงเป็นเหตุที่ว่าตัวเหนี่ยวนำซึ่งทำหน้าที่ในการสะสมพลังงาน จำเป็นที่จะต้องมียุขอากาศนั่นเอง อย่างไรก็ตามผลกระทบจากการเพิ่มช่องอากาศจะได้แก่

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

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

หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเป็นอุปกรณ์แม่เหล็กพื้นฐานที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า เช่นอินเวอร์เตอร์และแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ซึ่งเป็นต้น สำหรับในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่โดยเฉพาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ ซึ่งด้วยหลักการพื้นฐานเดียวกันสามารถประยุกต์ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานอื่นๆได้ วงจรพื้นฐานที่ใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ซึ่งจะได้แก่

- (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

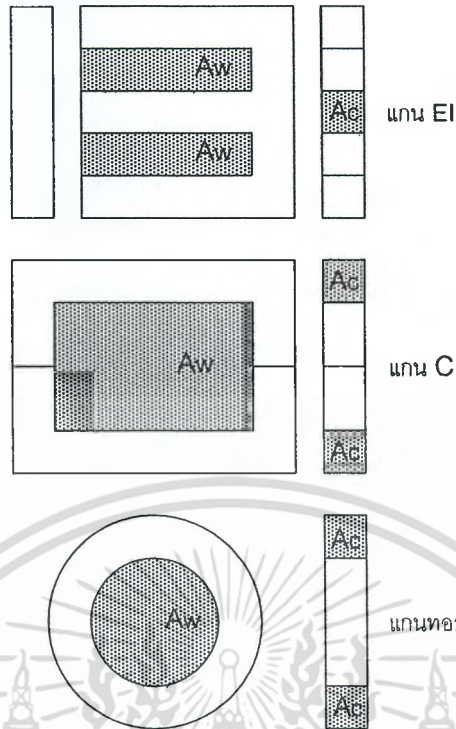
$$A_p = \text{area product} = \text{core cross section } (A_c) \times \text{window area } (A_w)$$

เมื่อ (A_c) หมายถึงพื้นที่หน้าตัดแกน (Core area)

(A_w) หมายถึงพื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (window area)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนิยาม A_c และ A_w ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างนิยาม A_c และ A_w สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ

จากสมการแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีค่าเท่ากับ

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

โดยที่ K_f มีค่า 1 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยม

K_f มีค่า 1.11 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันไซน์

N หมายถึง จำนวนรอบขดลวด

f หมายถึงความถี่ (Hz)

B_m หมายถึงค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (wb/m^2)

A_c หมายถึงพื้นที่หน้าตัดของแกน (m^2)

จะได้ค่าจำนวนรอบด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ

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

กระแสไฟฟ้ามี่ค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

โดยที่ J หมายถึง ความหนาแน่นกระแส (A/m^2)

a_{wire} หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของตัวนำซึ่งกระแสไหลผ่าน (m^2)

และกำหนดให้ขดลวดตัวนำด้านปฐมภูมิ (N_1) มีพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ a_1 และขดลวดตัวนำด้านทุติยภูมิ (N_2) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ a_2 ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมด จะมีค่าเท่ากับ $N_1 a_1 + N_2 a_2$ ซึ่งในบางทฤษฎีพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดควรจะพอดีกับพื้นที่ หน้าต่าง (Window area: K_w) อย่างไรก็ตาม ในทางทฤษฎี ขดลวดไม่ได้ประกอบด้วยตัวนำ เท่านั้น แต่จะประกอบด้วยอย่างอื่นอีก เช่น ฉนวนของขดลวด กระจายฉนวนระหว่างขดลวดและ ช่องว่างอากาศเพื่อระบายความร้อนเป็นต้น และถ้า K_w หมายถึง Window Utilization ซึ่งเป็น แฟกเตอร์ที่ใช้ในการชดเชยผลดังกล่าวและโดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

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

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

โดยที่ I_1 หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสปฐมภูมิ (A)

I_2 หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสทุติยภูมิ (A)

N_1 หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_2 หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

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

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

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

กรณีรูปคลื่นสัญญาณไซน์ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ (P_{02}) จะมีค่าเท่ากับ

$P_{02} = E_2 I_2$ โดยที่ E_2 หมายถึงค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิและ จะได้ค่ากำลัง ไฟฟ้าจริงด้านปฐมภูมิ (P_{01}) จะมีค่าเท่ากับ

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

โดยที่ E_1 หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ

η หมายถึง ประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{o2} \left[1 + \frac{1}{\eta} \right]}{4JK_f K_w B_m f_s} \quad (2.12)$$

โดย P_{o2} หมายถึง ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ(W)

K_f หมายถึง Form factor (มีค่าเท่ากับ 1.11 สำหรับรูปคลื่นสัญญาณไซน์และเท่ากับ 1 สำหรับรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม)

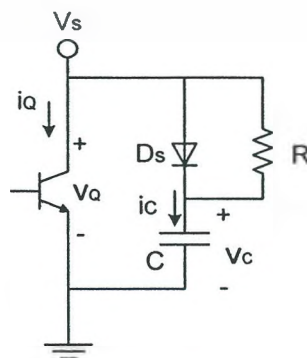
K_w หมายถึง Window utilization factor

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

ในการเลือกแกนแม่เหล็กที่มีใช้อยู่ทั่วไปให้เหมาะสมกับการใช้งานจะทำได้โดยการคำนวณหาค่า A_p ดังแสดงในสมการที่ (2.12) เปรียบเทียบกับค่า A_p ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิตโดยจะต้องเลือกค่าที่ A_p ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิตให้มากกว่า A_p ที่ได้จากการคำนวณ

2.2 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ ทำหน้าที่ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตซ์ซึ่งที่ตัวสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและป้องกันการเสียหายเนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน (dv/dt) มากเกินไป และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส (di/dt) มากเกินไป ซึ่ง (dv/dt) และ (di/dt) จะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแสอย่างรวดเร็วในช่วงของการ turn off และ turn on ตามลำดับ วงจรสับเบอร์จะจำกัดระดับแรงดันและกระแสที่ทรานซิสเตอร์กำลังให้อยู่ในระดับที่ต้องการ สำหรับ รูปแบบโดยทั่วไปของวงจรสับเบอร์จะได้แก่ R-C-D สับเบอร์ ดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 วงจร R-C-D สับเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส จะทำให้ระดับแรงดันตกคร่อม ทรานซิสเตอร์ มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลทำให้ไดโอด D_s ได้รับการ forward bias และตัวเก็บประจุทำการสะสมประจุ ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ถูกกำหนดโดยค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ โดยที่ค่าความจุไฟฟ้าสูงๆจะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์เป็นไปอย่างช้าๆดังรูปที่ 2.6

จะเห็นได้ว่าที่ค่าความจุไฟฟ้าสูงๆ จะทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียช่วงขณะจากการสวิตซ์ซึ่งที่ตัวทรานซิสเตอร์มีค่าลดลง

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

โดยที่ I_L = กระแสโหลด

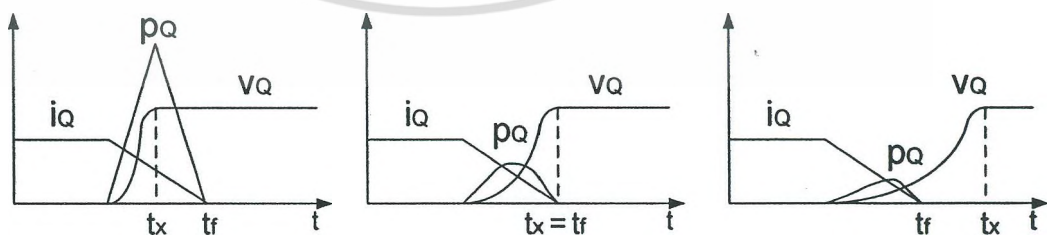
t_f = ช่วงเวลาที่สวิตซ์เริ่มหยุดนำกระแสเมื่อมีวงจรสับเบอร์

V_f = แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเมื่อกระแสผ่านสวิตซ์ลงจนเป็น 0 อาจประมาณได้เท่ากับแรงดันจากแหล่งจ่าย (V_s) ก็ได้

สำหรับกำลังไฟฟ้าสูญเสียช่วงขณะที่ตัวทรานซิสเตอร์ที่ใส่วงจรสับเบอร์และมีค่า C ที่พอดีแล้วมีค่าเท่ากับ

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

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 กระแสและกำลังสูญเสียที่สวิตซ์

เมื่อใส่ R-C-D สับเบอร์ที่ค่า C ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้ากำหนดให้ช่วงเวลาเท่ากับ 5 เท่าของค่าคงตัวเวลา คือช่วงเวลาในตัวเก็บประจุสามารถคายประจุได้หมดเมื่อพิจารณาจากเวลาในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์จะเท่ากับ $t_{on} > 5RC$

ตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุผ่านทางตัวต้านทานสนับเบอร์และทรานซิสเตอร์ ดังนั้นพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ

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

ซึ่งพลังงานส่วนใหญ่จะถูกถ่ายเทไปยังตัวต้านทานสนับเบอร์ขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแส ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียที่ ตัวต้านทานสนับเบอร์จะมีค่าเท่ากับ

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

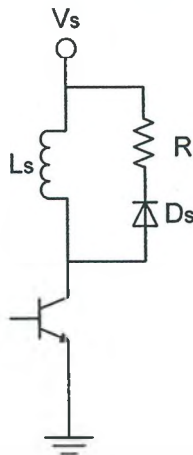
แสดงให้เห็นว่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานสนับเบอร์ ซึ่งกระจายพลังงานให้อยู่ในรูปความร้อนจะขึ้นอยู่กับค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุสนับเบอร์ ดังนั้นตัวเก็บประจุไฟฟ้าค่าสูงๆจะสามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ได้ แต่ก็จะเป็นการเพิ่มกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวต้านทานสนับเบอร์ เช่นกัน

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ จะมีค่าต่ำสุดเมื่อตัวเก็บประจุมีค่าสูงสุด แต่กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวต้านทานสนับเบอร์ก็จะมีค่าสูงสุดเช่นกัน สำหรับกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมขณะทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ ผลบวก กำลังไฟฟ้าสูญเสียของทรานซิสเตอร์และกำลังไฟฟ้าสูญเสียของวงจรสนับเบอร์

การที่วงจรสนับเบอร์สามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ ซึ่งหมายถึงลดความต้องการในการระบายความร้อนสำหรับตัวทรานซิสเตอร์ลงเพราะการระบายความร้อนสำหรับตัวต้านทานทำได้ง่ายกว่าทรานซิสเตอร์มาก ดังนั้นการออกแบบวงจรสนับเบอร์ร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะทำให้ระบบโดยรวมดีขึ้น

วงจรสนับเบอร์ที่กล่าวมา จะออกแบบสำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสแต่จะยังมีวงจรสนับเบอร์ที่ออกแบบสำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มนำกระแส ดังรูป 2.7 ซึ่งตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับทรานซิสเตอร์จะลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส (di/dt) ขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส และจะเป็นการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตซ์ขณะทรานซิสเตอร์นำกระแสได้ในที่สุด ไดโอดของวงจรสนับเบอร์สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มนำ กระแส จะไม่นำกระแสเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส และระหว่างที่ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมของวงจรสนับเบอร์ จะส่งผ่านไปยังตัวต้านทานสนับเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจร R-L-D สนับเบอร์

เพื่อกระจายพลังงานให้อยู่ในรูปความร้อน

วงจรสับเบอร์สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสและเริ่มนำกระแสสามารถต่อรวมกันได้ โดยที่พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำของวงจรสับเบอร์สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มนำกระแสจะสามารถถ่ายเทพลังงานไปยังวงจรสับเบอร์ สำหรับช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสได้โดยไม่ต้องต่อไดโอดหรือตัวต้านทานเพิ่มเติม

2.3 มอสเฟตกำลังและวงจรขับเคลื่อน

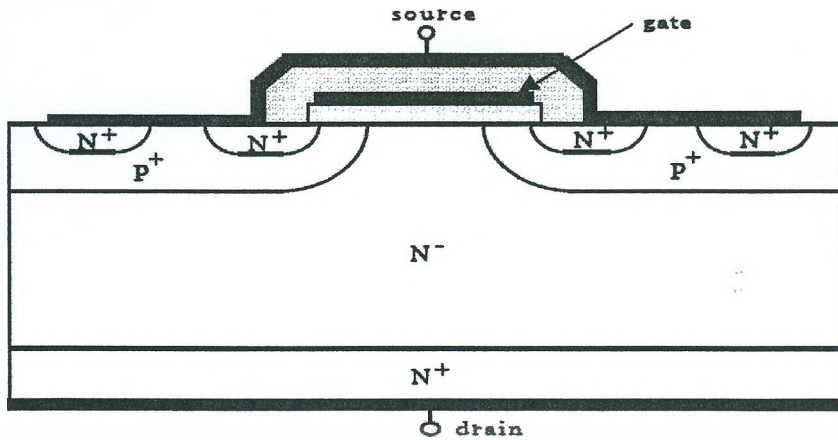
เทคโนโลยีการพัฒนา Metal-Oxide-Semiconductor สำหรับวงจร microelectronic ได้ถูกพัฒนาอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการเลือกอุปกรณ์ที่เหมาะสมจึงต้องใช้ความรู้เกี่ยวกับคุณสมบัติ คุณลักษณะเฉพาะและช่วงเวลาการทำงานให้เหมาะสม โดยพิจารณาได้จาก $i-v$ characteristic ซึ่งเป็นสิ่งที่ผู้ออกแบบควรเลือกพิจารณา สัญลักษณ์ของตัวอุปกรณ์แบ่งเป็น แบบ 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^+ -source เพื่อคงค่าแรงดันบริเวณ p-base ขณะอุปกรณ์ทำงาน เมื่อ gate และ source terminal มีแรงดันเท่ากัน ($V_{gs} = 0$) บริเวณ p-base จะยังคงไม่เปลี่ยนแปลง ส่วนบริเวณ n-drift จะมีแรงดันตกลงเล็กน้อย จึงจำเป็นต้องอาศัยแรงดันขา drain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้



รูปที่ 2.8 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง

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

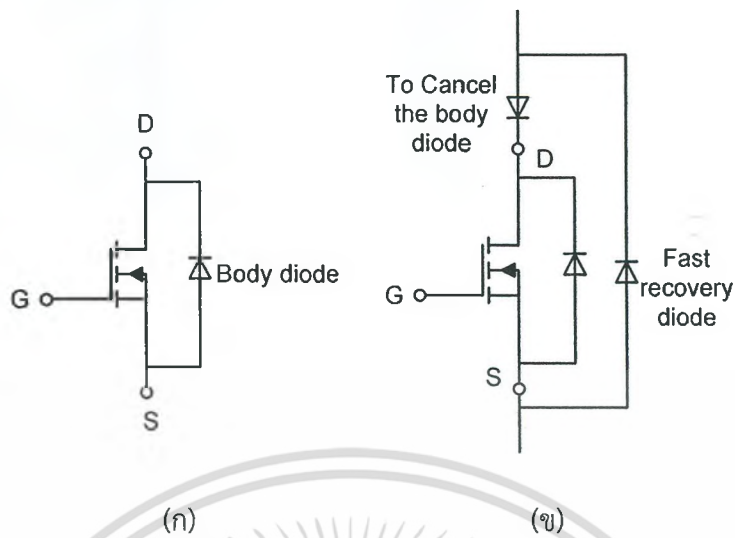
On-State Resistant

อุปกรณ์พวก bipolar จะต้องอาศัยกระแส base เพื่อควบคุมให้กระแสสามารถไหลผ่าน collector ของอุปกรณ์ ได้ตามช่วงเวลาที่ต้องการ แต่ มอสเฟตกำลัง จะอาศัยแรงดันปริมาณเล็กน้อยควบคุมตัวอุปกรณ์ โดยจะมีกระแสเข้ามาที่อุปกรณ์น้อยมาก เป็นผลให้การควบคุมมอสเฟตโดยการจ่ายแรงดันจะมีพลังงานที่สูญเสีย 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 แต่ในงานก็จำเป็นต้องใช้ ultra-fast diode มาต่อภายนอกแบบขนานเพื่อสามารถลดเวลา recovery ของไดโอดดัง รูปที่ 2.9 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

Internal Capacitors

ค่า parameter ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่ส่งผลต่อพฤติกรรมการทำงานของมอสเฟต คือค่า C แฝงที่อยู่ภายใน 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 ดังนั้นช่วงเวลาที่ มอสเฟต Turn on ค่าของตัวเก็บประจุ C_{gd} และ C_{gs} จำเป็นต้องมีการอัดประจุผ่านทาง gate การออกแบบสัญญาณของวงจรควบคุม จำเป็นที่จะต้องพิจารณาค่าการเปลี่ยนแปลงของความจุเหล่านี้ ค่าความจุแฝงภายใน มอสเฟต จะอยู่ในเทอมของ C_{iss} , C_{oss} และ C_{rss} ที่ระบุอยู่ใน DATA SHEET

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

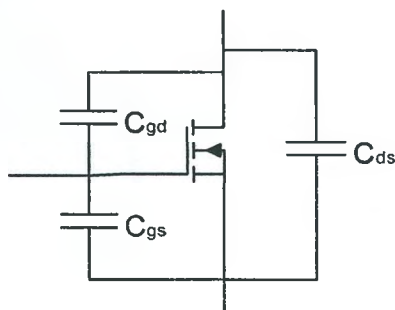
$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

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

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 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จุดประสงค์ของการทำงานที่ย่านความถี่สูงมาก ๆ ก็เพื่อเป็นการลดขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ ซึ่งมอสเฟตในปัจจุบันสามารถตอบสนองได้ดีอีก



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของมอสเฟต

ทั้งมีค่าการสูญเสียในช่วงเวลานำกระแสต่ำ แต่ยังมีพิกัดกำลังไม่สูงมากนักซึ่งในอนาคตการพัฒนา มอสเฟต ให้สามารถตอบสนองได้ในทุกความต้องการ ก็ยิ่งทำให้มอสเฟตมีความสำคัญในทาง อิเล็กทรอนิกส์กำลังมากยิ่งขึ้น

2.3.2 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนสำหรับมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลังเป็นสวิตช์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน ทำให้ง่ายต่อการควบคุมให้เริ่มนำหรือหยุดนำกระแส มอสเฟตกำลังจะนำกระแส ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมขาเกตเทียบกับขาซอส (V_{GS}) มีค่าสูงกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เป็นผลให้ มอสเฟตกำลังเข้าสู่การทำงานโหมดโอห์มมิก (ohmic region) โดยทั่วไปแรงดัน V_{GS} เพื่อให้สวิตช์เริ่มนำกระแสจะมีค่าอยู่ระหว่าง 10-20 โวลต์ และเพื่อให้สวิตช์ไม่ นำกระแสสามารถกระทำได้โดยทำให้แรงดัน V_{GS} มีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม และในขณะที่สวิตช์ นำกระแสและไม่นำกระแส กระแสที่ป้อนเข้าขาเกตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ความเร็วในการสวิตช์หาได้ จากความเร็วในการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นด้านขาเข้าของมอสเฟตกำลัง (parasitic input capacitance) ซึ่งตัวเก็บประจุแผ่นจะต้องทำการสะสมประจุเพื่อให้สวิตช์นำกระแสและต้อง ทำการคายประจุเพื่อให้สวิตช์ไม่นำกระแส

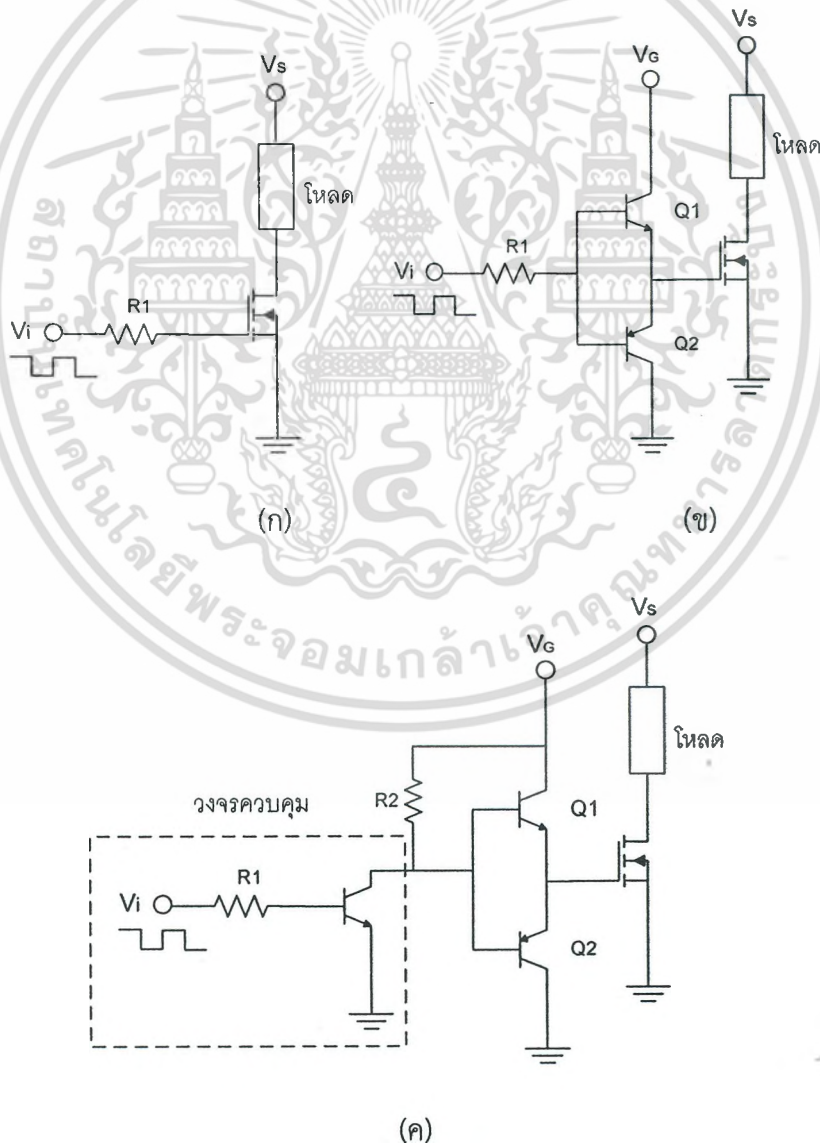
วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังจะต้องสามารถจ่ายกระแสและดึงกระแสได้อย่าง รวดเร็วเพื่อจะให้มอสเฟตกำลังสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง รูปที่ 2.11 (ก) แสดงตัวอย่างของวงจร ขับที่ใช้ในการขับมอสเฟตกำลัง ซึ่งไม่เหมาะกับงานที่ต้องการความถี่สวิตช์สูงๆ นอกจากนั้น ถ้า สัญญาณด้านเข้าได้รับแรงดันจากอุปกรณ์ลอจิกดิจิทัลแรงดันต่ำ (low voltage digital logic device) แรงดันด้านนี้อาจไม่เพียงพอที่จะขับให้มอสเฟตกำลังนำกระแสได้ จึงต้องมีการปรับปรุง วงจรขับ ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (ข) ด้วยการใช้คู่ของวงจรอิมิตเตอร์ตาม (double emitter follower) หรือโทเท็มโพล (totem pole) ซึ่งเป็นวงจรที่ประกอบด้วยคู่อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ NPN และ PNP สำหรับการทำงานของวงจรขับเคลื่อน เมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับเคลื่อน มีค่าสูง ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเริ่มนำกระแสและทรานซิสเตอร์ Q_2 ไม่นำกระแส เป็นผลทำให้มอสเฟตกำลัง เริ่มนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรถับเกต มีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะไม่นำกระแส และทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแส ซึ่งจะเป็นการย้ายประจุจากขาเกต เป็นผลทำให้มอสเฟตกำลังเริ่มหยุดนำกระแสได้ นอกจากนี้สัญญาณด้านเข้าอาจมาจากวงจรถอเลกเตอร์แบบเปิด (open collector TTL) ที่ประกอบด้วย โทเท็มโพล ซึ่งจะใช้เป็นบัฟเฟอร์ (buffer) สำหรับแหล่งจ่ายกระแส (source) และดึงกระแส (sink) ที่ขาเกต ดังแสดงใน รูปที่ 2.11 (ค)

2.3.3 การแยกจากกันทางไฟฟ้า (electrical isolation) ระหว่างมอสเฟตกับวงจรถบคุม (control circuit)

โดยมากจะมีความจำเป็น เพราะระดับแรงดันที่แตกต่างกันอย่างมากระหว่างวงจรถบคุมกับวงจรถอเลก (power circuit) สำหรับวงจรถอเลกที่ใช้ในการแยกจากกันทางไฟฟ้า โดยมากจะได้แก่แบบการเชื่อมต่อทางแม่เหล็ก (magnetically coupled) และการเชื่อมต่อทาง



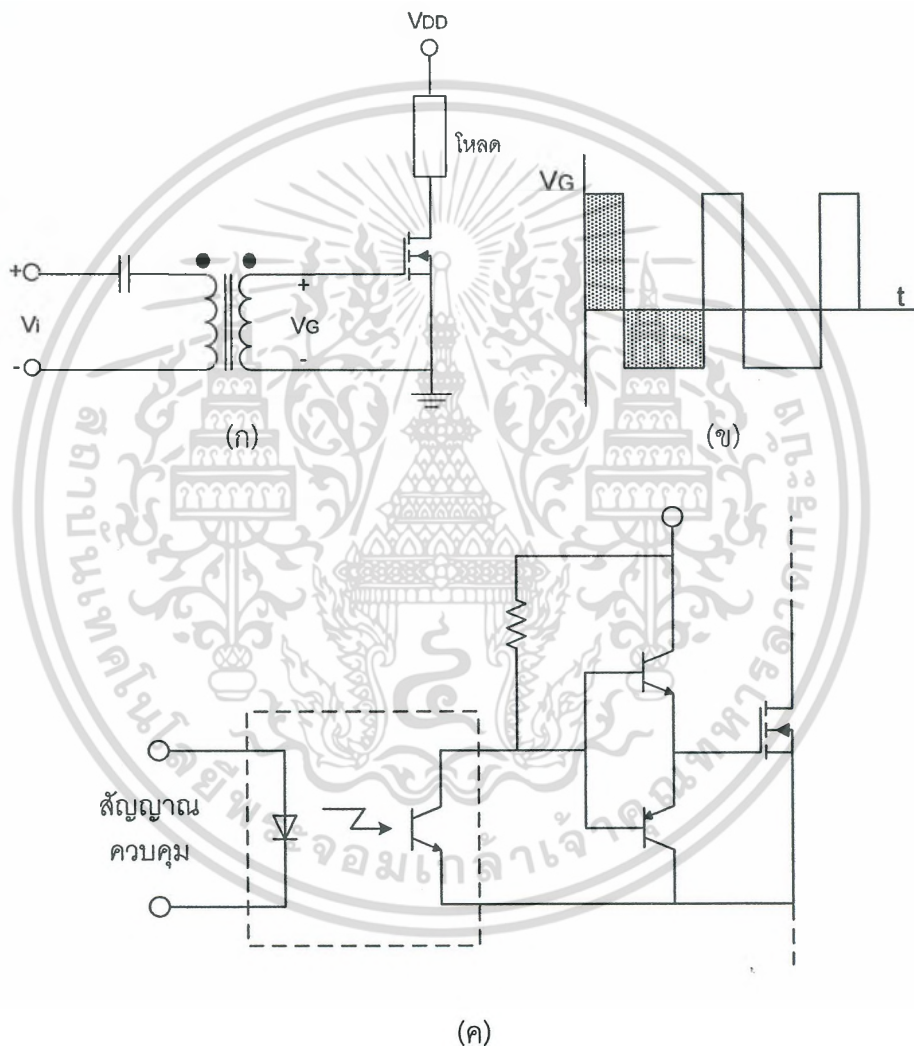
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.11 (ก) วงจรขั้วเกตของมอสเฟตกำลัง

(ข) วงจรขั้วเกตแบบโทเท็มโพล

(ค) ไอซีของวงจรขั้วเกตที่มีบัฟเฟอร์แบบโทเท็มโพล

แสง (optically coupled) รูปที่ 2.12 (ก) แสดงวงจรควบคุมและวงจรถูกสั่งที่แยกจากกันทางไฟฟ้า โดยอาศัยการเชื่อมต่อทางแม่เหล็กด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับหม้อแปลงไฟฟ้าจะ ใช้สำหรับป้องกันไฟฟ้ากระแสดตรงหรือดีซีออฟเซต (dc offset) ดังรูปที่ 2.12 (ข) และ 2.12 (ค) ตามลำดับ



รูปที่ 2.12 (ก) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ
วงจรถูกสั่งด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า

(ข) แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

(ค) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและ
วงจรถูกสั่งด้วยการเชื่อมต่อทางแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวจะมีการแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบฮาล์ฟบริดจ์ (half-bridge) และแบบฟูลบริดจ์ (full-bridge) ในแบบฮาล์ฟบริดจ์ จะมีตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกัน อยู่ระหว่างแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายกระแสตรงและหากให้ค่าตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวมีขนาดเท่ากัน จะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าเท่ากันคือ $\frac{V_s}{2}$ ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เฟสเดียวจะประกอบไปด้วยสองกิ่ง คือ Leading-leg และ Lagging-leg โดยอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์จะมีกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์ 2 เท่า จึงเหมาะสมที่จะเลือกใช้เมื่อต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าโหลดสูงขึ้น

เงื่อนไขสำคัญที่อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์ คือการทำงานของสวิตช์ในกิ่งเดียวกันต้องไม่ทำงานพร้อมกันในช่วงเวลาเดียวกัน มิฉะนั้นแล้วจะเกิดการลัดวงจรระหว่างบัสบวกและบัสลบ ในทางอุดมคติเวลาของการสวิตช์ซิงของ Q1 และ Q3 จะตรงข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะต้องมีช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้งคู่ไม่นำกระแส ซึ่งจะเรียกว่า ช่วงเวลาเดดไทม์ (dead time) โดยเดดไทม์จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ จากการนำกระแสเป็นช่วงการไม่นำกระแส หรือจากไม่นำกระแสเป็นนำกระแส

2.4.1 อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์

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

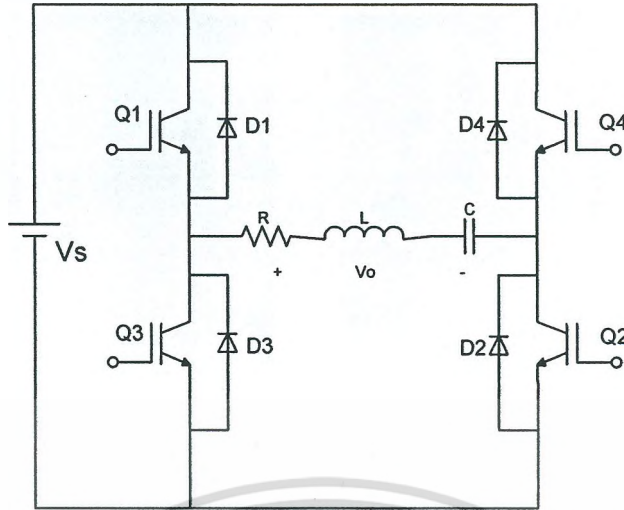
ค่าแรงดัน rms fundamental ทางอินพุตคือ

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

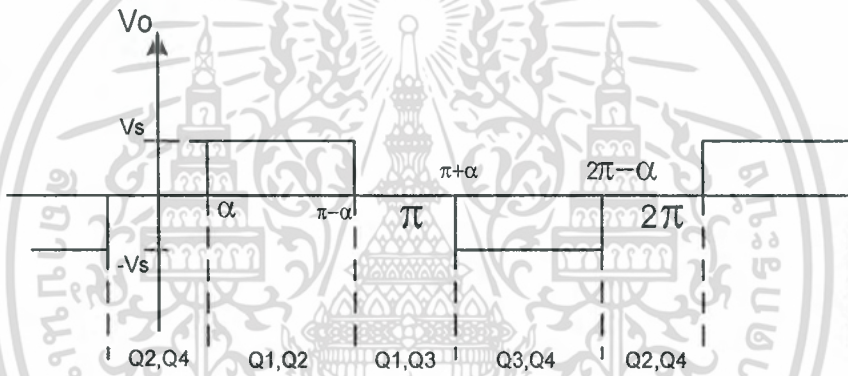
ค่ากระแส rms fundamental ทางอินพุตคือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นแรงดันแบบ Quasi square wave

2.4.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์

กึ่งใดๆของอินเวอร์เตอร์ สวิตช์ตัวบนและตัวล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน จึงต้องการช่วงเวลาที่ยาวขึ้นที่สวิตช์ทั้งคู่นำกระแสก่อนที่สวิตช์จะเปลี่ยนสถานะ เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ ช่วงเวลานี้เรียกว่า เดดไทม์ (Dead time หรือ blanking time)

สวิตช์ที่มีความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ(เป็นหลักสิบของนาโนวินาที) เช่น สวิตช์ที่เป็น MOSFET จะมีค่าเดดไทม์น้อยๆ เช่น 1-2 ไมโครวินาที ส่วนสวิตช์ที่เป็นไทรสเตอร์มักจะต้องการค่าเดดไทม์ที่มากกว่า ดังนั้นเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับชนิดของสวิตช์สารกึ่งตัวนำที่เลือกใช้

ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์ ดังแสดงอยู่ในรูปที่ 2.23 โดยรูปที่ 2.15 (a) เป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งกึ่งและ รูปที่ 2.15 (b) เป็นแรงดันควบคุมเกตในอุดมคติ รูปที่ 2.15 (c) คือแรงดันควบคุมเกตของสวิตช์ที่ได้ชดเชยผลของเดดไทม์แล้ว โดยมีหลักการง่าย ๆ คือ ทุกๆขาลงของแรงดันควบคุมเกตให้คงที่ และทุกๆขาขึ้นให้หน่วงเวลาไปเท่ากับเดดเอกซารานี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใหม่ เพื่อไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสไหลอด กล่าวคือ

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

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

ค่าแรงดันผิดเพี้ยนจะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติลบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจริง และมีค่าดังสมการที่ (2.19) และ (2.20) สรุปได้ว่าเดดไทม์มากมีผลให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไปด้วย

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

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

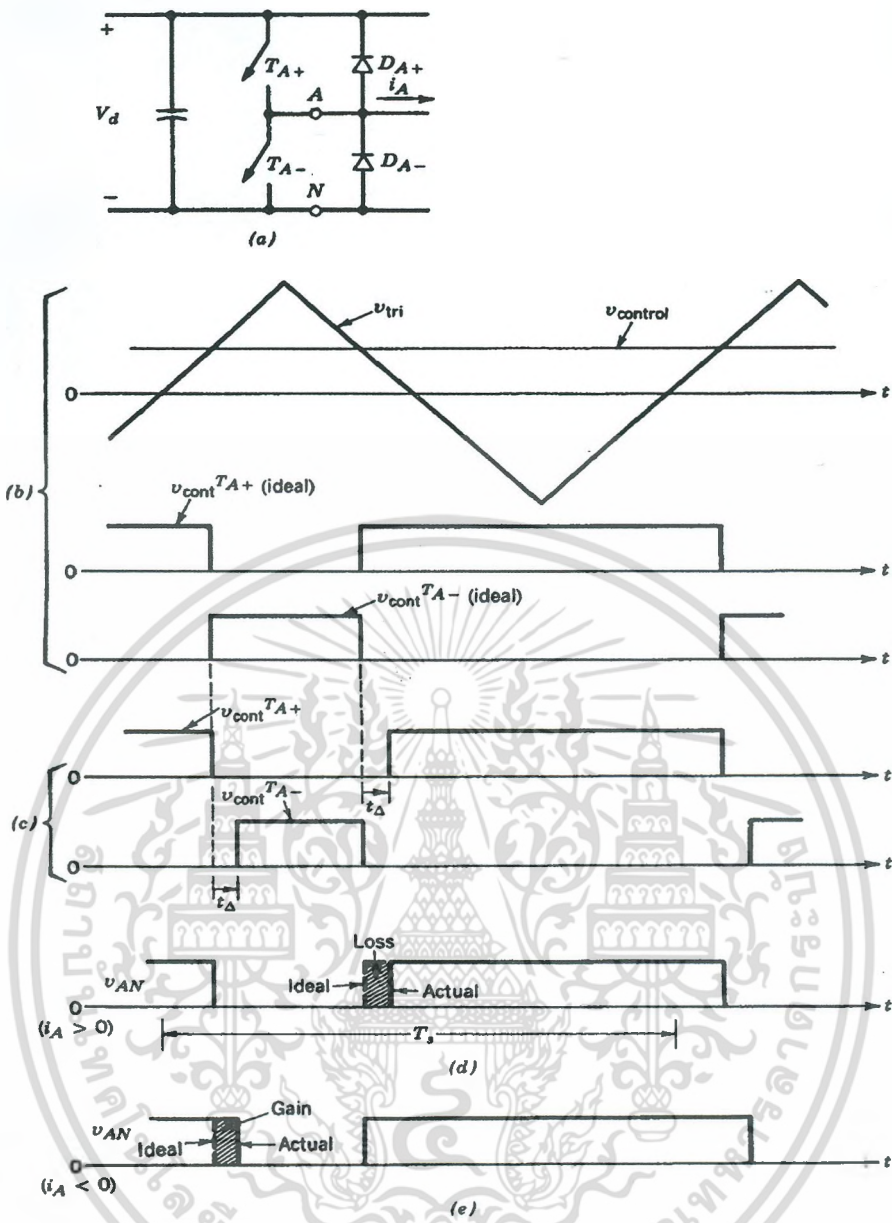
จึงสรุปข้อเสียของเดดไทม์คือการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่รอบข้างความถี่สวิตช์ซึ่งและเกิด ความถี่ที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำๆอันจะเป็นผลเสียต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

2.5 วงจรเรียงกระแสแบบ Single-phase Full-wave

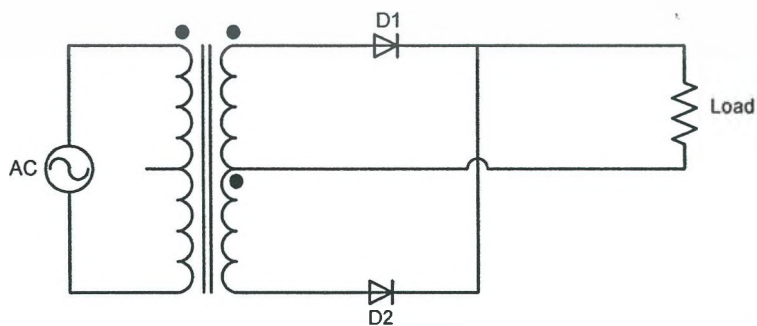
วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่เปลี่ยนไฟกระแสสลับไปเป็นไฟกระแสตรง วงจรเรียงกระแสแบบ Single-phase Full-wave ที่สร้างจากไดโอด แบ่งออกเป็น 2 แบบหลักๆคือ แบบ Center-Tapped และ แบบ Bridge

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 ไปยังโหลด ดังรูปที่ 2.17

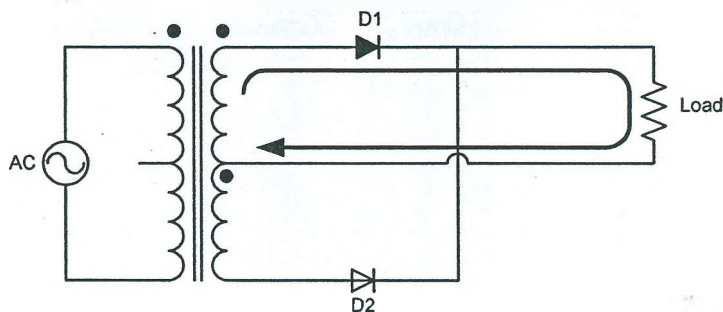


รูปที่ 2.15 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.16 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped

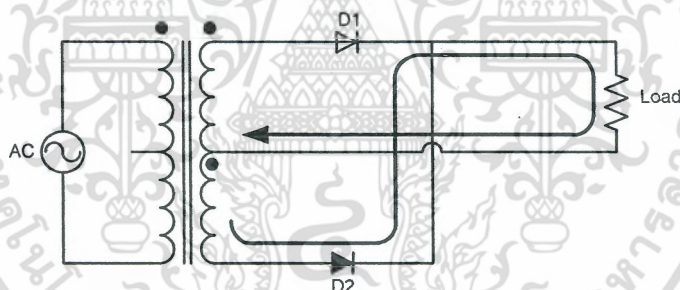
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



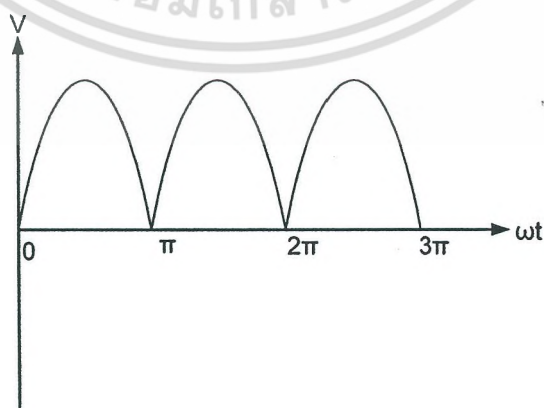
รูปที่ 2.17 วงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ขณะ D1 นำกระแส

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

ในการเลือกใช้ไดโอดควรคำนึงถึงค่าทนแรงดัน reverse สูงสุดของไดโอดด้วยซึ่งศัพท์เทคนิคเรียกว่า 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

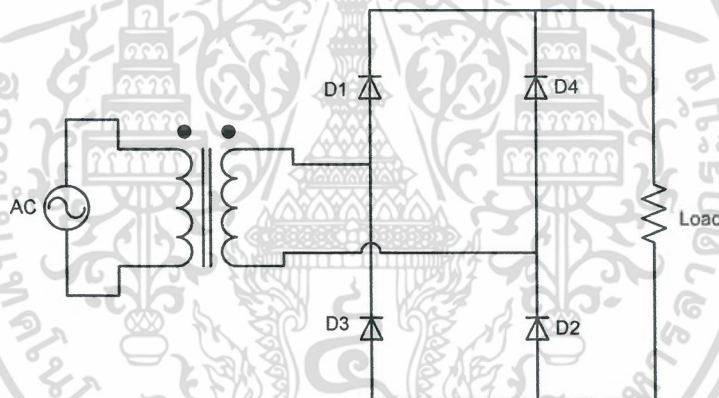
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ Bridge จะประกอบด้วย ไดโอด 4 ตัวต่ออยู่กับหม้อแปลงธรรมดาดังรูปที่ 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

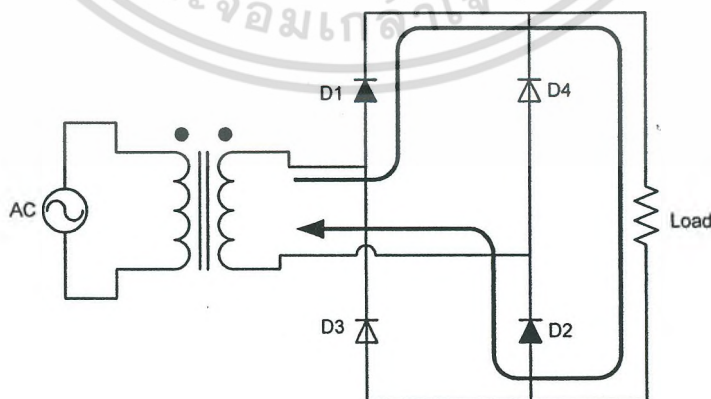
เมื่อแรงดันกระแสสลับอยู่ในในช่วงไซเคิลลบจะทำให้ D1 และ D2 ถูก reverse bias ส่วน D3 และ D4 จะถูก forward bias ทำให้กระแสไหลผ่าน D3 และ D4 ไปยังโหลดดังรูปที่ 2.22

ลักษณะแรงดันคร่อมโหลดจะเหมือนกับวงจรเรียงกระแสแบบ Center-Tapped ในวงจรเรียงกระแสแบบ Bridge นี้ ไดโอดแต่ละตัวจะมีค่า PIV เท่ากับ ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

จะสังเกตได้ว่าแรงดันที่เรียงกระแสมาได้จะไม่เรียบ ดังนั้นหากต้องการให้แรงดันเรียบขึ้นจะต้องนำตัวเก็บประจุมาต่อขนานเข้าไปในวงจรดังรูปที่ 2.23 เพื่อกรองแรงดัน โดยตัวเก็บประจุนี้เรียกว่า C ฟิลเตอร์ ลักษณะของแรงดันที่ผ่านการกรองจาก C ฟิลเตอร์แล้วจะเป็นดังรูปที่ 2.24

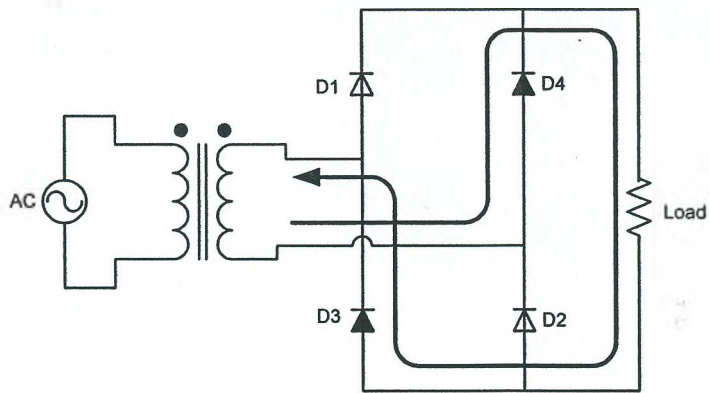


รูปที่ 2.20 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge

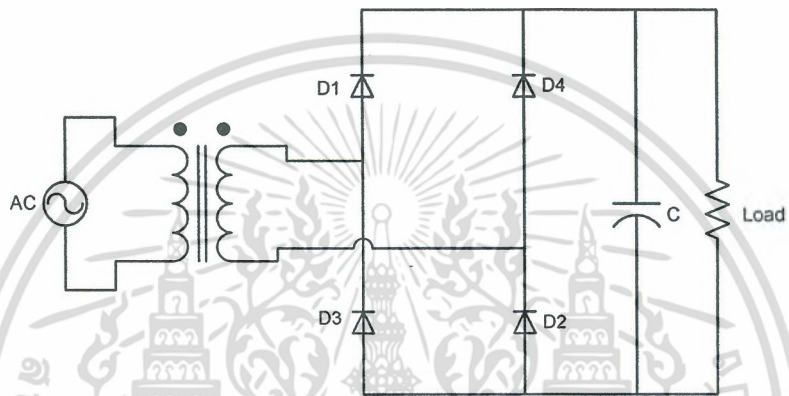


รูปที่ 2.21 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D1 และ D2 นำกระแส

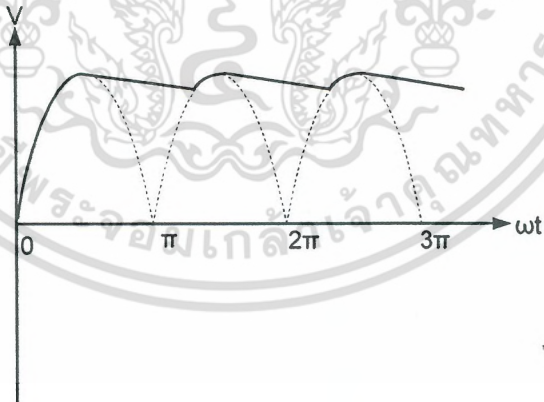
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ขณะ D3และD4 นำกระแส



รูปที่ 2.23 วงจรเรียงกระแสแบบ Bridge ที่มีการต่อ C ฟิลเตอร์



รูปที่ 2.24 ลักษณะแรงดันที่ถูกเรียงกระแสแบบ Full-wave และผ่านการกรองจากCฟิลเตอร์

2.6 ทฤษฎีการสวิตช์ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ

ในปัจจุบันนี้ได้มีเทคนิคการสวิตช์หลายวิธีในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับคอนเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะคอนเวอร์เตอร์กำลังสูง สัญญาณควบคุมโดยส่วนใหญ่จะใช้สัญญาณ PWM แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

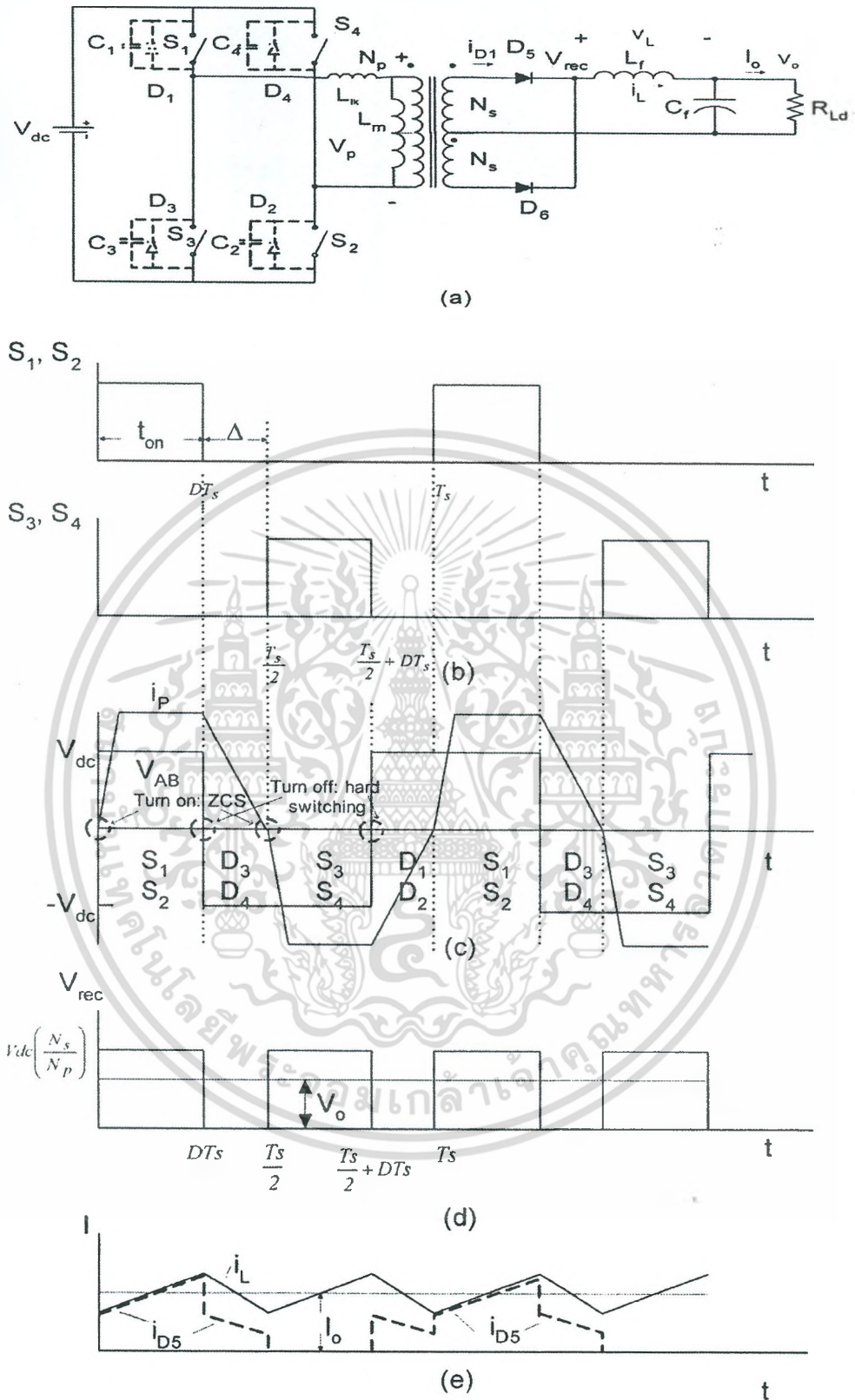
ธรรมดา และ PWM แบบเลือนเฟส โดยเราจะเริ่มอธิบายการสวิตซ์ในลักษณะฮาร์ดสวิตซ์ซึ่งก่อนเพื่อเป็นพื้นฐาน สำหรับการสวิตซ์แบบ ZVS และ ZVZCS ต่อไป

2.6.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซ์

วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซ์แสดงดังรูปที่ 2.25 a ส่วนรูปร่างสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตซ์แสดงดังรูปที่ 2.25 b โดยที่สวิตซ์จะทำงานเป็นคู่สลับเปลี่ยนกัน จาก S1-S2 เป็น S3-S4 และกลับมาเป็น S1-S2 อีกครั้ง โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ จะมีไดโอดสำหรับการฟรีวีลไว้เป็นเส้นทางผ่านของกระแส ซึ่งเป็นผลมาจาก Leakage inductance กรณีที่สวิตซ์ Turn off ช่วงเวลาการฟรีวีล D1-D2 และ D3-D4 สามารถคำนวณได้จากพลังงานที่สะสมอยู่ใน Leakage inductance โดยในช่วงนี้แรงดันที่ตกคร่อม Leakage inductance จะมีค่าเท่ากับ $-V_{dc}$ และ ช่วงเวลาเดดไทม์จะไม่สามารถน้อยกว่าช่วงเวลาที่ได้นี้ ตอนทำ Turn on สวิตซ์ในกึ่งเดียวกัน 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 กระแสไหลลัดที่ไหลผ่าน D5 จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.25 e

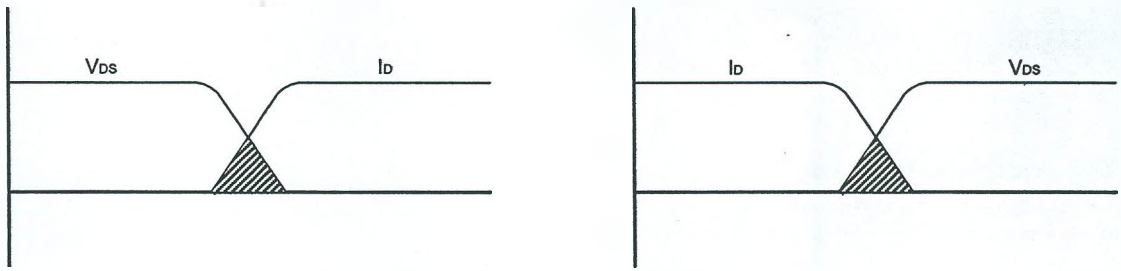
ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซ์ คือ

1. จะมีการสูญเสียกำลังที่ตัวสวิตซ์สูงขณะ Turn on และ Turn off สวิตซ์โดยเฉพาะเมื่อสวิตซ์ที่ความถี่สูงขึ้นจะยิ่งทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่ตัวสวิตซ์สูงขึ้น (แต่ที่ยังนิยมสวิตซ์ที่ความถี่สูงก็เพื่อลดขนาดของหม้อแปลงและฟิลเตอร์) ลักษณะการสูญเสียจากการสวิตซ์แสดงดังรูปที่ 2.26
2. ช่วงเวลาฟรีวีลผ่านไดโอด จะขึ้นอยู่กับพลังงานสะสมที่อยู่ใน Leakage inductance ทำให้การลดลงของกระแสต้านปฏิกิริยาถูกจำกัดที่ค่าๆหนึ่ง ดังนั้นจึงไม่สามารถสวิตซ์ที่ความถี่สูงเกินไปได้



รูปที่ 2.25 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 ความสูญเสียในการสวิตช์ขณะ Turn on และ Turn off

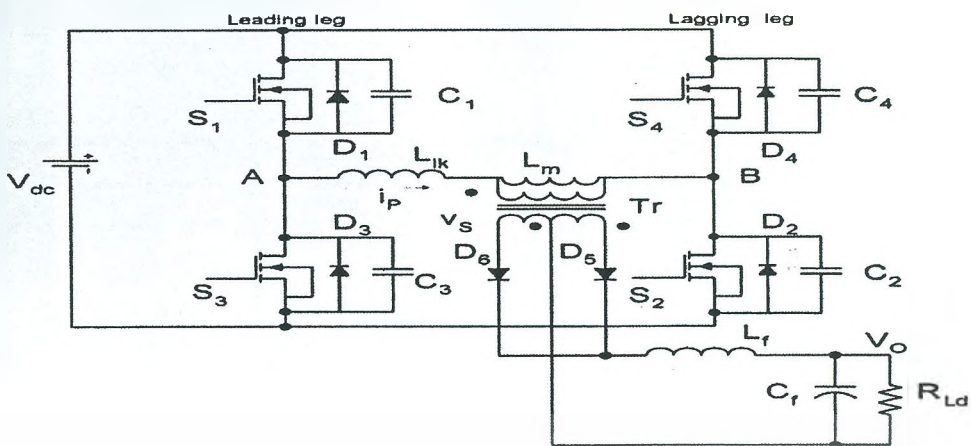
2.6.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS แสดงดังรูปที่ 2.27 a โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะทำงานโดยใช้สัญญาณควบคุม PWM แบบเลื่อนเฟส แทนสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตช์ ทำให้เกิด ZVZCS ในขณะ Turn on สวิตช์ โดยใช้ Leakage inductance ในการดิสชาร์จตัวเก็บประจุของสวิตช์ตัวนั้นและชาร์จสวิตช์อีกตัวที่อยู่ในกึ่งเดียวกัน โดยการดิสชาร์จนี้จะเกิดในช่วงการฟรีวิลกระแสและแรงดันในด้านปฐมภูมิจะแสดงดังรูปที่ 2.27 b S3 และ D2 จะนำกระแสหลัง S4 Turn off ภายใต้สภาวะฮาร์ดสวิตช์ โดยจะเกิดความสูญเสียปริมาณเล็กน้อย เนื่องจาก C4 จะประพจน์ตัวคล้ายกับ Turn off snubber ต่อมา S3 จะถูก Turn off ในลักษณะคล้ายกับ S4 โดยกระแสปฐมภูมิถูกชาร์จเข้า C3 และ C1 จะดิสชาร์จออกมา และเกิดฟรีวิลลิ่งที่ 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 จะดิสชาร์จอย่างสมบูรณ์ ก่อน S1,S2 จะนำกระแส

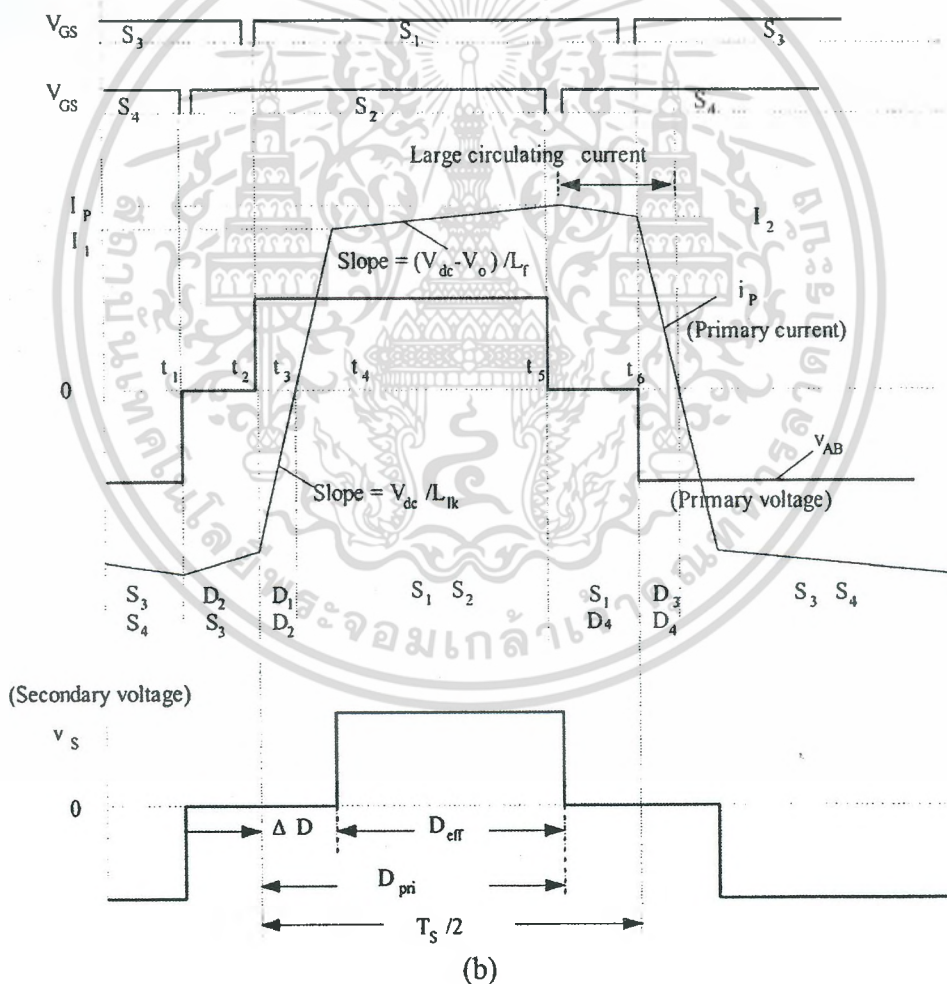
ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS คือ จะเกิดกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวิลลิ่ง ทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์

2.6.3 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

มีหลักการการทำงานคล้ายกับ คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS แต่จะลดช่วงเวลาในการฟรีวิลลิ่ง โดยในสภาวะ Turn on จะเกิด ZVZCS ทั้งกึ่งหน้าและกึ่งหลัง และเกิด ZCS ในขณะ Turn off ที่กึ่งหลัง โดยเป็นผลมาจากการกลับขั้วของแรงดันที่ Leakage inductance ทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ตกลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะสั่ง Turn off ลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ แสดงดังรูปที่ 2.28



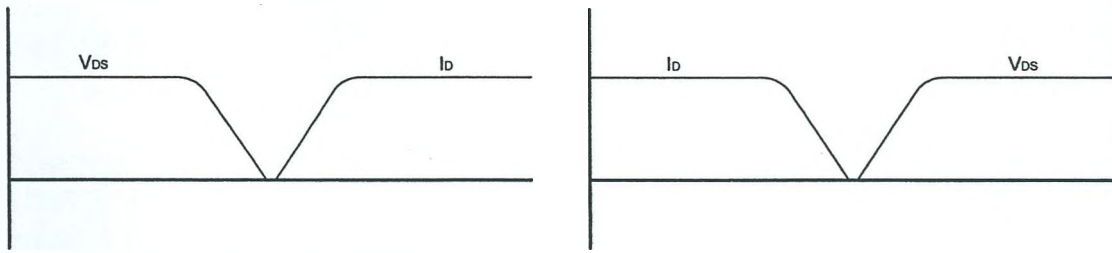
(a)



(b)

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 ต่อเข้าไปที่ด้านทุติยภูมิตั้งรูปที่ 2.29 ซึ่งเรียกว่า Active clamping ทำให้กระแสปฐมภูมิตกลงเป็นศูนย์ โดย C_b จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสไปให้โหลดในช่วงที่กระแสด้านปฐมภูมิฟรีวีลอยู่

ข้อเสียคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ คือต้องใช้สวิตช์เพิ่มและต้องมีชุดควบคุมเพิ่มเพื่อใช้กับชุด Active clamping จึงทำให้ต้นทุนสูงขึ้น

- วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ขณะ Turn off ที่กึ่งหลังได้ โดยการต่อ DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัวขนาดเล็กเข้าไปดังรูปที่ 2.30 โดยในช่วงฟรีวีล กระแสด้านปฐมภูมิจะลดลงเป็นศูนย์ได้โดยอาศัยแรงดันของ DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว

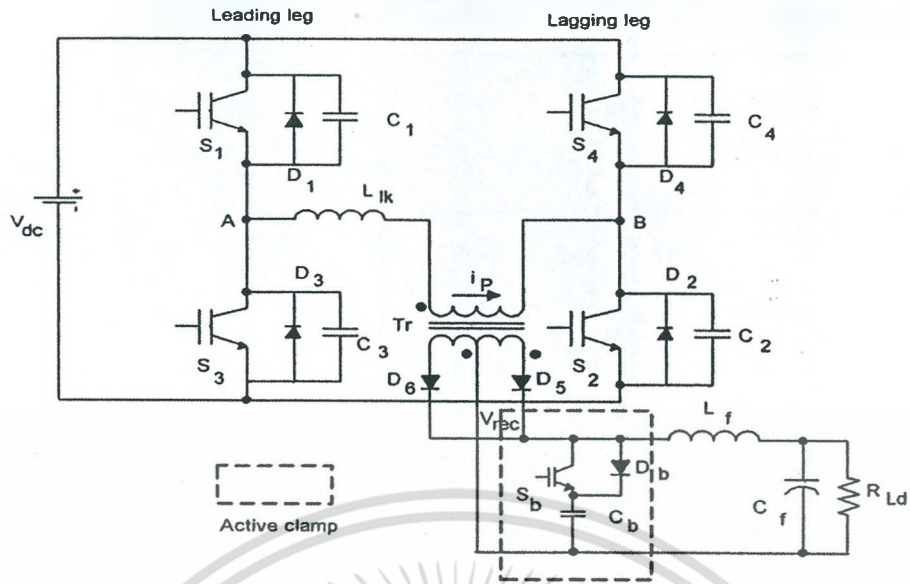
ข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ คือ

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

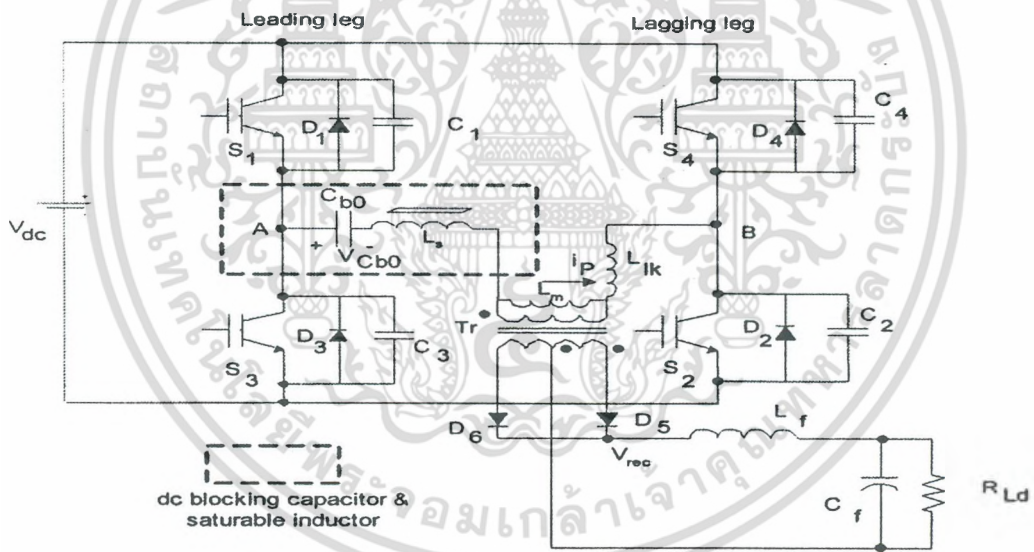
- วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

การต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ แสดงรูปที่ 2.31 โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ขณะ Turn off ที่กึ่งหลัง และลดกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุตได้ อีกทั้งยังเกิด ZVZCS ขณะ Turn on ทั้งกึ่งหน้าและกึ่งหลังเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS โดยกระแสที่ซาร์จและดิสซาร์จ C_b จะขึ้นอยู่กับสถานะของโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

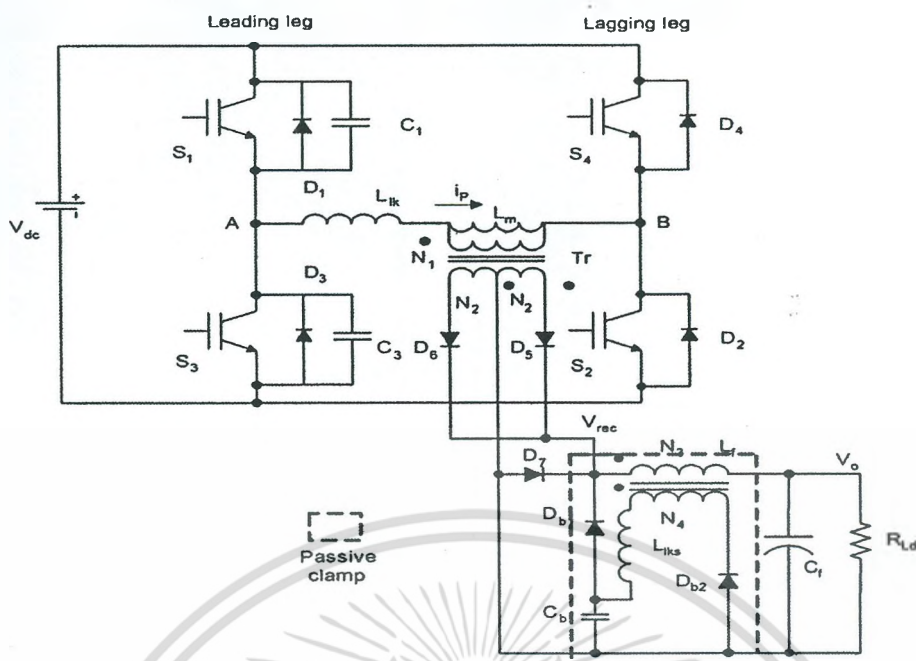


รูปที่ 2.29 วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ



รูปที่ 2.30 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบ อิ่มตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ แบบฮาร์ดสวิตชิง , ZVS และ ZVZCS

เทคนิคการสวิตช์	ข้อดี	ข้อเสีย
ฮาร์ดสวิตชิง	1. ได้พิกัดกำลังเอาต์พุตมาก	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	1. วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	off ทำให้ได้ประสิทธิภาพสูง 2. ส่วนระบายความร้อนมี ขนาดเล็กลง 3. ต้นทุนผลิตลดต่ำลง 4. มีเทคนิคการสวิตช์หลายรูป แบบให้เลือกใช้ให้ เหมาะสมกับลักษณะงาน	
--	--	--

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 ตัว เหนี่ยวนำแบบอิมิตัว	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ
1. ต้องใช้สวิตช์เพิ่มและต้องมี ชุดควบคุมเพิ่มเพื่อใช้กับ ชุด Active clamping จึงทำ ให้ต้นทุนสูงขึ้น	1. ต้องใช้ DC-blocking capacitor ทำให้เกิด Voltage Drop 2. การใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว จะทำให้เกิดปัญหาคือ ทำให้ Duty Cycle ลดลง และเกิด Core Loss มาก 3. หาก Leakage inductance มีค่ามากเกินไปจะทำให้ ช่วงเวลาการลดของกระแส ด้านปฐมภูมิเกินเวลานาน ขึ้น	1. ต้องมีการเพิ่มหม้อแปลง ช่วยอีกตัวหนึ่งเข้าไปใน วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อดี-ข้อเสียต่างๆข้างต้น พวกเราจึงเลือกที่จะทำ ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

สรุปแล้วในการออกแบบวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ผู้ออกแบบจำเป็นจะต้องมีความรู้ความเข้าใจในเนื้อหาทฤษฎีข้างต้นเป็นอย่างดี ซึ่งหลักๆแล้วจะเน้นเกี่ยวกับ การขับอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งการทำงานของหม้อแปลงความถี่สูง วงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรสับเบอร์ การระบายความร้อน แล้วจึงเลือกชนิดของดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ว่าจะใช้แบบใด โดยนำทฤษฎีต่างๆข้างต้น มาช่วยในการวิเคราะห์ด้วย โดยในที่นี้ พวกเราเลือก ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ โดยพิจารณาจากการวิเคราะห์ข้อดี-ข้อเสีย ของ ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ แบบต่างๆ ซึ่งจะกล่าวหลักการทำงานโดยละเอียดของ ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ ไว้ในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

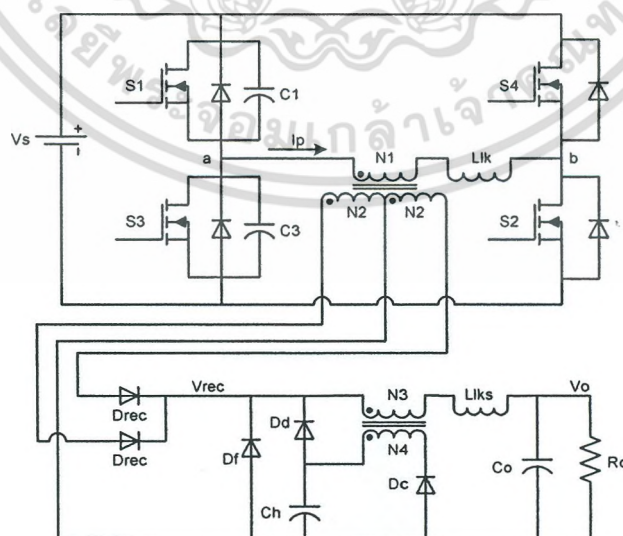
ในบทนี้จะทำการอธิบายหลักการทำงานของ วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ อย่างละเอียด รวมถึงวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรนี้, การเลือกอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเพื่อนำไปใช้ในวงจรกำลัง และการออกแบบวงจรควบคุมในการสัญญาณควบคุมแบบขั้นบันไดหรือแบบเลื่อนเฟสโดยใช้ IC เบอร์ UC3879N

3.1 หลักการทำงานของ วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

จากเทคนิคดังกล่าวจึงได้มีการสร้างวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ขึ้นมา โดยวงจรเป็นดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์มีหลักการทำงานคือเปลี่ยนไฟกระแสตรง ขาเข้าไปเป็นไฟกระแสสลับ โดย สวิตซ์ 4 ตัวคือ S1,S2,S3,S4 ทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์ จากนั้นผ่านหม้อแปลงและไดโอดเพื่อกรองกระแสสลับเป็นกระแสตรงขาออก นำไปจ่ายโหลดต่อไป

DC input \longrightarrow AC \longrightarrow DC output

ในการวิเคราะห์การทำงาน เราจะสมมติว่าอุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ โดยจะแบ่งเป็น 8 โหมดในช่วงครึ่งไซเคิล การทำงานในแต่ละโหมดจะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยหากเป็นโหลดเบา โดยในขั้นแรกเราจะถือว่าคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่โหลดเต็มพิกัด



รูปที่ 3.1 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานในแต่ละโหมตจะเป็นดังนี้

โหมต1 (T0-T1): turn on S2 และ แรงดันขาเข้าจะถูกป้อนมายัง leakage inductance L_{LK} กระแสต้านป้อนภูมิ I_p จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น ตามสมการที่ (3.1) และรูปที่ 3.2

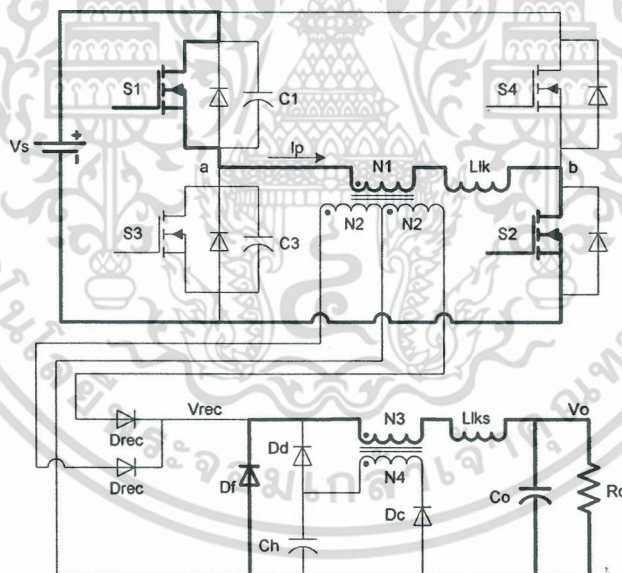
$$I_p(t) = \frac{V_s}{L_{LK}} t \tag{3.1}$$

โหมต2 (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

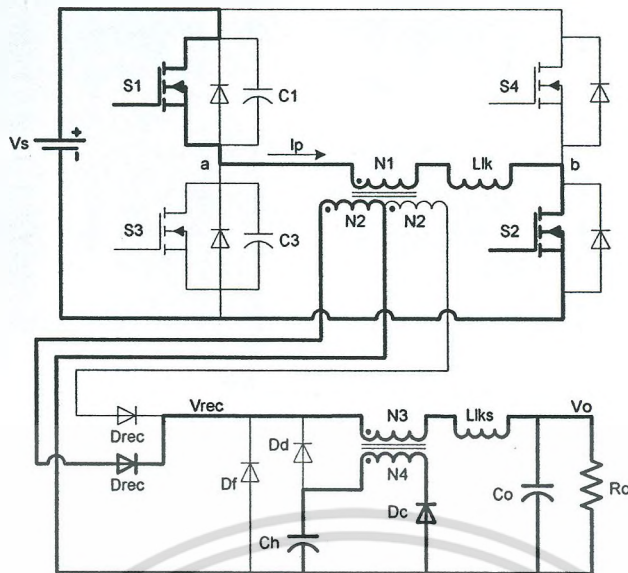
$$V_{ch}(t) = \frac{V_H}{2} [1 - \cos(\omega_s t)] \tag{3.2}$$

$$I_{ch}(t) = \frac{V_H}{2} \sqrt{\frac{C_h}{L_{lks}}} \sin(\omega_s t) \tag{3.3}$$

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

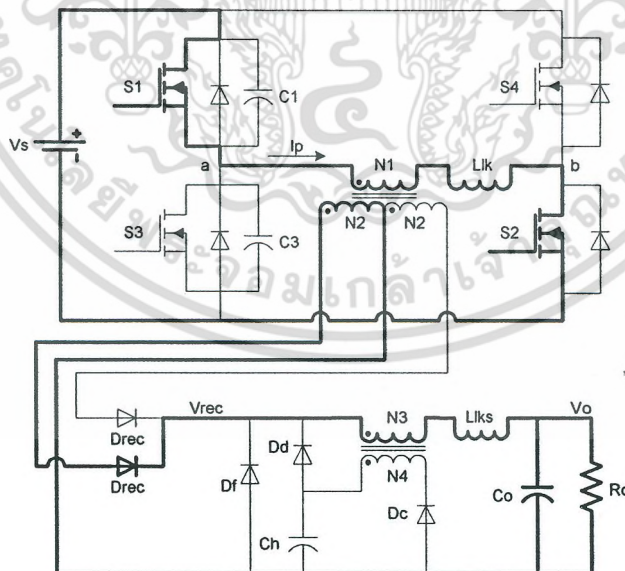


รูปที่ 3.2 การทำงานในโหมต1 (Turn on S2)

รูปที่ 3.3 การทำงานในโหมด2 (ชาร์จ C_h)

C_h จะถูกชาร์จจนแรงดันเพิ่มขึ้นไปจนถึงค่า V_H ส่วนกระแสที่ C_h จะมีค่าลดลงเรื่อยๆ

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



รูปที่ 3.4 การทำงานในโหมด3 (DC turn off)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมด 4 (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 $C_{eq} = C_1 + C_2$

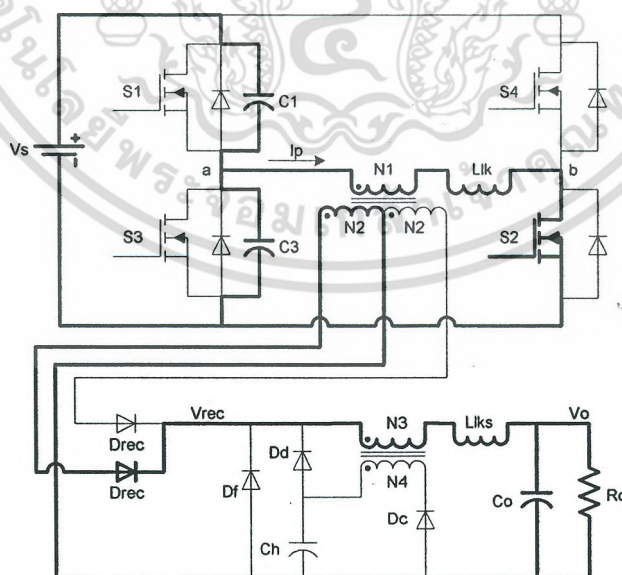
และ แรงดัน V_{rec} จะลดลงด้วยอัตราเดียวกัน จนเท่ากับแรงดันของ C_n

โหมด 5 (T4-T5): เมื่อ V_{rec} เท่ากับ V_H แล้ว ไดโอด Dd จะ turn on ดังนั้น V_{rec} คงค่าแรงดันไว้เท่ากับ V_H แรงดันด้านปฐมภูมิ ของหม้อแปลงจะลดลงด้วยอัตราเดิมจนกระทั่งเป็น ศูนย์ ในขณะที่ V_{rec} จะลดลงอย่างช้าๆตาม V_H โดยในโหมดนี้ V_{rec} จะสามารถพิจารณาว่าคงที่ได้ เพราะมันลดลงน้อยมากเมื่อเทียบกับ แรงดันด้านปฐมภูมิ ความต่างระหว่างแรงดันด้านปฐมภูมิ กับ แรงดันสะท้อนจากด้านทุติยภูมิ จะถูกส่งไปยัง L_{LK} ค่าของกระแสและแรงดันด้านปฐมภูมิ จะลดลง ตามสมการที่ (3.5) และ (3.6) และรูปที่ 3.6

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

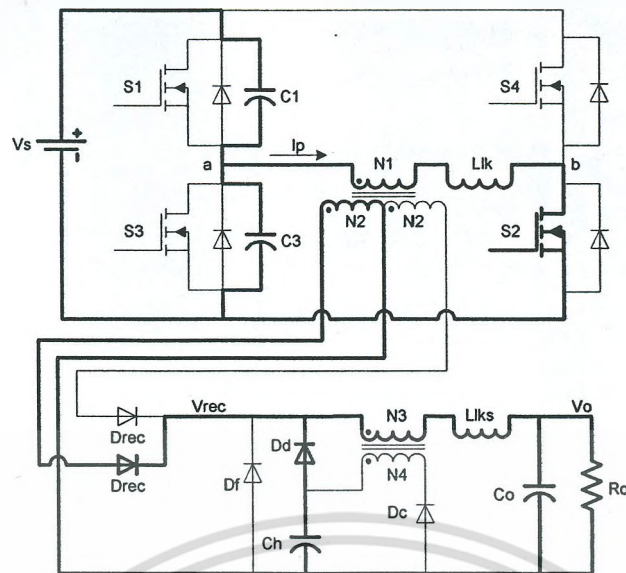
$$V_{ab}(t) = V_H - \frac{I_o}{nC_{eq} \omega_b} \sin(\omega_b t) \quad (3.6)$$

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



รูปที่ 3.5 การทำงานในโหมด 4 (Turn off S1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 การทำงานในโหมด5 (C_h ดิสชาร์จ)

โหมด6 (T5-T6): C₁ จะถูกชาร์จจนเต็ม ส่วนC₃ จะดิสชาร์จโดยสมบูรณ์ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากแหล่งจ่าย แต่กระแสจะยังคงไหลต่อโดยการพรีวีลผ่านไดโอดที่คร่อม S₃ อยู่ S₃ จะถูก turn on ด้วยแรงดันศูนย์ (ZVS) แรงดันสะท้อนจากด้านทุติยภูมิทั้งหมดจะถูกส่งไปยัง L_{LK} ทำให้กระแสปฐมภูมิ ลดลงอย่างรวดเร็ว ตามสมการที่ (3.7) และรูปที่ 3.7

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

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

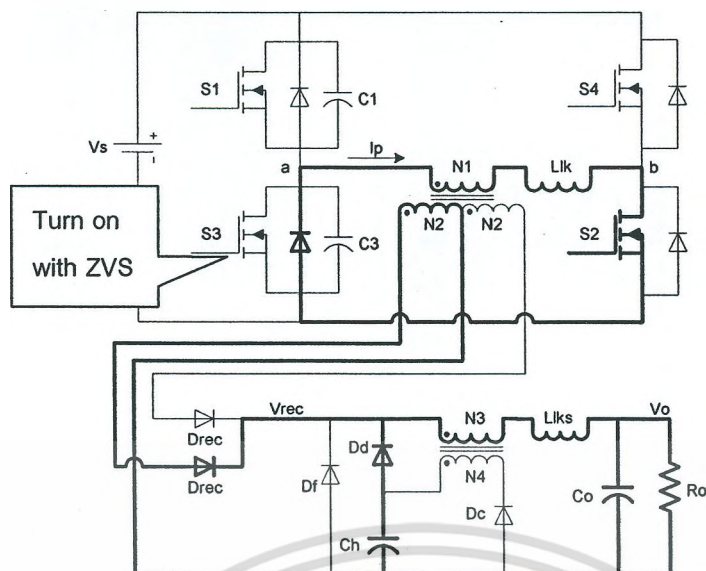
แรงดัน V_{rec} จะลดลงตามสมการที่ (3.8)

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

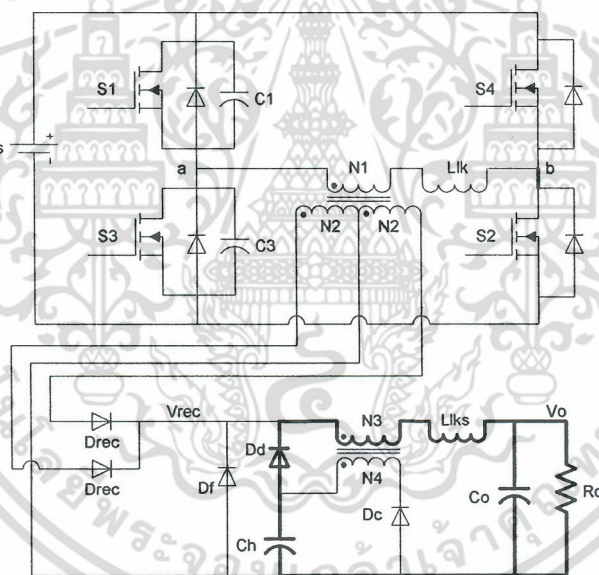
โหมด7 (T6-T7): กระแสปฐมภูมิจะลดลงจนเป็นศูนย์ ไดโอด Drec จะ turn off และ C_h จะเป็นตัวจ่ายกระแสไหลทั้งหมด ดังนั้นแรงดัน V_{rec} จะลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งเป็นศูนย์ ตามสมการที่ (3.9) และรูปที่ 3.8

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

โดยที่
$$t_{m6} = T6-T5$$

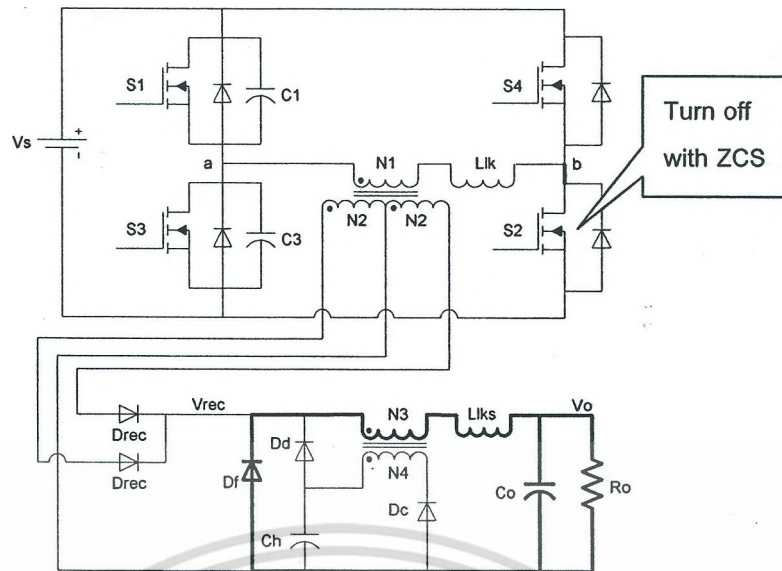


รูปที่ 3.7 การทำงานในโหมด 6 (I_p ฟรีวีลผ่านไดโอดที่คร่อม S3)



รูปที่ 3.8 การทำงานในโหมด 7 (I_p ลดลงเป็นศูนย์)

โหมด 8 (T7-T9): C_n จะดีสชาร์จโดยสมบูรณ์ กระแสไหลจะฟรีวีล ผ่านไดโอด Df และที่เวลา T8 S2 จะ turn off ด้วยกระแสศูนย์ (ZCS) ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 การทำงานในโหมด 8 (turn off S2)

กรณีไหลดเบา : ในตอนท้ายโหมดที่ 7 แรงดันที่ C_h จะไม่ลดลงจนเป็นศูนย์ และกระแสของ C_h จะจ่ายกระแสไหลดอย่างต่อเนื่องจนถึง T_9 โดย C_h จะไม่ดิสชาร์จโดยสมบูรณ์ กระแส I_{ch} จะเป็นไปตามสมการที่ (3.10)

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

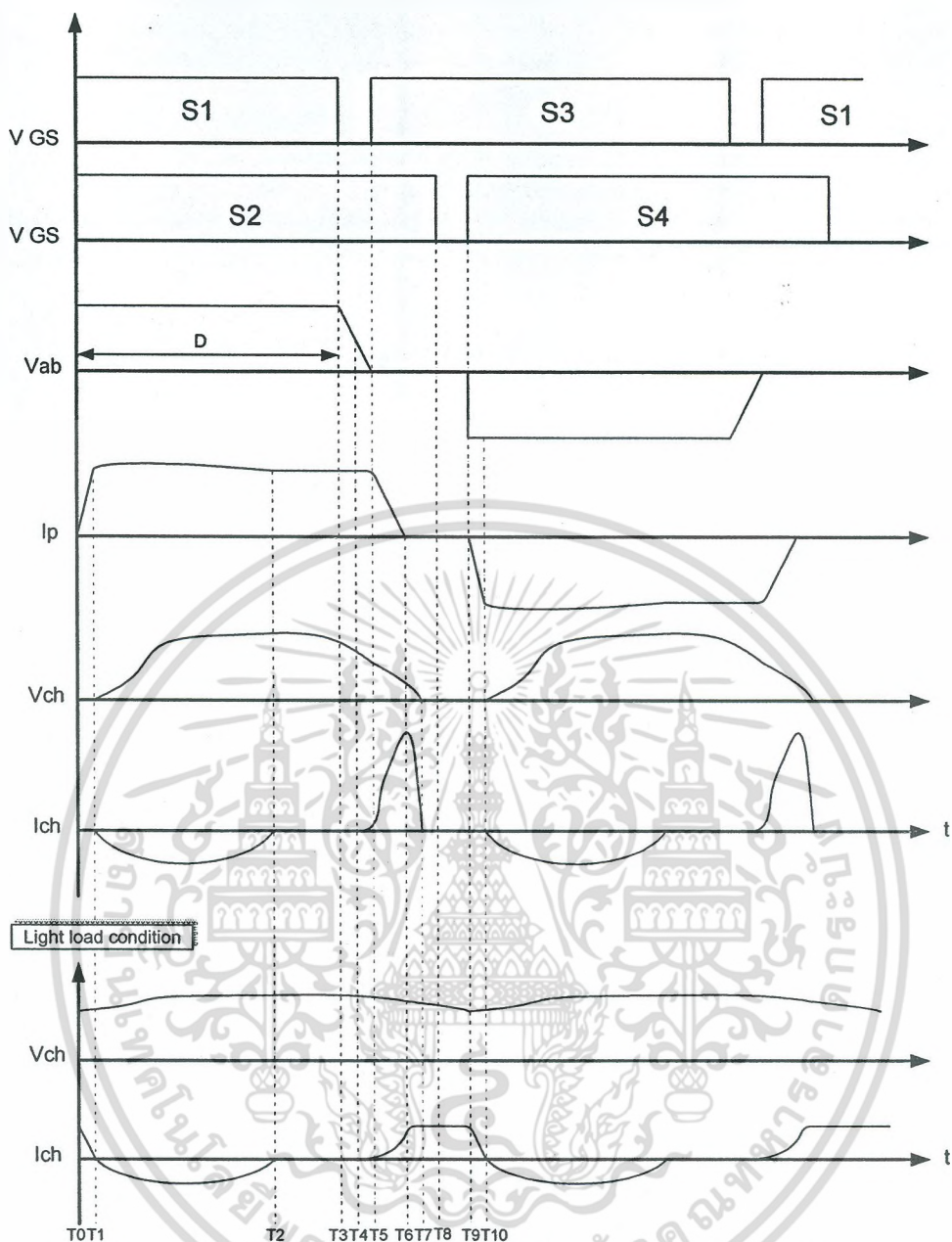
โดยที่
$$V_H^* = \frac{2}{m} \left(\frac{V_s}{n} - V_o - \frac{V_{ch}^{min}}{2} \right)$$

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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

$$K_f = 1$$

$$K_w = 0.3$$

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

$$\mu_r = 1$$

หาขนาดลวดทองแดงจากสมการ (3.11)

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

แทนค่าใน (3.11) จะได้ $a_1 = 4.6mm.^2$ และ $a_2 = 12mm.^2$

จากผลของ Skin Effect ทำให้ต้องมีการตีเกลียวสายแทนการใช้แท่งตัวนำตัน โดยควรเลือกรัศมีของลวดทองแดงที่น้อยกว่าค่า Skin Depth

หาค่า Skin Depth จากสมการ (3.12)

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

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

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

เลือกขนาดสายทองแดงเบอร์ $SWG28 = 0.111mm.^2$

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

$$n_2 = \frac{12}{0.111} = 109$$
เส้น

หาค่า A_p จากสมการ (3.13)

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

แทนค่าลงในสมการ (3.13) จะได้ $A_p = 222 \times 10^{-9}$

เลือกแกนให้มีค่า A_p สูงกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือกแกนเบอร์ EE80

โดยมีค่า $A_w = 1,195.7mm.^2$ $A_c = 392mm.^2$

หาจำนวนรอบจากสมการที่ (3.14)

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจสอบ Window Area จากสมการที่ (3.15)

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

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

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

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

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

$$I_{1(\text{rms})} = 32.075 \text{A} \quad I_{2(\text{rms})} = 2 \text{A}$$

$$E_{1(\text{rms})} = 70 \text{V} \quad E_{2(\text{rms})} = 62.33 \text{V}$$

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

$$K_f = 1 \quad K_w = 0.3$$

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

$$\mu_r = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาขนาดลวดทองแดงจากสมการ (3.11)

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

หาค่า Skin Depth จากสมการ (3.12)

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } \delta_{\text{skin}} &= 0.177\text{mm.} \\ a_\delta &= \pi r^2 = 0.099\text{mm.}^2 \end{aligned}$$

เลือกขนาดสายทองแดงเบอร์ SWG28 = 0.111mm.²

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

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

หาค่า A_p จากสมการ (3.19)

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

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

เลือกแกนให้มีค่า A_p สูงกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือกแกนเบอร์ EE55A

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

หาจำนวนรอบจากสมการที่ (3.14)

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

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)

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

หาค่าความสูญเสียในขดลวดจากสมการ (3.17)

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

หาค่าความสูญเสียในแกนเหล็กจากสมการ (3.18)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

3.3 วงจรกำลัง

จากทฤษฎีการทำงานของวงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ได้นำมาสร้างเป็นวงจรดังรูปที่ 3.11

จากรูปที่ 3.11 จะเห็นว่ามีใส่ 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

จากรูปที่1 กำหนดค่า R และ C ดังนี้

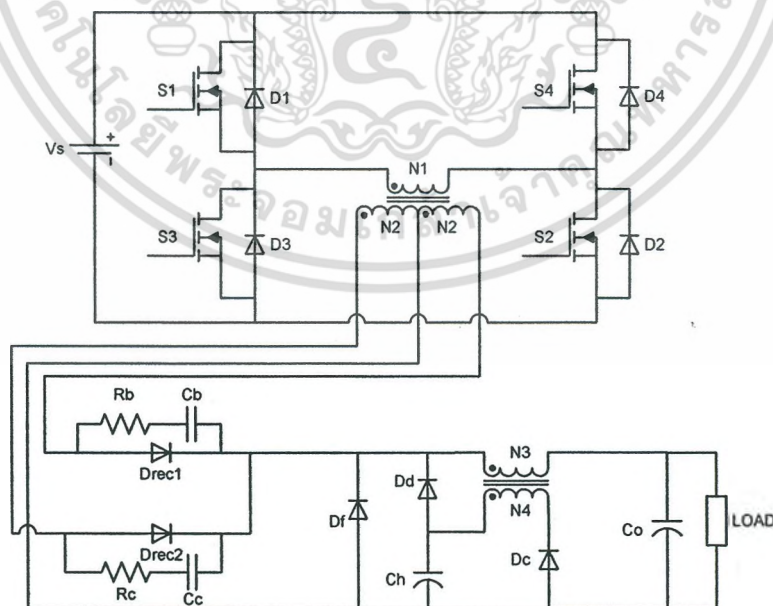
$R_b, R_c : 30 \text{ ohm}$

$C_b, C_c : 2.2 \text{ nF}$

$C_h : 0.47 \text{ uF}$

$C_o : 1000 \text{ uF}$

LOAD : 20 A



รูปที่ 3.11 วงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์สำหรับนำไปสร้างจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณและออกแบบหม้อแปลงจะได้ค่าดังนี้

หม้อแปลงหลัก : EE80 $N1:N2= 16:4$

หม้อแปลงช่วย : EE55A $N3:N4= 2:2$

นำค่าต่างๆไปจำลอง และวัดค่าแรงดันและกระแสที่ไดโอดและมอสเฟตได้ค่าดังตารางที่ 3.1

เลือกอุปกรณ์โดยให้มีพิกัดสูงกว่าค่าที่จำลองได้ หาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาดและราคาประหยัด ซึ่งจะได้ดังตารางที่ 3.2

3.4 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมได้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน คือ

1. ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง
2. ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส
3. ส่วนแยกกราวด์

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 เบอร์และพิกัดของอุปกรณ์ที่เลือกใช้

	เบอร์	พิกัดแรงดัน	พิกัดกระแส
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

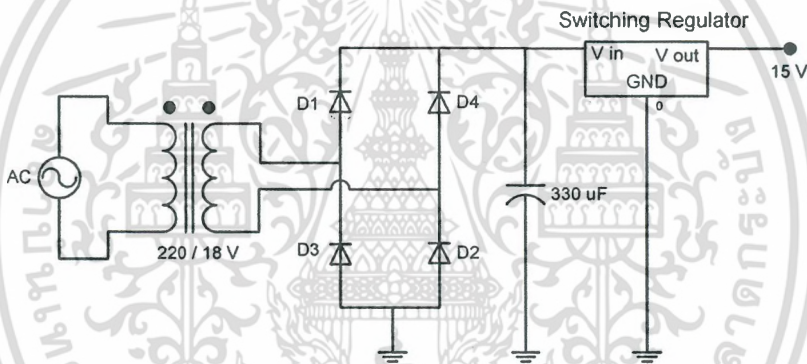
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง

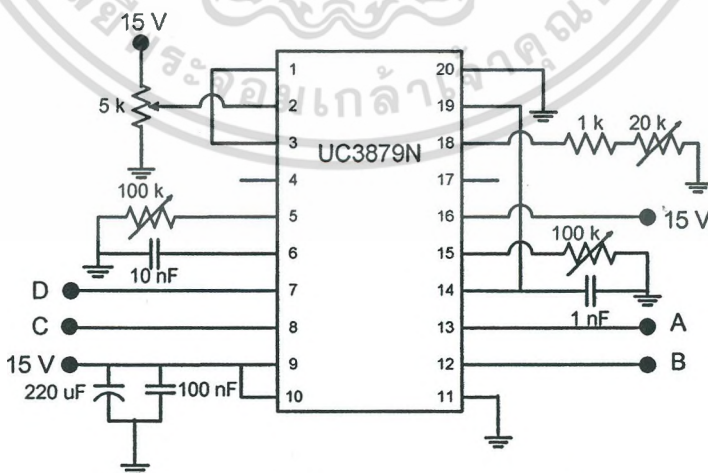
ในส่วนนี้ เราต้องการไฟกระแสตรง 15V ดังนั้นจึงใช้หม้อแปลง 220/18 V เสียบกับไฟบ้าน จากนั้นนำไฟกระแสกลับ 18V ไปผ่านบริดจ์ เพื่อเรียงกระแสโดยมี C ฟิลเตอร์ขนาด 330 uF ต่อขนานอยู่เพื่อกรองให้แรงดันเรียบจากนั้นนำไปผ่านสวิทช์ซึ่งเรกกูเลเตอร์ 15 V ซึ่งจะให้แรงดันออกมา 15V คงที่ เพื่อนำไปใช้ในส่วนต่างๆของวงจรต่อไป ดังรูปที่ 3.12

2. ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส

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

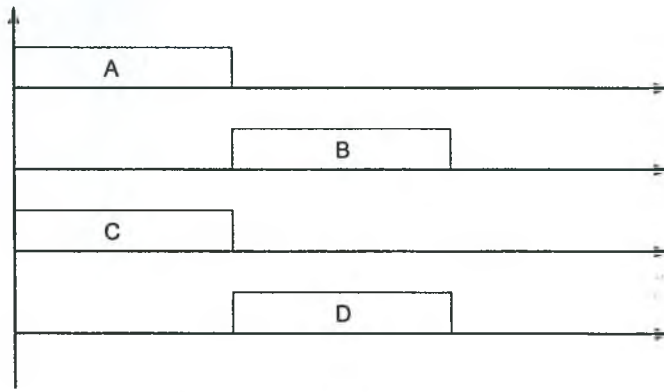


รูปที่ 3.12 วงจรจ่ายไฟเลี้ยง



รูปที่ 3.13 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบเลื่อนเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 ลักษณะสัญญาณ A,B,C,D

เราจะนำสัญญาณ A,B,C,D นี้มาทำเป็นสัญญาณขั้นบันไดเพื่อใช้ควบคุมมอสเฟตในวงจรกำลัง

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 เราก็จะได้สัญญาณขั้นบันไดเพื่อนำไปใช้ต่อไป

3. ส่วนแยกกราวนด์

สัญญาณควบคุมแบบขั้นบันไดที่ได้จากส่วนที่ 2 นี้จะไม่สามารถนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตโดยตรงได้ เนื่องจากสัญญาณ A,B,C,D นี้จะมีการใช้กราวนด์ร่วมกันอยู่ดังนั้นหากนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตโดยตรงจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้น จึงจำเป็นที่จะต้องนำสัญญาณ

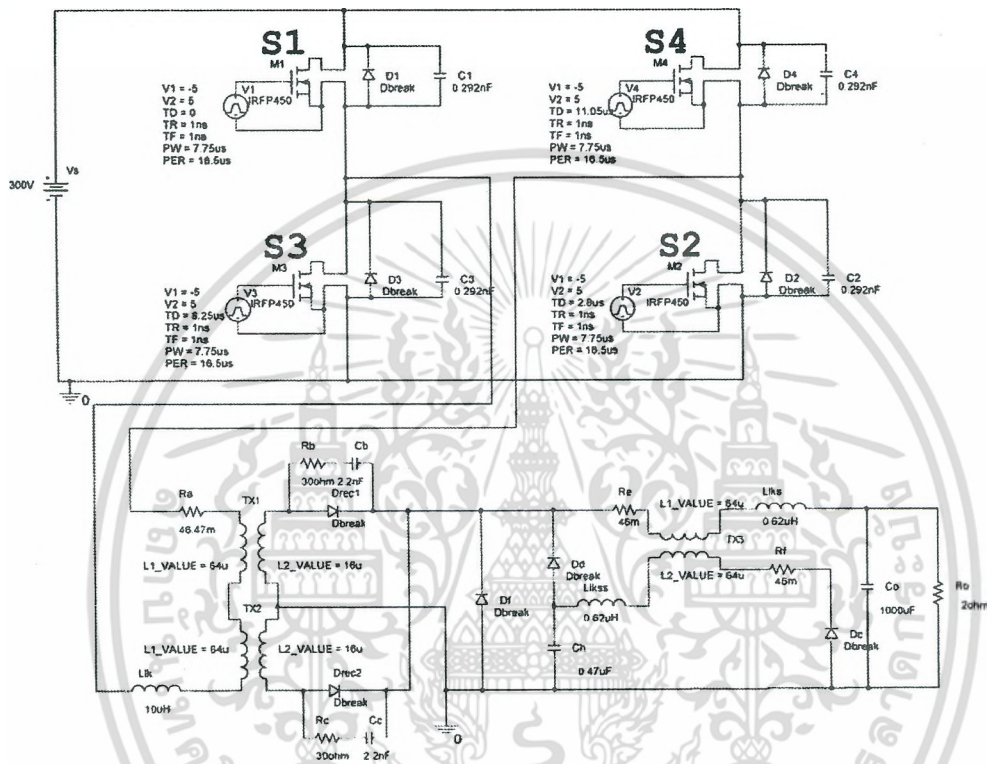
A,B,C,D นี้มาผ่านส่วนแยกกราวนด์เสียก่อนแล้วจึงค่อยนำไปใช้ควบคุมมอสเฟตต่อไป โดยวงจรที่ใช้แยกกราวนด์ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.16

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

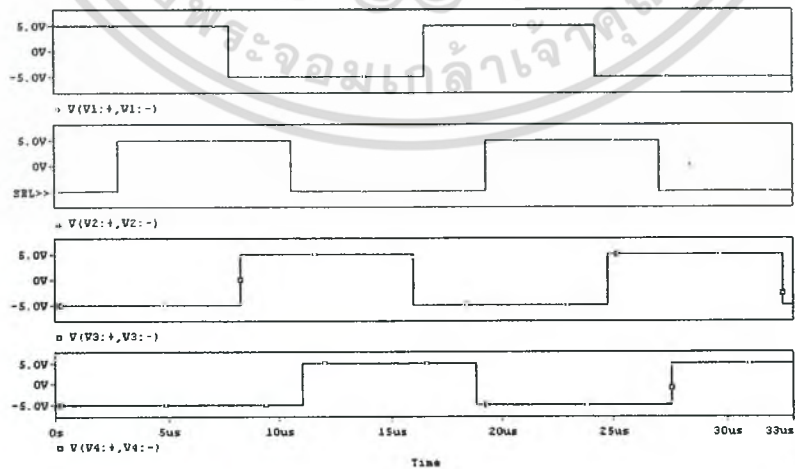
บทที่ 4

ผลจากการจำลองด้วย PSpice

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



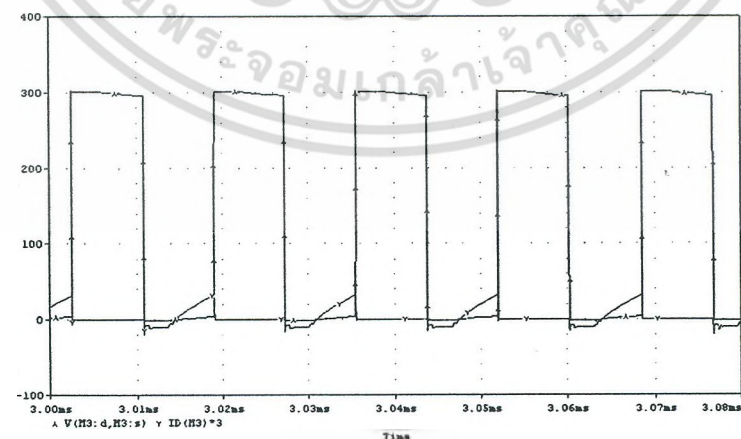
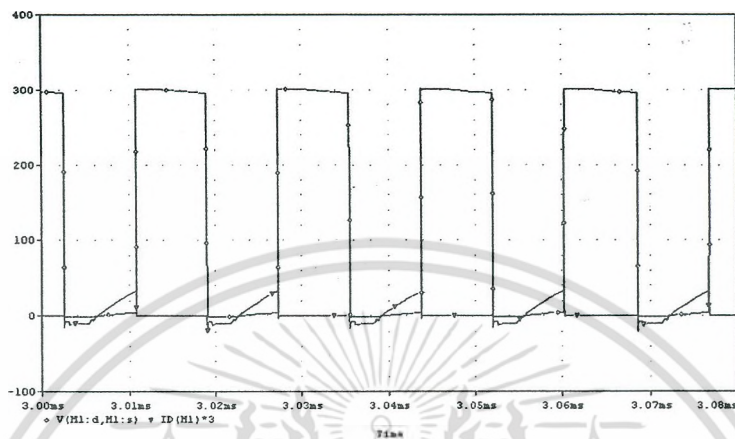
รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วย PSpice



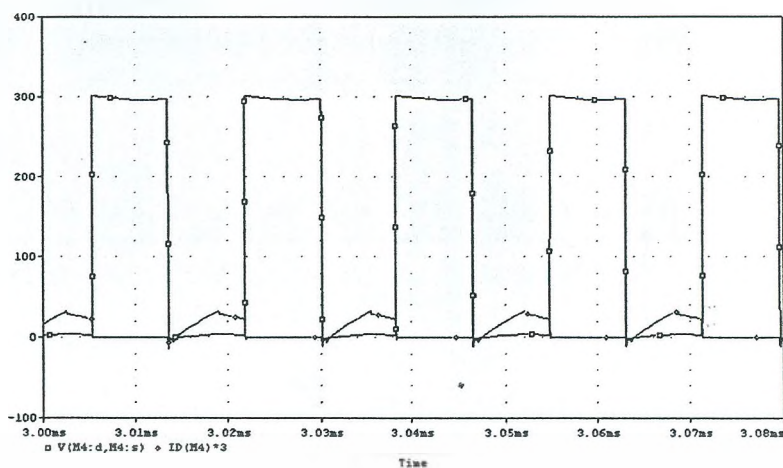
รูปที่ 4.2 สัญญาณควบคุมแบบชั้่นบันไดจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจะได้เป็นดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะสังเกตได้ว่า มอสเฟตตัวที่1และ3 จะมีรูปคลื่นเหมือนกัน และ มอสเฟตตัวที่2และ4 จะมีรูปคลื่นเหมือนกัน เนื่องจากสวิตซ์ทางกึ่งซ้ายจะเกิด ZVS เหมือนกัน และสวิตซ์ทางกึ่งขวาจะเกิด ZCS เหมือนกัน แต่ผลจากการจำลองจะเห็นลักษณะของ ZVZCS ไม่ค่อยชัดเจนนัก



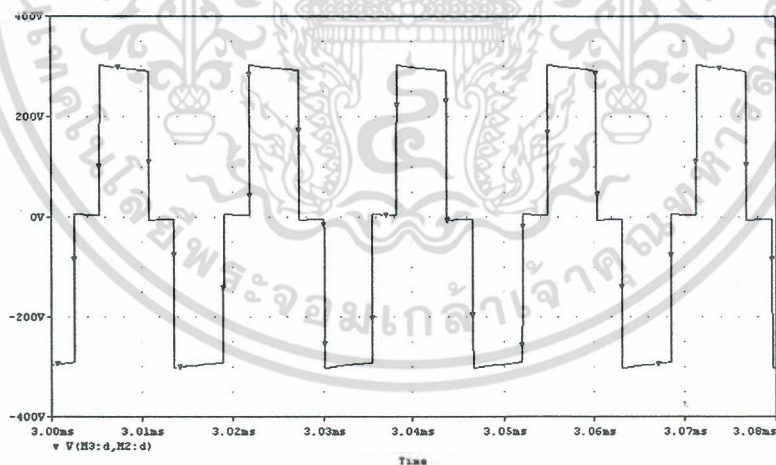
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(S4)

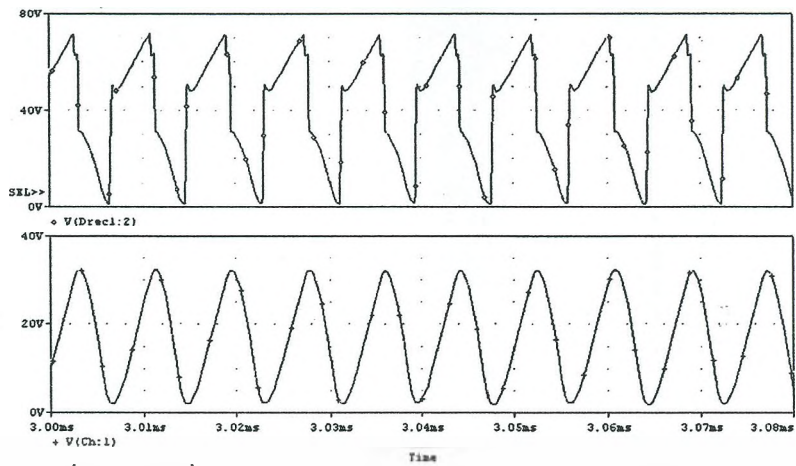
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่คร่อมมอสเฟตแต่ละตัวจากการจำลอง

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

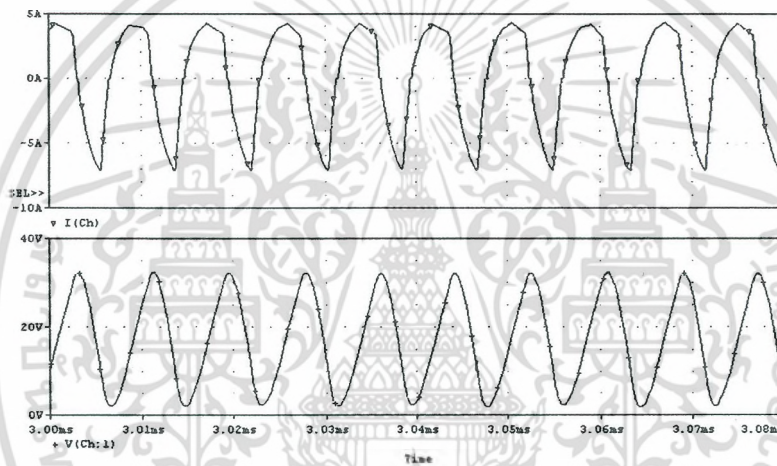


รูปที่ 4.4 รูปคลื่นแรงดันที่ออกมาจากส่วนอินเวอร์เตอร์จากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

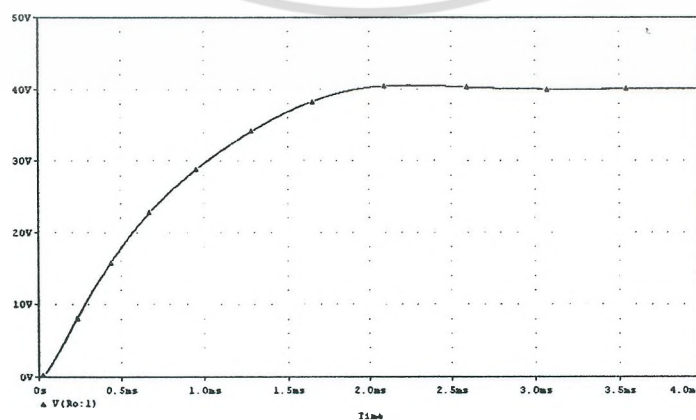


รูปที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง



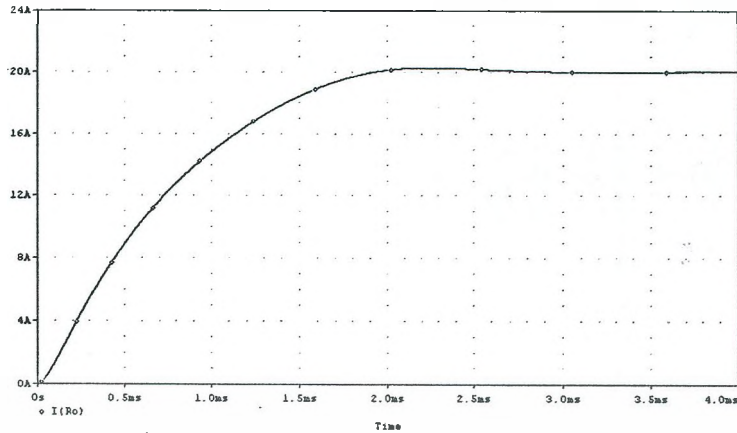
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันคร่อม C-holding จากการจำลอง

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

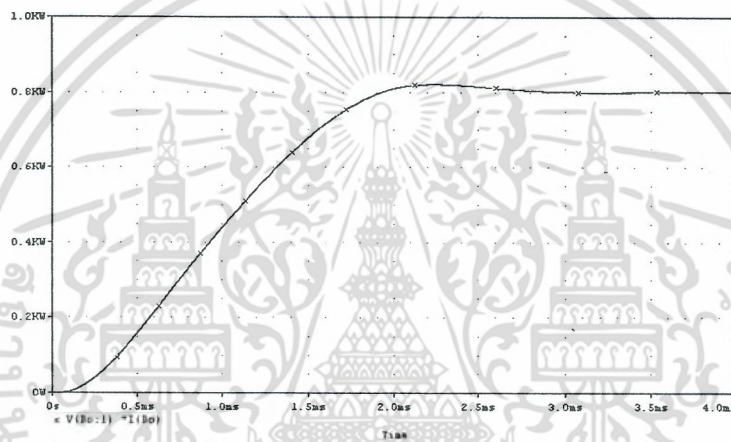


รูปที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันขาออกจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นกระแสขาออกจากการจำลอง



รูปที่ 4.9 รูปคลื่นกำลังขาออกจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

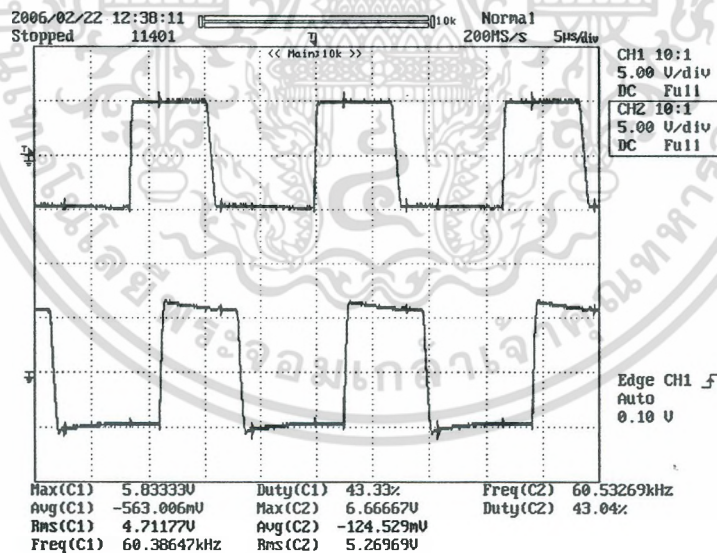
บทที่ 5

ผลจากการทดสอบกับเครื่อง ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น

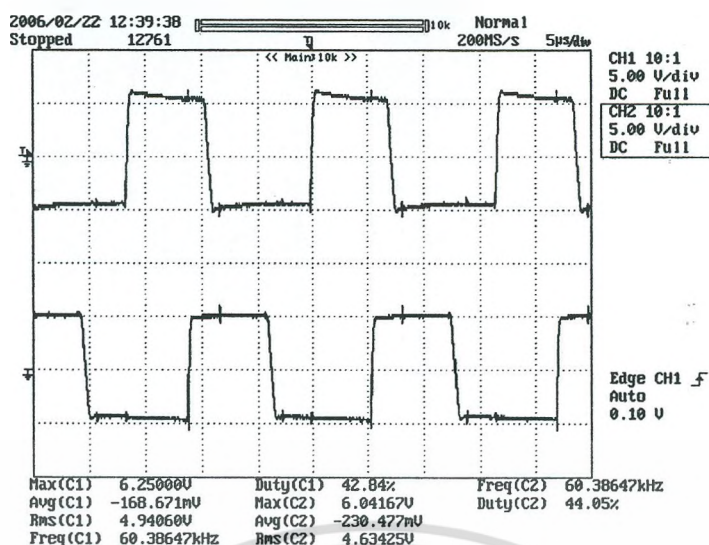
ในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบวงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นมา เพื่อยืนยันว่าสอดคล้องตามทฤษฎีจริง โดยการทดสอบนี้ทดสอบตามพิกัดของเครื่อง คือ

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

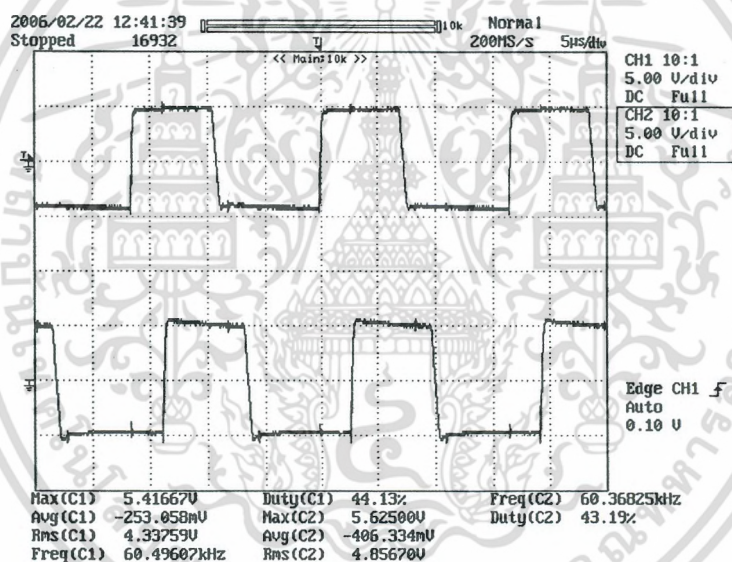
สัญญาณควบคุมที่ใช้จะเป็นลักษณะขั้นบันได ดังอธิบายไว้แล้วอย่างละเอียดในบทที่ 3 คือสัญญาณควบคุมแต่ละตัวจะมีการเลื่อนเฟสเกิดขึ้น ซึ่งสามารถแสดงผลจากการวัดจริง ได้ดังรูปต่อไปนี รูปที่ 5.1 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขับมอสเฟต S1 และ S2 รูปที่ 5.2 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขับมอสเฟต S2 และ S3 รูปที่ 5.1 แสดงชุดสัญญาณควบคุมที่ใช้ขับมอสเฟต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



รูปที่ 5.1 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S1 และชุดล่างใช้ควบคุม S2



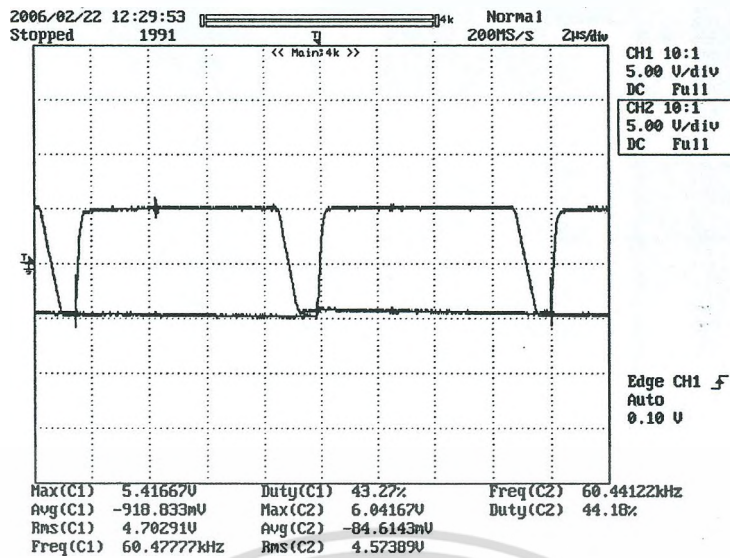
รูปที่ 5.2 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S2และชุดล่างใช้ควบคุม S3



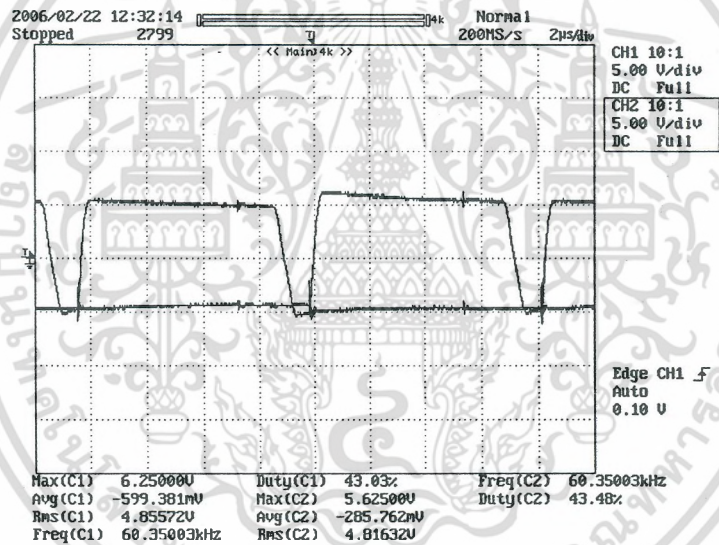
รูปที่ 5.3 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมจริง โดยชุดบนใช้ควบคุม S3และชุดล่างใช้ควบคุม S4

จะเห็นได้ว่าสัญญาณทั้ง 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S1 กับ S3



รูปที่ 5.5 เดดไทม์จริงระหว่างสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2 กับ S4

ในการทดสอบนี้ได้แบ่งจุดทดสอบออกเป็น 4 จุด คือ

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

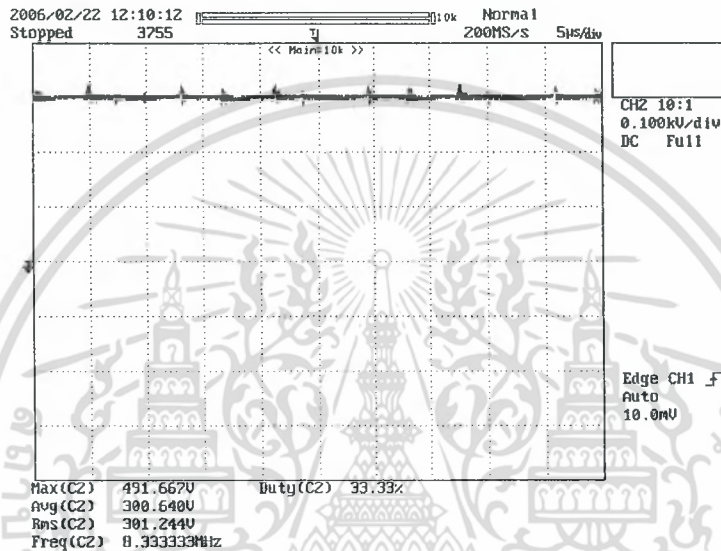
โดยเราจะทำการวัดกระแส แรงดัน และกำลังที่แต่ละจุด แล้วจึงนำมาวิเคราะห์ที่ละส่วน เพื่อตรวจสอบทฤษฎี คำนวณค่ากำลังการสูญเสียที่แต่ละส่วน และคิดประสิทธิภาพรวมของเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

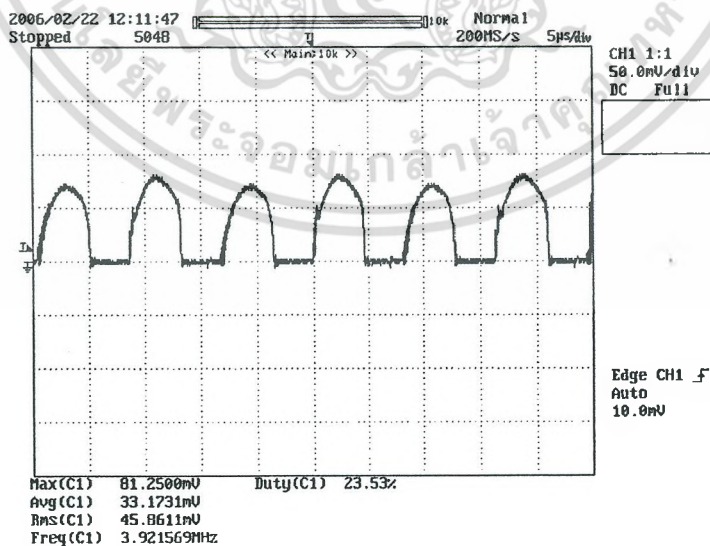
1. จุดขาเข้าคอนเวอร์เตอร์(Input)

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

❖ ในการทดสอบนี้ใช้เครื่องวัดกระแสที่มีค่า 10 mV/A ดังนั้นเมื่อวัดได้ที่โวลต์ก็ให้คูณค่า 100 เพื่อแปลงเป็นแอมป์

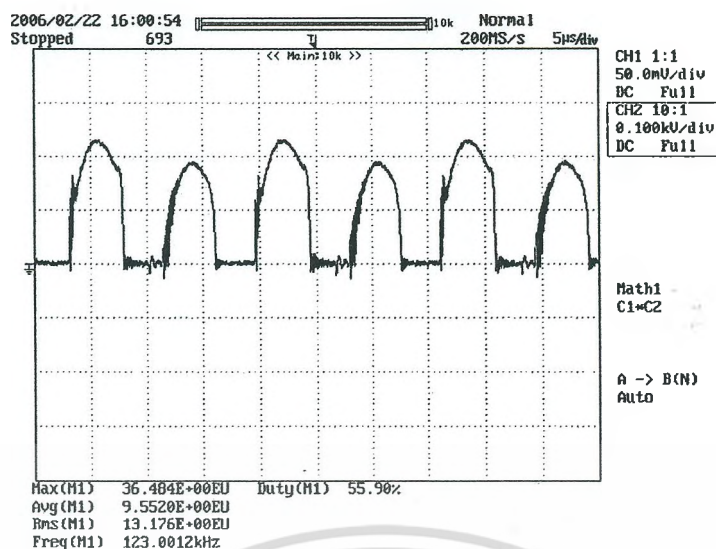


รูปที่ 5.6 ลักษณะจริงของแรงดันขาเข้า



รูปที่ 5.7 ลักษณะจริงของกระแสขาเข้า

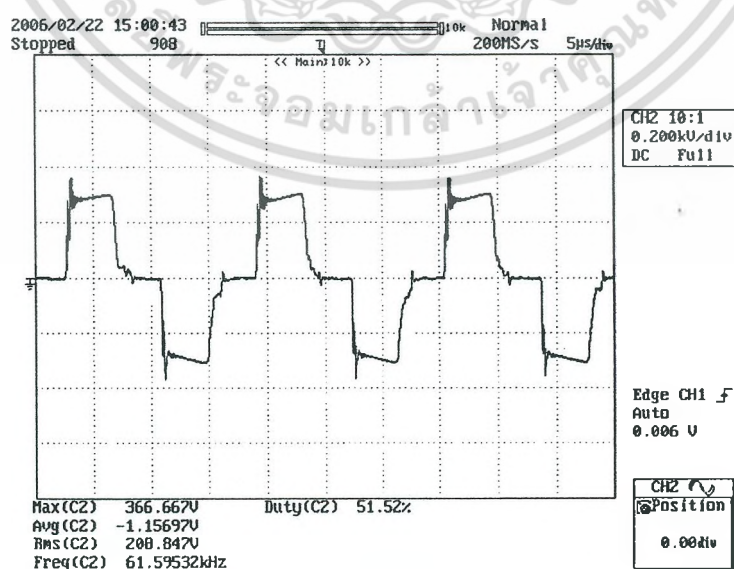
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ลักษณะจริงของกำลังขาเข้า

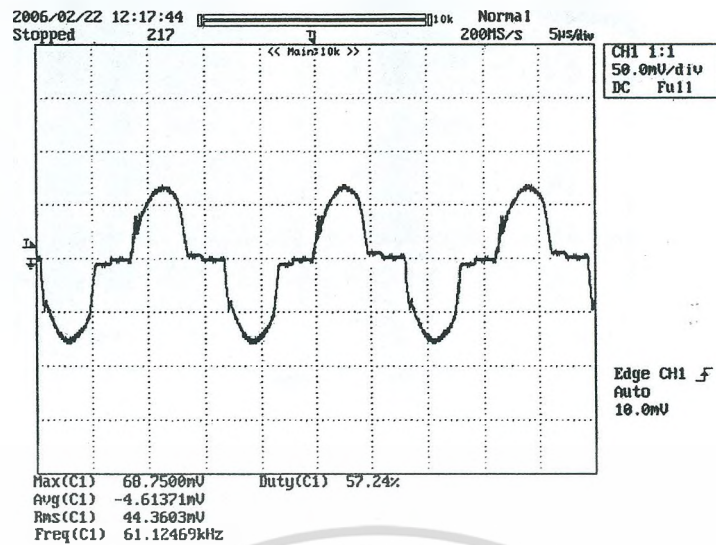
2. จุดปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

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

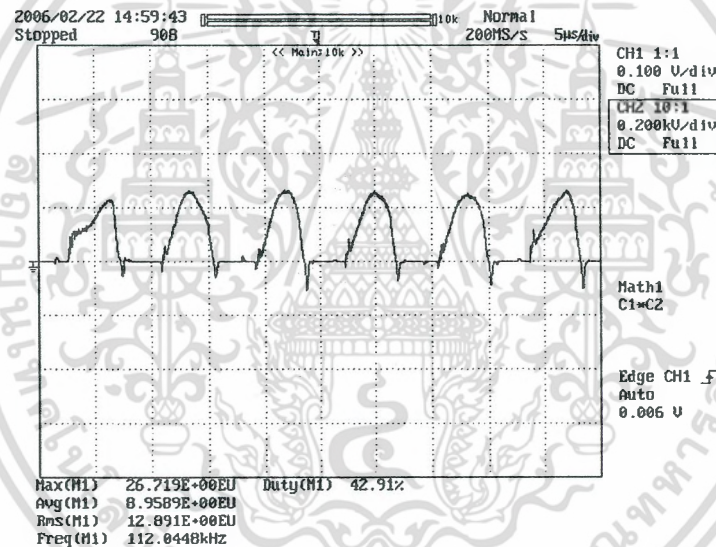


รูปที่ 5.9 ลักษณะจริงของแรงดันที่ปฐมภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 ลักษณะจริงของกระแสที่ป้อนภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก



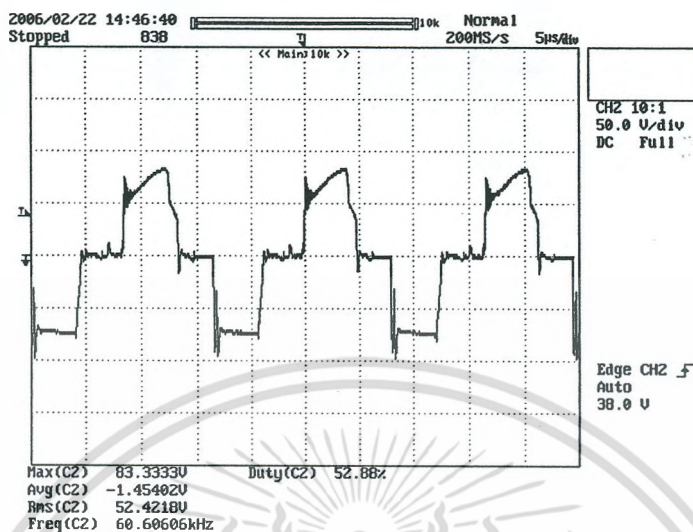
รูปที่ 5.11 ลักษณะจริงของกำลังที่ป้อนภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

3. จุดทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

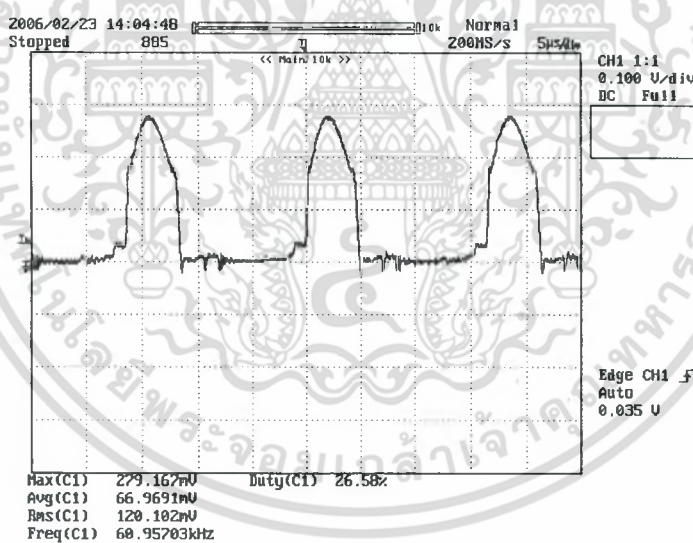
เนื่องจากหม้อแปลงตัวหลักนี้ออกแบบมาให้มีขดทางด้านทุติยภูมิ 2 ขดโดยแต่ละขดจะมีจำนวนรอบเท่ากันและมีจุดเชื่อมต่อกันที่ปลายขดด้านหนึ่งเพื่อใช้ในการเรียงกระแส ดังนั้นเราจึงทำการวัดที่ขดลวดเพียงขดเดียวโดยคิดว่าที่อีกขดหนึ่งจะให้ผลที่เหมือนกัน ลักษณะแรงดันที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลักจะคล้ายกับด้านปฐมภูมิแต่มีขนาดน้อยกว่าประมาณ 4 เท่า ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.12 และเนื่องจากด้านทุติยภูมินี้ต่ออยู่กับไดโอดเพื่อเรียงกระแสดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงเหลือเพียงด้านเดียวดังแสดงในรูปที่ 5.13 และเมื่อนำกราฟแรงดันและกระแสมาคูณกันก็จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟกำลังซึ่งมีค่ากำลังเฉลี่ยประมาณ 436 W ดังรูปที่ 5.14 เมื่อรวมกำลังเฉลี่ยของขดทุติยภูมิทั้ง 2 ขด ก็จะได้ค่าประมาณ 872 W (436×2)

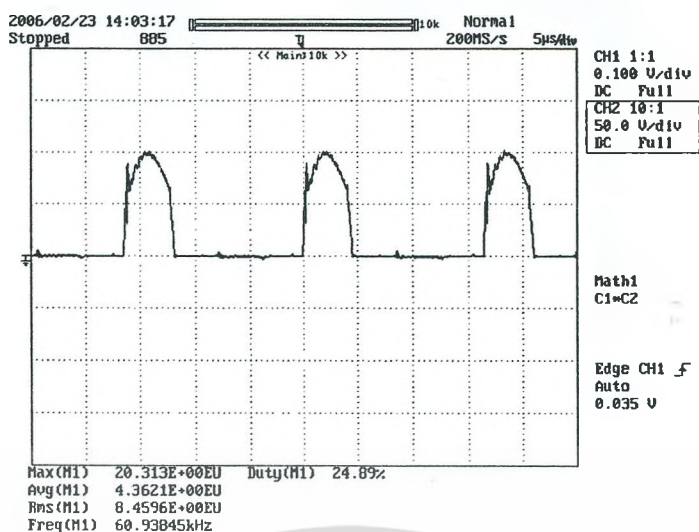


รูปที่ 5.12 ลักษณะจริงของแรงดันที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก



รูปที่ 5.13 ลักษณะจริงของกระแสที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

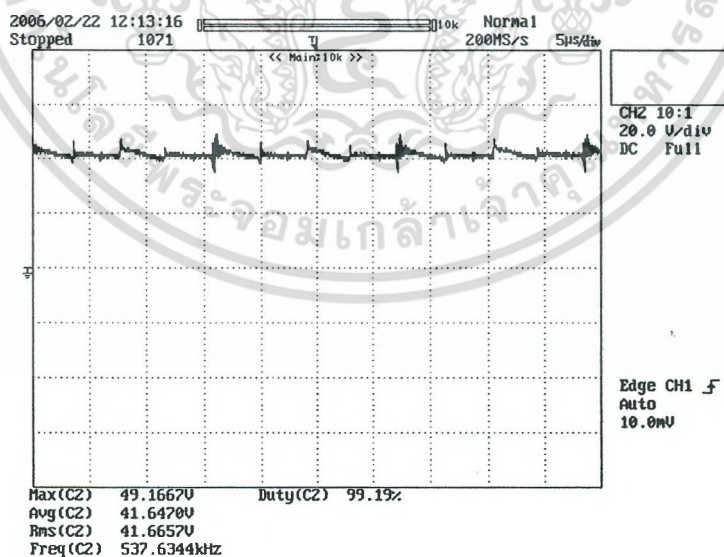
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 ลักษณะจริงของกำลังที่ทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวหลัก

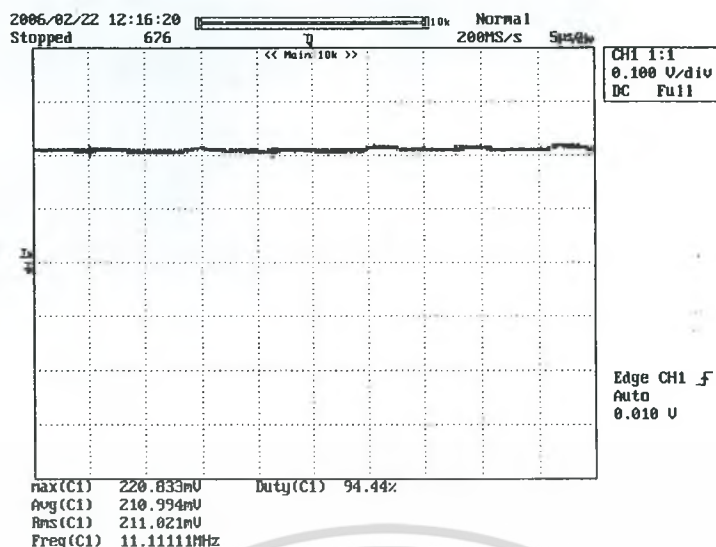
4. จุดขาออกคอนเวอร์เตอร์(Output)

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

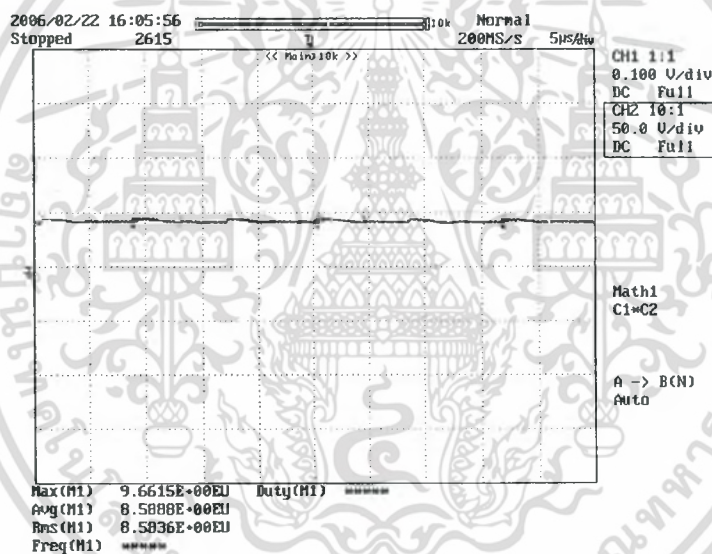


รูปที่ 5.15 ลักษณะจริงของแรงดันขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 ลักษณะจริงของกระแสขาออก



รูปที่ 5.17 ลักษณะจริงของกำลังขาออก

ตารางที่ 5.1 สรุปกำลังที่แต่ละจุดที่ทำการทดสอบ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณกำลังสูญเสียที่จุดต่างๆ

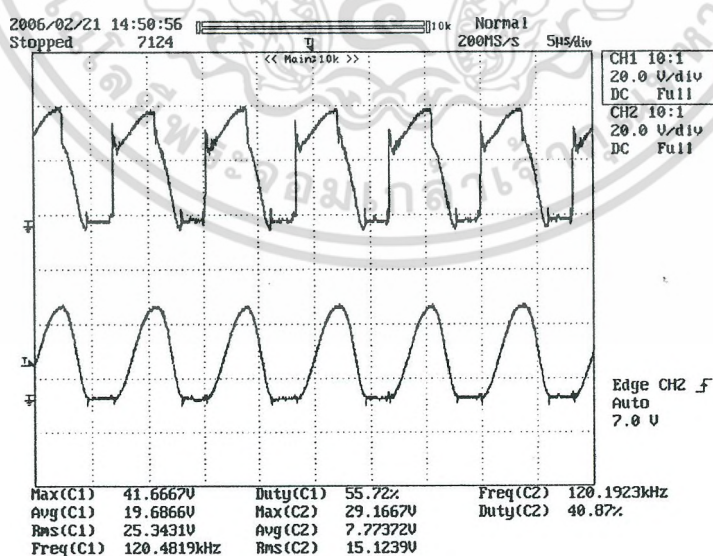
- กำลังสูญเสียที่ซูดอินเวอร์เตอร์ = $955 - 896 = 59 \text{ W}$
เมื่อคิดกำลังสูญเสียที่มอสเฟตแต่ละตัวจะประมาณ = $59/4 = 14.75 \text{ W}$
- กำลังสูญเสียที่หม้อแปลงตัวหลัก = $896 - 872 = 24 \text{ W}$
- กำลังสูญเสียที่ซูดวงจรช่วย = $872 - 859 = 13 \text{ W}$

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-holding ซึ่งในโหมดนี้ก็คือช่วงที่แรงดันคร่อม C-holding สะท้อนไปทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงหลักเพื่อหยุดกระแสให้เกิดช่วง ZCS นั่นเอง

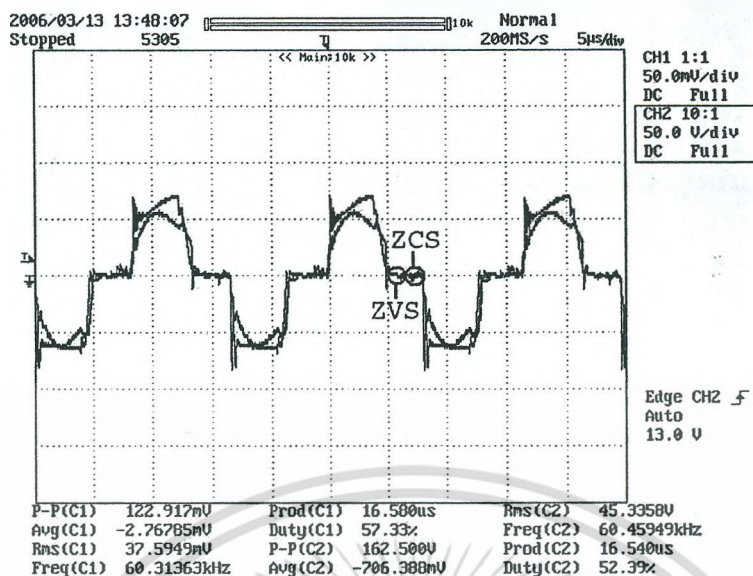
ส่วนตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS แสดงดังรูปที่ 5.19 ซึ่งเป็นไปตามโหมดการทำงานที่ต้องการ



รูปที่ 5.18 รูปคลื่นแรงดันที่ผ่านส่วนเรียงกระแสเปรียบเทียบกับแรงดันคร่อม C-holding

จากการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 ตำแหน่งการเกิด ZVS และ ZCS จากการทดสอบ

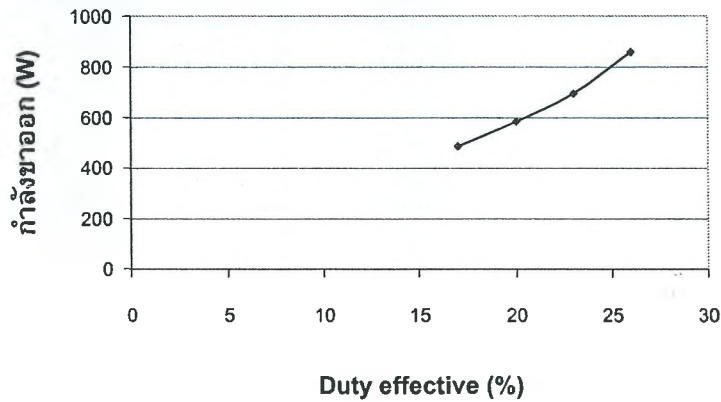
การทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective

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

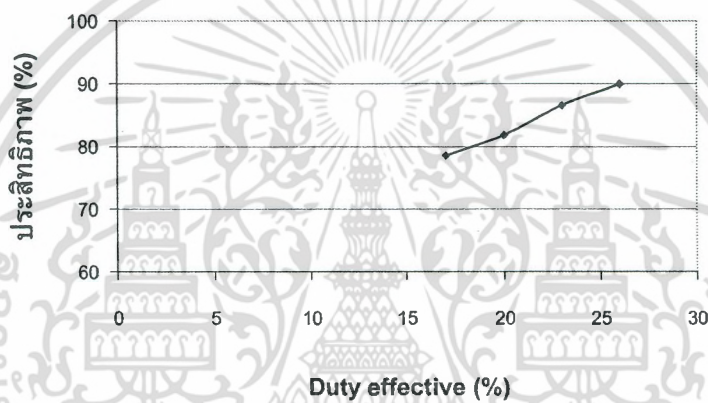
ตารางที่ 5.2 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective



รูปที่ 5.21 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective

จากการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective ทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มค่า Duty effective จะทำให้ได้กำลังขาออกมากขึ้น และได้ประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย

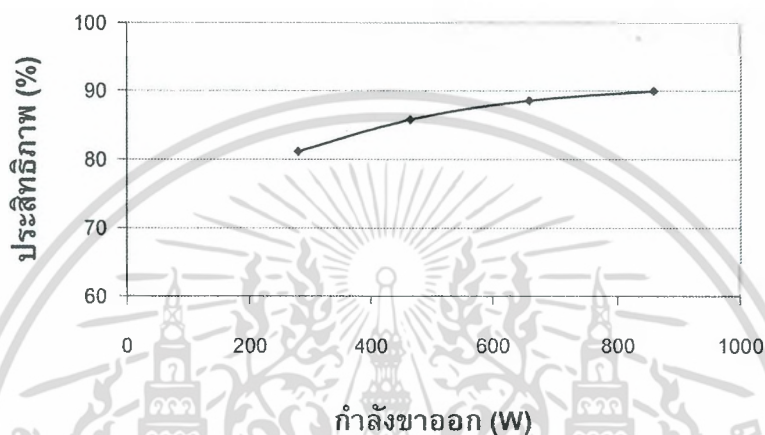
การทดลองเปลี่ยนแปลงค่าโหลด

ต่อไปเราจะทดลองเปลี่ยนแปลงโหลดขึ้นเรื่อยๆจนถึงโหลดที่พิกัด โดยคงค่า Duty effective ไว้ที่ 26 % ตลอด แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาคำนวณ ประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่า กำลังขาออกสำหรับ ตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.3 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.22

ซึ่งจากการทดลองทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มโหลดมากขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพ มีค่ามากขึ้น

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

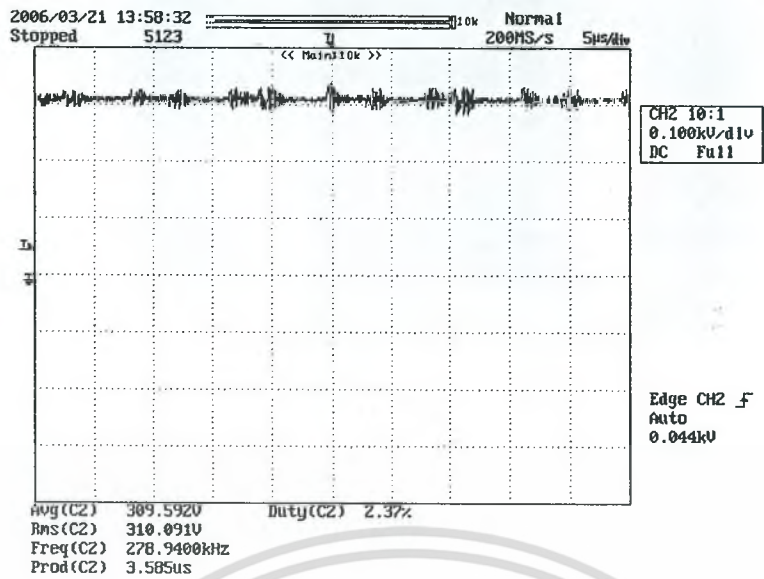


รูปที่ 5.22 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังขาออก

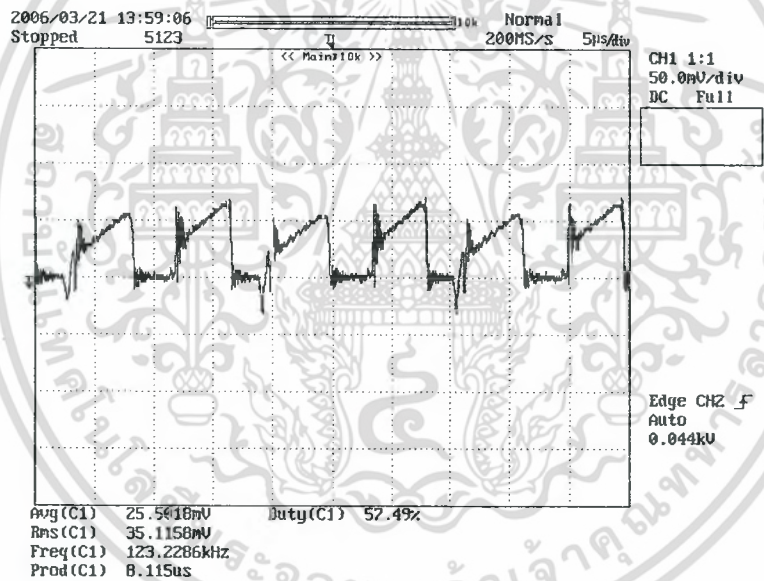
การทดลองดัดแปลงวงจรเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ (ZVS)

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

โดยในที่นี้เราจะทำการทดสอบที่ตำแหน่งขาเข้าคอนเวอร์เตอร์และตำแหน่งขาออกคอนเวอร์เตอร์เพื่อคำนวณประสิทธิภาพรวม โดยยังคงค่าโหลดทดสอบไว้เท่าเดิม จะได้รูปคลื่นแรงดันขาเข้าดังรูปที่ 5.23 รูปคลื่นกระแสขาเข้าดังรูปที่ 5.24 และรูปคลื่นกำลังขาเข้าดังรูปที่ 5.25

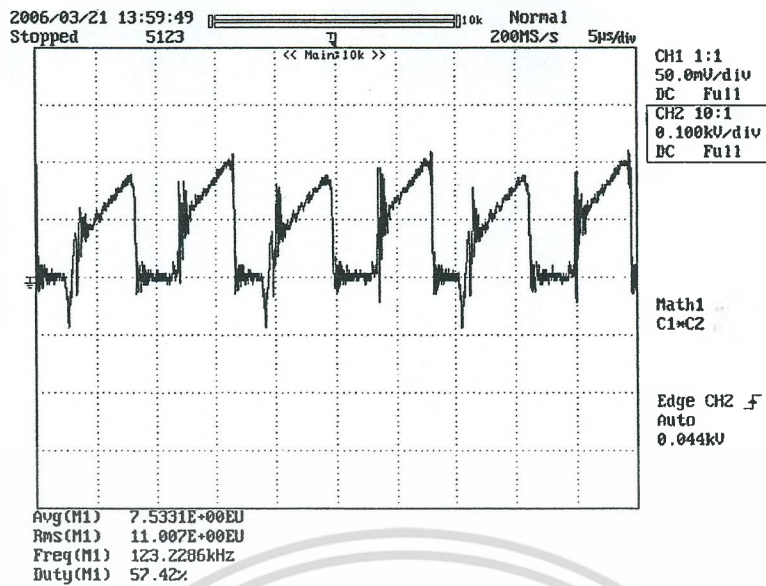


รูปที่ 5.23 รูปคลื่นแรงดันขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS



รูปที่ 5.24 รูปคลื่นกระแสขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

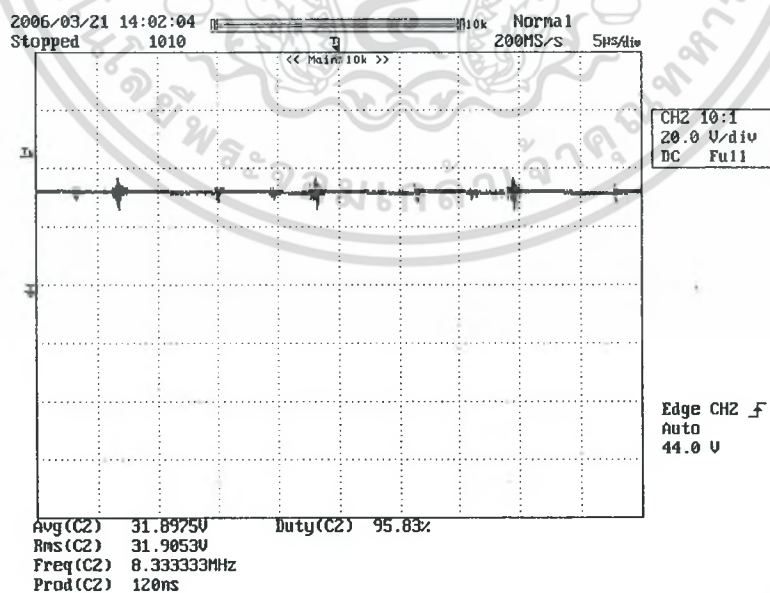
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.25 รูปคลื่นกำลังขาเข้าคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

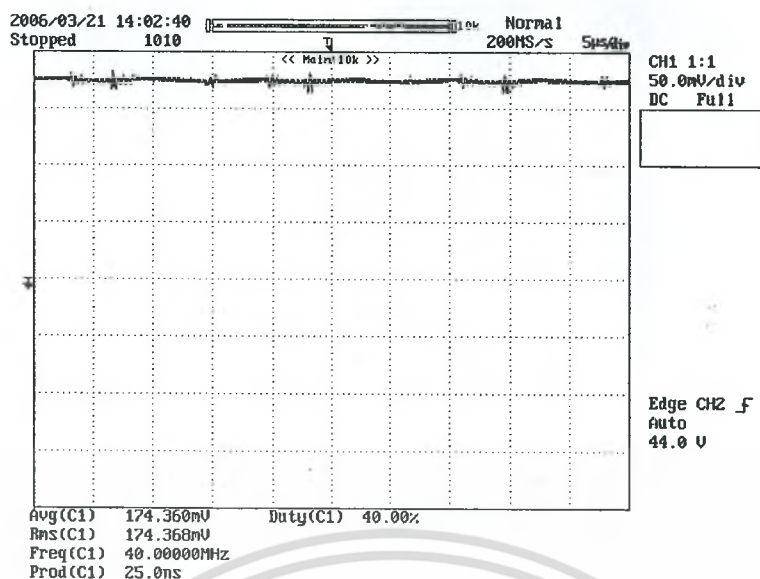
จากรูปที่ 5.23 และ 5.24 จะเห็นว่าแรงดันขาเข้าจะเป็นแรงดันไฟตรง 300 V ตามพิกัดแรงดันขาเข้า ส่วนกระแสขาเข้าจะเป็นกระแสทิศทางเดียวแต่เป็นพัลส์คือไหลเป็นช่วงๆ ตามรูป ทำให้กำลังขาเข้าเป็นลักษณะพัลส์เช่นกัน ตามรูปข้างต้น โดยมีค่ากำลังเฉลี่ยที่ 753 W

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

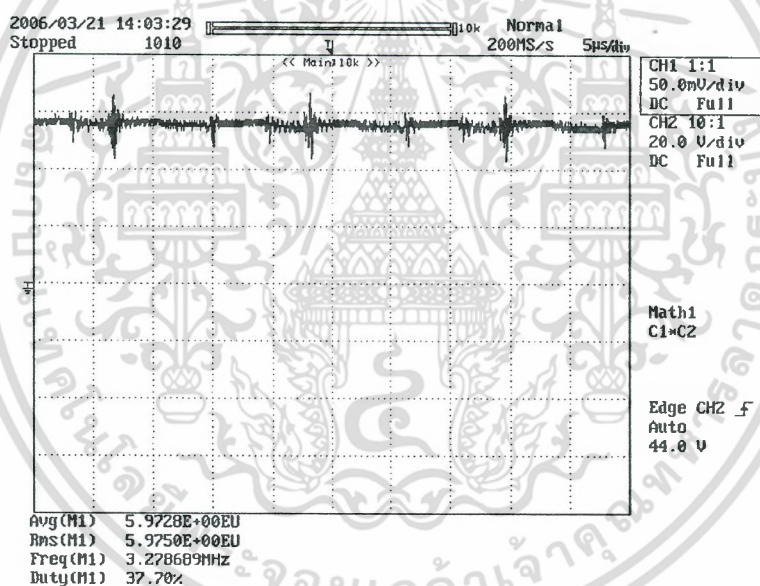


รูปที่ 5.26 รูปคลื่นแรงดันขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 รูปคลื่นกระแสขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS



รูปที่ 5.28 รูปคลื่นกำลังขาออกคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

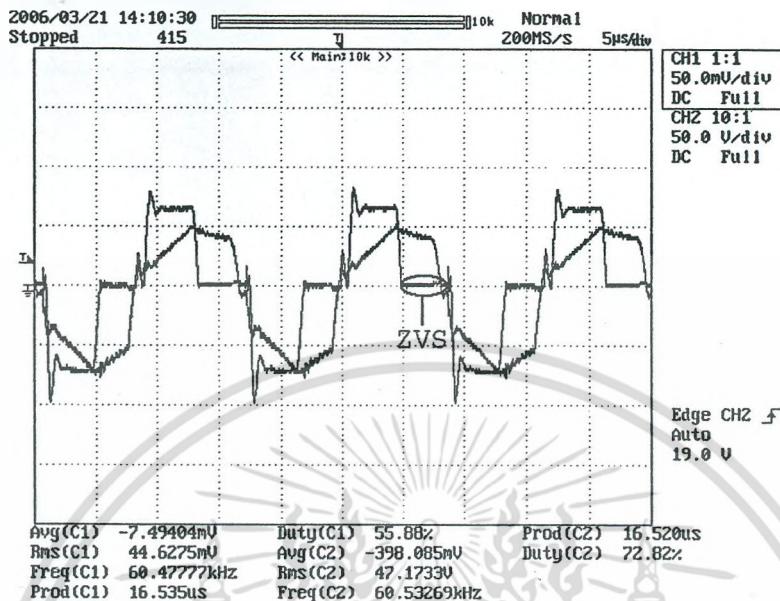
การคำนวณประสิทธิภาพของเครื่อง ZVS คอนเวอร์เตอร์

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนตำแหน่งการเกิด ZVS แสดงดังรูปที่ 5.29 ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสจะไม่มีจุดที่คงค่าเป็นศูนย์เลย คือไม่เกิด ZCS



รูปที่ 5.29 ตำแหน่งการเกิด ZVS ของคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

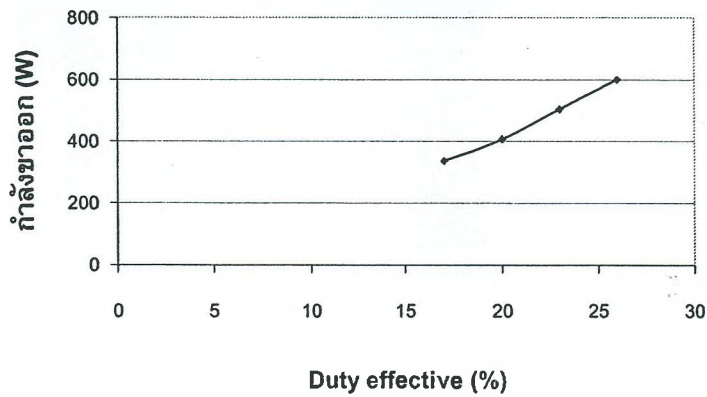
การทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective (กรณี ZVS)

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

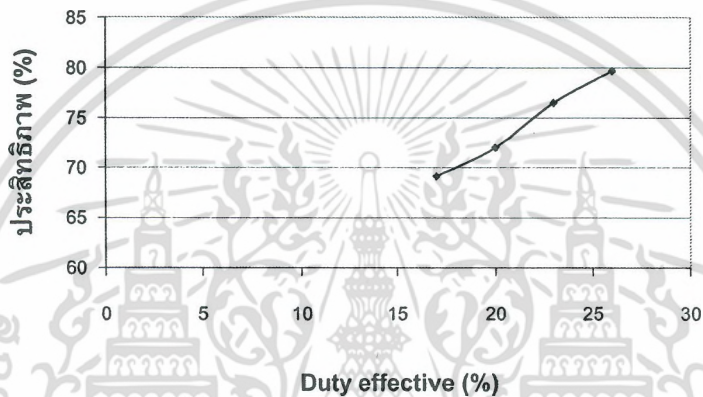
ตารางที่ 5.4 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนค่า Duty effective (กรณี ZVS)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.30 กราฟระหว่างกำลังขาออกกับ Duty effective (กรณี ZVS)



รูปที่ 5.31 กราฟระหว่างประสิทธิภาพกับ Duty effective (กรณี ZVS)

จากการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า Duty effective จะเห็นได้ว่าเมื่อเราเพิ่มค่า Duty effective จะทำให้ได้กำลังขาออกมากขึ้น และได้ประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย

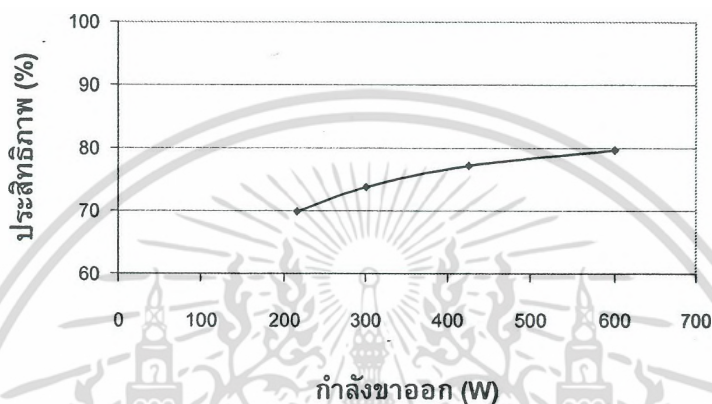
การทดลองเปลี่ยนแปลงค่าโหลด (กรณี ZVS)

ต่อไปเราจะทดลองเปลี่ยนแปลงโหลดขึ้นเรื่อยๆจนถึงโหลดที่พิกัด โดยคงค่า Duty effective ไว้ที่ 26 % ตลอด แล้วบันทึกค่ากำลังขาเข้าและกำลังขาออกเพื่อนำมาคำนวณ ประสิทธิภาพ และวาดกราฟแสดงแนวโน้มของประสิทธิภาพ โดยเทียบกับค่า กำลังขาออกสำหรับ ตารางบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.5 ส่วนกราฟแสดงดังรูปที่ 5.32

ซึ่งจากการทดลองทำให้เราสรุปได้ว่าเมื่อเราเพิ่มโหลดมากขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพ มีค่ามากขึ้นด้วย

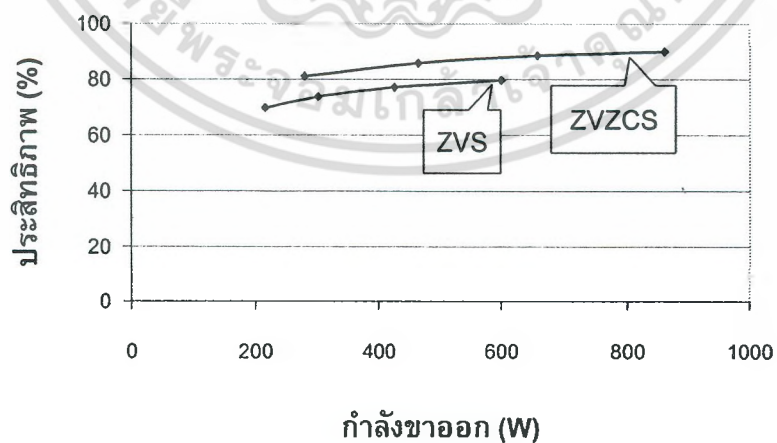
ตารางที่ 5.5 ค่าที่บันทึกได้จากการปรับเปลี่ยนโหลด (กรณี ZVS)

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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะการวิจัย

จากการศึกษาหลักการทำงานของวงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ตลอดจนหลักการออกแบบ จนกระทั่งสร้างออกมาเป็นเครื่องจริงๆ ทำให้พวกเราสรุปได้ว่า วงจรตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์นั้นสามารถลดกำลังสูญเสียสวิตช์ซึ่งได้จริงๆ จึงเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเครื่องคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งนอกจากจะเป็นประโยชน์ในทางเทคนิคแล้วยังเป็นประโยชน์ในเชิงพาณิชย์อีกด้วย กล่าวคือ หากคิดที่พิกัดกำลังเดียวกัน การที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นจะทำให้ตัวเครื่องมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดต้นทุนทางหนึ่ง

ซึ่งเครื่องตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่สร้างขึ้นนี้จะมีพิกัดโดยสรุปดังนี้

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

ส่วนผลจากการทดสอบตัวเครื่องได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 5 และจากการทดลองทำให้สรุปได้ว่า เมื่อเราเพิ่มค่า Duty effective โดยคงค่าโหลดทดสอบไว้ จะทำให้ได้กำลังขาออกมากขึ้น และได้ประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย และเมื่อเราเพิ่มโหลดมากขึ้นโดยคงค่า Duty effective ไว้ จะทำให้ประสิทธิภาพมีค่ามากขึ้นเช่นกัน

หากจะนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ก็สามารถเพิ่มพิกัดต่างๆขึ้นได้ตามต้องการ แต่ต้องปรับเปลี่ยนอุปกรณ์ให้มีค่าพิกัดที่สอดคล้องกับค่าที่เพิ่มขึ้นด้วย และต้องคำนวณออกแบบหม้อแปลงในวงจรใหม่เพื่อให้สอดคล้องกับพิกัดใหม่ มิฉะนั้นหม้อแปลงอาจจะเกิดการอ้อมตัวและเป็นอันตรายต่อตัวเครื่องได้คอนเวอร์เตอร์ หลังจากคำนวณออกแบบแล้วก่อนจะนำไปใช้สร้างจริงควรที่จะนำไปจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ อาทิเช่น PSpice เสียก่อน เพื่อทดสอบความถูกต้องของค่าที่คำนวณได้ หากตรงตามต้องการแล้วจึงนำไปสร้างเป็นตัวเครื่องต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสนอแนะการวิจัย

เนื่องจากการทดลองใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ เราสามารถที่จะเปลี่ยนวงจรเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับ (Three Level Converter) ซึ่งจะให้ผลการทดลองเหมือนกัน และสามารถลดพิกัดแรงดันของสวิตซ์ลงครึ่งหนึ่ง ในกรณีที่ไม่สามารถหาสวิตซ์ที่ทนพิกัดแรงดันได้สูง เช่น มอสเฟต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินติ้ง, 2547.
- อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิง. พิมพ์ครั้งที่ 2 สจล. 2554.
- 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 Trans on Power Electronics, Issue 5 Vol. 17, 2002, pp. 641-648.
- 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” , Proceedings on the IEEE 33rd Power Electronics Specialist COnference, 2002, pp. 1835-1840.
- M.H. Rashid, Power Electronics Circuits, Devices and Applications, 3rd Ed., New Jersey , Pearson Education, Inc., 2004.
- N. Mohan, T .M. Undeland, and W.P. Robbins, Power Electronics Converters, Applications and Design, 3rd Ed., John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- T.L. Floyd, Electronic Devices, 6th Ed., New Jersey , Pearson Education, Inc., 2002.

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรตีชีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิทช์ด้วยแรงดันและกระแสศูนย์ Design of Zero-Voltage-Zero-Current-Switching Three-level DC/DC Converter

บัญชา หิรัญสิงห์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

โปรแกรมวิชาวิศวกรรมและเทคโนโลยี คณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม 73000 Email: hirunsing@yahoo.com
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520
โทร. 0-2329-8330 โทรสาร 0-2329-8330 Email: kjanuwat@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรตีชีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิทช์ที่แรงดันและกระแสศูนย์ ที่ใช้วงจรช่วยอย่างง่ายต่อทางด้านทฤษฎีของหม้อแปลง โดยไม่มีการสูญเสียกำลังงานที่สวิทช์ วงจรจะให้กระแสประจุรวมใน ช่วงฟรีวิลมีค่าน้อยหรือมาก ขึ้นกับกระแสประจุรวมในช่วงฟรีวิลนี้มีการชาร์จประจุและคายประจุตามกระแสไหล เครื่องันแบบใช้มอสเฟตกำลัง งานที่ความถี่การสวิทช์คงที่เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันทำงาน และผลการทดลอง

คำสำคัญ: สวิทช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์, วงจรคอนเวอร์เตอร์สามระดับ, ตีชีทุติยคอนเวอร์เตอร์, ซอฟต์สวิทช์

Abstract

This paper presents the design of a zero-voltage-zero-current-switching (ZVZCS) three-level dc/dc converter. The auxiliary circuit is easy to design and no switching loss of switching device. The freewheeling time depends on the charge and discharge of capacitor, which causes by load current. The switching frequency of the power MOSFETs is 60 kHz for phototype. The simulation results obtained from the PSpice program have confirmed the ZVZCS operation of the proposed circuit and confirmed the experimental results.

Keywords: zero-voltage and zero-current switching, three level converter, dc-dc converter, soft switching

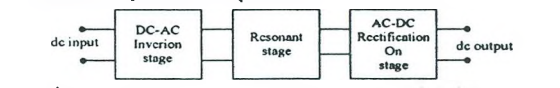
1. บทนำ

มีหลาย ๆ เทคนิคในการสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ตีชีทุติยทำงานที่ความถี่สูง เพื่อลดความถี่ของอุปกรณ์และกำลังงานสูญเสียในสวิทช์ เพื่อให้ความหนาแน่นกำลังงานของคอนเวอร์เตอร์สูงขึ้น และเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานของระบบให้ดีขึ้นด้วย วงจรตีชีทุติย

ยูเอ็มพลบริจค์คอนเวอร์เตอร์อาศัยค่าความเหนี่ยวนำร่วไหลของหม้อแปลงเพื่อทำให้เกิดสภาวะสวิทช์แรงดันศูนย์ในขณะที่เริ่มนำกระแส นอกจากนั้นยังใช้มอสเฟต ซึ่งมีค่าประจุแฝงภายในตัว เพื่อจำกัดแรงดันสไปกซ์ขณะทำงาน ซึ่งจะเห็นว่าไม่มีความจำเป็นต้องเพิ่มวงจรเข้าไว้เพื่อให้เกิดสภาวะดังกล่าว

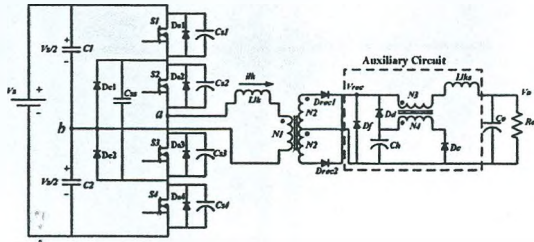
ในวงจรตีชีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบเต็มบริจค์ที่ใช้กับกำลังไฟสูงๆนั้น สวิทช์แต่ละตัวในวงจรจะได้รับแรงดันไฟฟ้าในอัตราอย่างเต็มพิกัด ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์สวิทช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเช่น ทราานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง หรือ ไอจีบีทีมีแรงดันตกคร่อมสูง และแรงดันเกินสูง อีกทั้งในสภาวะนำกระแสจะมีความต้านทานขณะนำกระแส $R_{ds(on)}$ สูง ทำให้เกิดการสูญเสียในขณะนำกระแส ส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรต่ำลงไปด้วย ซึ่งหลายงานวิจัยที่ผ่านมาก็สามารถแก้ปัญหาโดยการใช้อุปกรณ์สวิทช์ที่สามารถทนแรงดันและกระแสไฟฟ้าได้สูงเช่น ไอจีบีที เป็นต้น อย่างไรก็ตามสวิทช์ไอจีบีทีมัก มีข้อจำกัดที่ใช้งานได้ที่ความถี่ต่ำ ทำให้อุปกรณ์อื่นๆในวงจรมีขนาดใหญ่ขึ้น

ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอวงจรถีชีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิทช์ที่แรงดันและกระแสศูนย์ [1] ซึ่งด้านเข้าจะมีการแบ่งแรงดันออกเป็นสองส่วนทำให้มีแรงดันตกคร่อมสวิทช์น้อยลงและใช้วงจรช่วยอย่างง่ายต่อทางด้านทฤษฎีของหม้อแปลง โดยไม่มีการสูญเสียกำลังงานที่สวิทช์ วงจรนี้จะให้กระแสประจุรวมในช่วงฟรีวิลมีค่าน้อยหรือมากขึ้นกับกระแสประจุรวมในช่วงฟรีวิลนี้มีการชาร์จและคายประจุตามกระแสไหล คิวกับประจุที่ออกแบบทางด้านทฤษฎีจะถูกกำหนดให้อยู่ในสภาพแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ ภาพรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 1 ซึ่งแสดงบล็อกโคแกรมแสดงวงจรตีชีทุติยคอนเวอร์เตอร์อย่างง่ายจะใช้มอสเฟตทั้งหมดในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้งานสามารถทำงานได้ด้วยความถี่สูงได้ หลักการทำงานของ และ ออกแบบที่ 850 W ความถี่สวิทช์ 60 kHz และผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSpice จากนั้นสรุปผลการวิจัย



รูปที่ 1 บล็อกโคแกรมแสดงวงจรตีชีทุติยคอนเวอร์เตอร์สวิทช์ขณะแรงดันและกระแสศูนย์

2. โครงสร้างของวงจร



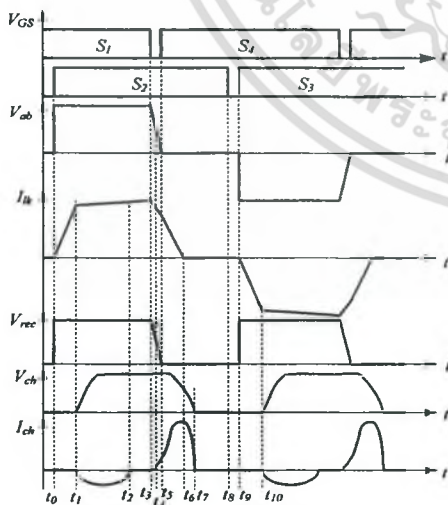
รูปที่ 2 โครงสร้างวงจรคิซิทูคิซิคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิทช์ขณะแรงดันและกระแสศูนย์

จากวงจรรูปที่ 2 โครงสร้างวงจรประกอบด้วย วงจรส่วนหน้า มีสวิทช์ S_1-S_6 ต่อกันเป็นลักษณะแบ่งแรงดันเป็นสองส่วน โดยมีตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 ส่วนวงจรส่วนหลังจะมีหม้อแปลงหลักและวงจรช่วยที่ใช้ตัวเก็บประจุ C_h โอนถ่ายประจุและมีไดโอด D_c เป็นฟรีวิลลิ่ง [1]-[2]

3. หลักการทำงาน

การวิเคราะห์การทำงานของวงจร [1]-[2] จำเป็นต้องให้อยู่ในสภาวะอยู่ตัว (steady state) อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ และค่าตัวเก็บประจุ C_h ใหญ่พอที่จะเสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน และตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต L_{lk} ใหญ่เพียงพอที่จะทำให้เปรียบเสมือนแหล่งจ่ายกระแส วงจรที่นำเสนอนี้มีโหมดการทำงาน 8 โหมดการทำงานในครึ่งไซเคิล รูปคลื่นสัญญาณและโหมดการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3 และ 4 ตามลำดับ โหมดการทำงานที่ 1 ($t_0 < t < t_1$) ที่เวลา $t = t_0$ ในโหมดนี้สวิทช์ S_2 เริ่มนำกระแส (turn on) และ แรงดันขาเข้าจะถูกป้อนมายัง leakage inductance L_{lk} กระแสด้านปฐมภูมิจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามสมการ

$$i_{lk}(t) = \frac{V_s}{L_{lk}} t \quad (1)$$



รูปที่ 3 รูปคลื่นการทำงานของวงจร

โหมดการทำงานที่ 2 ($t_1 < t < t_2$) ที่เวลา $t = t_1$ สวิทช์ S_1 และ S_2 นำกระแส ทำให้กำลังไฟที่ถูส่งผ่านไปยังด้านทุติยภูมิ holding capacitor C_h จะถูกชาร์จ ผ่านทางขดลวดช่วย (auxiliary winding) และไดโอด D_c โดยแรงดันและกระแสของตัวเก็บประจุ C_h จะเป็นไปตามสมการที่ (2), (3)

$$V_{ch}(t) = \frac{V_H}{2} (1 + \cos(\omega_s t)) \quad (2)$$

$$I_{ch}(t) = -\frac{V_H}{2} \sqrt{\frac{C_h}{L_{lk}}} \sin(\omega_s t) \quad (3)$$

โดยที่ $n = \frac{N_1}{N_2}, m = \frac{N_3}{N_4}, \omega_s = \sqrt{\frac{1}{L_{lk} C_h}}, V_H = \frac{2}{m} (V_s - V_o)$ สิ้นสุดโหมดการทำงานนี้ตัวเก็บประจุ C_h จะถูกชาร์จจนแรงดันเพิ่มขึ้นไปจนถึงค่า V_H ส่วนกระแสที่ไหลในตัวเก็บประจุ C_h จะมีค่าลดลง โหมดการทำงานที่ 3 ($t_2 < t < t_3$) ที่เวลา $t = t_2$ เมื่อกระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุ C_h และไดโอด D_c ลดลงจนเป็นศูนย์ตัวเก็บประจุ D_c จะเริ่มหยุดนำกระแส (turn off) โดยแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C_h ยังคงมีประจุจากโหมดการทำงานที่ 2 อยู่ และกระแสด้านปฐมภูมิ จะยังคงจ่ายโอนพลังงานให้ทางด้านออกต่อไป

โหมดการทำงานที่ 4 ($t_3 < t < t_4$) ที่เวลา $t = t_3$ สวิทช์ S_3 จะเริ่มนำกระแส กระแสด้านปฐมภูมิจะชาร์จเข้าตัวเก็บประจุ C_{11} และตัวเก็บประจุ C_{12} จะดีสชาร์จกระแสออกมา แรงดัน V_{cc} จะลดลงแบบเชิงเส้นตามสมการที่ (4)

$$V_{cc}(t) = \frac{I_o}{nC_{eq}} t \quad (4)$$

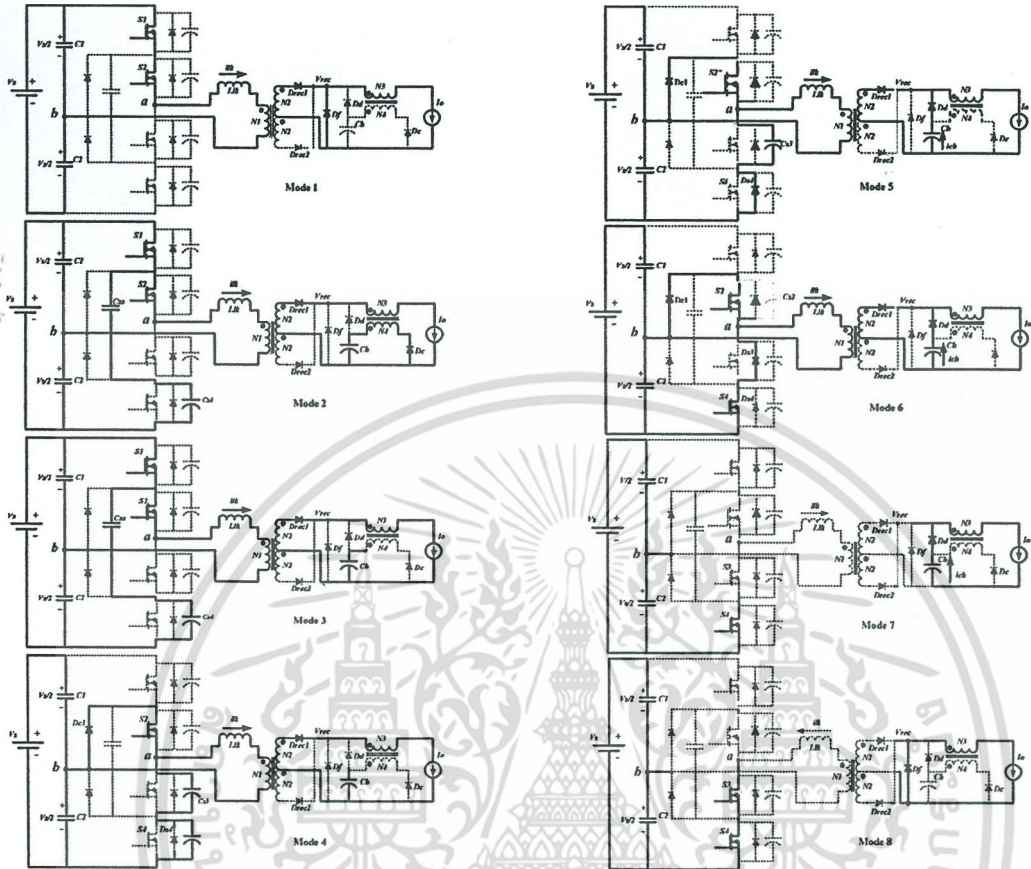
โดยที่ $C_{eq} = C_{11} + C_{12}$ และแรงดัน V_{cc} จะลดลงด้วยอัตราเดียวกัน จนเท่ากับแรงดันของ C_h โหมดการทำงานที่ 5 ($t_4 < t < t_5$) ที่เวลา $t = t_4$ เมื่อสวิทช์ S_2 จะเริ่มหยุดนำกระแส V_{cc} เท่ากับ V_H แล้ว ไดโอด D_c จะเริ่มนำกระแส ดังนั้น V_{cc} จะคงค่าแรงดันไว้เท่ากับ V_H แรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงจะลดลงด้วยอัตราเดิมจนกระทั่งเป็นศูนย์ ในขณะที่ V_{cc} จะลดลงอย่างช้าๆ ตาม V_H โดยในโหมดนี้ V_{cc} จะสามารถพิจารณาว่าคงที่ได้ เพราะมันลดลงน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดันด้านปฐมภูมิ ความต่างระหว่างแรงดันด้านปฐมภูมิ กับแรงดันสะท้อนจากด้านทุติยภูมิ จะถูกส่งไปยัง L_{lk} ค่าของกระแสและแรงดันด้านปฐมภูมิ จะลดลงตามสมการที่ (5) และ (6)

$$I_{lk}(t) = \frac{I_o}{n} \cos(\omega_b t) \quad (5)$$

$$V_{ab}(t) = V_H - \frac{I_o}{nc_{eq} \omega_b} \sin(\omega_b t) \quad (6)$$

โดยที่ $\omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C_{eq}}}$

โหมดการทำงานที่ 6 ($t_5 < t < t_6$) ที่เวลา $t = t_5$ ตัวเก็บประจุ C_{12} จะถูกชาร์จจนเต็ม ส่วนตัวเก็บประจุ C_{11} จะดีสชาร์จโดยสมบูรณ์ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากแหล่งจ่าย แต่กระแสจะยังคงไหลต่อโดยการฟรีวิลลิ่งผ่านไดโอดที่คร่อมสวิทช์ S_4 อยู่ สวิทช์ S_3 จะถูกเริ่มนำกระแส ด้วยการสวิทช์แรงดันศูนย์ (ZVS)



รูปที่ 4 โหมดการทำงาน

แรงดันสะท้อนจากด้านทุติยภูมิทั้งหมดจะถูกส่งไปยัง L_k ทำให้กระแสปฐมภูมิ ลดลงอย่างรวดเร็ว (Reset $i_k(t)$) ตามสมการที่ (7)

$$i_k(t) = \frac{I_o}{n} \cos(\omega_b t_{m5}) - \frac{nV_H}{Z_c} \sin(\omega_c t) \quad (7)$$

โดยที่

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_k C_{eq}}}, t_{m5} = t_5 - t_4, Z_c = n \sqrt{\frac{L_k}{C_h}}$$

แรงดัน V_{rec} จะลดลงตามสมการที่ (8)

$$V_{rec}(t) = V_H \cos(\omega_c t) \quad (8)$$

โหมดการทำงานที่ 7 ($t_6 < t < t_7$) ที่เวลา $t=t_6$ กระแสปฐมภูมิจะลดลงจนเป็นศูนย์ ไดโอด D_{rec} จะเริ่มหุ้มนำกระแส และ C_h จะเป็นตัวจ่ายกระแสไหลทั้งหมด ดังนั้นแรงดัน V_{rec} จะลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งศูนย์ตามสมการที่ (9)

$$V_{rec}(t) = V_H \cos(\omega_c t_{m6}) - \frac{I_o}{C_h} t \quad (9)$$

โดยที่

$$t_{m6} = t_6 - t_5$$

โหมดการทำงานที่ 8 ($t_7 < t < t_8$) ที่เวลา $t=t_7$ ตัวเก็บประจุ C_h จะคายประจุโดยสมบูรณ์ กระแสไหลกลับทางโดยปริวิสัยผ่านไดโอด D_1 ที่เวลา t_8 สวิตช์ S_2 จะเริ่มหุ้มนำกระแสด้วยการสวิตช์ขณะกระแสศูนย์ (ZCS)

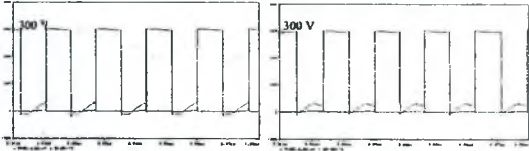
4. ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ในการทดสอบการทำงานของวงจรดิจิทัลซิกคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิตช์ขณะแรงดันและกระแสศูนย์ พารามิเตอร์ของการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice ดังตารางที่ 1, 2 ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของวงจรที่ใช้ในการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์

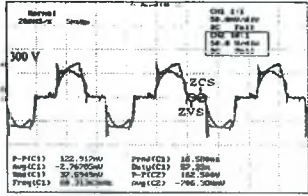
พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
V_s	600 V	P_o	850 W
C_1, C_2, C_{ss}	10.7 μ F	V_o	40 V
R_b, R_c	30 ohm	C_b	0.47 μ H
C_b, C_c	2.2 nH	C_o	1000 μ F
f_s	60 kHz	Load	20 A

ตารางที่ 2 เบอร์และพิกัดของอุปกรณ์ที่เลือกใช้

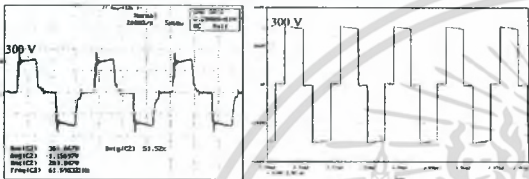
ชื่ออุปกรณ์	เบอร์	พิกัดแรงดัน	พิกัดกระแส
มอสเฟต	IRFP450LC	500 V	14 A
$D_1 - D_4$	MUR3060PT	600 V	30 A
$D_{c1-2}, D_{rect-2}, D_f, D_d$	60EPU04	400 V	60 A



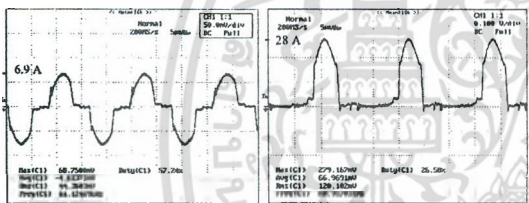
รูปที่ 5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_1 , S_2 และ S_3



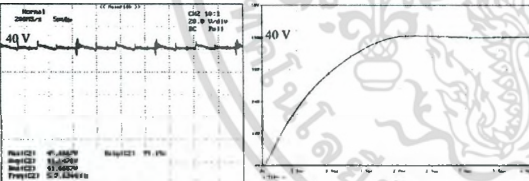
รูปที่ 6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในตำแหน่งที่เกิด ZVS และ ZCS



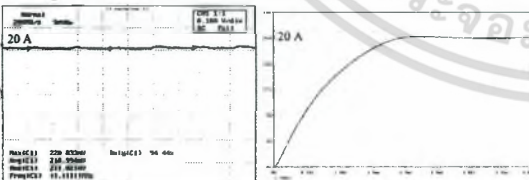
รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันค่านประจุของหม้อแปลงหลักจากการทดลองและจำลอง



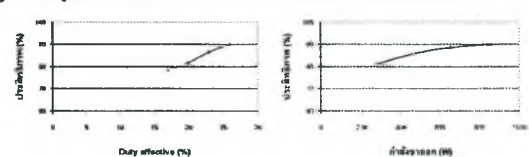
รูปที่ 8 รูปคลื่นกระแสค่านประจุและทวดิถีของหม้อแปลงหลัก



รูปที่ 9 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าค่านออกจากการทดลองและจำลอง



รูปที่ 10 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าค่านออกจากการทดลองและจำลอง



รูปที่ 11 ประสิทธิภาพของวงจร ZVZCS เมื่อคิวดีไซเคิลและกำลังค่านออกเปลี่ยนแปลงค่านค่า

รูปที่ 5 การจำลองการทำงานของแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_1 , S_2 และ S_3 จะเห็นว่า เกิด ZVS และ ZCS รูปที่ 6 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสค่านประจุของหม้อแปลง ซึ่งสามารถบอกถึงตำแหน่งของสวิตช์ที่เกิด ZVS และ ZCS รูปที่ 7 แสดงรูปคลื่นแรงดันค่านประจุของหม้อแปลงหลักจากการทดลองและจำลองเปรียบเทียบกับกัน เพื่อยืนยันว่าหลักการที่กล่าวมาถูกต้อง รูปที่ 8 รูปคลื่นกระแสค่านประจุและทวดิถีของหม้อแปลงหลัก รูปที่ 9 แสดงรูปคลื่นแรงดันค่านออกจากการทดลองและจำลอง โดยแบบจำลองวัดผลตั้งแต่เริ่มต้นเดินเครื่องจนถึงภาวะอยู่ตัว รูปที่ 10 แสดงกระแสค่านออกจากการทดลองและจำลอง โดยแบบจำลองวัดผลตั้งแต่เริ่มต้นเดินเครื่องจนถึงภาวะอยู่ตัว รูปที่ 11 ประสิทธิภาพของวงจร ZVZCS เมื่อคิวดีไซเคิลและกำลังค่านออกเปลี่ยนแปลง โดยพิกัด 850 W มีประสิทธิภาพที่ 90 %

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิตช์ที่แรงดันและกระแสศูนย์ ที่ใช้วงจรถ่วงอย่างง่ายทางด้านทวดิถีของหม้อแปลง โดยไม่มีการสูญเสียกำลังงานที่สวิตช์วงจรนี้ จะให้กระแสประจุใน ช่วงฟริวมีค่าน้อยหรือมาก ขึ้นกับกระแสประจุใน ช่วงฟริวนี้มีการชาร์จประจุและคายประจุตามกระแสโหลดและเครื่องค่นแบบใช้มอเตอร์กำลังงานที่ความถี่การสวิตช์คงที่เท่ากับ 60 กิโลเฮิรตซ์ โดยจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันการทำงานและการทดลอง ซึ่งจากผลการวิจัยที่ได้จะเห็นว่าเป็นไปตามทฤษฎี

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, Jose M. Burdío and Fred C. Blanco, "A Zero-Voltage-Switching Three-Level DC/DC Converter" IEEE 2000, pp. 512-517.
- [2] ขจรศักดิ์ กิดดิชากร และวราวิทย์ เฉลิมบุญ, "วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์." ปรึญญา นพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สจล. 2548.

ประวัติ



บัญชา หิรัญสิงห์ จบการศึกษาระดับปริญญาโทจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันอาจารย์ประจำโปรแกรมวิชาวิศวกรรมและเทคโนโลยี คณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม



อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ จบการศึกษาระดับปริญญาเอกจาก University of Arkansas ประเทศสหรัฐอเมริกา ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง รองศาสตราจารย์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง