

การปรับปรุงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง
แบบสามระดับเต็มบริดจ์สำหรับประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน

IMPROVEMENT OF A THREE-LEVEL FULL-BRIDGE SOFT-SWITCHING
DC/DC CONVERTER FOR ENERGY STORAGE SYSTEMS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2567

KMITL-2024-EN-D-018-210

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPROVEMENT OF A THREE-LEVEL FULL-BRIDGE SOFT-SWITCHING
DC/DC CONVERTER FOR ENERGY STORAGE SYSTEMS



NARONGRIT SANAJIT

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2024

KMITL-2024-EN-D-018-210

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2024

SCHOOL OF ENGINEERING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบสามระดับเต็มบริดจ์สำหรับประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน
นักศึกษา	นายนรงค์ฤทธิ์ เสนาจิตร
รหัสประจำตัว	64601076
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2567
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดีซีทูดีซีแบบสามระดับเต็มบริดจ์ด้วยการเชื่อมมมเฟสสำหรับการใช้งานในยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งสามารถทำงานภายใต้เงื่อนไขของการสวิตช์ที่นุ่มนวลสำหรับสวิตช์ทั้งหมดภายในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับแบบเต็มบริดจ์ โดยมีตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเสริมจะถูกใช้ในวงจรเพื่อยืนยันการทำงานของวงจรในการสวิตช์ภายใต้เงื่อนไขแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS) สำหรับช่วงการสวิตช์ทั้งหมดสำหรับช่วงภาระโหลดกว้าง นอกจากนี้มีตัวเก็บประจุล้อยกก็ยังคงช่วยสำหรับการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ด้านในให้เกิดภายใต้เงื่อนไขกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ในวงจร วงจรที่นำเสนอได้รับการออกแบบวิเคราะห์และจำลองด้วยพิกัดกำลังด้านออกที่ 2.5 กิโลวัตต์ โดยมีแรงดันไฟฟ้าขาเข้า 540 V และแรงดันด้านออกอยู่ที่ 300-450 V จากการทดสอบพบว่าทุกย่านภาระโหลดและมุมเฟสที่ทดสอบ ชุดคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพเฉลี่ยสูงกว่า 93 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งสามารถนำไปชาร์จแบตเตอรี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้สวิตช์ทุกตัวยังทำงานได้ดีเมื่อเทียบกับการจำลองผลและสามารถนำไปพัฒนาต่อยอดเป็นแหล่งจ่ายสำหรับชาร์จแบตเตอรี่แรงดันสูงที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้นในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	IMPROVEMENT OF A THREE-LEVEL FULL-BRIDGE SOFT-SWITCHING DC/DC CONVERTER FOR ENERGY STORAGE SYSTEMS
Student	Mr.Narongrit Sanajit
Student ID.	64601076
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2024
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Anuwat Jangwanitlert

ABSTRACT

This thesis aims to present a modified three-level phase shifted full-bridge soft-switching DC/DC converter for the use with high voltage battery charging systems in electric vehicles. This converter can operate under soft-switching conditions for all switches in the circuit. There are 2 branches of a three-level full-bridge inverter. The auxiliary inductances are used in the circuit in order to confirm the zero-voltage switching condition (ZVS) for all switches for wide load ranges. Moreover, the dc blocking capacitor is used for obtaining the zero-current switching condition (ZCS) for inner switches in the circuit. The proposed circuit was designed, analyzed and simulated at 2.5 kW of output power, 540 V of input voltage, output side 300-450 V. From the test, it was found that all load areas and phase shifts were tested. The converter set has an average efficiency of over 93 percent which can be used to charge the battery efficiently. In addition, all switches work well compared to simulations and can be further developed into a high-voltage, high-performance rechargeable battery source in the future.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำและความช่วยเหลืออย่างยิ่ง จาก รศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่คอยให้คำแนะนำและข้อเสนอคิดเห็นต่างๆ ของการทำวิทยานิพนธ์มาโดยตลอดจนสำเร็จสมบูรณ์เป็นอย่างดี ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.ชิตีพัทธ์ มีศรีสุข ที่คอยให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางการออกแบบพร้อมช่วยเหลือในทุกๆ ด้านเสมอมา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งใจเป็นอย่างยิ่ง

นอกจากนั้นข้าพเจ้าต้องขอขอบคุณ นักศึกษาและเจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครและสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่อนุญาตให้เบิกใช้เครื่องมือและช่วยอำนวยความสะดวกในสิ่งที่จำเป็นต่อการทำวิจัยของข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้า ขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา และบุคคลในครอบครัวซึ่งให้กำลังใจและให้การสนับสนุนข้าพเจ้าในทุกๆ ด้านเสมอมา ตลอดจนถึงครูบาอาจารย์ที่รักและเคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทถ่ายทอดวิชาความรู้และประสบการณ์ที่ดีให้กับข้าพเจ้า จนทำให้ข้าพเจ้าประสบความสำเร็จดังที่ตั้งเป้าหมายไว้ จึงขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

นรงค์ฤทธิ์ เสนาจิตร

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูปภาพ.....	VIII
สารบัญตาราง.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 การสวิตช์แบบเรโซแนนซ์.....	6
2.1.1 การสวิตช์เรโซแนนซ์กระแสศูนย์ (ZCS).....	7
2.1.2 การสวิตช์เรโซแนนซ์แรงดันศูนย์ (ZVS).....	8
2.1.3 การเปรียบเทียบสวิตช์กระแสศูนย์และแรงดันศูนย์และข้อจำกัดของสวิตช์ เรโซแนนซ์.....	9
2.1.4 สาเหตุของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิง.....	10
2.2 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตชิงขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์.....	10
2.3 เทคนิคการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์.....	15
2.3.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง.....	15
2.3.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS.....	17
2.3.3 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS.....	17
2.3.4 วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ.....	19
2.3.5 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบมี DC-blocking capacitorและตัวเหนี่ยวนำ แบบอิมิตัว.....	20
2.3.6 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ.....	20
2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์.....	22
2.5 อุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า.....	27
2.5.1 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า	27
2.5.2 หลักการพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่.....	31
2.6 สวิตช์กำลังและวงจรถับเกด.....	34
2.6.1 โครงสร้างของมอสเฟต.....	34
2.6.2 การออกแบบวงจรถับเกดสำหรับมอสเฟตกำลัง.....	37
2.6.3 การแยกจากกันทางไฟฟ้า ระหว่างมอสเฟตกับวงจรถับเกด.....	38
2.7 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส.....	39
2.8 หลักการอัดประจุแบตเตอรี่.....	42
2.8.1 หลักการพื้นฐานของการอัดประจุแบตเตอรี่.....	42
2.8.2 ประเภทของการอัดประจุแบตเตอรี่.....	43
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร.....	46
3.1 หลักการทำงานของวงจร.....	46
3.2 ภาควงจรเรียงกระแส AC to DC ความถี่ต่ำ.....	53
3.3 ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ DC/AC แบบสามระดับ.....	56
3.4 ภาควงจรควบคุมการขับเคลื่อนของมอสเฟต.....	60
3.5 การออกแบบหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง.....	61
3.6 ภาควงจรเรียงกระแส AC-DC ความถี่สูง.....	65
บทที่ 4 ผลการทดสอบ.....	69
4.1 การทดสอบชุดควบคุมสวิตช์ด้วยสัญญาณพัลส์แบบเลื่อนมุมเฟสสวิตช์.....	70
4.2 การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	72
4.2.1 การทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_8$ ของวงจรสามระดับเต็มบริดจ์.....	75
4.2.2 การทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแสที่ตำแหน่ง A และ B ของวงจรสามระดับเต็มบริดจ์.....	88
4.2.3 การทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแสเข้าออกของหม้อแปลงความถี่สูง.....	89
4.2.4 ทดสอบสัญญาณแรงดันเอาต์พุต DC.....	90
4.2.5 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจร Three-Level Full-Bridge converter.....	91
4.3 ทดสอบการชาร์จและดิสชาร์จแบตเตอรี่.....	92
4.3.1 การทดสอบการชาร์จแบตเตอรี่.....	93
4.3.2 การทดสอบการดิสชาร์จแบตเตอรี่.....	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ V ังอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	97
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	97
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	98
เอกสารอ้างอิง	99
ภาคผนวก	101
ภาคผนวก ก.	102
ภาคผนวก ข.	130
ภาคผนวก ค.	138
ภาคผนวก ง.	152
ประวัติผู้เขียน	162



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VI ึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	โครงสร้างของวงจร Full-Bridge DC/DC converter..... 3
1.2	โครงสร้างของวงจร Three-level Half-Bridge DC/DC converter..... 4
1.3	โครงสร้างวงจร Three-level Full-Bridge DC/DC converter ที่นำเสนอ..... 4
2.1	สวิตช์เรโซแนนซ์กระแสศูนย์และรูปคลื่นของกระแส..... 7
2.2	สวิตช์เรโซแนนซ์แรงดันศูนย์และรูปคลื่นของแรงดัน..... 9
2.3	คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตชิงขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์..... 12
2.4	วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิงและลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง..... 16
2.5	ความสูญเสียในการสวิตชิงขณะ Turn on และ Turn off..... 17
2.6	วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง..... 18
2.7	ลักษณะการสวิตชิงแบบฮาร์ดสวิตชิง..... 19
2.8	วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ..... 19
2.9	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว..... 20
2.10	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ..... 21
2.11	วงจรดีซีทูดี้ซีคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิตชิงด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์โดยใช้การ เลื่อนเฟส PWM..... 22
2.12	โหมดช่วงการทำงานที่ 1 ($t_0 < t < t_1$) 23
2.13	โหมดช่วงการทำงานที่ 2 ($t_1 \leq t < t_2$) 23
2.14	โหมดช่วงการทำงานที่ 3 ($t_2 < t < t_3$) 24
2.15	โหมดช่วงการทำงานที่ 4 ($t_3 < t < t_4$) 24
2.16	โหมดช่วงการทำงานที่ 5 ($t_5 < t < t_6$) 25
2.17	โหมดช่วงการทำงานที่ 6 ($t_5 < t < t_6$) 25
2.18	โหมดช่วงการทำงานที่ 7 ($t_6 < t < t_7$) 26
2.19	โหมดช่วงการทำงานที่ 8 ($t_7 < t < t_8$) 26
2.20	หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ..... 28
2.21	หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ..... 29
2.22	วงรอบฮิสเตอร์ซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟฟ้า..... 30
2.23	ตัวอย่างนิยาม A_c และ A_w สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ..... 32
2.24	ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง..... 35
2.25	โครงสร้างของมอสเฟต..... 35
2.26	วงจรสมมูลของมอสเฟต..... 36
2.27	วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังแบบต่างๆ..... 38
2.28	การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรมอสเฟตกับวงจรควบคุม..... 39
2.29	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์..... 39
2.30	วงจรเรียงกระแสเต็มบริดจ์แบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตไม่ได้ 3 เฟส..... 40

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่บนเว็บไซต์ของมหาวิทยาลัย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VII อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.31 หลักการพื้นฐานของการอัดประจุแบตเตอรี่.....	42
2.32 คุณลักษณะของการอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่.....	43
2.33 คุณลักษณะของการอัดประจุแบบแรงดันไฟฟ้าคงที่.....	44
2.34 กราฟคุณลักษณะของการอัดประจุแบบกระแสและแรงดันไฟฟ้าคงที่.....	45
3.1 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน.....	46
3.2 วงจรตีซิงค์คอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	47
3.3 สัญญาณการทำงานวงจรตีซิงค์คอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	48
3.4 โหมดช่วงการทำงานที่ 1 ($t_0 \leq t < t_1$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	48
3.5 โหมดช่วงการทำงานที่ 2 ($t_1 \leq t < t_2$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	49
3.6 โหมดช่วงการทำงานที่ 3 ($t_2 \leq t < t_3$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	49
3.7 โหมดช่วงการทำงานที่ 4 ($t_3 \leq t < t_4$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	50
3.8 โหมดช่วงการทำงานที่ 5 ($t_4 \leq t < t_5$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	51
3.9 โหมดช่วงการทำงานที่ 6 ($t_5 \leq t < t_6$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	51
3.10 โหมดช่วงการทำงานที่ 7 ($t_6 \leq t < t_7$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	52
3.11 โหมดช่วงการทำงานที่ 8 ($t_7 \leq t < t_8$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม.....	52
3.12 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์.....	53
3.13 โมดูลไดโอด Bridge Rectifier Square SQL50 A	54
3.14 AC/DC Rectifier Square SQL50 A ที่ใช้ในวงจรจริง.....	55
3.15 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์แบบอิเล็กโทรไลต์ด้านอินพุท.....	56
3.16 วงจรการควบคุมแรงดันเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ.....	56
3.17 โมสเฟสกำลังเบอร์ IRFP460 พิกัด 20 A 500 V	57
3.18 ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นชุดคาปาซิเตอร์แบ่งแรงดันในวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	57
3.19 สัญญาณกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux}	58
3.20 ตัวเหนี่ยวนำเสริมแกนเทอร์อยด์ที่ใช้ในวงจร.....	59
3.21 ไดโอด Hyper Fast Diode เบอร์ RURG30120.....	60
3.22 วงจรการขับมอสเฟตด้วย dsPIC33E DSCs	60
3.23 วงจรหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง.....	61
3.24 หม้อแปลงความถี่สูงพิกัด 540/450 V 50 kHz.....	64
3.25 หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรจริง.....	65
3.26 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันความถี่สูงด้านเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์.....	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VIII อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.27 ตัวเก็บประจุฟิลาเตอร์ Electrolytic Capacitor ด้านเอาต์พุต.....	66
3.28 ตัวเหนี่ยวนำเทอรอยด์ฟิลาเตอร์ด้านเอาต์พุต.....	67
3.29 ลายวงจร AC to DC Full Bridge Rectifier ความถี่สูง.....	67
3.30 ชุดบอร์ด AC to DC Full Bridge Rectifier ความถี่สูง.....	67
3.31 การออกแบบชิ้นงานวิจัยด้วยโปรแกรม Sketch up.....	68
3.32 ชิ้นงานวิจัยที่ใช้ในการทดสอบ.....	68
4.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ใช้ในการทดสอบ.....	70
4.2 ตำแหน่งการวัดสัญญาณ PWM ที่ไปทริกขาเกตของมอสเฟต.....	70
4.3 วงจรการวัดสัญญาณ PWM ที่ไปขับขาเกตของมอสเฟตในห้องปฏิบัติการ.....	71
4.4 สัญญาณพัลส์ที่เลื่อนมุมเฟสต่างๆ เพื่อนำไปขับขาเกตของมอสเฟต.....	72
4.5 วงจร AC to DC Converter มีตัวเหนี่ยวนำเสริมที่ใช้ในการทดสอบโหลดความต้านทาน.....	72
4.6 ตำแหน่งการวัดค่าและบันทึกผลการทดสอบที่โหลดตัวต้านทาน.....	73
4.7 ตำแหน่งการวัดค่าและบันทึกผลการทดสอบที่โหลดตัวต้านทานในห้องปฏิบัติการ.....	74
4.8 วงจรที่ใช้ Simulation ในโปรแกรม PSIM.....	74
4.9 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_4$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 10%).....	76
4.10 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_5 - S_8$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 10%).....	77
4.11 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_4$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400 μ H โหลด10%).....	78
4.12 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_5 - S_8$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400 μ H โหลด 10%).....	79
4.13 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_4$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 30%).....	80
4.14 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_5 - S_8$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 30%).....	81
4.15 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_4$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400 μ H โหลด 30%).....	82
4.16 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_5 - S_8$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400 μ H โหลด 30%).....	83
4.17 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_4$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 100%).....	84
4.18 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_5 - S_8$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 100%).....	85
4.19 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_4$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400 μ H โหลด 100%)....	86
4.20 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_5 - S_8$ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400 μ H โหลด 100%).....	87
4.21 สัญญาณแรงดัน ($V_{AG} V_{BG}$) และกระแสไหลผ่าน L_{aux1}, L_{aux2} ที่โหลด 30%.....	88
4.22 สัญญาณแรงดัน ($V_{AG} V_{BG}$) และกระแสไหลผ่าน L_{aux1}, L_{aux2} ที่โหลด 100%.....	88
4.23 สัญญาณก่อนและหลังหม้อแปลงทดสอบที่ภาระโหลด 30%.....	89
4.24 สัญญาณก่อนและหลังหม้อแปลง ทดสอบที่ภาระโหลด 100%.....	90
4.25 แรงดันเอาต์พุต Ripple.....	91
4.26 ตำแหน่งการวัดกำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุต.....	91
4.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและโหลดที่มุมเฟส 5 องศา.....	92
4.28 ตำแหน่งการวัดค่าแรงดันและกระแสการชาร์จแบตเตอรี่.....	92
4.29 ตำแหน่งต่างๆ ของวงจรการชาร์จแบตเตอรี่.....	93

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IX อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30 การต่อแบตเตอรี่ที่ใช้ในการทดสอบ 30 ก้อนต่ออนุกรมกัน พิกัดแรงดัน 360 V.....	93
4.31 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่.....	94
4.32 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและเวลาขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่.....	94
4.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสขณะทำการดิสชาร์จแบตเตอรี่.....	95
4.34 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและเวลาขณะทำการดิสชาร์จแบตเตอรี่.....	95



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ X ้างอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง ZVS และ ZVZCS.....	21
2.2 การเปรียบเทียบ ZVZCS แต่ละแบบ.....	22
2.3 สภาวะการทำงานของสวิตช์และระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกของหม้อแปลง.....	27
2.4 การนำกระแสของไดโอด.....	41
3.1 ค่าพิกัดต่างๆ ของ RHRG30120 Hyper Fast Diode.....	59
3.2 ข้อมูลพิกัดของบอร์ด dsPIC33E DSCs.....	60
4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจร.....	69



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ XI อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าดีซีฟูดี้ซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังไฟฟ้าสูงใช้งานได้หลายอย่างในอุตสาหกรรมสาธารณูปโภคไฟฟ้า เช่น ระบบอินเวอร์เตอร์เฟสสำหรับการผลิตแบบกระจายกำลังสูง พลังงานหมุนเวียน การกักเก็บพลังงาน dc interlinks และ solid-state power substations โดยมีรูปแบบการเปลี่ยนการสวิตช์ของอุปกรณ์ด้วยความสามารถในการปิดกั้นแรงดันสูง เช่น ไทริสเตอร์ และ gate turn-off ไทริสเตอร์ (GTOs) ถูกนำมาใช้เนื่องจากเข้ากันได้กับระดับแรงดันไฟฟ้างดกลาง แต่ข้อเสียหลักของอุปกรณ์สวิตช์เหล่านี้ คือ มีการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาในการทำงานที่ช้ามากและในกรณีของไทริสเตอร์จำเป็นต้องใช้วงจรช่วยภายนอกสำหรับปิดอุปกรณ์ให้เร็วขึ้น ส่วนอุปกรณ์ประเภท MOSFET และ ไอจีบีที (IGBT) มีหลายข้อดีในแง่ขนาดของระบบและการตอบสนองแบบไดนามิกที่เร็ว แต่ไม่สามารถทนต่อแรงดันไฟฟ้าสูงๆ ได้ ดังนั้นเพื่อที่จะใช้ประโยชน์จากอุปกรณ์เหล่านี้ และให้มีขนาดเล็กกว่า การต่อโครงสร้างวงจรหลายระดับจึงถูกนำมาใช้เพื่อลดแรงดันไฟฟ้าในการเปลี่ยนอุปกรณ์ และ cascade-provide ในการแบ่งแรงดันไฟฟ้าในอุปกรณ์สวิตช์และจำเป็นต้องมีประสิทธิภาพสูงสำหรับการทำงานร่วมกับแรงดันไฟฟ้าสูงและหม้อแปลงความถี่สูงให้มีประสิทธิภาพสูงมากขึ้น ค่าสูงสุดของความสูญเสียในการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์เกิดขึ้นในช่วงเวลาการสวิตช์แบบฉับพลัน ซึ่งการสวิตช์ที่เพิ่มขึ้นนี้ก็จะทำให้ความสูญเสียเพิ่มขึ้นเช่นกัน

อย่างไรก็ตามวงจรที่ได้มีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้ทั้งวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับแรงดัน (Two-level inverter) ซึ่งมักจะเกิดปัญหาเมื่อนำไปใช้กับงานที่มีลักษณะแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูงๆ ($>500 V_{dc}$) เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์สารกึ่งตัวนำจำพวก MOSFET และ ไอจีบีที (IGBT) ที่นำมาใช้ต้องแบกรับภาระแรงดันสูงในช่วงของการหยุดนำกระแส (เท่ากับ V_{dc}) จึงทำให้เกิดอันตรายต่อตัวอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำดังกล่าว และหากต้องการให้วงจรทำงานได้ดีจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทนแรงดันได้ค่อนข้างสูงซึ่งมีราคาแพงกว่าอุปกรณ์โดยทั่วไป ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบกึ่งบริดจ์ พบข้อเสียว่าการใช้แรงดันไฟฟ้าแบบกึ่งบริดจ์ของดีซีบัสที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงต้องสูงตามขนาดแรงดันที่ต้องใช้ด้านออกหากต้องการกำลังและแรงดันที่ส่งผ่านมากขึ้น ดังนั้นเพื่อที่จะลดปัญหาดังกล่าวงานวิจัยนี้จะนำวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ (full-bridge three-level inverter) เข้ามาใช้ เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีข้อดีคือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำหรือสวิตช์ในช่วงของการหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับครึ่งเดียวของแรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{dc}) เท่านั้นและสามารถส่งแรงดันด้านออกได้เท่ากับด้านอินพุต จึงทำให้มีความเหมาะสมกับการใช้งานที่แรงดันไฟฟ้าด้านขาเข้าและด้านขาออกที่สูง ซึ่งข้อดีดังกล่าวจึงสามารถนำอุปกรณ์ที่มีพิคต์ต่ำลงมาใช้ได้กับงานดังกล่าวจึงทำให้สามารถลดต้นทุนของค่าใช้จ่ายสำหรับอุปกรณ์ลงได้

งานวิจัยนี้มีเป้าหมายเพื่อนำเสนอการปรับปรุงวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับเต็มบริดจ์ โดยมีตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเสริมจะถูกใช้ในวงจรเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรและรองรับการทำงานของโหลดให้มีช่วงกว้างขึ้นเพื่อประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน โดยต้องการลดกำลังสูญเสียที่ตัวสวิตช์ภายใต้เงื่อนไขการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์กระแสศูนย์ (ZVZCS) เนื่องจากเป็นส่วนประกอบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ในการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าของวงจร และควบคุมการทำงานของ สวิตช์โดยใช้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส phase-shifted pulse width-modulated controllers (PSPWM) ในการควบคุมการทำงานของวงจรทั้งหมด โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะจัด เรียงลำดับเนื้อหา ดังนี้ ในบทที่ 1 กล่าวถึง บทนำ วัตถุประสงค์ แนวคิดของการวิจัย ขอบเขตของการ วิจัยและขั้นตอนดำเนินงานวิจัย บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย รวมทั้งงานวิจัย ในอดีตต่างๆที่เกี่ยวข้อง ในบทที่ 3 เป็นการนำเสนอลักษณะและส่วนประกอบของวงจร รวมทั้งการ วิเคราะห์การทำงานและโหมดการทำงานของวงจร สมการแรงดัน กระแสและเอาท์พุทของวงจร การ ออกแบบของวงจรรวมไปถึงผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSIM บทที่ 4 เป็นผลการทดสอบการทำงาน ของวงจรจริงของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอ การเกิดการสวิตช์แบบนุ่มนวล (Soft switching condition) ในสวิตช์แต่ละตัว ซึ่งมีความสำคัญต่อการลดความสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในวงจร ผลของ มุมเลื่อนเฟสที่มีผลต่อการเกิดการสวิตช์แบบนุ่มนวล รวมทั้งประสิทธิภาพการทำงานของวงจร เป็น ต้น และบทที่ 5 เป็นการสรุปผลของการวิจัย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาวิเคราะห์การทำงาน ออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็ม บริดจ์สำหรับประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน

1.2.2 เพื่อออกแบบและเลือกอุปกรณ์ที่จะนำมาสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ได้อย่างเหมาะสม เช่น การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำเสริม การเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์สารกึ่งตัวนำ การเลือกแกนเฟอร์ไรต์ใน การสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง เป็นต้น

1.2.3 เพื่อศึกษาผลของมุมเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มที่มีผลต่อการเกิดการ สวิตช์แบบนุ่มนวล

1.2.4 เพื่อศึกษาประสิทธิภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ได้ทำ การออกแบบสร้างขึ้น

1.2.5 เพื่อศึกษาการชาร์จแบตเตอรี่แรงดันสูงของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็ม บริดจ์ที่ได้ทำการออกแบบสร้างขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

1.3.1 สามารถเข้าใจวิเคราะห์การทำงานและอธิบายการทำงานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ สามระดับเต็มบริดจ์สำหรับประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน

1.3.2 สามารถออกแบบและเลือกใช้งานวัสดุในการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงได้อย่าง เหมาะสมกับพิกัดกำลังงานไฟฟ้าของวงจร

1.3.3 สามารถเข้าใจและอธิบายได้ถึงผลของมุมเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มที่มี ผลต่อการเกิดการสวิตช์แบบนุ่มนวล จากเงื่อนไขขอบเขตการทำงานแบบนุ่มนวลหรือแบบแรงดันศูนย์ (Zero voltage switching boundary condition)

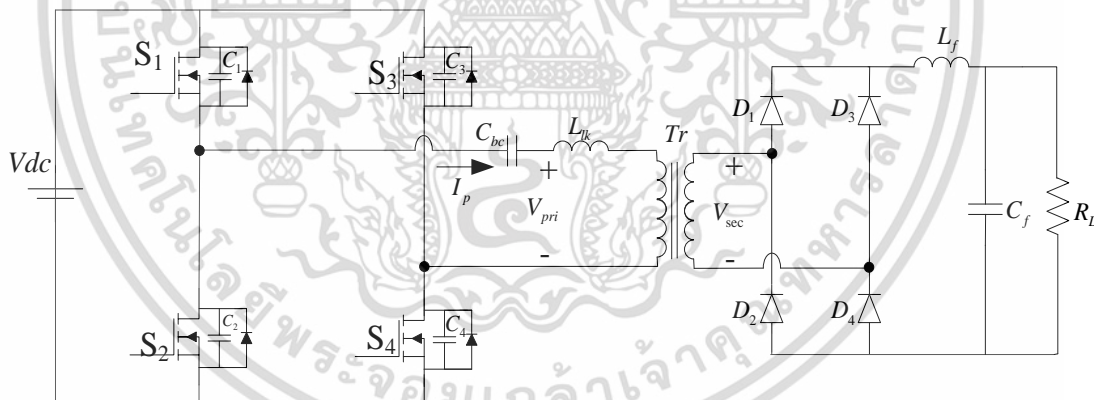
1.3.4 สามารถเข้าใจและอธิบายหลักการชาร์จและดิสชาร์จแบตเตอรี่แรงดันสูงด้วยวงจร ที่ออกแบบสร้างได้อย่างเหมาะสม

1.3.5 ค่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่น้อยกว่า 90 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

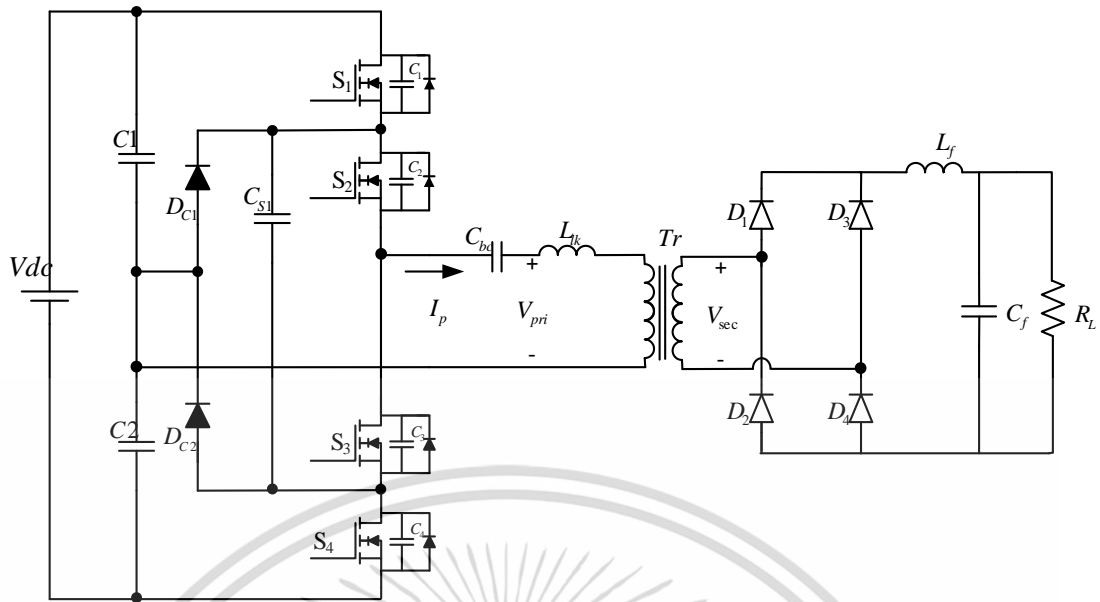
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย

แนวคิดที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้คือปัจจุบันยานยนต์ไฟฟ้าได้รับการพัฒนาอย่างมากในด้านการชาร์จ สถานีชาร์จ และแบตเตอรี่ ซึ่งเป็นปัจจัยหลักในการขับเคลื่อนรถไฟฟ้า เมื่อความต้องการความเร็วและระยะทางในการเดินทางสูงขึ้น ขนาดความจุของแบตเตอรี่ก็ต้องมีขนาดใหญ่ขึ้นและใช้เวลาในการชาร์จนานขึ้นหากไม่มีการพัฒนาให้เหมาะสมและมีประสิทธิภาพ ดังนั้นเครื่องชาร์จแบตเตอรี่จะต้องสามารถชาร์จแบตเตอรี่ที่แรงดันไฟฟ้าสูงได้ [1-2] ซึ่งเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่สามารถแยกไฟระหว่างแหล่งจ่ายไฟหลักและแบตเตอรี่ได้ สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC แบบเต็มบริดจ์ที่แสดงในรูปที่ 1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้มีรูปแบบทั่วไปที่ได้รับความนิยมอย่างมาก [3-5] ซึ่งวงจรนั้นไม่สามารถทำงานได้ในโหมดสวิตช์แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS) ภายใต้สภาวะที่มีภาระโหลดทางไฟฟ้าไม่มาก เนื่องจากมีการแสไฟฟ้าไม่เพียงพอที่จะคายประจุตัวเก็บประจุเอาต์พุตของสวิตช์แต่ละตัวให้หมดก่อนที่จะเปิดสวิตช์ จากเหตุผลข้างต้นจึงจำเป็นต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถปรับปรุงได้โดยการเพิ่มวงจรที่ซับซ้อนและมีราคาแพง [6] หรือใช้วิธีการควบคุมที่ซับซ้อนขึ้น [7-9] ตัวแปลง DC/DC แบบ Half-Bridge สามระดับที่แสดงในรูปที่ 1.2 มีข้อได้เปรียบในการจัดการแรงดันไฟฟ้าดีซีบัสที่สูง [10-13] แต่มีแรงดันเอาต์พุตเพียงครึ่งหนึ่งจากแรงดันไฟฟ้าดีซีบัส ซึ่งเป็นจุดอ่อนของคอนเวอร์เตอร์นี้ อย่างไรก็ตาม เมื่อใช้คอนเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดกำลังและแรงดันที่สูง จำเป็นต้องใช้คอนเวอร์เตอร์ DC/DC แบบสามระดับเต็มบริดจ์พร้อมมีการปรับปรุงวงจรเพื่อแก้ไขจุดอ่อนของของคอนเวอร์เตอร์ที่กล่าวมาข้างต้น ดังแสดงในรูปที่ 1.3

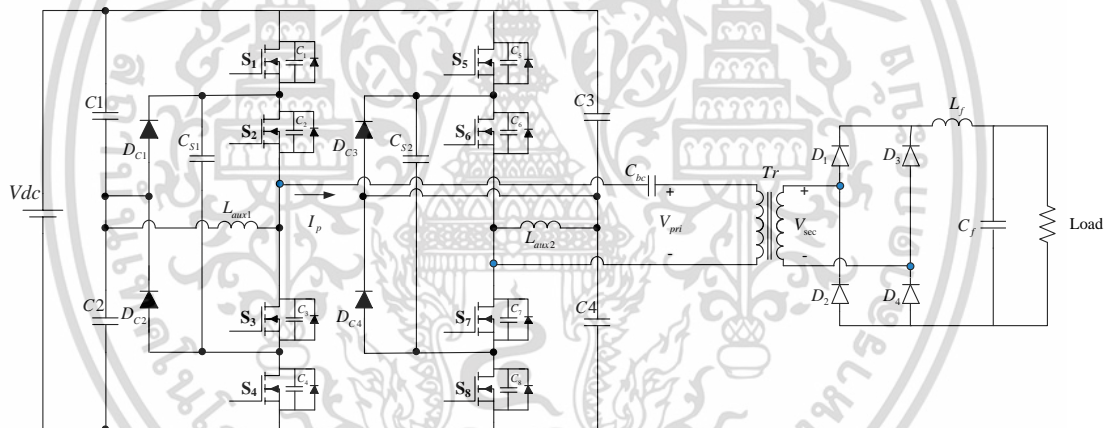


รูปที่ 1.1 โครงสร้างของวงจร Full-Bridge DC/DC converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 โครงสร้างของวงจร Three-level Half-Bridge DC/DC converter



รูปที่ 1.3 โครงสร้างวงจร Three-level Full-Bridge DC/DC converter ที่นำเสนอ

สำหรับวงจรของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่เพื่อเก็บพลังงานที่กำลังสูงและแรงดันสูง ซึ่งโพลดมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาทำให้ช่วงการสวิตช์ที่ให้อยู่ภายใต้เงื่อนไข ZVS มีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากการสวิตช์ภายใต้เงื่อนไข ZVS ในคอนเวอร์เตอร์ DC/DC แบบสามระดับเต็มบริดจ์ PWM ธรรมดา นั้น ทำได้โดยการใช้พลังงานที่เก็บไว้ในเหนี่ยวนำการรั่วไหลเพื่อปลดปล่อยประจุไฟฟ้าของมอสเฟต ทำให้ช่วงการทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS ขึ้นอยู่กับภาระและการเหนี่ยวนำการรั่วไหลของหม้อแปลง ดังนั้นวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จึงไม่สามารถรับประกันการทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS ได้ตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลงโพลดที่หลากหลายได้ [14-15] ซึ่งช่วงขณะไม่มีภาระโพลดอาจทำงานเป็นเวลานาน การสูญเสียของอุปกรณ์สวิตช์ช่วง ZVS สามารถขยายได้โดยการเพิ่มการเหนี่ยวนำแบบอนุกรม อย่างไรก็ตามการมีตัวเหนี่ยวนำชุดใหญ่ก็จะจำกัดความสามารถในการถ่ายโอนพลังงานและประสิทธิภาพของตัวแปลงได้

เอกสารนี้เป็นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะเสนอแนวทางใหม่ในการขยายช่วง ZVS ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC แบบสามระดับเต็มบริดจ์ โดยวิธีการนี้จะมีตัวเหนี่ยวนำเสริมถูกจัดวางไว้ที่ขาเก็งนำและกึ่งตามแบบสมมาตร เพื่อเป็นตัวช่วยจ่ายกระแสเหนี่ยวนำให้กับวงจรเมื่อการเหนี่ยวนำการรั่วไหลของวงจรหลักลดลงในช่วงที่โพลดเบา และใช้การควบคุมแบบง่าย ๆ ที่ช่วยลดความซับซ้อนในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าของอุปกรณ์และทำให้เกิดการสลับแบบนุ่มนวลสำหรับอุปกรณ์สวิตช์หลักทั้งหมดสำหรับโครงสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ได้ทำการปรับปรุง

1.5 ขอบเขตการวิจัย

งานวิจัยนี้จะทำการปรับปรุงและออกแบบสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์จากนั้นทำการทดสอบการทำงานของวงจรดังกล่าว โดยมีไฟฟ้าด้านเข้าเป็นระบบ 3 เฟส 380 Vac 50 Hz และด้านออกเป็นไฟ DC แรงดัน 300 - 450 V_{dc} โดยมีแรงดัน Ripple ไม่เกิน 5% มีพิกัดกำลังด้านออกไม่น้อยกว่า 2.5 kW ที่โหลดค่าความต้านทานและการนำไปทดสอบการชาร์จแบตเตอรี่ที่พิกัดแรงดันสูง จากนั้นทำการเก็บบันทึกผลการทดสอบเพื่อหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอพร้อมทั้งสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

ในการดำเนินงานของงานวิจัยขั้นนี้ ผู้วิจัยจะเริ่มศึกษาและดำเนินการวิจัยอย่างเป็นขั้นตอน โดยแต่ละแต่ละขั้นตอนจะสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

1. ทำการสืบค้นผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งในอดีตและปัจจุบัน เกี่ยวกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์และระบบการกักเก็บพลังงาน จากวารสาร บทความทางวิชาการ งานวิจัย วิทยานิพนธ์ หนังสือ และทางอินเทอร์เน็ต ทั้งที่เป็นผลงานภาษาไทยและเป็นผลงานภาษาต่างประเทศ เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ครบถ้วนและถูกต้องในการทำงานวิจัย
2. ศึกษารายละเอียดของผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อวิเคราะห์หาข้อดีและข้อเสีย และนำมาสังเคราะห์หาประเด็นและความสำคัญของหัวข้อวิจัย โดยมีอาจารย์ที่ปรึกษาให้คำแนะนำ
3. ทำการวางแผนงานและระบุขอบเขตรวมทั้งระยะเวลาดำเนินการวิจัย จากหัวข้อและประเด็นที่อาจารย์ที่ปรึกษาเห็นชอบ
4. ทำการจัดสร้างวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่จะใช้ในการวิจัย ซึ่งจำเป็นต้องมีการออกแบบเพื่อจัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ที่เป็นส่วนประกอบของวงจรกำลังและวงจรควบคุมของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ได้ทำการนำเสนอ
5. ทำการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ในภาคส่วนต่างๆ ได้แก่ วงจรกำลัง วงจรควบคุมที่ได้ทำการสร้างขึ้น
6. ทำการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ได้ทำการสร้างขึ้น จากนั้นทำการเก็บบันทึกผลการทดสอบ เพื่อวิเคราะห์ผลการทดลองและสรุปผลการวิจัยเพื่อทำการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการศึกษาวิจัยวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ ซึ่งจะประกอบไปด้วยทฤษฎีทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง อันได้แก่ หลักการสวิตช์แบบเรโซแนนซ์ คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตชิงขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ เทคนิคการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ หลักการอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า สวิตช์กำลัง และวงจรขับเคลื่อน เป็นต้น ซึ่งหลักการและทฤษฎีข้างต้นนั้นมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการศึกษาวิจัยและออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ สำหรับประยุกต์ใช้ในระบบเก็บพลังงาน

2.1 การสวิตช์แบบเรโซแนนซ์

1. ถ้าทั้งแรงดันและกระแสมีค่าสูง กำลังฉับพลันอาจมีค่าสูงทำให้เกิดการพังทลายแบบที่สอง (second breakdown) ได้

2. แต่ทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนสถานะจะมีพลังงานจำนวนหนึ่งสูญเสียไปในการสวิตช์ ซึ่งผลคูณของพลังงานที่สูญเสียกับความถี่ก็คือ ค่ากำลังงานที่สูญเสียในการสวิตช์ ซึ่งหมายถึงกำลังสูญเสียแปรผันโดยตรงกับความถี่

3. การเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของกระแสและแรงดันหมายถึงค่า (di/dt) และ (dv/dt) ที่สูง ซึ่งอาจทำให้เกิดการแทรกสอดทางไฟฟ้า (EMI) เกิดขึ้น ซึ่งข้อดีของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้สวิตช์คือการทำงานที่ความถี่สูงช่วยให้ใช้อุปกรณ์ประกอบสะสมพลังงานของ (L และ C) มีขนาดเล็กลงได้ วงจรแปลงผันจึงมีขนาดวงจรเล็กและเบา ถ้าต้องการเพิ่มความถี่เปรียบทางด้านนี้คือ ลดขนาดหรือเพิ่มความหนาแน่นของกำลังขึ้นไปอีก เช่น ให้มากกว่า 1 ถึง 3 W/cm^3 และต้องเพิ่มความถี่ของสวิตช์ให้อยู่ในย่าน 1 ถึง 10 MHz แต่การเพิ่มความถี่ทำให้เกิดความสูญเสียในตัวสวิตช์เพิ่มมากขึ้น ดังนั้นจึงต้องหาทางลดการเปลี่ยนแปลง (di/dt) และ (dv/dt) ในขณะมีการสวิตช์และต้องไม่ทำให้กระแสและแรงดันมีค่าสูงขึ้นพร้อมกัน การลดอัตราการเปลี่ยนแปลง (di/dt) และ (dv/dt) อาจใช้วงจรสับเบอร์หรือตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุก็ได้ ซึ่งวงจรสับเบอร์ประกอบด้วย L หรือ C พร้อมทั้งไดโอด และจะมีตัวต้านทานต่ออยู่ด้วยเพื่อระบายพลังงานใน L และ C ให้สูญเสียเป็นความร้อน ซึ่งการใช้วงจรสับเบอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียที่จะเกิดในการสวิตช์ย้ายมาที่วงจรสับเบอร์แทน ซึ่งถ้าเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นประสิทธิภาพของวงจรก็จะต่ำจนไม่อาจยอมรับได้ถ้าใช้วงจรสับเบอร์ที่มีการสูญเสียน้อย ก็จะยุ่งยากเพราะต้องใช้ L และ C เพื่อให้มีการโอนย้ายพลังงานไปมาระหว่างองค์ประกอบสะสมพลังงานเหล่านี้ โดยใช้ไดโอดและบางครั้งก็ใช้สวิตช์ไวงานเข้าช่วยในวงจรสับเบอร์ซึ่งทำให้เพิ่มความยุ่งยากแก่วงจร

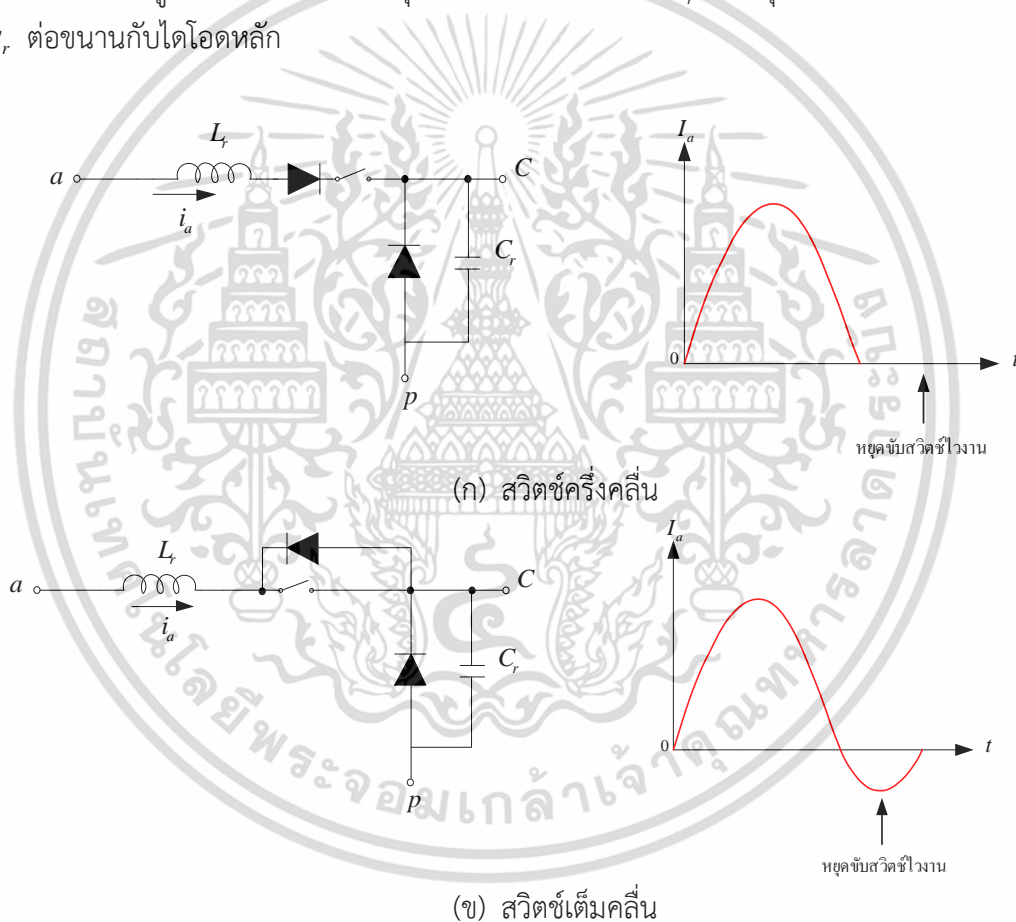
ปัญหาอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของกระแสและแรงดันของสวิตช์สามารถแก้ได้อีกวิธีคือ เพิ่มองค์ประกอบ L และ C แก่วงจรและใช้การเรโซแนนซ์ระหว่าง L และ C ให้เป็นประโยชน์ ซึ่งการใช้ปรากฏการณ์แบบเรโซแนนซ์ส่วนมากจะใช้วิธีการสวิตช์แบบเรโซแนนซ์เนื่องจากวงจรที่ใช้ในการแก้ปัญหาการสูญเสียในการสวิตช์มีมากมายจึงได้ทำการจำแนกชนิดของวงจรแปลงผันเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ใช้เทคนิคต่างๆ กัน ดังนี้ เช่น การสวิตช์ที่กระแสศูนย์ (zero current switch ; ZCS) และ การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (zero voltage switch ; ZVS)

2.1.1 การสวิตช์เรโซแนนซ์กระแสศูนย์ (ZCS)

สวิตช์กระแสศูนย์ (ZCS) หมายถึง สวิตช์ที่ตัดวงจรเมื่อกระแสเป็นศูนย์ ดังรูปที่ 2.1(ก) เนื่องจากกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงทันทีไม่ได้ การต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับสวิตช์ไวงานเป็นการบังคับให้การตัดต่อสวิตช์ไวงานกระทำที่กระแสศูนย์ (มิฉะนั้นจะเกิดยอดแหลมของแรงดันตกคร่อมที่สวิตช์) อย่างไรก็ตามการตัดต่อวงจรของสวิตช์ไวงานขึ้นอยู่กับสัญญาณขับนำ จึงต้องใช้ไดโอดเข้าช่วยเพื่อให้การตัดต่อวงจรเป็นไปโดยธรรมชาติคือ เมื่อกระแสเป็นศูนย์ ดังนั้นการตัดต่อวงจรที่กระแสศูนย์จะใช้สวิตช์ไวงานและไดโอดต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_r โดยที่สวิตช์ไวงานอาจต่ออนุกรมกับไดโอด (กรณีครึ่งคลื่น) หรือในกรณีเต็มบริดจ์อาจต่อขนานกับไดโอดก็ได้ รูปที่ 2.1 (ข) แสดงสวิตช์เรโซแนนซ์กระแสศูนย์ ซึ่งเป็นการปรับปรุงสวิตช์ PWM โดยเพิ่ม L_r ต่ออนุกรมกับสวิตช์ไวงานและเพิ่ม C_r ต่อขนานกับไดโอดหลัก



รูปที่ 2.1 สวิตช์เรโซแนนซ์กระแสศูนย์และรูปคลื่นของกระแส

ในกรณีสวิตช์ครึ่งคลื่น (HW ZCS) หลังจากต่อวงจรสวิตช์ไวงาน กระแสผ่านสวิตช์รูปคลื่นเกือบจะเป็นรูปคลื่นไซน์เพราะเกิดการเรโซแนนซ์ระหว่าง L_r กับ C_r ดังนั้นสวิตช์รวมที่ประกอบด้วยไดโอดอนุกรมกับสวิตช์ไวงานจะหยุดนำกระแสโดยธรรมชาติ เมื่อกระแสลดค่าเป็นศูนย์ จากค่าบวกสู่ค่าลบ คำสั่งขับสวิตช์ไวงานที่สั่งให้สวิตช์ไวงานหยุดนำกระแสภายหลังการนำกระแสโดยธรรมชาติดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีของสวิตช์เต็มคลื่น (FW ZCS) กระแสผ่านสวิตช์รวมจะเริ่มไหลผ่านสวิตช์ไวงานก่อน และเมื่อแวงไปสู่อุปกรณ์โหลดผ่านไดโอด ซึ่งช่วงเวลาที่กระแสไหลผ่านไดโอดจะมีกระแสไหลผ่านสวิตช์ไวงานและต้องอาศัยช่วงเวลานี้เปลี่ยนสัญญาณขั้วนำไม่ให้นำกระแสได้ กระแสของ L_r ที่จะแวงเข้าสู่ค่าบวกอีกครั้งก็ไม่อาจทำได้จึงหยุดอยู่ที่ค่าศูนย์ การหยุดนำกระแสก็จะเป็นไปตามธรรมชาติของไดโอดนั่นเอง เพียงแต่ต้องเปลี่ยนคำสั่งการขั้วนำสวิตช์ไวงานในช่วงเวลาที่เหมาะสม

เนื่องจากต้องการตัดต่อสวิตช์ที่ความถี่สูงสวิตช์ที่ใช้จึงมักเป็นมอสเฟต ซึ่งมีไดโอดขนานอยู่ภายในอยู่แล้ว เพราะฉะนั้นจึงนิยมใช้สวิตช์แบบเต็มบริดจ์มากกว่า

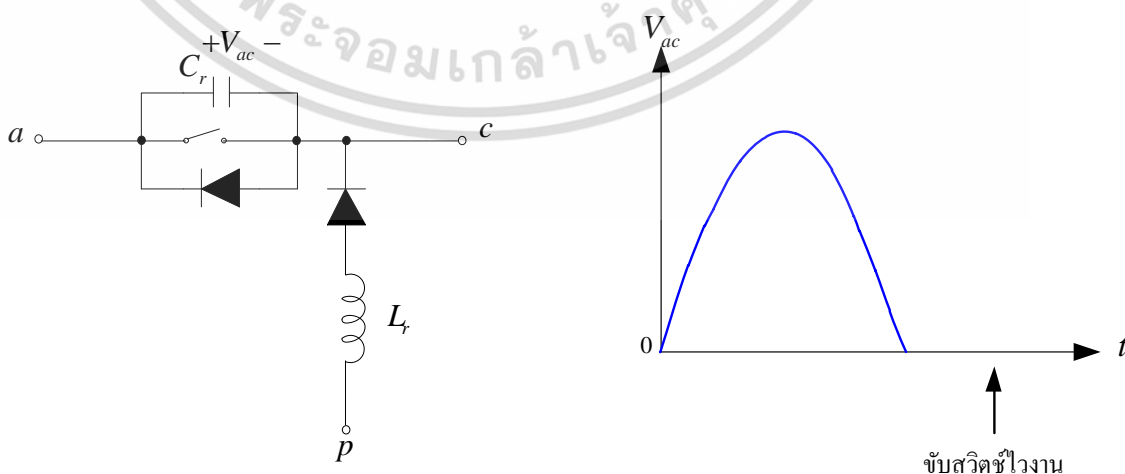
2.1.2 การสวิตช์เรโซแนนซ์แรงดันศูนย์ (ZVS)

สวิตช์แรงดันศูนย์ (ZVS) หมายถึง สวิตช์ต่อวงจรเมื่อแรงดันเป็นศูนย์ (ดังรูปที่ 2.2(ข)) เนื่องจากแรงดันที่ตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลงทันทีไม่ได้ การต่อตัวเก็บประจุนานกับสวิตช์และสวิตช์ไวงานเป็นการบังคับการตัดต่อวงจรสวิตช์ไวงานต้องกระทำในขณะที่แรงดันศูนย์ (มิฉะนั้นจะเกิดการเหนี่ยวนำผ่านสวิตช์ทำให้เกิดการสูญเสีย) เราต้องใช้ไดโอดเข้าช่วยเพื่อให้การต่อวงจรเป็นไปโดยธรรมชาติ คือ เมื่อแรงดันตกคร่อมไดโอดเป็นบวก กรณีครึ่งคลื่นตรงกับการต่อ C_r และไดโอดขนานกับสวิตช์ไวงานและกรณีเต็มบริดจ์ตรงกับการต่อไดโอดอนุกรมกับสวิตช์ไวงานและต่อ C_r ขนานกับไดโอดและสวิตช์ไวงาน ส่วนตัวเหนี่ยวนำ L_r ที่ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์อาจต่ออนุกรม กับไดโอดหลัก (ดังรูปที่ 2.2)

ในกรณีของการสวิตช์ครึ่งคลื่น (HW ZVS) หลังจากตัดวงจรสวิตช์ไวงาน แรงดันตกคร่อมสวิตช์จะมีรูปคลื่นเกือบเป็นรูปคลื่นไซน์ เพราะเกิดการเรโซแนนซ์ระหว่าง L_r กับ C_r เมื่อแรงดันลดค่าลงเป็นศูนย์จากค่าบวกสู่ค่าลบ ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ไวงานจะเริ่มนำกระแส ค่าสั่งให้สวิตช์ไวงานนำกระแสจะเริ่มหลังที่ไดโอดได้นำกระแสแล้วสวิตช์ไวงานจึงต่อวงจรที่แรงดันศูนย์

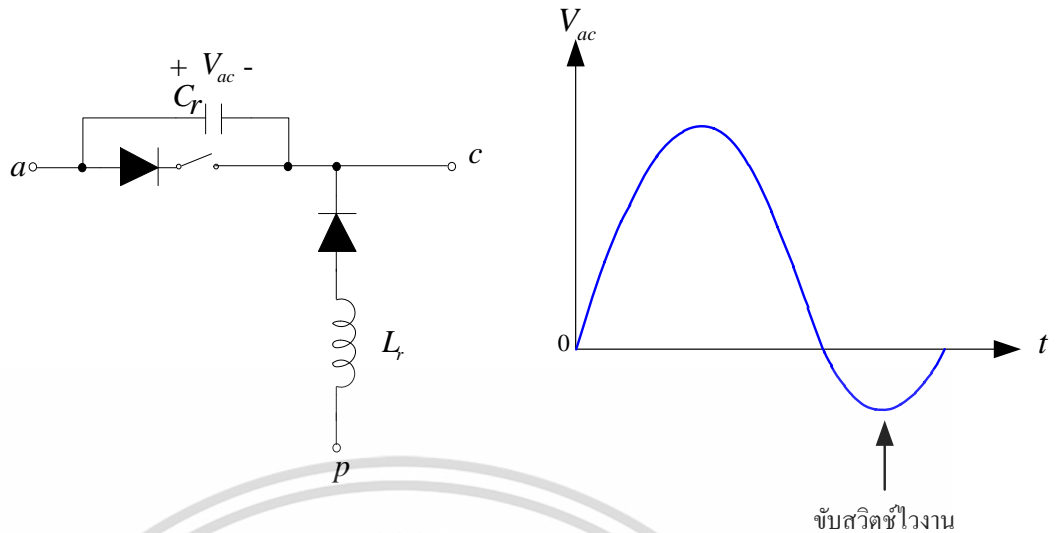
ในกรณีของสวิตช์เต็มคลื่น (FW ZVS) แรงดันตกคร่อม C_r สามารถแวงเป็นลบได้ถ้าเราสั่งให้สวิตช์ไวงานต่อวงจรในช่วงเวลาที่แรงดันนี้เป็นลบ สวิตช์ยังไม่นำกระแสเพราะมีไดโอดกั้นอยู่เมื่อแรงดันแวงเข้าสู่ค่าบวกทั้งไดโอดและสวิตช์ไวงานก็จะเริ่มนำกระแส

กรณีที่ใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์นิยมใช้สวิตช์ครึ่งคลื่นเพื่อใช้ประโยชน์จากไดโอดภายในของมอสเฟต ดังนั้นเมื่อกล่าวถึงสวิตช์เรโซแนนซ์แรงดันศูนย์จึงมักหมายถึง สวิตช์ครึ่งคลื่น



(ก) สวิตช์ครึ่งคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) สวิตช์เต็มคลื่น

รูปที่ 2.2 สวิตช์เรโซแนนซ์แรงดันศูนย์และรูปคลื่นของแรงดัน

2.1.3 การเปรียบเทียบสวิตช์กระแสศูนย์และแรงดันศูนย์และข้อจำกัดของสวิตช์เรโซแนนซ์

เมื่อใช้สวิตช์กระแสศูนย์ กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะมีค่ายอดที่สูงกว่าเมื่อใช้สวิตช์ PWM อย่างน้อย 2 เท่า สำหรับวงจรที่มีค่า Q_p สูง ค่ายอดของกระแสก็ยิ่งสูง ค่ายอดของกระแสที่สูงมีข้อเสียที่สำคัญคือ

1. มีความจำเป็นที่ต้องใช้สวิตช์ที่ต้องทนกระแสสูงกว่าเมื่อใช้เป็นสวิตช์ PWM หลายเท่า
2. การสูญเสียในการสวิตช์ลดลงแต่การสูญเสียในช่วงนำกระแส (conduction) จะมีค่าสูงขึ้น ข้อจำกัดที่สำคัญของสวิตช์กระแสศูนย์คือ

1. กระแสไหลเวียนอาจมีแอมพลิจูดสูงกว่ากระแสไหลตมมากประสิทธิภาพจึงมีค่าต่ำในย่านที่โหลดมีค่าต่ำกว่าค่าที่ระบุ

2. การเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของแรงดันสวิตช์เมื่อเริ่มนำกระแสทำให้เกิด (di/dt) มีค่าสูงและมีผลต่อวงจรขั้วนำเกตผ่านทางตัวเก็บประจุทรานเกต (ปรากฏการณ์มิล - เลอร์)

3. ตัวเก็บประจุภายในมอสเฟต (C_{oss}) จะคายประจุอยู่ในตัวมอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสทำให้เกิดความเสียหายกับความถี่

ข้อสังเกตข้อที่ 2 และ 3 ทำให้ความถี่การทำงานของสวิตช์กระแสศูนย์ถูกจำกัดไว้ไม่เกิน 1 MHz เมื่อสวิตช์แรงดันศูนย์แรงดันตกคร่อมสวิตช์จะมีค่ายอดที่สูงกว่าเมื่อใส่สวิตช์ PWM อย่างน้อย 2 เท่า ยิ่ง Q_p มีค่าสูง ค่ายอดของแรงดันก็ยิ่งมีค่าสูง ซึ่งทำให้ไม่สะดวกที่จะใช้สวิตช์ที่แรงดันศูนย์เมื่อแหล่งจ่ายแรงดัน V_s มีค่าสูง

สวิตช์แรงดันศูนย์มีข้อดีเหนือสวิตช์กระแสศูนย์หลายประการ เช่น การสูญเสียในช่วงเวลานำกระแสต่ำกว่า สามารถใช้องค์ประกอบให้เป็นประโยชน์ เช่น C_{oss} ของมอสเฟตเป็นส่วนหนึ่งของ C_r ลดค่า (dv/dt) และผลกระทบอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์มิล-เลอร์และสวิตช์แรงดันศูนย์ยังมีข้อจำกัดหลายประการ เช่น

1. พิสัยการแปรค่าของกำลังโหลดค่อนข้างแคบถ้ากำลังโหลดต่ำเกินไปการสวิตช์จะไม่เกิดที่
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใจไปใช้ประโยชน์ใด ๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันศูนย์ถ้ากำลังโหลดสูงค่ายอดของแรงดันตกคร่อมสวิตช์จะมีค่าสูงมาก

2. สวิตช์แรงดันศูนย์ต้องทำงานในภาคครึ่งคลื่น (เพื่อลดการสูญเสียในตัวมอสเฟตขณะเริ่มนำกระแส เพราะมีแรงดันตกคร่อมมอสเฟตอันเนื่องมาจากไดโอดที่ต่ออนุกรมในกรณีของสวิตช์เต็มบริดจ์) ทำให้อัตราการแปรผันไวต่อการเปลี่ยนของโหลด

3. แม้สวิตช์ไวงานจะสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แต่ไดโอดจะสวิตช์ที่กระแสศูนย์กล่าวคือ ยังมีปัญหา (dv/dt) มีค่าสูงตกคร่อมไดโอดและปัญหาการเทประจุของตัวเก็บประจุภายในไดโอดเมื่อเริ่มนำกระแส

4. ตัวเก็บประจุภายในไดโอดจะเข้าสู่การเรโซแนนซ์กับความเหนี่ยวนำ L รวมทั้งความเหนี่ยวนำร่วไหลทางด้านทุติยภูมิ ทำให้เกิดการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) และมีผลกระทบต่อเสถียรภาพของวงจร

จะเห็นได้ว่าสวิตช์แรงดันศูนย์สามารถทำงานที่ความถี่สูงๆ ได้ดีกว่าสวิตช์กระแสศูนย์โดยที่ความถี่สูงสุดของการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ประมาณ 10 MHz ดังนั้นสวิตช์แรงดันศูนย์จะเหมาะสำหรับกรณี v_s มีค่าไม่สูงนักและกำลังโหลดมีค่าเกือบคงตัวหรือมีพิสัยการแปรที่แคบ

2.1.4 สาเหตุของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิง

สาเหตุของการสูญเสียในอุปกรณ์สวิตชิงอาจเกิดได้จากสาเหตุดังต่อไปนี้

1. การสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตชิงซึ่งเป็นสัดส่วนกับแรงดันตกคร่อมและกระแสขณะนำกระแส ซึ่งจะแปรผันตามความถี่
2. การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิงที่จะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างการ (turn-on) และ (turn-off) ของอุปกรณ์สวิตชิง ปัญหาเหล่านี้จะเกิดขึ้นได้อย่างชัดเจนที่ความถี่สวิตชิงสูงๆ
3. การสูญเสียอันเนื่องมาจากกระแสรั่วไหลที่เกิดในช่วงการ (turn-on) ของอุปกรณ์สวิตชิง ซึ่งการสูญเสียนี้มีค่าน้อยมาก

2.2 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตชิงขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

ในทำนองเดียวกันกับการสวิตชิงขณะกระแสเป็นศูนย์ ดังรูปที่ 2.1 เป็นวงจรที่อาศัยข้อดีจากการออสซิลเลตของวงจร $L-C$ ในสวิตช์ที่มีการสวิตชิงที่แรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ การวิเคราะห์หลักการทำงานจึงถือว่าค่าระลอกคลื่นของกระแสไฟฟ้านำออกมีค่าน้อยมาก ทำให้กระแสไฟฟ้านำโหลดมีค่าเท่ากับ I_0

1. เมื่อสวิตช์นำกระแส กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์จะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_r คือ มีค่าเท่ากับกระแส I_0 ในขณะที่กระแส D_1 และ D_s ต่างเป็นศูนย์ทั้งคู่ ทำให้แรงดันตกคร่อม C_r และสวิตช์เป็นศูนย์ทั้งคู่

2. เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส (แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์) กระแส $I_L = I_0$ ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_r ทำให้แรงดันตกคร่อม v_c เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังแสดงวงจรสมมูลในรูปที่ 2.3 (ก) และเมื่อระดับแรงดัน v_c มีค่าเท่ากับ v_s ไดโอด D_1 จะถูกไบอัสไปข้างหน้า ทำให้เกิดวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ประกอบไปด้วย v_s , C_r และ L_r ดังรูปที่ 2.3 (ข) ณ.เวลานี้ I_L และ v_c จะเริ่มออสซิลเลต

3. เมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r กลับมาเป็นศูนย์ไดโอด D_s จะนำกระแสและมีกระแสไหล I_L ไหลผ่าน ซึ่งมีค่าเป็นลบ ดังรูปที่ 2.3 (ค) เมื่อแรงดันตกคร่อม I_L มีค่าเท่ากับ v_s ทำให้ I_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น D_s จะไม่นำกระแสและ I_L ก็จะไหลผ่านสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

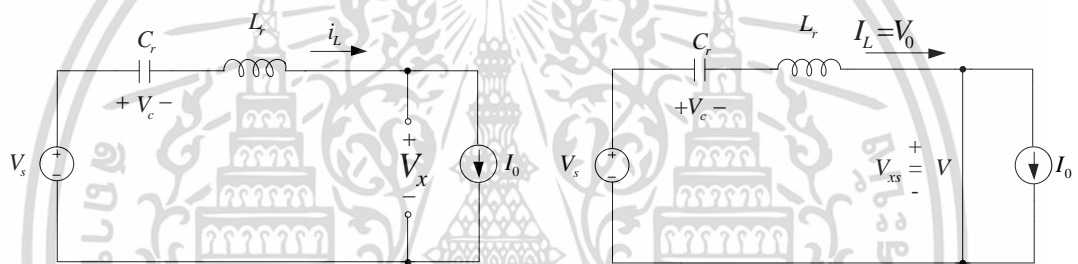
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เมื่อกระแส I_L เท่ากับ I_0 D_1 จะไม่นำกระแสและวงจรถูกจะวนมาเริ่มต้นใหม่อีกครั้งหนึ่ง ช่วงเวลา $0-t_1$ เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสช่วงเวลา $t=0$ ดังรูปที่ 2.3 (ก) กระแสในตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับกระแสไหล I_0 ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นจะเริ่มต้นจากศูนย์ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ

$$V_c(t) = \frac{1}{C_r} \int_0^t I_0 d\lambda = \frac{I_0}{C_r} t \quad (2.1)$$

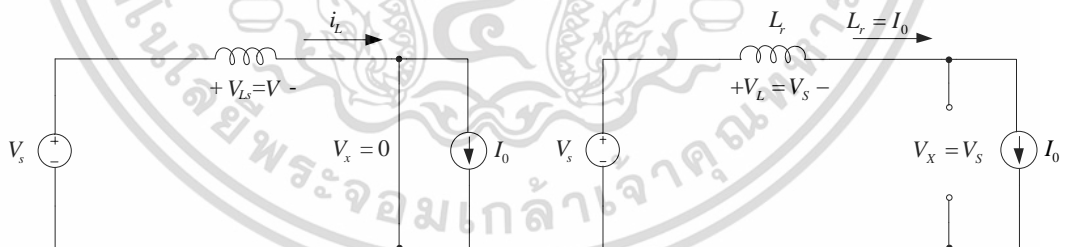
แรงดันตกคร่อม $L_r = 0$ เพราะกระแส I_L เท่ากับ I_0 ซึ่งถือว่าคงที่ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ $L-C$ (V_x) มีค่าเท่ากับ

$$V_x(t) = V_s - V_c(t) = V_s - \frac{I_0}{C_r} t \quad (2.2)$$



(ก) วงจรสมมูลขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส และไดโอด D_1 ไม่นำกระแส ($0 < t < t_1$)

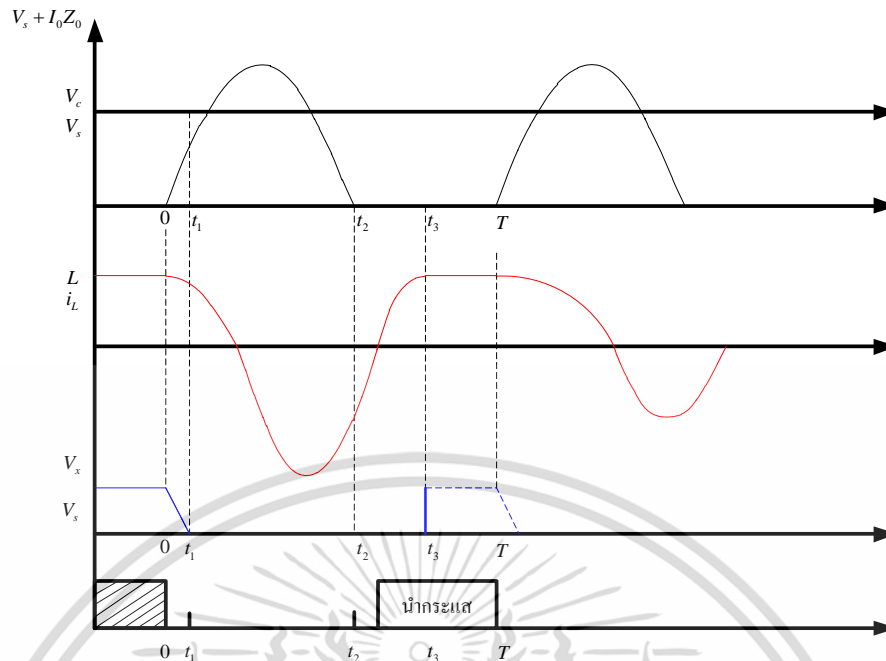
(ข) วงจรสมมูลขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส และไดโอด D_1 นำกระแส ($t_1 < t < t_2$)



(ค) วงจรสมมูลขณะที่สวิตช์นำกระแส และไดโอด D_1 นำกระแส ($t_2 < t < t_3$)

(ง) วงจรสมมูลขณะที่สวิตช์นำกระแสและ ไดโอด D_1 ไม่นำกระแส $t_3 < t < T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ) รูปคลื่นสัญญาณของวงจร

รูปที่ 2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สวิตชิงขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์

โดยที่แรงดัน V_x จะมีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นจากระดับ V_s ที่เวลา $t = t_1$ แรงดัน V_x จะมีค่าเท่ากับศูนย์และไดโอดเริ่มนำกระแส ซึ่งจะสามารถหาเวลา t_1 ได้จาก

$$t_1 = \frac{V_s C_r}{I_o} \quad (2.3)$$

ซึ่งสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$V_x(t) = V_s \left(1 - \frac{t}{t_1}\right) \quad (2.4)$$

ช่วงเวลา $t_1 - t_2$ ช่วงเวลานี้ไดโอด D_1 จะถูกไบอัสไปข้างหน้า (แรงดันตกคร่อมไดโอดเป็นศูนย์) จากวงจรสมมูล ดังรูปที่ 2.3 (ข) และ จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์จะได้

$$L_r \frac{di_L(t)}{dt} + V_c(t) = V_s \quad (2.5)$$

เมื่อทำการหาอนุพันธ์จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_r \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{dV_c(t)}{dt} = 0 \quad (2.6)$$

โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของตัวเก็บประจุกับแรงดันดังนี้

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C_r} \quad (2.7)$$

และในช่วงเวลานี้ กระแสไฟฟ้าที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นจากสมการที่จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$i_L(t) = I_0 \cos \omega_0(t - t_1) \quad (2.8)$$

โดยที่

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.9)$$

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ

$$V_c(t) = \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_c(\lambda) d\lambda + V_c(t_1) \quad (2.10)$$

$$V_c(t) = \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t I_0 \cos \omega_0(\lambda - t_1) d\lambda + V_s \quad (2.11)$$

เขียนในสมการที่ง่ายขึ้นคือ

$$V_c(t) = V_s + I_0 Z_0 \sin \omega_0(t - t_1) \quad (2.12)$$

เมื่อ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุคือ

$$V_{c,peak} = V_s + I_0 Z_0 = V_s + I_0 \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.14)$$

ทำให้ไดโอด D_s ได้รับแรงดันย้อนกลับด้วยขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่สูงกว่า ค่าแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไดโอด D_s ที่ตกคร่อม C_r ทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้ V_c มีค่าเป็นลบ ดังนั้นสมการจะใช้ได้ก็ต่อเมื่อ $V_c > 0$ ทำการแก้สมการเพื่อหา t_2 ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ทำให้ V_c มีค่าเป็นศูนย์จะได้

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{-V_s}{I_0 Z_0} \right) \right\} + t_1 \quad (2.15)$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{V_s}{I_0 Z_0} + \pi \right) \right\} + t_1 \quad (2.16)$$

ช่วงเวลา $t_2 - t_3$ นับจากช่วงเวลา t_2 ไดโอดทั้งสองตัวจะถูกไบอัสไปข้างหน้าและนำกระแส ดังรูปที่ 2.3 (ค) แรงดันตกคร่อม L_r จะมีแรงดันไฟฟ้าเท่ากับแหล่งจ่าย โดยที่กระแส i_L จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นจนกระทั่งถึง I_0 ที่เวลา t_3 สวิตช์จะนำกระแสอีกครั้งหนึ่งหลังจากเวลา t_2 เมื่อ $V_c = 0$ ซึ่งช่วงเวลานี้จะเป็นช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสโดยมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ในขณะที่ไดโอดจะนำกระแส เพื่อนำกระแส i_L ที่มีค่าเป็นลบ สำหรับกระแส i_L ที่ช่วงเวลาระหว่าง $t_2 - t_3$ จะมีค่าดังนี้

$$i_L(t) = \frac{1}{L_r} \int_{t_2}^t V_s d\lambda + i_L(t_2) \quad (2.17)$$

$$i_L(t) = \frac{V_s}{L_r} (t - t_2) + I_0 \cos \omega_0 (t_2 - t_1) \quad (2.18)$$

ค่ากระแส $i_L(t)$ จะหาได้จากสมการและกระแสไฟฟ้าในเวลา t_3 มีค่าเท่ากับกระแสไหล I_0 จะได้

$$i_L(t_3) = I = \frac{V_s}{L_r} (t_3 - t_2) + I \cos \omega_0 (t_2 - t_1) \quad (2.19)$$

และสามารถหาเวลา t_3 ได้จาก

$$t_3 = \frac{L_r I_0}{V_s} \{1 - \cos \omega_0 (t_2 - t_1)\} + t_2 \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน V_x จะมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงเวลานี้และที่เวลา $t = t_3$ ไดโอด D_1 ก็จะเริ่มนำกระแส ช่วงเวลา $t_3 - T$ ในช่วงเวลานี้ สวิตช์จะนำกระแสขณะที่ไดโอดทั้งสองตัวจะไม่นำกระแสโดยที่กระแสในสวิตช์จะมีค่าเท่ากับกระแสโหลด I_0 และทำให้

$$V_x = V_s \quad (2.21)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านนอกเวลา t_1 และ t_3 จะหาได้จากสมการโดยที่แรงดันด้านนอกจะถูกควบคุมจากการปรับความถี่สวิตช์ ซึ่งโดยกำหนดให้ช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแสมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงแต่ปรับเวลาที่สวิตช์นำกระแสได้สำหรับเวลา t_1 และ t_3 จะหาได้จากกระแสโหลด I_0 ทำให้สรุปได้ว่าแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจะเป็นฟังก์ชันกับกระแสโหลด I_0

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V_x dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} V_s \left(1 - \frac{t}{t_1}\right) dt + \int_{t_3}^T V_s dt \right] \quad (2.22)$$

$$V_0 = V_s \left[1 - f_s \left(t_3 - \frac{t_1}{2}\right)\right] \quad (2.23)$$

นอกจากนั้นการเพิ่มขึ้นของความถี่สวิตช์คือ การลดช่วงเวลา $T - t_3$ ทำให้เป็นการลดแรงดันไฟฟ้าด้านนอกลงด้วย สำหรับแรงดันไฟฟ้าด้านนอกกับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายเทียบกับความถี่สวิตช์ด้วยพารามิเตอร์ $r = R_L / Z_0$

2.3 เทคนิคการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

ในปัจจุบันนี้ได้มีเทคนิคการสวิตช์หลายวิธีในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับคอนเวอร์เตอร์ โดยเฉพาะคอนเวอร์เตอร์กำลังสูง สัญญาณควบคุมโดยส่วนใหญ่จะใช้สัญญาณ PWM แบบธรรมดา และ PWM แบบเลื่อนเฟสโดยเราจะเริ่มอธิบายการสวิตช์ในลักษณะฮาร์ดสวิตช์ก่อนเพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับการสวิตช์แบบ ZVS และ ZVZCS ต่อไป

2.3.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์

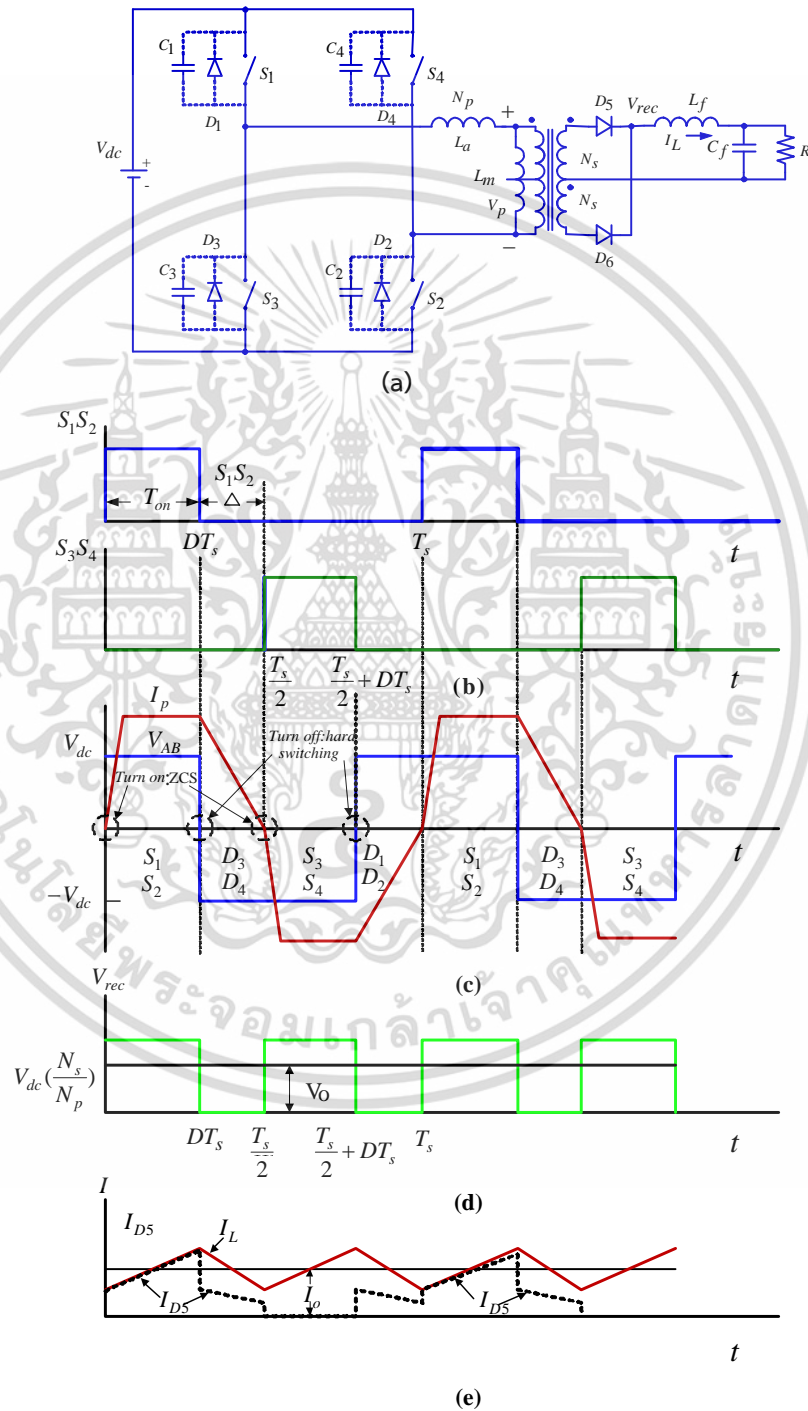
วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ ดังรูปที่ 2.4 (a) ส่วนรูปคลื่นสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตช์ ดังรูปที่ 2.4 (b) โดยที่สวิตช์จะทำงานเป็นคู่สับเปลี่ยนกันจาก $s_1 - s_2$ เป็น $s_3 - s_4$ และกลับมาเป็น $s_1 - s_2$ อีกครั้ง โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะมีไดโอดสำหรับการฟรีวีลไว้เป็นเส้นทางผ่านของกระแสซึ่งเป็นผลมาจาก leakage inductance กรณีที่สวิตช์ Turn off

ช่วงเวลาการฟรีวีล $D_1 - D_2$ และ $D_3 - D_4$ สามารถคำนวณได้จากพลังงานที่สะสมอยู่ใน leakage inductance โดยในช่วงนี้แรงดันที่ตกคร่อม leakage inductance จะมีค่าเท่ากับ $-V_{dc}$ และช่วงเวลาเดดไทม์จะไม่สามารถน้อยกว่าเวลาที่ได้นี้ ตอนทำ Turn on สวิตช์ในกิ่งเดียวกัน ขณะที่การ Turn on ของ s_1, s_2 อยู่ในสภาวะ ZCS ไดโอด D_5 จะนำกระแส D_6 จะถูก reverse-

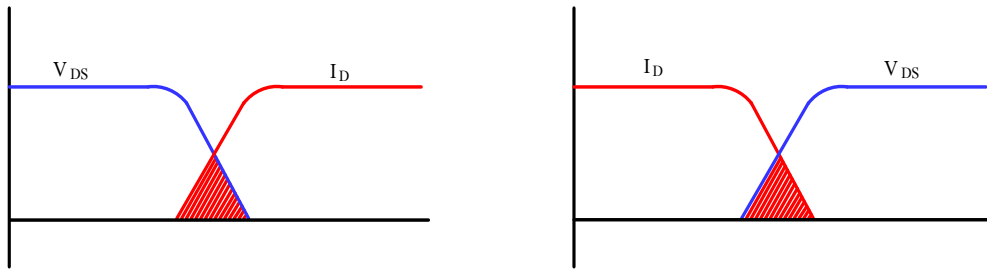
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

bias แรงดันเอาต์พุตที่ V_{AB} ดังรูปที่ 2.4 (c) ส่วน V_{rec} ดังรูปที่ 2.4 (d) กระแสไหลดที่ไหลผ่าน D_5 จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.4 (e) ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้จาก

$$V_o = V_s = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o} V_s^2 dt \right)^{1/2} \quad (2.24)$$



รูปที่ 2.4 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิงและลักษณะสัญญาณเกี่ยวข้อง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ความสูญเสียในการสวิตช์ขณะ Turn on และ Turn off

ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์คือ

1. จะมีการสูญเสียกำลังที่ตัวสวิตช์สูงขณะ Turn on และ Turn off สวิตช์โดยเฉพาะเมื่อสวิตช์ที่ความถี่สูงจะยิ่งทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่ตัวสวิตช์สูงขึ้น (แต่ที่นิยมสวิตช์ที่ความถี่สูงก็เพื่อลดขนาดของหม้อแปลงและฟิลเตอร์) ลักษณะการสูญเสียจากการสวิตช์ ดังรูปที่ 2.5

2. ช่วงเวลาฟรีวีลผ่านไดโอด จะขึ้นอยู่กับพลังงานสะสมที่อยู่ใน leakage inductance ทำให้การลดลงของกระแสต้านปฏิกิริยาจำกัดที่ค่าๆ หนึ่ง ดังนั้นจึงไม่สามารถสวิตช์ที่มีความถี่สูงเกินไปได้

2.3.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS ดังรูปที่ 2.6 (ก) โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะทำงานโดยใช้สัญญาณควบคุม PWM แบบเลื่อนเฟส แทนสัญญาณควบคุมแบบฮาร์ดสวิตช์ทำให้เกิด ZVSZCS ในขณะ Turn on สวิตช์โดยใช้ leakage inductance ในการดิสชาร์จตัวเก็บประจุของสวิตช์ตัวนั้น และชาร์จสวิตช์อีกตัวที่อยู่ในกึ่งเดียวกัน โดยการดิสชาร์จนี้ก็จะเกิดในช่วงการฟรีวีล กระแสและแรงดันในด้านปฏิกิริยา ดังรูปที่ 2.6 (ข) s_3 และ D_2 จะนำกระแสหลัง s_4 Turn off ภายใต้สภาวะฮาร์ดสวิตช์ซึ่ง โดยจะเกิดความสูญเสียประมาณเล็กน้อยเนื่องจาก C_4 จะประพอดิตตัวคล้ายกับ Turn off snubber ต่อมา s_3 จะถูก Turn off ในลักษณะคล้ายกับ s_4 โดยกระแสปฏิกิริยาถูกชาร์จเข้า C_3 และ C_1 จะดิสชาร์จออกมาและเกิดฟรีวีลที่ D_1 และ D_2 หลังจาก D_1 หยุดนำกระแส s_1, s_2 จะสามารถ Turn on ในสภาวะ ZVS ได้เมื่อพลังงานที่สะสมอยู่ใน leakage inductance มากกว่าพลังงานที่สะสมอยู่ใน C_1, C_2 ดังนั้น C_1, C_2 จะดิสชาร์จอย่างสมบูรณ์ก่อน s_1, s_2 จะนำกระแสสามารถคำนวณหาแรงดันด้านออกได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_o = V_s = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} \quad (2.25)$$

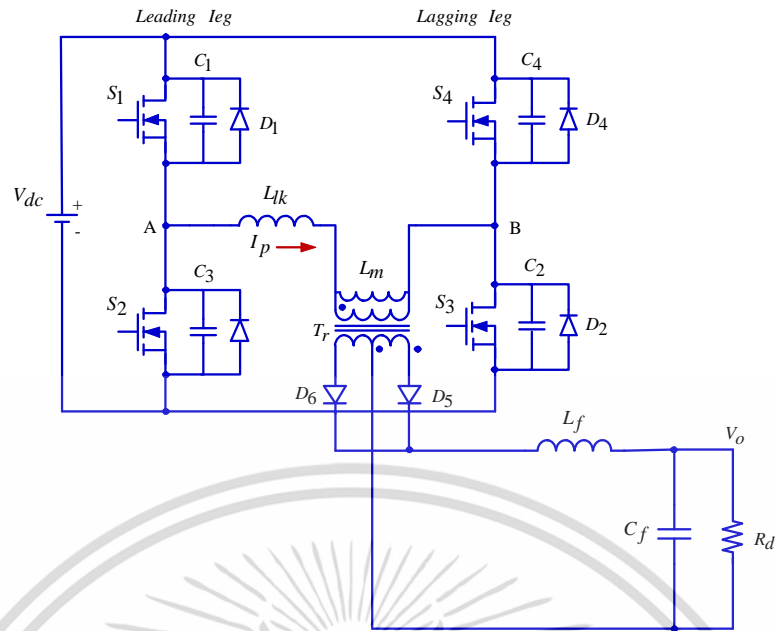
ข้อเสียของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

คือ จะเกิดกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวีลถึงทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์

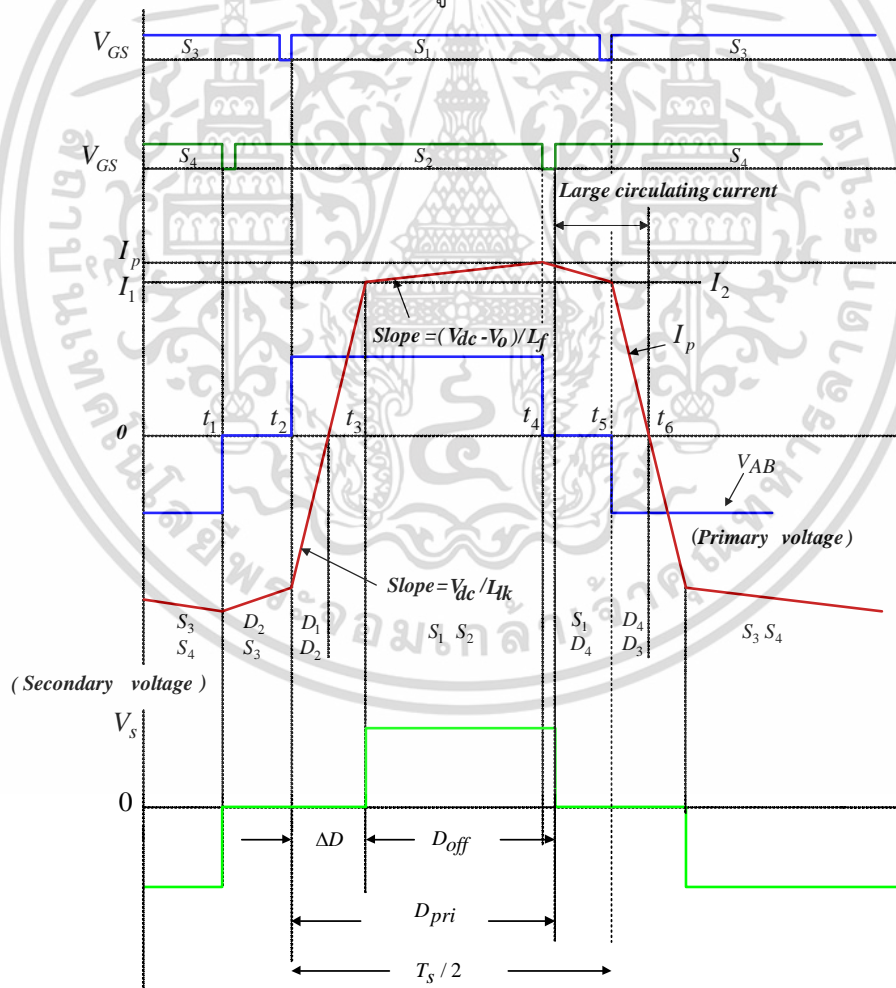
2.3.3 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

มีหลักการการทำงานคล้ายกับคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS แต่จะลดช่วงเวลาในการฟรีวีลลงโดยในสภาวะ Turn on จะเกิด ZVZCS ทั้งกึ่งหน้าและกึ่งหลังและเกิด ZCS ในขณะ Turn off ที่กึ่งหลัง โดยเป็นผลมาจากการกลับขั้วของแรงดันที่ leakage inductance ทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ตกลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะสั่ง Turn off ลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กระแสศูนย์ ดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



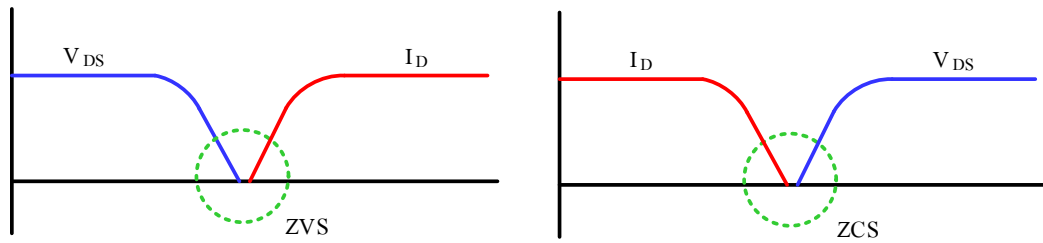
(ก) วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS



(ข) รูปสัญญาณการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS

รูปที่ 2.6 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และลักษณะสัญญาณที่เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ลักษณะการสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์

2.3.4 วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ

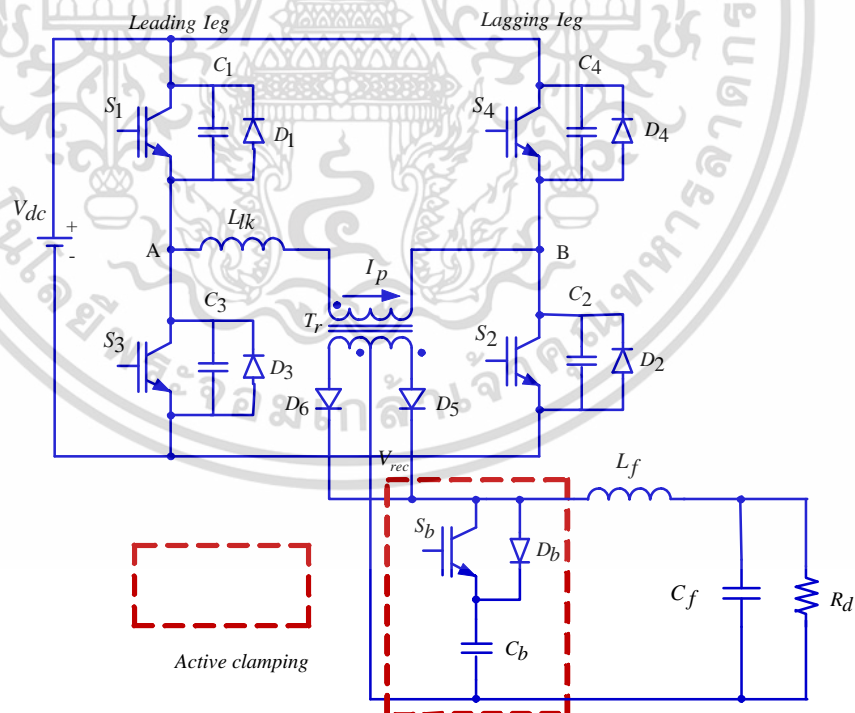
คอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ที่กึ่งได้โดยใช้ตัวเก็บประจุ C_b และสวิตช์ S_b ต่อเข้าไปที่ด้านทุติยภูมิ ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งเรียกว่า Active clamping ทำให้กระแสปฐมภูมิฟรีวีลอยู่ สามารถคำนวณหาแรงดันด้านออกได้ดังสมการ

$$V_o \cong V_s = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o} V_s^2 dt \right)^{1/2} \tag{2.26}$$

ข้อเสียคอนเวอร์เตอร์แบบนี้คือ

ต้องใช้สวิตช์เพิ่มและต้องมีชุดควบคุมเพิ่มเพื่อใช้กับชุด Active clamping จึงทำให้ต้นทุน

สูงขึ้น



รูปที่ 2.8 วงจร ZVZCS คอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ

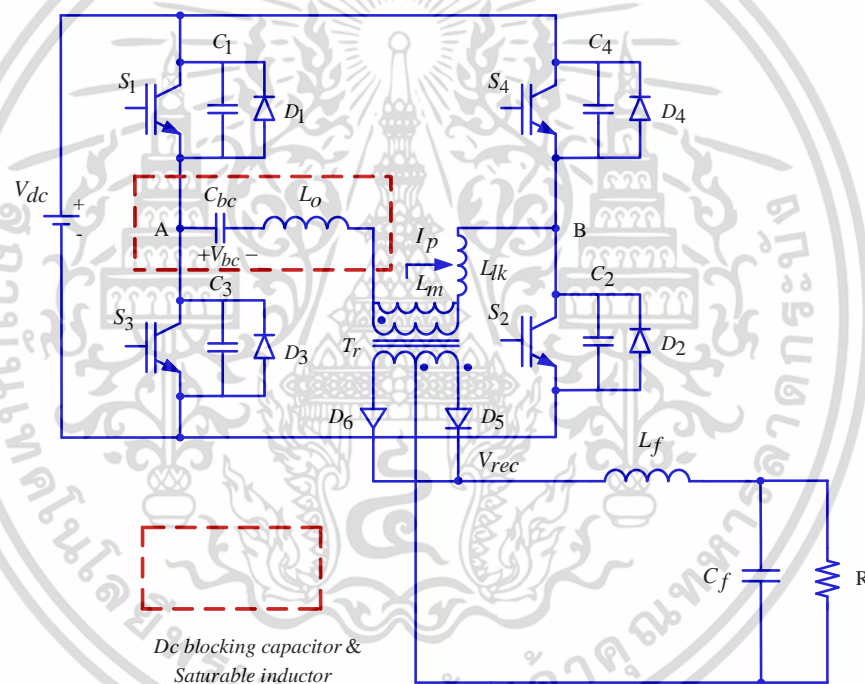
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบมี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ขณะ Turn off ที่กึ่งหลังได้โดยการต่อ DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัวขนาดเล็กเข้าไป ดังรูปที่ 2.9 โดยในช่วงฟรีวีลกระแสต้านปรัมภูมิจะลดลงเป็นศูนย์ได้โดยอาศัยแรงดันของ DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว

ข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ คือ

- 1.การใช้ DC-blocking capacitor จะทำให้เกิด voltage drop ขึ้น
- 2.การใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัวจะทำให้เกิดปัญหาคือ ทำให้ duty cycle ลดลง และ เกิด core loss มาก
- 3.หาก leakage inductance มีค่ามากเกินไปจะทำให้ช่วงเวลาการลดลงของกระแสต้านปรัมภูมิกินเวลานานขึ้น

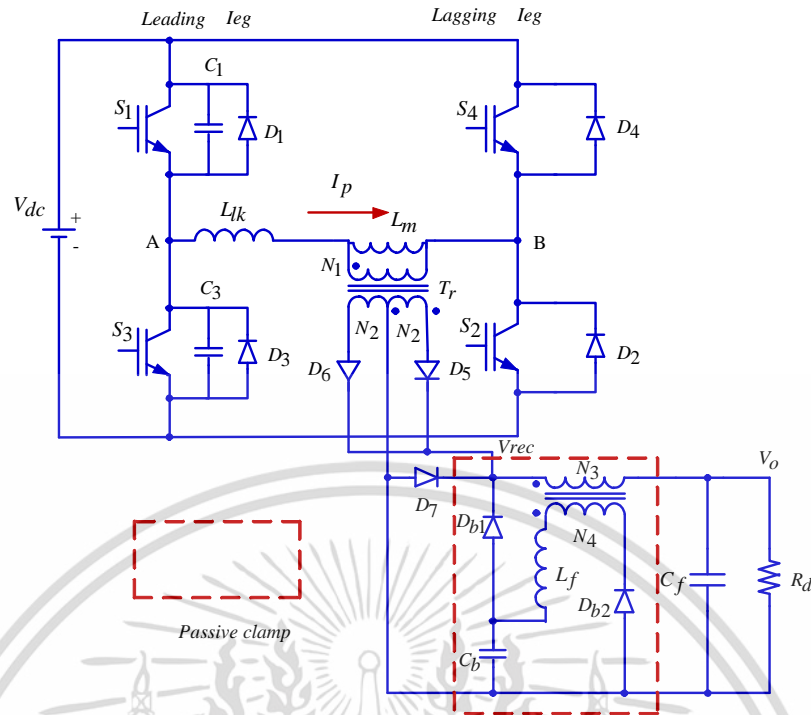


รูปที่ 2.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว

2.3.6 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

การต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ ดังรูปที่ 2.10 โดยคอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถทำให้เกิด ZCS ขณะ Turn off ที่กึ่งหลังและลดกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุตได้อีกทั้งยังเกิด ZVZCS ขณะ Turn on ทั้งกึ่งหน้ากึ่งหลังเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS โดยกระแสที่ชาร์จและดิชาร์จ C_b จะขึ้นอยู่กับสถานะของโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตซิง ZVS และ ZVZCS

เทคนิคการสวิตช์	ข้อดี	ข้อเสีย
ฮาร์ดสวิตซิง	1. ได้พิกัดกำลังเอาต์พุตมาก	1. เกิดกำลังการสูญเสียที่อุปกรณ์สวิตช์ 2. อุปกรณ์ต้องทนพิกัดสูง 3. ส่วนการระบายความร้อนมีขนาดใหญ่ 4. ต้นทุนรวมสูง
ZVS	1. ลดกำลังการสูญเสียขณะ Turn on สวิตช์ได้	1. ไม่สามารถลดกำลังการสูญเสีย Turn off ได้ 2. กระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงพรีวิลลิ่งจะมีค่าสูง
ZVZCS	1. ลดกำลังการสูญเสียได้ทั้ง Turn on และ Turn off ทำให้ประสิทธิภาพสูง 2. ส่วนการระบายความร้อนมีขนาดเล็ก 3. ต้นทุนการผลิตต่ำ 4. มีเทคนิคการสวิตช์หลายรูปแบบให้เลือกใช้ให้เหมาะสมกับลักษณะงาน	1. วงจรมีความซับซ้อนมากขึ้น

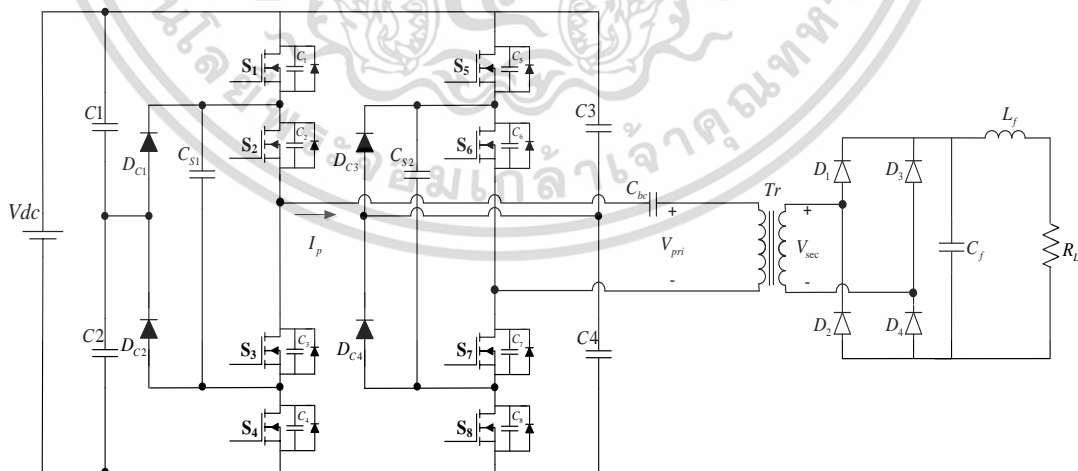
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ZVZCS แบบต่างๆ จะมีข้อดีที่คล้ายคลึงกัน ดังตารางที่ 2.1 แต่จะมีข้อบกพร่องที่แตกต่างกันดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบ ZVZCS แต่ละแบบ

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Active clamping ด้านทุติยภูมิ	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี DC-blocking capacitor และ ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัว	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่มี Passive clamping ด้านทุติยภูมิ
<ol style="list-style-type: none"> ต้องใช้สวิตช์เพิ่มและต้องมีชุดควบคุมเพิ่มเพื่อใช้กับชุด active clamping จึงทำให้ต้นทุนสูง 	<ol style="list-style-type: none"> ต้องใช้ DC-blocking capacitor ทำให้เกิด voltage drop การใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบอิมิตัวจะทำให้เกิดปัญหา คือ ทำให้ duty cycle ลดลงและเกิด core loss มากขึ้น หาก leakage inductance มีค่ามากเกินไปจะทำให้ช่วงเวลาการลดลงของกระแสด้านปฐมภูมิใช้เวลานานขึ้น 	<ol style="list-style-type: none"> ต้องมีการเพิ่มหม้อแปลงช่วยอีกตัวเข้าไปในวงจร

2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์

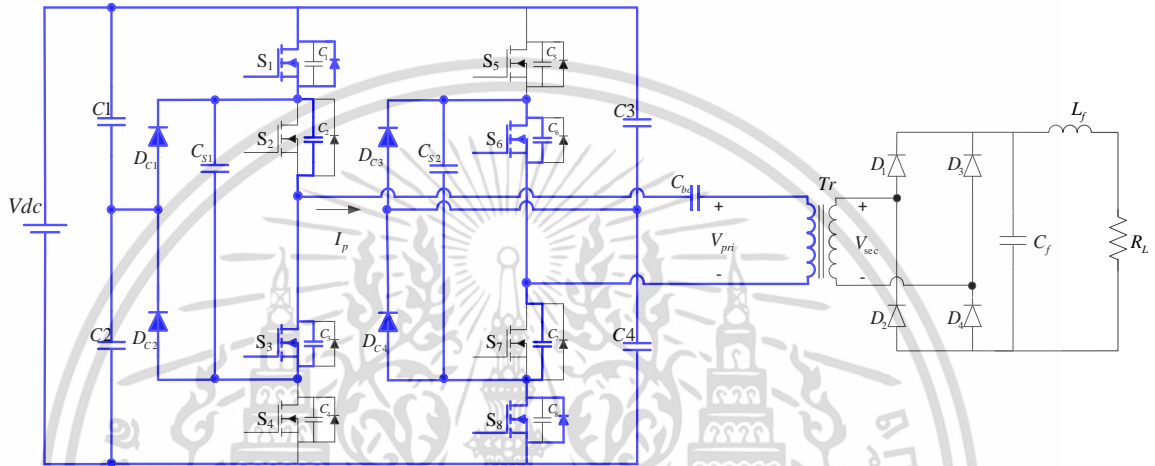


รูปที่ 2.11 วงจรดีซีบูตัสตีคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจรตีซึ่ทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิตช์ด้วยแรงดันต้นศูนย์กระแสศูนย์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM จากรูปจะเห็นองค์ประกอบของวงจรแบ่งเป็นสองกึ่ง แต่ละกึ่งประกอบด้วยสวิตช์ 4 ตัว โดยสวิตช์แต่ละตัวใช้มอสเฟตต่อกัน นอกจานี้ยังมีส่วนประกอบที่เป็นฟลายอิงคาปาซิเตอร์และแคลมป์ไดโอดที่ต่อคร่อมสวิตช์วงใน ดังรูปที่ 2.11 หลังจากผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์สัญญาณที่ได้จะผ่าน C blocking หรือตัวเก็บประจุบล็อกกิ้งเพื่อกรองกระแสก่อนเข้าสู่หม้อแปลงความถี่สูงและถูกเรียงกระแสจากไดโอดเรียงกระแสขาออกผ่านวงจรกรองความถี่สูงแล้วจ่ายสู่โหลดต่อไป

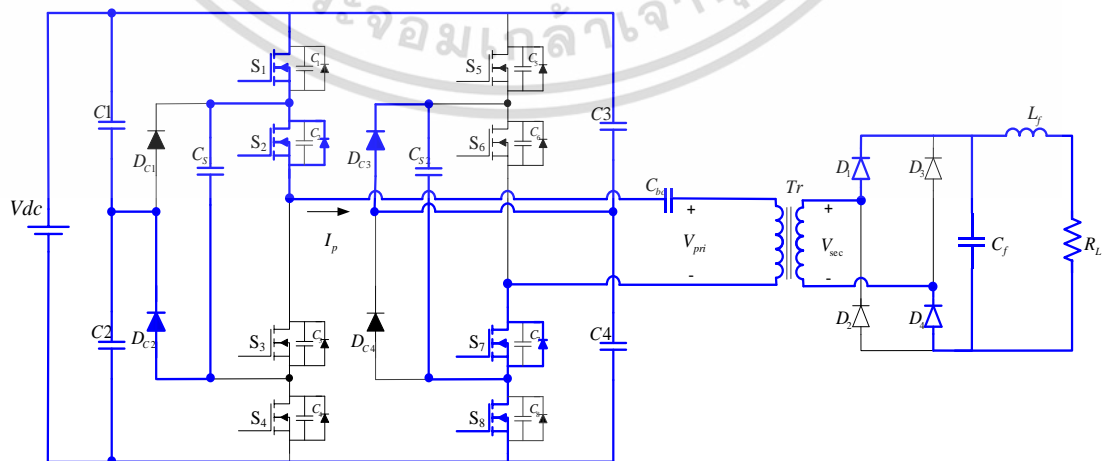
โหมดการทำงานที่ 1 $t_0 < t < t_1$



รูปที่ 2.12 โหมดช่วงการทำงานที่ 1 ($t_0 < t < t_1$)

ช่วงเวลาที่สวิตช์ S_1, S_3, S_6 และ S_8 อยู่ในช่วง Turn on ที่เวลา t_1 สวิตช์ S_3 และ S_6 ดิสชาร์จมาอย่างต่อเนื่อง สวิตช์ S_1 และ S_8 อยู่ในสภาวะการนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZVS ที่เวลา t_2 สวิตช์ S_3 และ S_6 ดิสชาร์จจนเข้าสู่สภาวะการนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS และกระแสที่ย้อนกลับจากหม้อแปลงมีค่าเป็นศูนย์ $I_p = 0$

โหมดการทำงานที่ 2 $t_1 < t < t_2$

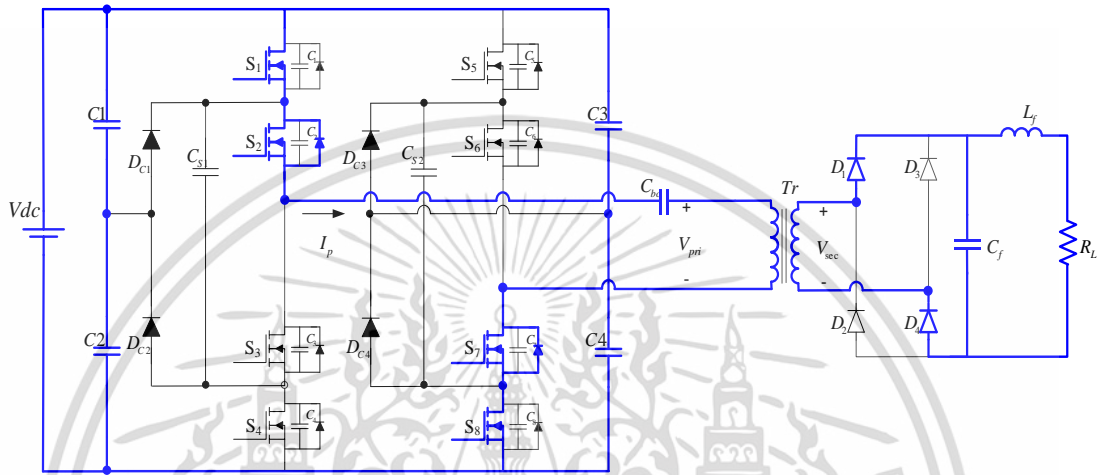


รูปที่ 2.13 โหมดช่วงการทำงานที่ 2 ($t_1 < t < t_2$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาก่อนที่สวิตช์ S_2 และ S_7 จะได้รับสัญญาณขั้วเกิดให้ ON ที่เวลา t_2 กระแส $I_p = 0$ ทันทีที่เวลา t_3 สวิตช์ S_3 และ S_6 Turn off ตัวเก็บประจุที่ C_3 และ C_6 จะถูกชาร์จ ในขณะที่เดียวกันสวิตช์ S_2 และ S_7 จะเริ่มนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZVS สวิตช์ S_1 และ S_8 ถูกดีสชาร์จ และเริ่มมีแรงดันตกคร่อมที่หม้อแปลงแรงดันและกระแสจะไหลด้านทุติยภูมิผ่านไดโอด D_1 และ D_4 เข้าสู่วงจรเรียงกระแสและชาร์จให้กับแบตเตอรี่แรงดันด้านทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ

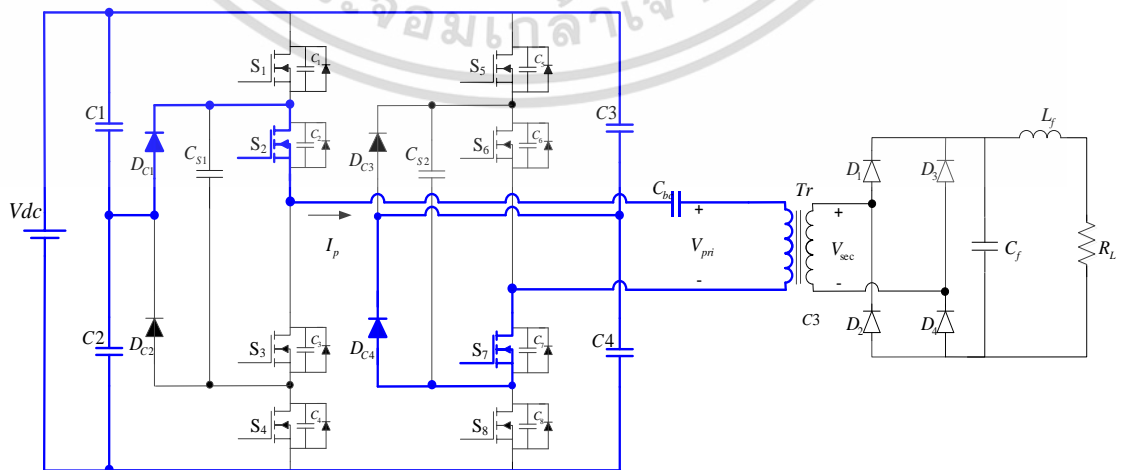
โหมดการทำงานที่ 3 $t_2 < t < t_3$



รูปที่ 2.14 โหมดช่วงการทำงานที่ 3 ($t_2 < t < t_3$)

สวิตช์ S_1, S_2, S_7 และ S_8 อยู่ในช่วง Turn on ทำให้มีกระแสไหลวนครบวงจรอย่างสมบูรณ์ ผ่านสวิตช์ทั้งสี่ตัวที่เวลา t_3 กระแส $I_{S1}, I_{S2}, I_{S7}, I_{S8}$ และ I_p เริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นตามลำดับ และมีค่าสูงสุดที่เวลา t_4 แรงดันและกระแสไหลด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงผ่านไดโอด D_1 และ D_4 ทำหน้าที่รักษาค่าคงที่ของกระแสไฟฟ้าหลักไว้ที่ I_p กำลังไฟฟ้าจะถูกส่งจาก V_{dc} ไปยังโหลด ระหว่างโหมดการทำงานช่วงนี้ระยะเวลาจะเกี่ยวข้องกับอัตราส่วนช่วงเวลา Turn on (D) ของสวิตช์ ซึ่งจะกำหนดโดย

โหมดการทำงานที่ 4 $t_3 < t < t_4$

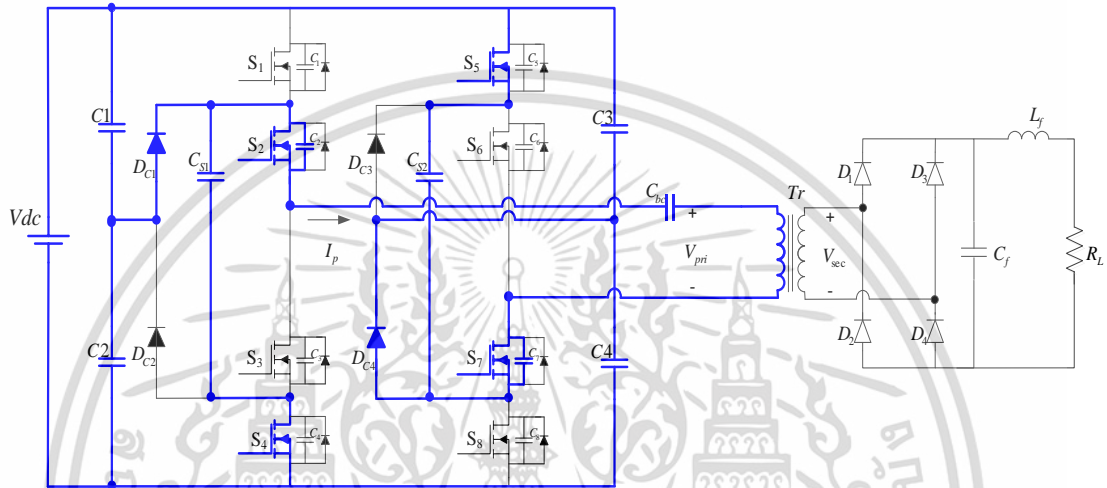


รูปที่ 2.15 โหมดช่วงการทำงานที่ 4 ($t_3 < t < t_4$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานวิจัยที่ปรึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาก่อนที่สวิตช์ S_4 และ S_5 จะได้รับสัญญาณขั้วเกตให้ ON ซึ่งก่อนเวลา t_4 สวิตช์ S_1, S_2, S_7 และ S_8 ได้รับสัญญาณขั้วเกตให้ ON อยู่ทำให้มีกระแส $+I_p$ ไหลเข้าหม้อแปลงสูงสุดด้านปฐมภูมิด้วยการเหนี่ยวนำของตัวกรองสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ ทันทีที่สวิตช์ S_1 และ S_8 OFF ตัวเก็บประจุที่ C_1 และ C_8 จะถูกชาร์จจนสามารถนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS ได้ ในขณะเดียวกันสวิตช์ S_4 และ S_5 จะเริ่มนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZVS ที่สวิตช์ S_2 และ S_7 จะถูกดิสชาร์จจึงส่งผลให้กระแส I_p ลดลงและไม่มีแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงตกคร่อมที่หม้อแปลง $V_{pri} = 0$

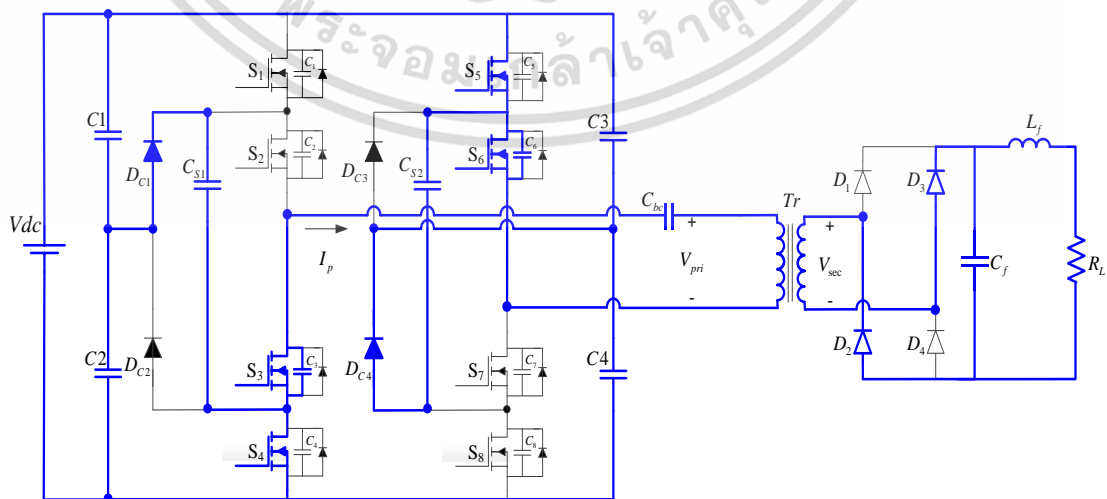
โหมดการทำงานที่ 5 $t_4 < t < t_5$



รูปที่ 2.16 โหมดช่วงการทำงานที่ 5 ($t_4 < t < t_5$)

ช่วงเวลาที่สวิตช์ S_2, S_4, S_5 และ S_7 อยู่ในช่วง Turn on ที่เวลา t_5 สวิตช์ S_2 และ S_7 ดิสชาร์จมาอย่างต่อเนื่องสวิตช์ S_4 และ S_5 อยู่ในสภาวะการนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZVS ที่เวลา t_6 สวิตช์ S_3 และ S_6 ดิสชาร์จจนเข้าสู่สภาวะการนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS และกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีค่าเป็นศูนย์ $I_p = 0$

โหมดการทำงานที่ 6 $t_5 < t < t_6$

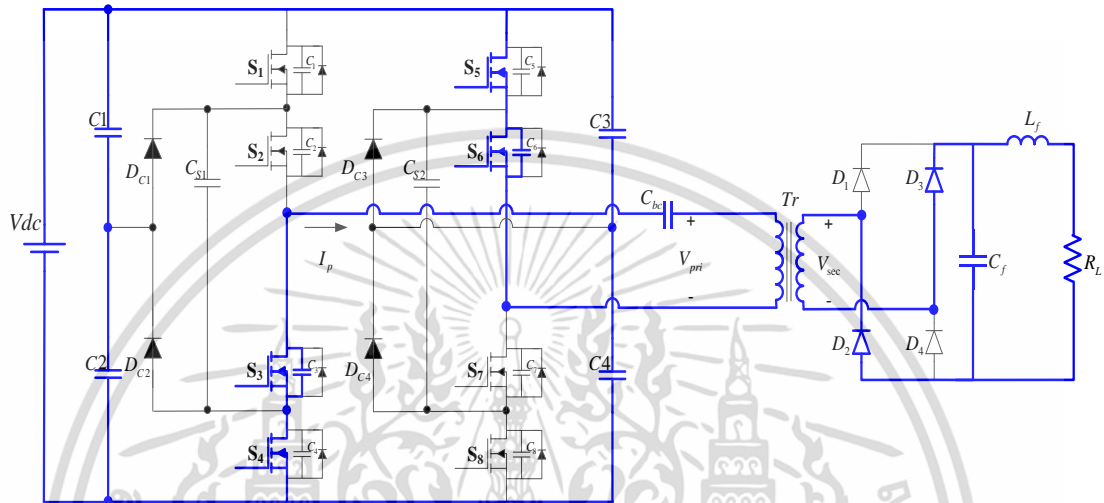


รูปที่ 2.17 โหมดช่วงการทำงานที่ 6 ($t_5 < t < t_6$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลา ก่อนที่สวิตช์ S_3 และ S_6 จะได้รับสัญญาณขั้วเกตให้ ON ที่เวลา t_6 กระแส $I_p = 0$ ทันที ที่เวลา t_3 สวิตช์ S_2 และ S_7 Turn off ภายใต้งี๋องไข ZCS ตัวเก็บประจุที่ C_2 และ C_7 จะถูกชาร์จ ในขณะที่เดียวกันสวิตช์ S_3 และ S_6 จะเริ่มนำกระแสภายใต้งี๋องไข ZVS สวิตช์ S_4 และ S_5 ถูกดีสชาร์จและเริ่มมีแรงดันตกคร่อมที่หม้อแปลงและมีกระแสไหลผ่านด้านทุติยภูมิผ่านไดโอด D_2 และ D_3 เข้าสู่วงจรเรียงกระแสและชาร์จให้กับแบตเตอรี่

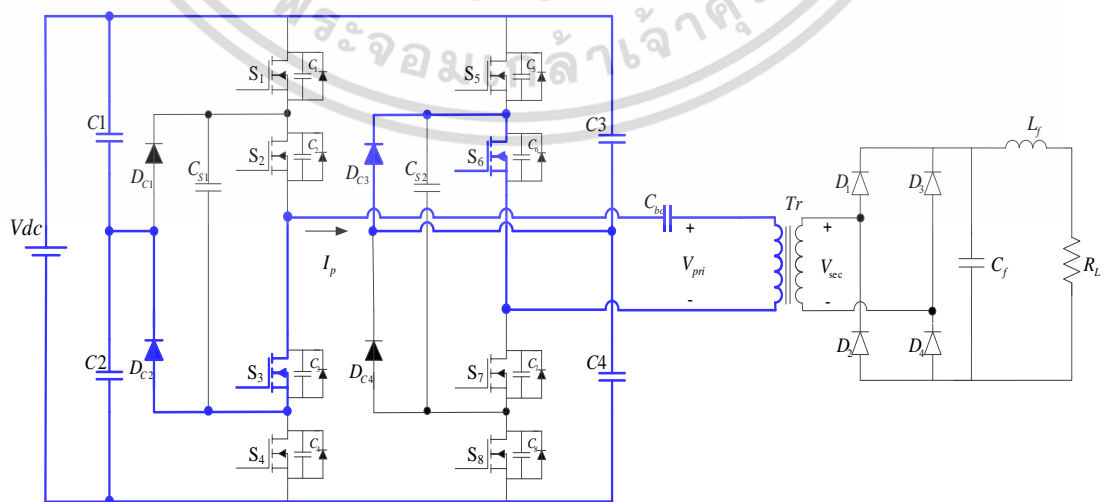
โหมดการทำงานที่ 7 $t_6 < t < t_7$



รูปที่ 2.18 โหมดช่วงการทำงานที่ 7 ($t_6 < t < t_7$)

สวิตช์ S_3, S_4, S_5 และ S_6 อยู่ในช่วง Turn on ทำให้มีกระแสไหลครบวงจรอย่างสมบูรณ์ ผ่านสวิตช์ทั้งสี่ตัวที่เวลา t_7 กระแส $I_{S3}, I_{S4}, I_{S5}, I_{S6}$ และ $-I_p$ เริ่มมีค่าเพิ่มขึ้นตามลำดับและมีค่าสูงสุดที่เวลา t_8 มีแรงดันและกระแสไหลด้านทุติยภูมิผ่านไดโอด D_2 และ D_3 แล้วเข้าสู่วงจรเรียงกระแสและชาร์จให้กับแบตเตอรี่

โหมดการทำงานที่ 8 $t_7 < t < t_8$



รูปที่ 2.19 โหมดช่วงการทำงานที่ 8 ($t_7 < t < t_8$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาก่อนที่สวิตช์ S_1 และ S_8 จะได้รับสัญญาณขั้วเกตให้ ON ก่อนเวลา t_0 สวิตช์ S_3, S_4, S_5 และ S_6 รับสัญญาณขั้วเกตให้ ON อยู่ทำให้มีกระแส $-I_p$ ไหลย้อนกลับสูงสุดจากหม้อแปลง ด้านปฐมภูมิทันทีที่สวิตช์ S_4 และ S_6 OFF ตัวเก็บประจุที่ C_4 และ C_5 จะถูกชาร์จ ในขณะที่เดียวกันกับสวิตช์ S_1 และ S_8 จะเริ่มนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZVS สวิตช์ S_3 และ S_6 จะถูกดีสชาร์จจึงส่งผลให้กระแส I_p เพิ่มขึ้น และไม่มีแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงตกคร่อมที่หม้อแปลง $V_{pri} = 0$

ตารางที่ 2.3 สถานะการทำงานของสวิตช์และระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกของหม้อแปลง

State	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	$V_{tr/sec}$
1	-	-	+	-	-	+	-	-	0
2	+	-	+	-	-	+	-	+	0
3	+	-	-	-	-	-	-	+	0
4	+	+	-	-	-	-	+	+	$+V_{dc} / n$
5	-	+	-	-	-	-	+	-	0
6	-	+	-	+	+	-	+	-	0
7	-	-	-	+	+	-	-	-	0
8	-	-	+	+	+	+	-	-	$-V_{dc} / n$

จากตารางที่ 2.3 แสดงสถานะการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ที่เสนอและระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกของหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับแต่ละสถานะการสวิตช์ สัญลักษณ์ "+" แสดงถึงสวิตช์เปิดอยู่ขณะที่สัญลักษณ์ "-" ระบุว่าสวิตช์ปิดอยู่ โดยให้ความถี่ของการสวิตช์คงที่ และในแต่ละครั้งที่สวิตช์เปิดและปิด สวิตช์แต่ละตัวจะถูกควบคุมเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าดีซีบัสถูกนำไปใช้กับหม้อแปลงในช่วงเวลาที่ต้องการโดยใช้การควบคุม PWM แบบเลื่อนเฟส

2.5 อุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในอิเล็กทรอนิกส์กำลัง แบ่งออกเป็นสามชนิดด้วยกัน กล่าวคือ แม่เหล็กไฟฟ้า หม้อแปลงไฟฟ้า และ ตัวเหนี่ยวนำ

2.5.1 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า

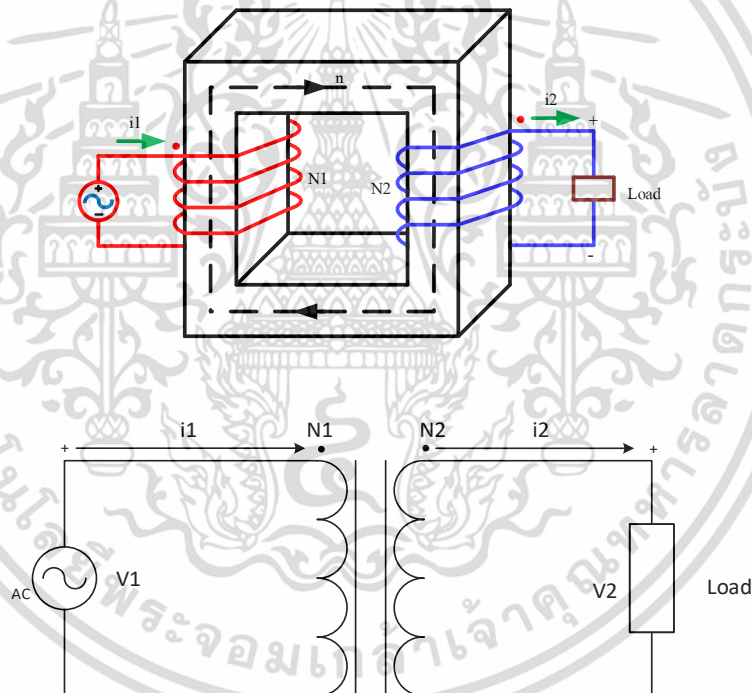
พื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดลวดทองแดงสองขดพันรอบแกนแม่เหล็กโดยขดลวดทองแดงด้านที่รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานจะเรียกว่า ขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ในขณะที่ขดลวดทองแดงที่อยู่ด้านโหลดจะเรียกว่า ขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ นอกจากนั้นการถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไปยังโหลดจะอาศัยสนามแม่เหล็กเป็นตัวกลางในการถ่ายเทพลังงานไฟฟ้างกล่าว จากรูปที่ 2.20 สามารถเขียนสมการของวงจรแม่เหล็กได้เป็น $N_1 i_1 - \Phi R = N_2 i_2$

ถ้ากำหนดค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ มีค่ามากเพียงพอ ซึ่งกรณีหม้อแปลงในอุดมคติจะมีค่าเท่ากับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเชิงในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอนันต์ จะเป็นผลทำให้ค่าความต้านทานแม่เหล็ก ($\mathfrak{H}) \approx 0$ ทำให้ได้ว่า $N_1 i_1 = N_2 i_2$ และจากกฎของฟาราเดย์จะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ $v_1 = e_1 = N_1(d\Phi/dt)$ และเนื่องจากที่ขดลวดทุติยภูมิเส้นแรงแม่เหล็กจะเป็นตัวเดียวกับที่ขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นจะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดทุติยภูมิเท่ากับ $v_2 = e_2 = N_2(d\Phi/dt)$ ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติ คือ

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1}, (\frac{d\Phi}{dt} \neq 0) \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27) จะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในอุดมคติต้องมีค่าอนุพันธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กต่อเวลาไม่เท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับไฟฟ้าด้านออก ซึ่งหมายความว่าไม่มีการสูญเสีย ค่าของกระแสและแรงเคลื่อนไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยการเปลี่ยนอัตราส่วนจำนวนรอบในการพันขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิ (Turn ratio)

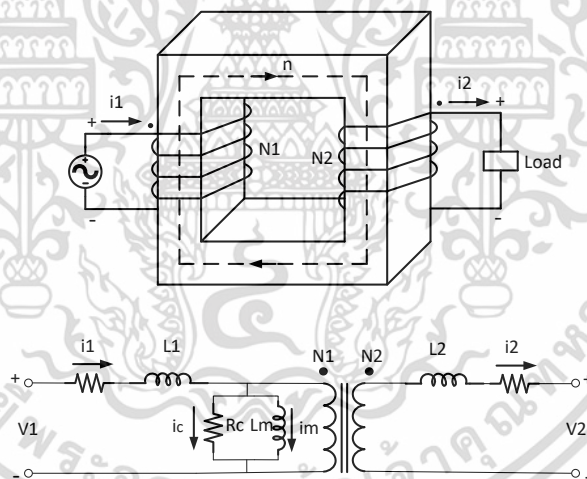


รูปที่ 2.20 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะไม่สามารถละทิ้งค่าความต้านทานแม่เหล็กได้กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิถึงแม้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ขดลวดทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ก็ตาม และเมื่อกำหนดให้ค่ากระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์จะได้ค่าความเหนี่ยวนำทางแม่เหล็ก (magnetizing inductance: L_m) มีค่าเท่ากับ $L_m = N_1^2 / \mathfrak{H}$ และเนื่องจากในทางปฏิบัติค่าความซึมซาบได้ของแกนแม่เหล็กไฟฟ้าไม่เท่ากับอนันต์เหมือนกับกรณีอุดมคติ ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กบางส่วนจะไม่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กแต่จะไหลวนผ่านอากาศแทน ดังนั้นที่ขดลวดปฐมภูมิจะได้เส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ $\Phi_1 = \Phi_{\mu} + \Phi$ โดยที่ Φ_{μ} เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือเส้นแรงแม่เหล็กรั่วผ่านอากาศ ในขณะที่ μ คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กและตัดผ่านขดลวดทองแดงทุติยภูมิ ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิเท่ากับ $L_1 = N_1^2 / \mathcal{R}_{leak}$ ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิก็จะหาได้ในทำนองเดียวกัน นอกจากนี้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงไฟฟ้าจะแทนด้วยสัญลักษณ์ตัวต้านทานในวงจรสมมูล โดยค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดงที่ใช้พันรอบแกนแม่เหล็กจะแทนด้วยค่าความต้านทานได้แก่ R_1 แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและ R_2 แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดทองแดง ส่วนผลสม อุดหนุน และ ความถี่ในการใช้งาน ในขณะที่ตัวต้านทาน R_c แทนค่ากำลังการสูญเสียในแกน (core loss) ซึ่งวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในทางปฏิบัติแสดงดังรูปที่ 2.21

โดยทั่วไปการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m มีค่ามากๆ เพื่อที่จะทำให้กระแสแม่เหล็ก (magnetizing current) มีค่าน้อย เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดกระแสไฟฟ้าของโหลดและในกรณีที่แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวจะมีผลทำให้ค่าตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายถึงการลัดวงจรหม้อแปลงไฟฟ้านั่นเอง อย่างไรก็ตามข้อยกเว้นในกรณีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้กับวงจรฟลายแบ็ก (flyback transformer) เพียงกรณีเดียวเท่านั้นที่จะต้องทำการออกแบบให้ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าน้อยๆ เพื่อจะทำให้ได้ค่ากระแสทำแม่เหล็กสูงๆ



รูปที่ 2.21 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ

2.5.2 หลักการพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก

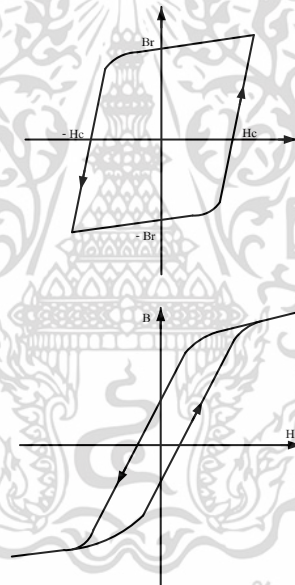
โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กที่ไม่มีการเคลื่อนที่ (static magnetic devices) จะสามารถแบ่งออกได้จากการสร้างขึ้นของวงจรแม่เหล็ก ได้แก่ หม้อแปลงไฟฟ้า (transformer) และ ตัวเหนี่ยวนำ (inductor) ซึ่งแต่ละแบบมีรายละเอียดดังนี้

หม้อแปลงไฟฟ้า

คุณสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้าก็คือ จะต้องมีความซึมซาบได้สูงเพื่อลดค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วและเพื่อที่จะให้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะต้องมีค่าต่ำ โดยที่สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าจะแสดงกราฟความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็ก (B-H curve) ให้มีลักษณะแคบเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อลดกำลังไฟฟ้าสูญเสีย เนื่องจากวงรอบฮิสเทอรีซิส ดังรูปที่ 2.22

ตัวเหนี่ยวนำ

คุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำที่ดี คือ กราฟความสัมพันธ์ของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็กมีความเป็นเชิงเส้น (linearity) อย่างไรก็ตามสารเฟอร์โรแมกเนติกจะมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น แต่มีค่าความซึมซาบสูง ในขณะที่แกนอากาศหรือแกนที่ทำจากสารที่ไม่ใช่เฟอร์โรแมกเนติกค่าความซึมซาบมีค่า $\mu = \mu_0$ ซึ่งจะมีค่าความเป็นเชิงเส้นสูงแต่จะทำให้ได้ค่าเหนี่ยวนำต่ำและด้วยข้อจำกัดดังกล่าว จึงทำให้เป็นการยากในทางปฏิบัติที่จะออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำคงที่ได้



รูปที่ 2.22 วงรอบฮิสเทอรีซิสสำหรับทำแม่เหล็กถาวรและสำหรับทำหม้อแปลงไฟฟ้า

อย่างไรก็ตามวิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวในทางปฏิบัติก็คือ เพิ่มช่องอากาศในแกนแม่เหล็ก ซึ่งจะมีผลทำให้แกนแม่เหล็กที่ทำจากสารเฟอร์โรแมกเนติกให้ค่าความซึมซาบได้สูง ในขณะที่ช่องอากาศจะมีผลทำให้ค่าความซึมซาบ มีค่าคงที่ โดยที่ช่องอากาศที่เพิ่มเข้าไปในแกนเฟอร์โรแมกเนติกนอกจากจะใช้ในการสะสมพลังงานแม่เหล็กเท่านั้น แต่ยังทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีความเป็นเชิงเส้นอีกด้วย นอกจากสารเฟอร์โรแมกเนติกแล้วยังมีสารแกนโลหะแบบผง (Powder metal core) ซึ่งมีสารแม่เหล็กที่มีช่องอากาศกระจายอยู่ภายในซึ่งจะให้ผลเหมือนกับการเพิ่มช่องอากาศเข้าไปในแกนเฟอร์โรต์นั่นเอง

ผลกระทบของช่องอากาศ

พิจารณาเปรียบเทียบพลังงานสะสมระหว่างในแกนแม่เหล็ก (w_{core}) และในอากาศ (w_{air}) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้งานใช้เอกสารนี้ในเชิงพาณิชย์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{core} = \frac{1}{2\mu} \cdot H_c^2 \quad (2.28)$$

$$W_{air} = \frac{1}{2\mu_0} \cdot H_g^2 \quad (2.29)$$

และเมื่อกำหนดให้ค่า $H_c = H_g$ จะเห็นได้ว่าพลังงานที่สะสมในแกนแม่เหล็กจะมีขนาดน้อยกว่าพลังงานที่สะสมในอากาศมากเพราะค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ของแกนแม่เหล็กจะมีค่ามากกว่าความซึมซาบสัมพัทธ์ของอากาศประมาณ 10-1000 เท่า จึงเป็นเหตุที่ว่าตัวเหนี่ยวนำซึ่งทำหน้าที่ในการสะสมพลังงานจำเป็นที่จะต้องมีช่องอากาศนั่นเอง อย่างไรก็ตามผลกระทบของการเพิ่มช่องอากาศจะได้แก่

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

2.5.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่ (high-frequency transformer design using area product design)

หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเป็นอุปกรณ์แม่เหล็กพื้นฐานที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า เช่น อินเวอร์เตอร์และแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิง เป็นต้น สำหรับในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่โดยเฉพาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิงและด้วยหลักการพื้นฐานเดียวกันสามารถประยุกต์ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานอื่นๆ ได้ วงจรพื้นฐานที่ใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิงจะได้แก่

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

โดยทั่วไปแล้วในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะนิยมใช้วิธีผลคูณพื้นที่ (area product) ซึ่งนิยามไว้ในสมการดังนี้

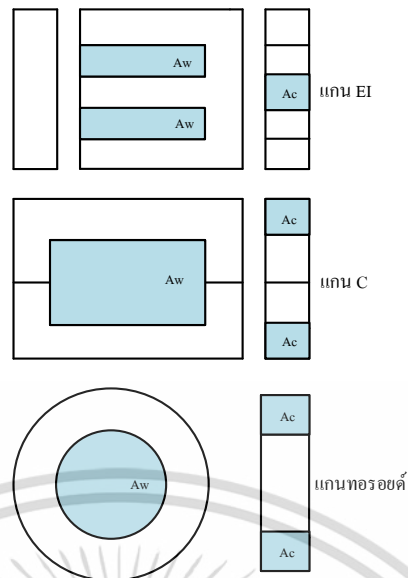
$$A_p = \text{area product} = \text{core cross section } (A_c) \times \text{window area } (A_w)$$

เมื่อ

- (A_c) คือ พื้นที่หน้าตัดแกน (core area)
- (A_w) คือ พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (window area)

เมื่อนิยาม A_c และ A_w ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 ตัวอย่างนิยาม A_c และ A_w สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ

จากสมการแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$E_{rms} = K_f E_{av} = K_f 4f B_m A_c \quad (2.30)$$

โดยที่

- K_f มีค่า 1 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยม
- K_f มีค่า 1.11 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันไซน์
- N คือ จำนวนรอบขดลวด
- f คือ ความถี่ (Hz)
- B_m คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (wb / m^2)
- A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (m^2)

จะได้ค่าจำนวนรอบด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ

$$N_1 = \frac{E_1}{4K_f A_c B_m f}, N_2 = \frac{E_2}{4K_f A_c B_m f} \quad (2.31)$$

กระแสไฟฟ้ามี่ค่าเท่ากับ

$$I = J \cdot \alpha_{wire} \quad (2.32)$$

โดยที่

J คือ ความหนาแน่นกระแส (A / m^2)

α_{wire} คือ พื้นที่หน้าตัดนำซึ่งกระแสไหลผ่าน (m^2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และกำหนดให้ขดลวดตัวนำด้านปฐมภูมิ (N_1) มีพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ a_1 และขดลวดตัวนำด้านทุติยภูมิ (N_2) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ a_2 ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ $N_1 a_1 + N_2 a_2$ ซึ่งในบางทฤษฎีพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดควรจะพอดีกับพื้นที่หน้าต่าง (window area : K_w) อย่างไรก็ตามในทฤษฎีขดลวดไม่ได้ประกอบด้วยตัวนำเท่านั้น แต่จะประกอบด้วยอย่างอื่นอีก เช่น ฉนวนของขดลวดกระดาช ฉนวนระหว่างขดลวดและช่องว่างอากาศเพื่อระบายความร้อน เป็นต้น และถ้า K_w คือ window utilization ซึ่งเป็นแฟกเตอร์ที่ใช้ในการขดเซยผลดังกล่าวและโดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$K_w A_w = N_1 a_1 + N_2 a_2 \quad (2.33)$$

แทนค่า $a_{wine} = I / J$ ลงในสมการที่ (2.49) จะได้

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 \quad (2.34)$$

โดยที่

I_1 คือ ค่าราคของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสด้านปฐมภูมิ (A)

I_2 คือ ค่าราคของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสด้านทุติยภูมิ (A)

N_1 คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_2 คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

แทนที่ N_1 และ N_2 ในสมการที่ (2.30) ลงในสมการที่ (2.34) จะได้

$$K_w A_w J = \frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{4 K_f A_c B_m f} \quad (2.35)$$

$$A_p = A_c A_w = \frac{[E_1 I_1 + E_2 I_2]}{4 J K_f K_w B_m f} \quad (2.36)$$

กรณีรูปคลื่นสัญญาณไซน์ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ (P_{02}) จะมีค่าเท่ากับ $P_{02} = E_2 I_2$ โดยที่ E_2 คือ ค่าราคของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิและจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านปฐมภูมิ (P_{01}) จะมีค่าเท่ากับ

$$P_{01} = E_1 I_1 = \frac{P_{02}}{\eta} \quad (2.37)$$

โดยที่

E_1 คือ ค่าราคของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ

η คือ ประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{02} [1 + \frac{1}{\eta}]}{4JK_f K_w B_m f} \quad (2.38)$$

โดยที่

P_{02} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ (w)

K_f คือ form factor (มีค่าเท่ากับ 1.11 สำหรับรูปคลื่นสัญญาณไซน์และเท่ากับ 1 สำหรับรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม)

K_w คือ window utilization factor

สมการที่ (2.37) แสดงให้เห็นว่าขนาดกำลังไฟฟ้าที่สามารถรองรับได้จะสัมพันธ์กับขนาดของหม้อแปลงไฟฟ้า นอกจากนั้นโดยทั่วไปทางปฏิบัติจะกำหนดให้ค่าประมาณเท่ากับ 0.3-0.4 และค่าความหนาแน่นกระแส (J) จะมีค่าประมาณเท่ากับ $3-5 A/mm^2$

ในการเลือกแกนแม่เหล็กที่มีใช้อยู่ทั่วไปให้เหมาะสมกับการใช้งานจะทำได้โดยการคำนวณหาค่า A_p ดังสมการที่ (2.38) เปรียบเทียบกับค่า A_p ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิตให้มากกว่า A_p ที่ได้จากการคำนวณ

2.6 สวิตช์กำลังและวงจรถับเกต

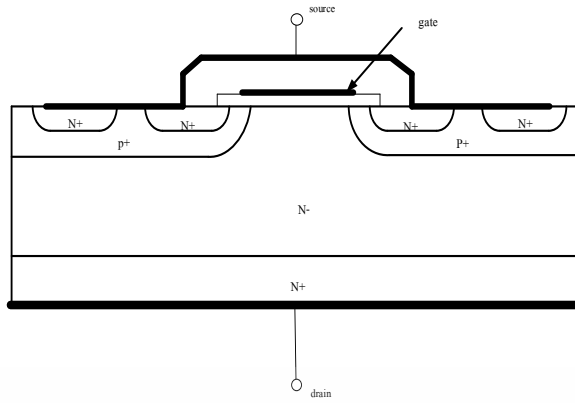
เทคโนโลยีการพัฒนา metal-oxide-semiconductor สำหรับวงจรมicroelectronic ได้ถูกพัฒนาอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการเลือกอุปกรณ์ที่เหมาะสมจึงต้องใช้ความรู้เกี่ยวกับคุณสมบัติคุณลักษณะเฉพาะและช่วงเวลาที่การทำงานให้เหมาะสม โดยพิจารณาได้จาก i-v characteristic ซึ่งเป็นสิ่งที่ผู้ออกแบบควรเลือกพิจารณาสัญลักษณ์ของตัวอุปกรณ์แบ่งเป็นแบบ P&N channel enhancement และ depletion ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่เหมาะสมกับการใช้งานความถี่สูงมากๆ พิกัดแรงดัน 600 V และ พิกัดกระแส 40 A

2.6.1 โครงสร้างของมอสเฟต

ประกอบด้วย gate, source และ drain terminal ตามแนวตั้ง ดังรูปที่ 2.24 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง

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 ขณะอุปกรณ์ทำงานเมื่อ gate และ source terminal มีแรงดันเท่ากัน ($v_{gs} = 0$) บริเวณ p-base จะยังคงไม่เปลี่ยนแปลงส่วนบริเวณ n-drift จะมีแรงดันตกเล็กน้อยจึงจำเป็นต้องอาศัยขา drain ที่สูงขึ้นมาค้ำไว้สำหรับกระแส drain-source (I_d) จะไหลไปตามช่องทางนำกระแสระหว่างบริเวณ n^+ และ n^- ไปยังบริเวณแพร่ p-base

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



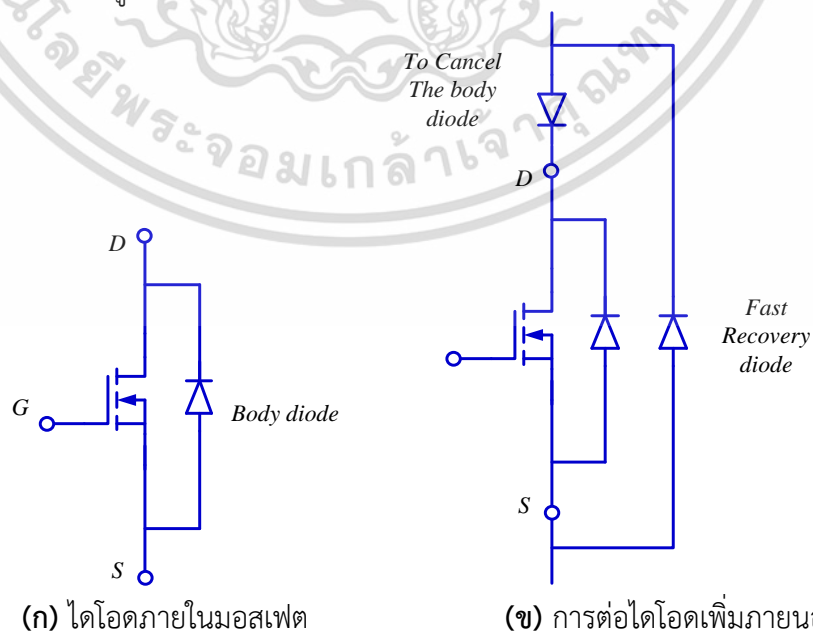
รูปที่ 2.24 ภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง

On-State Resistant

อุปกรณ์พวก bipolar จะต้องอาศัยกระแส base เพื่อควบคุมให้กระแสสามารถไหลผ่าน collector ของอุปกรณ์ได้ตามช่วงเวลาที่ต้องการ แต่มอสเฟตกำลังจะอาศัยแรงดันปริมาณเล็กน้อย ควบคุมตัวอุปกรณ์ โดยจะมีกระแสเข้ามาที่อุปกรณ์น้อยมากเป็นผลให้การควบคุมมอสเฟตโดยการกระจายแรงดันจะมีพลังงานที่สูญเสียต่ำกว่า BJT นอกจากนี้มอสเฟตยังเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานได้ในย่านความถี่สูง ซึ่งอาจสูงได้มากถึง MHz เมื่อเปรียบเทียบกับ BJT จะทำงานในย่านความถี่ต่ำกว่า แต่มีพิกัดทางไฟฟ้าสูงกว่ามอสเฟตและอุณหภูมิจะส่งผลต่อบริเวณรอยต่อของอุปกรณ์พวก BJT ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงได้ง่ายกว่าพวกมอสเฟต

Internal Body Diode

มอสเฟตกำลังในปัจจุบันจะมีไดโอดอยู่ภายในเชื่อมระหว่างขา drain และขา source ดังรูปที่ 2.25(ก) โดยไดโอดจะช่วยตอนกระแสที่ผ่านขา drain ไหลกลับทิศทาง ทำให้สวิตช์สามารถนำกระแสได้ 2 ทิศทาง ถึงแม้ว่าไดโอดภายในมอสเฟตจะสามารถทำงานตามพิกัดกระแสและแรงดันได้เพียงพอ แต่ในบางงานจำเป็นก็ต้องใช้ ultra-fast diode มาต่อภายนอกแบบขนานเพื่อสามารถลดเวลา recovery ของไดโอด ดังรูปที่ 2.25 (ข)



(ก) ไดโอดภายในมอสเฟต

(ข) การต่อไดโอดเพิ่มภายนอก

รูปที่ 2.25 โครงสร้างของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Internal capacitors

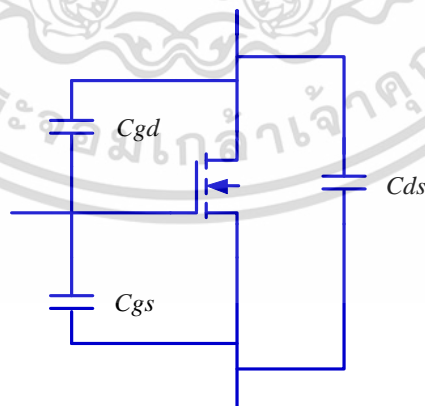
ภายใน terminal ทั้ง 3 ประกอบด้วย gate to source (C_{gs}), gate to drain (C_{gd}) และ Drain to source (C_{ds}) ดังรูปที่ 2.26 ซึ่งค่าความจุเหล่านี้ไม่เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไบอัส ในช่วงเวลาโมสเฟต Turn on ค่าของตัวเก็บประจุ C_{gd} และ C_{gs} จำเป็นต้องมีการอัดประจุผ่านทาง gate การออกแบบสัญญาณของวงจรควบคุมจำเป็นต้องพิจารณาค่าความเปลี่ยนแปลงของค่าความจุเหล่านี้ ค่าความจุแฝงภายในโมสเฟตจะอยู่ในเทอมของ C_{iss} , C_{oss} และ C_{rss} ที่ระบุอยู่ใน data sheet

$$\begin{aligned} C_{gd} &= C_{rss} \\ C_{gs} &= C_{iss} - C_{rss} \\ C_{ds} &= C_{oss} - C_{rss} \end{aligned} \quad (2.39)$$

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 drain และ source

ค่าความจุในโมสเฟตทั้ง C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} ไม่เป็นเชิงเส้นกับฟังก์ชันการทำงานของแรงดันไบอัส การเปลี่ยนแปลงใน C_{oss} และ C_{iss} เป็นตัวสำคัญเพื่อให้แรงดัน drain to source สลับกันลดลงเป็นศูนย์ จุดประสงค์เพื่อให้วงจรควบคุมสามารถสั่งให้โมสเฟต Turn on และ Turn off ได้โดยการอัดประจุที่ขา gate to source และ gate to drain ในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จุดประสงค์ของการทำงานที่ความถี่สูงมากๆ ก็เพื่อเป็นการลดขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ ซึ่งโมสเฟตในปัจจุบันสามารถตอบสนองได้ดีอีกทั้งมีค่าสูญเสียในช่วงเวลานำกระแสต่ำ แต่ยังมีพิกัดกำลังไม่สูงมากนัก ซึ่งในอนาคตการพัฒนาโมสเฟตให้สามารถตอบสนองได้ทุกความต้องการก็ยิ่งทำให้โมสเฟตมีความสำคัญในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากยิ่งขึ้น



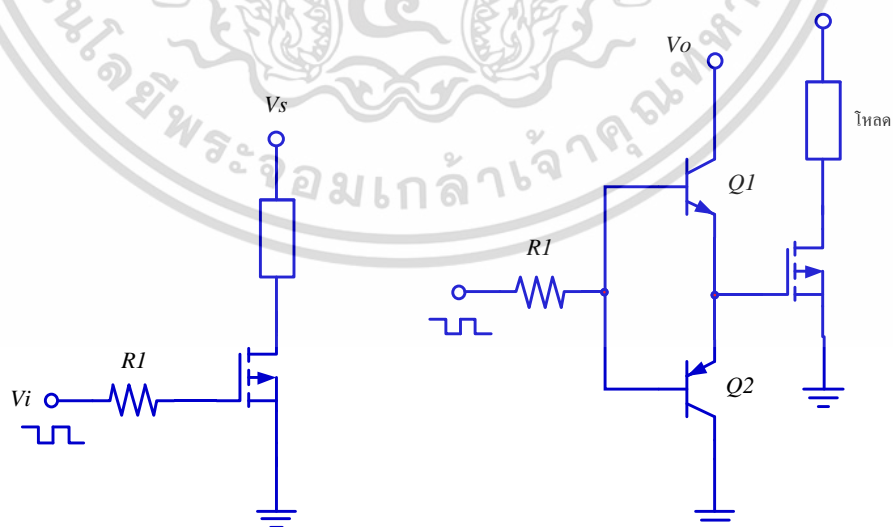
รูปที่ 2.26 วงจรสมมูลของโมสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 การออกแบบวงจรขับเกตสำหรับมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลังเป็นสวิทช์ที่ควบคุมแรงดัน ทำให้ง่ายต่อการควบคุมให้เริ่มนำกระแสหรือหยุดนำกระแส มอสเฟตกำลังจะนำกระแสก็ต่อเมื่อแรงดันตกรวมขาเกตเทียบกับขาซอล (V_{GS}) มีค่าสูงกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเป็นผลให้มอสเฟตกำลังเข้าสู่การทำงานโหมดโอห์มมิก (ohmic region) โดยทั่วไปแรงดัน (V_{GS}) เพื่อให้เป็นสวิทช์เริ่มนำกระแสจะมีค่าระหว่าง 10-20 โวลต์ และเพื่อให้สวิทช์ไม่นำกระแสสามารถทำได้โดยให้แรงดัน (V_{GS}) มีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มและในขณะที่สวิทช์นำกระแสและไม่นำกระแส กระแสที่ป้อนเข้าขาเกตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ความเร็วในการสวิทช์หาได้จากความเร็วในการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นด้านขาเข้าของมอสเฟตกำลัง (parasitic input capacitance) ซึ่งตัวเก็บประจุจะต้องทำการสะสมประจุเพื่อให้สวิทช์นำกระแสและต้องทำการคายประจุเพื่อให้สวิทช์ไม่นำกระแส

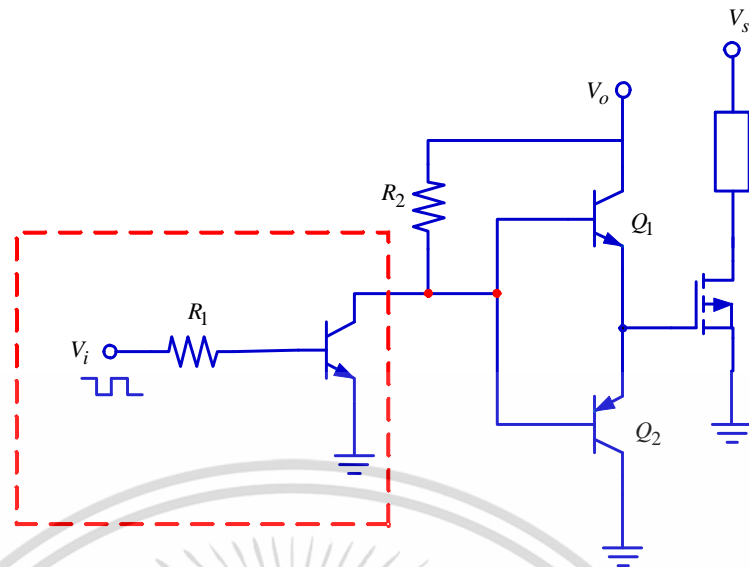
วงจรขับเกตของมอสเฟตกำลังจะต้องสามารถจ่ายกระแสและดึงกระแสได้อย่างรวดเร็วเพื่อจะให้มอสเฟตกำลังสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ดังรูปที่ 2.27 (ก) ตัวอย่างของวงจรขับที่ใช้ในการขับมอสเฟตกำลัง ซึ่งไม่เหมาะกับงานที่ต้องการความถี่สวิทช์สูงๆ นอกจากนั้นถ้าสัญญาณด้านเข้าได้รับแรงดันจากอุปกรณ์ลอจิกดิจิทัลแรงดันต่ำ (low voltage digital logic device) แรงดันด้านออกอาจไม่เพียงพอที่จะขับให้มอสเฟตกำลังนำกระแสได้ จึงต้องมีการปรับปรุงวงจรขับ ดังรูปที่ 2.27(ข) ด้วยการใช้คู่ของวงจรมิตเตอร์ตาม (double emitter follower) หรือโทเท็มโพล (totem pole) ซึ่งเป็นวงจรที่ประกอบด้วยคู่อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ NPN และ PNP สำหรับการทำงานของวงจรขับเกต เมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับเกตมีค่าสูง ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเริ่มนำกระแสและทรานซิสเตอร์ Q_2 ไม่นำกระแส เป็นผลทำให้มอสเฟตกำลังเริ่มนำกระแสและเมื่อแรงดันด้านเข้าของวงจรขับเกตมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะไม่นำกระแสและทรานซิสเตอร์ Q_2 จะนำกระแส ซึ่งเป็นการย้ายประจุจากขาเกตเป็นผลทำให้มอสเฟตกำลังเริ่มหยุดนำกระแสได้ นอกจากนั้นสัญญาณด้านเข้าอาจมาจากวงจรถอเล็กเตอร์แบบเปิด (open collector TTL) ที่ประกอบด้วยโทเท็มโพล ซึ่งจะเป็นบัฟเฟอร์ (buffer) สำหรับแหล่งจ่ายกระแส (source) และดึงกระแส (sink) ที่ขาเกต ดังรูปที่ 2.27(ค)



(ก) วงจรขับเกตของมอสเฟตกำลัง

(ข) วงจรขับเกตแบบโทเท็มโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

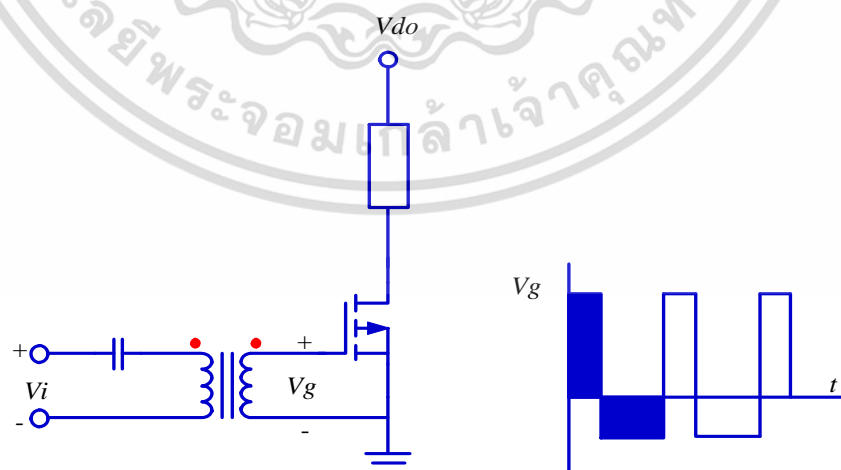


(ค) ไอซีของวงจรขับเคลื่อนที่มีบัฟเฟอร์แบบโทเต็มโพล

รูปที่ 2.27 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังแบบต่างๆ

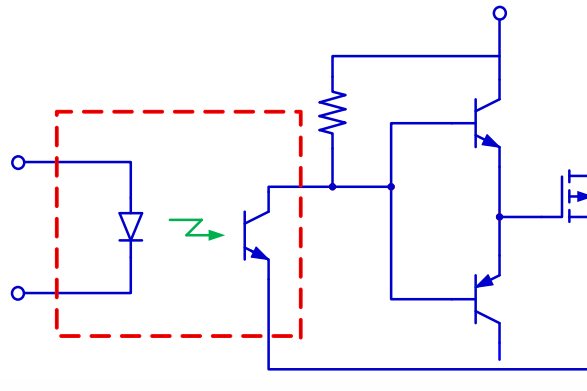
2.6.3 การแยกจากกันทางไฟฟ้า (electrical isolation) ระหว่างมอสเฟตกับวงจรควบคุม (control circuit)

โดยมากจะมีความจำเป็นเพราะระดับแรงดันที่แตกต่างกันอย่างมากระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง (power circuit) สำหรับวงจรที่ใช้ในการแยกจากกันทางไฟฟ้าโดยมากจะได้แก่ แบบการเชื่อมต่อทางแม่เหล็ก (magnetically coupled) และการเชื่อมต่อทางแสง (optically coupled) ดังรูปที่ 2.28(ก) วงจรควบคุมและวงจรกำลังที่แยกจากกันทางไฟฟ้าโดยอาศัยการเชื่อมต่อทางแม่เหล็กด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับหม้อแปลงไฟฟ้าจะใช้สำหรับป้องกันไฟฟ้ากระแสตรงหรือดีซีออฟเซต (dc offset) ดังรูปที่ 2.28(ข) และรูปที่ 2.28(ค) ตามลำดับ



(ก) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุม (ข) แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรกำลังด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลังด้วยการเชื่อมต่อทางแสง

รูปที่ 2.28 การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรมอสเฟตกับวงจรควบคุม

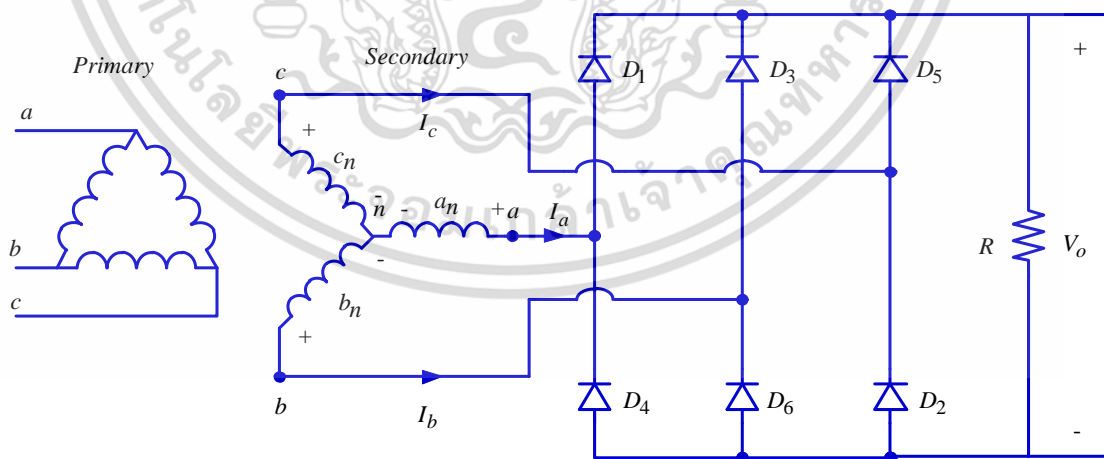
2.7 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส

วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบบริดจ์จะใช้กับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงๆ และจะให้รูปคลื่นที่เรียกว่าเป็นฟูลเวฟ โดยจะมียอดคลื่น 6 ยอด ลูกคลื่นต่อเนื่องกันคาบเวลา ซึ่งจะทำให้ได้ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีริบเบิลน้อยมาก สามารถหาค่าค่าคาปาซิเตอร์ที่มีค่าไม่สูงนัก ทำหน้าที่ฟิลเตอร์ก็ได้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่มีริบเบิล

$$V_{an} = V_m \sin(\omega t) \quad (2.40)$$

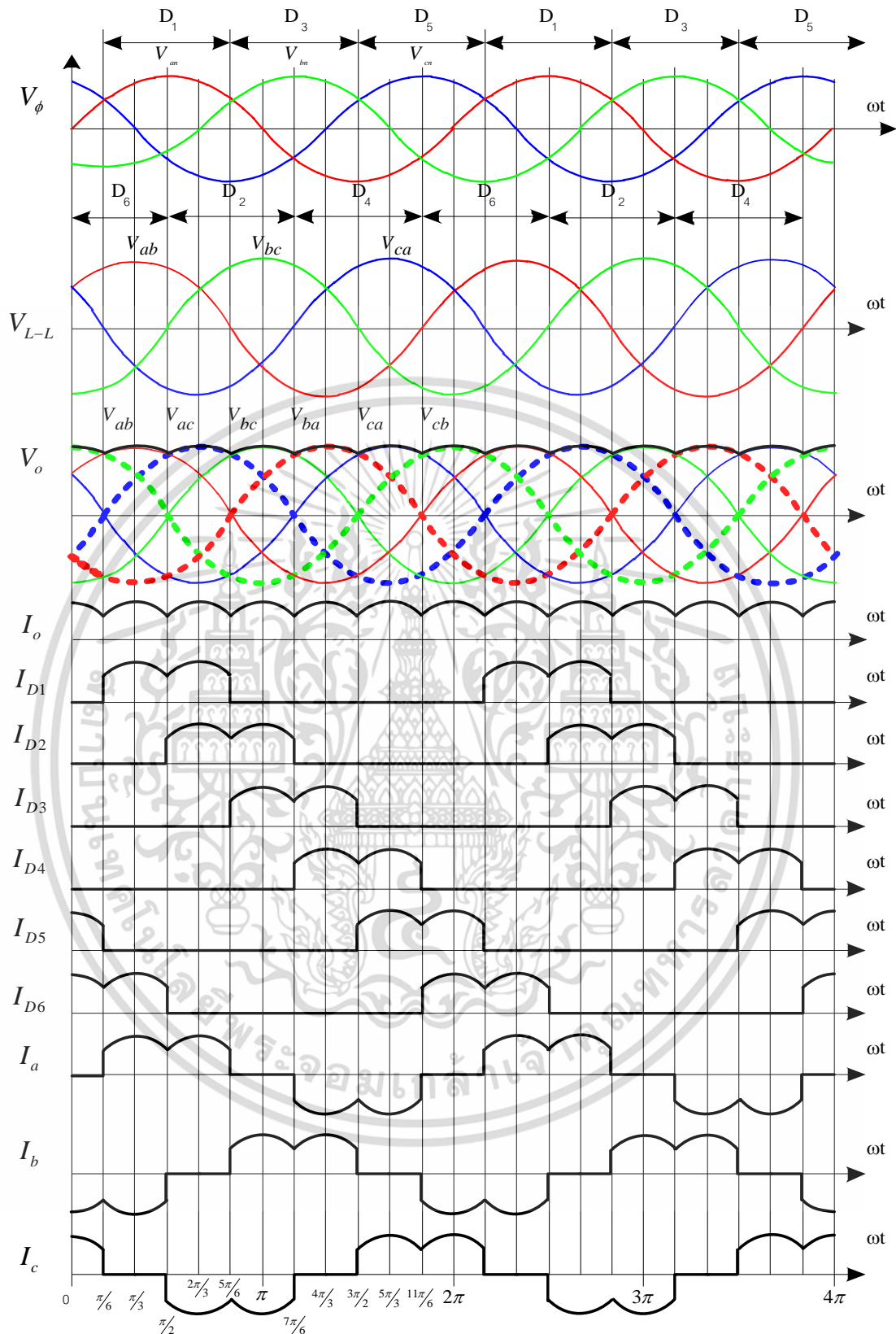
$$V_{bn} = V_m \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$V_{cn} = V_m \sin(\omega t - 240^\circ)$$



รูปที่ 2.29 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 วงจรเรียงกระแสเต็มบริดจ์แบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตไม่ได้ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำกระแสของไดโอดแต่ละตัวจะมีเวลาในการนำกระแส 120° และการนำกระแสของไดโอดแต่ละครั้งจะนำกระแสกันเป็นคู่แต่ละคู่จะนำกระแส 60° ซึ่งหากใช้สัญญาณลูกคลื่น V_{ab} เป็นสัญญาณอ้างอิงก็将会เห็นว่าไดโอด D_1 และ D_2 นำกระแสพร้อมกันที่มุม $0 - \frac{\pi}{3}$ ไดโอด D_3 และ D_2 นำกระแสพร้อมกันที่มุม $\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$ ซึ่งสามารถสรุปเป็นตารางดังนี้

ตารางที่ 2.4 การนำกระแสของไดโอด

คู่ของไดโอดที่นำกระแส	มุมนำกระแสของไดโอด
$D_1 - D_2$	$0 - \frac{\pi}{3}$
$D_3 - D_2$	$\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$
$D_3 - D_4$	$\frac{2\pi}{3} - \pi$
$D_5 - D_4$	$\pi - \frac{4\pi}{3}$
$D_5 - D_6$	$\frac{4\pi}{3} - \frac{5\pi}{3}$
$D_1 - D_6$	$\frac{5\pi}{3} - 2\pi$

แรงดันเฉลี่ยด้านเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดสามารถหาได้ดังนี้

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos \omega t \quad (2.41)$$

$$\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1.654V_m$$

แรงดัน rms ที่โหลดสามารถหาได้ดังนี้

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} 3V_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.42)$$

$$= \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2} V_m = 1.6554 V_m$$

ถ้าโหลดเป็นความต้านทานอย่างเดียว ยอดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอด

$$I_m = \frac{\sqrt{3}V_m}{R} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

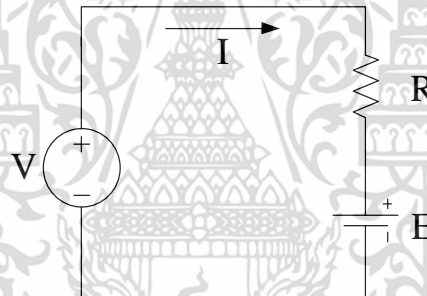
และสามารถหากระแส rms ทางด้านอินพุทของไดโอดดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_s &= \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} \\
 &= 0.7804 I_m
 \end{aligned}
 \tag{2.44}$$

2.8 หลักการอัดประจุแบตเตอรี่

2.8.1 หลักการพื้นฐานของการอัดประจุแบตเตอรี่

การอัดประจุแบตเตอรี่คือ การจ่ายพลังงานไฟฟ้าเข้าสู่แบตเตอรี่โดยการจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่สูงกว่าแรงดันที่ตกคร่อมขั้วแบตเตอรี่ ทำให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าเข้าสู่แบตเตอรี่โดยขนาดของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าสู่แบตเตอรี่สามารถกำหนดได้โดยความต่างศักย์ของแรงดันไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงกับแรงดันไฟฟ้าคร่อมขั้วแบตเตอรี่



รูปที่ 2.31 หลักการพื้นฐานของการอัดประจุแบตเตอรี่

จากรูปที่ 2.31 จึงทำให้ได้สมการการอัดประจุแบตเตอรี่ ดังนี้

$$V = E + IR \tag{2.45}$$

และเมื่อต้องการหาค่ากระแสที่ไหลเข้าสู่แบตเตอรี่ หาได้ดังนี้

$$I = \frac{V - E}{R} \tag{2.46}$$

โดยที่

V คือ ค่าระดับแรงดันไฟฟ้าที่อัดเข้าสู่แบตเตอรี่

E คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่

I คือ ค่ากระแสไฟฟ้าที่อัดเข้าสู่แบตเตอรี่

R คือ ค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

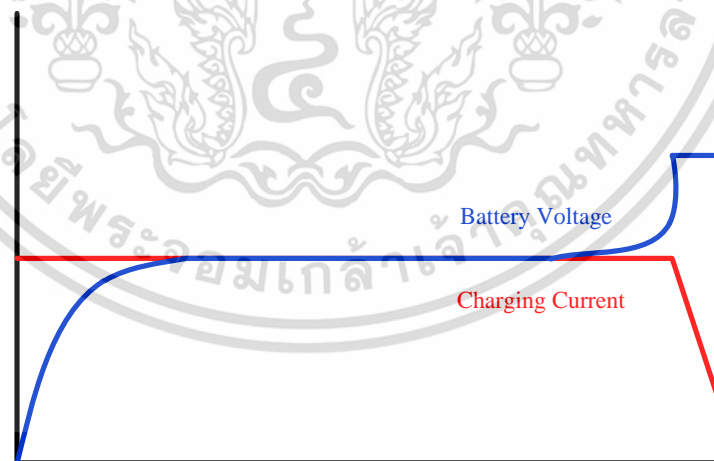
จากรูปที่ 2.31 และสมการข้างต้น สามารถอธิบายได้ว่ากระแสจะไหลเข้าแบตเตอรี่ได้ เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการอัดประจุมากกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขั้วแบตเตอรี่ โดยความต้านทานภายในของแบตเตอรี่มีค่าน้อยมาก ซึ่งมีหน่วยเป็นมิลลิโอห์ม แต่ค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่จะมีค่ามากขึ้นเมื่อแบตเตอรี่มีพลังงานลดลงหรือเริ่มมีการเสื่อมสภาพ

2.8.2 ประเภทของการอัดประจุแบตเตอรี่

จะแบ่งออกเป็น 3 แบบ คือ

1) การอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่ (Constant Current charging)

การอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่ ดังรูปที่ 2.32 นับว่าเป็นการอัดประจุที่ใช้ระยะเวลาในการอัดประจุน้อยกว่าแบบแรงดันไฟฟ้าคงที่ เพราะการอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่ จะถูกจำกัดปริมาณการอัดประจุของกระแสไฟฟ้าจากเครื่องอัดประจุเข้าวงจรแบตเตอรี่เป็นจำนวนแอมแปร์ ชั่วโมง ดังนั้นแบตเตอรี่จะได้รับกระแสไฟฟ้าในการอัดประจุเป็นไปตามที่กำหนด ถ้ากระแสไฟฟ้าที่อัดประจุแบตเตอรี่มีค่าสูงขึ้นจะทำให้เวลาในการอัดประจุน้อยลง แต่ถ้าหากกระแสไฟฟ้าในการอัดประจุสูงเกินไปก็จะเกิดความเสียหายขึ้นกับตัวแบตเตอรี่นั้นคือ ความร้อนที่เกิดขึ้นภายในเซลล์แบตเตอรี่จะสูงขึ้นตามปริมาณของกระแสที่อัดประจุและในที่สุดแผ่นธาตุของแบตเตอรี่ที่เป็นวัสดุแอคทีฟ (Active material) ของเซลล์แบตเตอรี่จะเกิดการคองแตกหรือเกิดรอยร้าวอันเนื่องมาจากความร้อนนี้ และถ้าเซลล์แบตเตอรี่เกิดความร้อนสูงกว่าปกติมาก จะทำให้เซลล์แบตเตอรี่เกิดการระเบิดได้ การอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่มีข้อดีคือ จะทำให้เซลล์ทุกเซลล์ในชุดของแบตเตอรี่ได้รับการอัดประจุกระแสไฟฟ้าในสัดส่วนเท่าๆ กันทุกเซลล์ตลอดชุดของแบตเตอรี่ ซึ่งในการอัดประจุด้วยกระแสไฟฟ้าคงที่ทำให้การคำนวณหาความจุของแบตเตอรี่ง่ายและสะดวก เช่น แบตเตอรี่ที่มีความจุขนาด 35 แอมป์ชั่วโมง ต้องการอัดประจุในเวลา 5 ชั่วโมง จะต้องใช้กระแสไฟฟ้าในการอัดประจุเท่ากับ 7 แอมป์



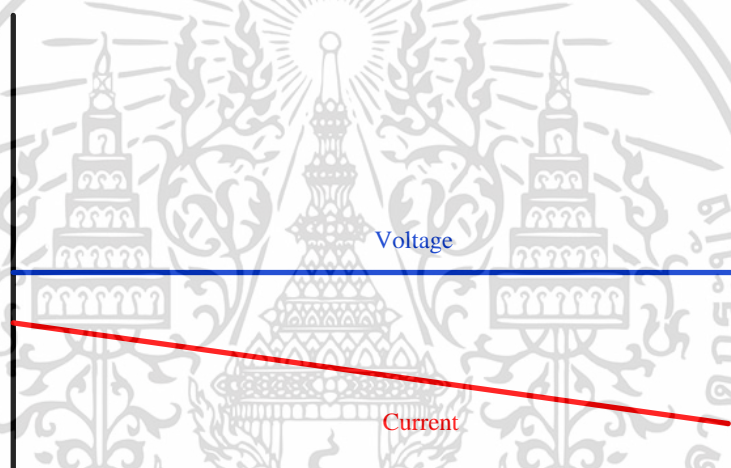
รูปที่ 2.32 คุณลักษณะของการอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่

2) การอัดประจุแบบแรงดันไฟฟ้าคงที่ (Constant voltage)

การอัดประจุแบบแรงดันไฟฟ้าคงที่ ดังรูปที่ 2.33 จะใช้เวลาในการอัดประจุมากกว่าการอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่ ระยะเวลาในการอัดประจุนั้นจะขึ้นอยู่กับความสามารถของเครื่องอัดประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจวบที่จะจ่ายกระแสไฟฟ้าออกมาอย่างวงจรแบตเตอรี่ได้มากน้อยเท่าใด โดยทั่วไปเครื่องอัดประจุจะต้องจ่ายกระแสไฟฟ้าออกมาได้ 50% ของค่าความจุของแบตเตอรี่ที่นำมาทำการอัดประจุ แต่ในการอัดประจุจะต้องมีการจำกัดกระแสไฟฟ้าเพื่อป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินจนทำให้แบตเตอรี่เสื่อมด้วยการอัดประจุแบตเตอรี่โดยระบบแรงดันไฟฟ้าคงที่ทำได้โดยการใช้เครื่องอัดประจุเป็นตัวกำเนิดแรงดันไฟฟ้าขึ้นมาแล้วป้อนเข้าแบตเตอรี่ แต่การกำเนิดแรงดันไฟฟ้าจากเครื่องอัดประจุอาจมีแรงดันไฟฟ้าที่ไม่คงที่ตลอดเวลา จึงจำเป็นที่จะต้องมิตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าให้คงที่เรียกว่า วงจรเร็กกูเลเตอร์แรงดัน (Voltage regulator) ถ้าหากวงจรเร็กกูเลเตอร์เสียจะทำให้แบตเตอรี่ได้รับแรงดันไฟฟ้าที่ไม่ถูกต้องก็จะเกิดความเสียหายได้ ในการอัดประจุโดยทั่วๆ ไปนั้น การตั้งวงจรเร็กกูเลเตอร์ว่าจะมีค่าแรงดันเท่าใดให้ดูคู่มือของแบตเตอรี่นั้นๆ เป็นหลักในกรณีที่ไม่มีหนังสือข้อมูลให้ใช้หลักการดังนี้คือ ให้ใช้จำนวนแรงดันไฟฟ้าในการอัดประจุต่อเซลล์คูณด้วยจำนวนเซลล์ของแบตเตอรี่ที่ทำการอัดประจุ เช่น แบตเตอรี่ 24 เซลล์ จะปรับแต่งแรงดันไฟฟ้าของเครื่องอัดประจุเท่ากับ 2.3×24 เท่ากับ 56 โวลต์ ขณะที่ทำการอัดประจุปกติ



รูปที่ 2.33 คุณลักษณะของการอัดประจุแบบแรงดันไฟฟ้าคงที่

3) การอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่และแรงดันไฟฟ้าคงที่ (Constant Current -Constant Voltage)

วิธีนี้บางที่เรียกว่าแบบสองขั้นตอน (Two-step) หรือ แบบสองอัตรา (Two-step) เกิดจากการนำข้อดีของ 2 วิธีมารวมกันคือ การอัดประจุแบบกระแสไฟฟ้าคงที่กับการอัดประจุแบบแรงดันไฟฟ้าคงที่เข้าด้วยกัน โดยกระบวนการอัดประจุจะแบ่งเป็น 3 ระยะ คือ

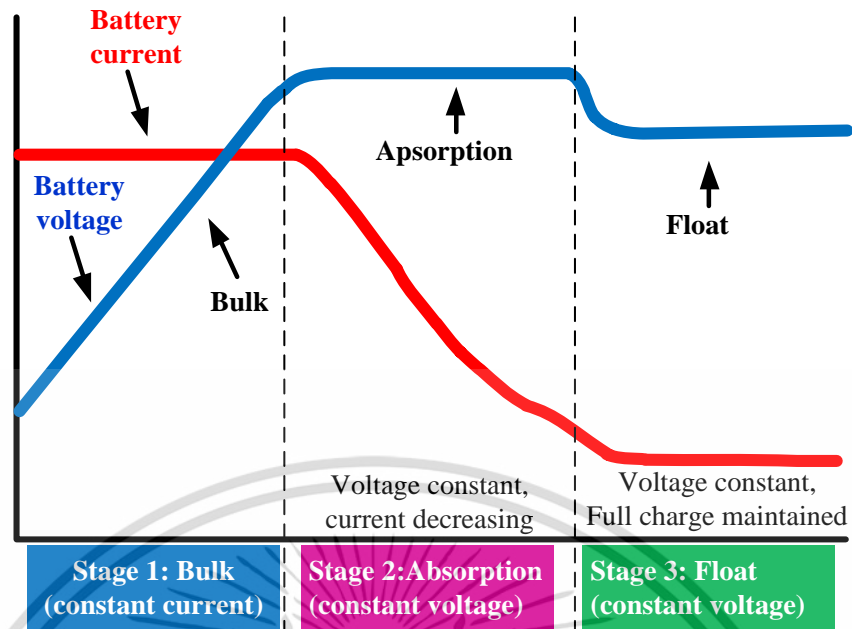
ระยะที่ 1 : การอัดประจุด้วยกระแสไฟฟ้าเต็มที (current limit) จนเซลล์แบตเตอรี่ได้ค่าความต่างศักย์ที่กำหนดไว้ (ใกล้เต็ม) ระยะนี้เหมือนเป็นการอัดประจุในอัตราเร่ง

ระยะที่ 2 : การอัดประจุให้เซลล์แบตเตอรี่แต่ละเซลล์ถึงระดับความต่างศักย์สูงสุด (maximum voltage limit) คล้ายๆ กับการค่อยๆ เต็มประจุ ในระยะนี้กระแสไฟฟ้าของเครื่องอัดประจุที่เข้าเซลล์จะลดลงและจะตัดการอัดประจุเมื่อกระแสไฟฟ้าต่ำกว่า 3% ของอัตรากระแสเฉลี่ย

ระยะที่ 3 : การชาร์จแบบเติมเต็มเป็นครั้งๆ (occasional topping charge) เป็นการเติมประจุเป็นครั้งคราวเพื่อให้แบตเตอรี่เต็ม 100% อยู่ตลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



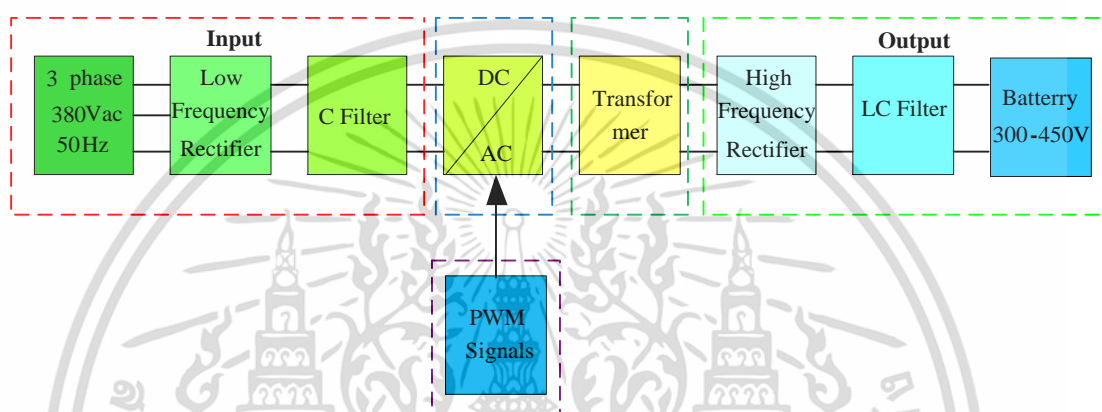
รูปที่ 2.34 กราฟคุณลักษณะของการอัดประจุแบบกระแสและแรงดันไฟฟ้าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการการทำงานและการออกแบบวงจร

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการการทำงานและการออกแบบของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ ซึ่งจะเป็นการนำทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องมาใช้ โดยจะได้กล่าวถึงส่วนประกอบของวงจรการวิเคราะห์โหมดการทำงาน ขั้นตอนการออกแบบของวงจรกำลัง วงจรควบคุมของวงจรและภาคส่วนต่างๆ ที่ได้ทำการนำเสนอ โดยรายละเอียดแต่ละหัวข้อมีดังนี้

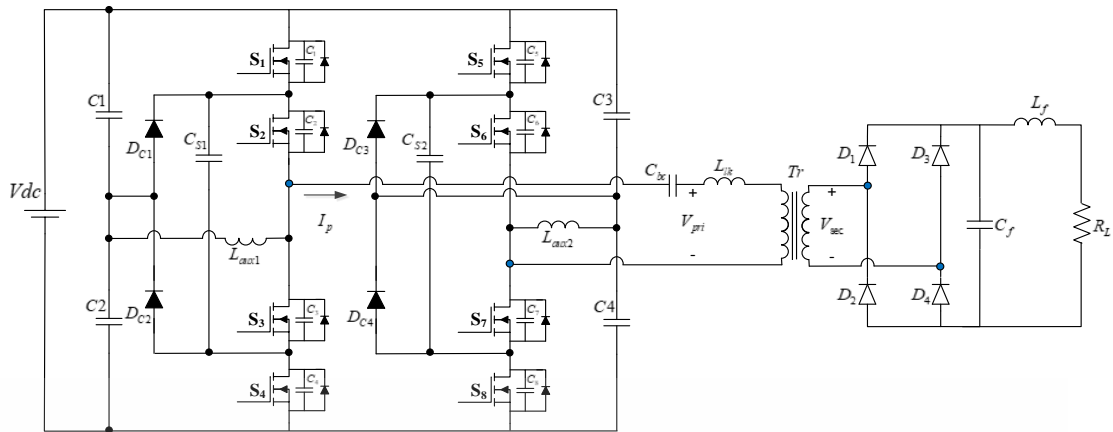


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะแบ่งเป็น 5 ส่วน คือ ส่วนของอินพุตไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้า 380 Vac 50 Hz ส่งผ่านวงจร AC to DC 3 phase Full Bridge Rectifier ความถี่ต่ำ ส่วนที่สองเป็นส่วนของวงจร Three Level Full Bridge DC/AC ส่วนที่สามเป็นส่วนของวงจรคอนโทรล ส่วนที่สี่เป็นส่วนของหม้อแปลงความถี่สูง และส่วนสุดท้ายเป็นส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ AC to DC Full Bridge Rectifier ความถี่สูง ซึ่งการทำงานของวงจรจะจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสผ่านวงจรเรียงกระแสสามเฟสเพื่อให้ได้ไฟ DC มาคอนโทรลและแปลงเป็นไฟ AC อีกครั้ง จากนั้นจะส่งผ่านไปยังหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบ Step Down ผ่านไปยังวงจรเรียงกระแสความถี่สูงด้านออกเพื่อชาร์จแบตเตอรี่ DC แรงดันสูง

3.1 หลักการทำงานของวงจร

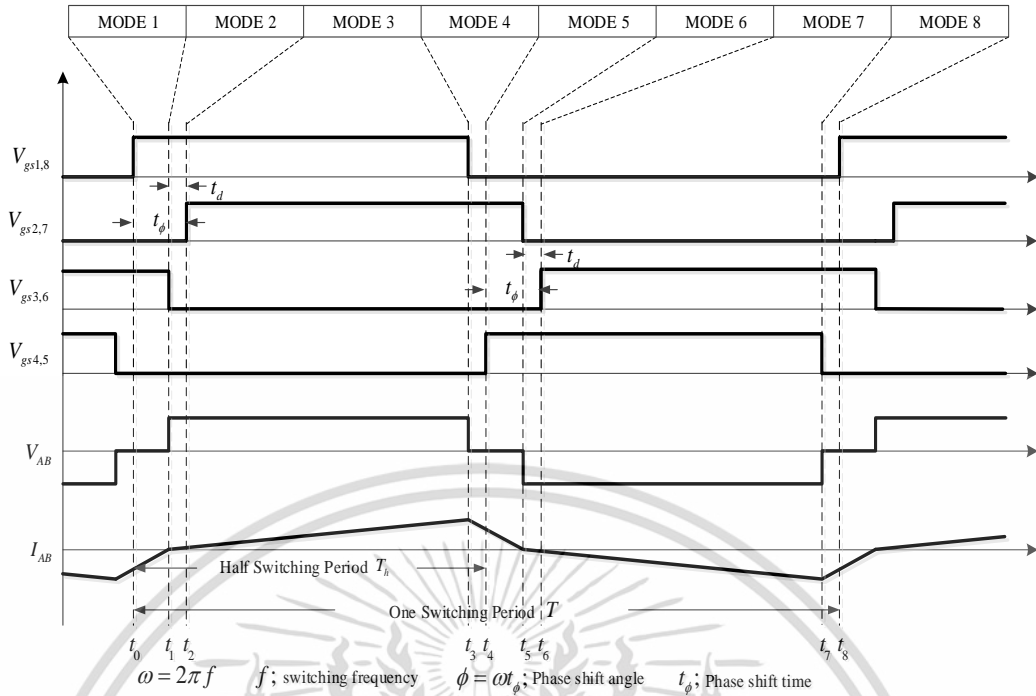
ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่จะนำมาใช้ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้งานวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM โดยการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเข้าสู่มอเตอร์แล้วแปลงกลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงด้านออก



รูปที่ 3.2 วงจรตีซึทูตีซึคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

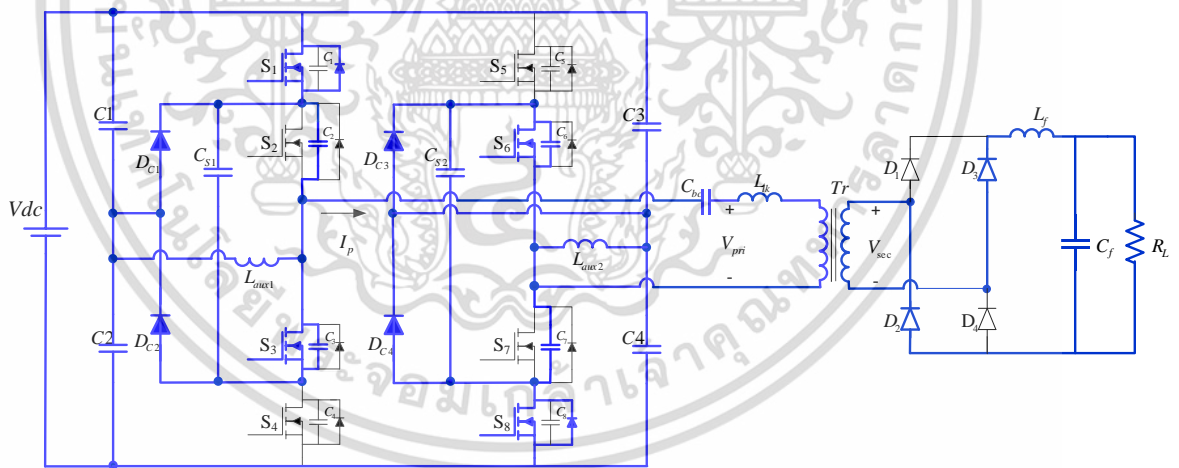
โดยรูปที่ 3.2 แสดงองค์ประกอบของตัวแปลงผันกำลังที่ได้นำเสนอซึ่งเชื่อมต่อกับแรงดันไฟฟ้าเข้า DC (V_{dc}) อินเวอร์เตอร์สามระดับ (กึ่ง A และกึ่ง B) มี 2 กิ่งที่รับแรงดันไฟฟ้าที่แบ่งจากตัวเก็บประจุ ($C_1 - C_4$) แต่ละกิ่งประกอบด้วยอุปกรณ์เดียวกันเช่น 4 MOSFETs ($S_1 - S_4$), ไดโอด 2 ตัว (D_{c1} และ D_{c2}), ตัวเก็บประจุ (C_{s1}) และตัวเหนี่ยวนำช่วย (L_{aux1}) ที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะใช้หม้อแปลงความถี่สูง (Tr) เพื่อปรับแรงดันไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์ที่ด้านเข้าหลักของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะมีตัวเก็บประจุ C_{bc} (Blocking Capacitor) จะเชื่อมต่อกันเป็นชุดพร้อมตัวเหนี่ยวนำการรั่วไหล (L_{lk}) ในขณะที่ด้านออกของหม้อแปลงก็จะมีไดโอดเรียงกระแส ($D_1 - D_4$) สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้าตีซึซึออก ส่วนสุดท้ายที่ด้านเอาต์พุตมีตัวกรอง LC สำหรับการกรองรูปคลื่นสัญญาณขาออกที่ถูกแก้ไขก่อนที่จะจ่ายให้กับโหลดความต้านทาน (Resistive Load R_L) ต่อไป

สำหรับโหมดการทำงานของวงจรตีซึทูตีซึคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิตซ์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM นั้นแบ่งได้ทั้งหมดเป็น 8 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลซึ่งสามารถอธิบายการทำงานของแต่ละโหมดได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 สัญญาณการทำงานวงจรตีชัตติช็อคคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

โหมดช่วงการทำงานที่ 1 ($t_0 \leq t < t_1$)



รูปที่ 3.4 โหมดช่วงการทำงานที่ 1 ($t_0 \leq t < t_1$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

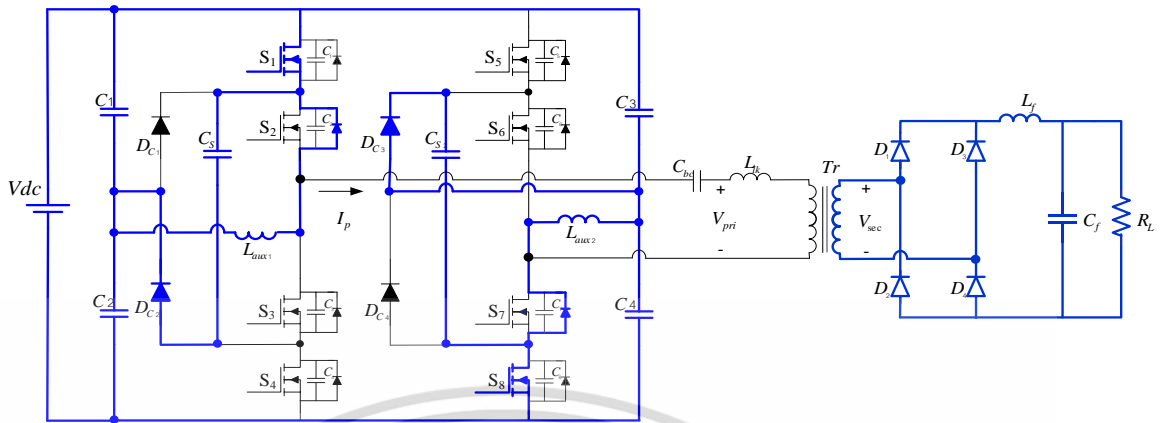
ในช่วงเวลานี้สวิตช์ S_1 และ S_8 อยู่ในสถานะเริ่มต้นภายใต้เงื่อนไข ZVS ซึ่งทำงานต่อเนื่องมาจากโหมด 8 ในขณะที่สวิตช์ S_3 และ S_6 ยังคงทำงานอยู่ในช่วงเวลา t_0 ถึง t_1 โดยในช่วงนี้จะมีกระแสสูงสุดที่ไหลหมุนเวียนผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} พร้อมกับไดโอด D_{C2} และ D_{C3} ซึ่งจะมีกระแสปล่อยอย่างต่อเนื่องและจะหยุดในช่วงเวลา t_1 โดยตัวเก็บประจุที่ S_3 และ S_6 จะเริ่มถูกชาร์จเพื่อให้การทำงานของสวิตช์ดังกล่าวเข้าสู่โหมดหยุดนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS และไม่มีแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงคร่อมที่หม้อแปลง $V_{pri} = 0$ ดังนั้นยังคงมีกระแสไหลผ่านไดโอด

เรียงกระแส D_2 และ D_3 ไปยังโหลดเช่นเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดช่วงการทำงานที่ 2 ($t_1 \leq t < t_2$)



รูปที่ 3.5 โหมดช่วงการทำงานที่ 2 ($t_1 \leq t < t_2$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

เวลาช่วงสวิตช์ S_2 และ S_7 จะได้รับสัญญาณเริ่มทำงานกระแสจะไหลผ่านไดโอดข้าม S_2 และ S_7 เพื่อให้สวิตช์เริ่มทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 ช่วงเวลาดังกล่าวกระแสยังคง $I_p = 0$ แต่ยังมีกระแสไหลหมุนเวียนผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} ในขณะที่สวิตช์ S_3 และ S_6 หยุดทำงานภายใต้เงื่อนไข ZCS เนื่องจากช่วงเวลานี้สั้นมาก ทำให้แรงดันที่ตกคร่อม C_{b0} ซึ่งถือได้ว่าเป็นค่าคงที่ตลอดระยะเวลา โดยแหล่งจ่ายแรงดัน V_{dc} ในช่วงเวลานี้ไม่ได้จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด แต่จะเริ่มมีแรงดันตกคร่อมที่หม้อแปลงตั้งสมการที่ 3.1

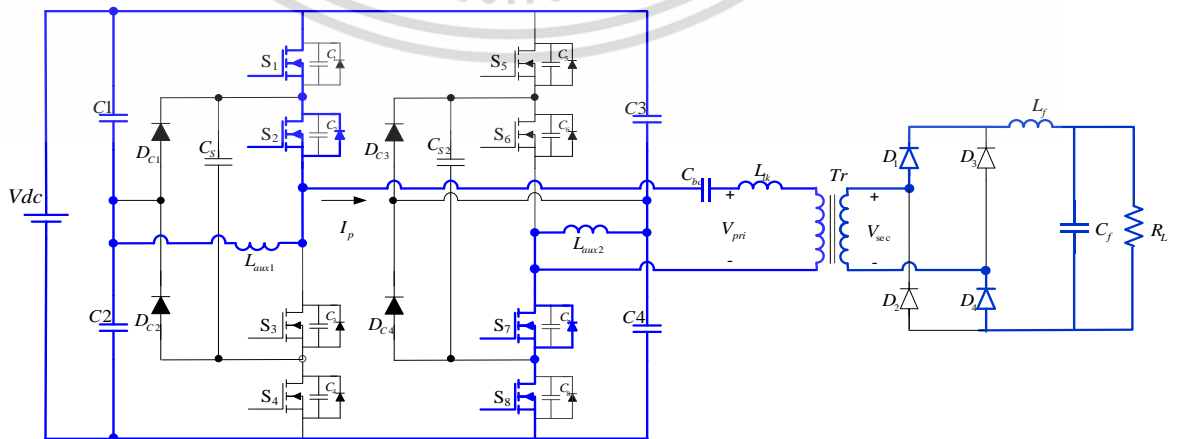
$$V_{sec} = \frac{+V_{dc}}{n} \tag{3.1}$$

ดังนั้นจะมีกระแส freewheels ไหลผ่านไดโอดของวงจรเรียงกระแสด้านออก $D_1 - D_4$ ทั้ง 4 ตัวโดยมีแรงดันด้านทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ

$$n = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{I_o}{I_p} \tag{3.2}$$

$$V_{sec} = \frac{V_{pri}}{n} \tag{3.3}$$

โหมดช่วงการทำงานที่ 3 ($t_2 \leq t < t_3$)



รูปที่ 3.6 โหมดช่วงการทำงานที่ 3 ($t_2 \leq t < t_3$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

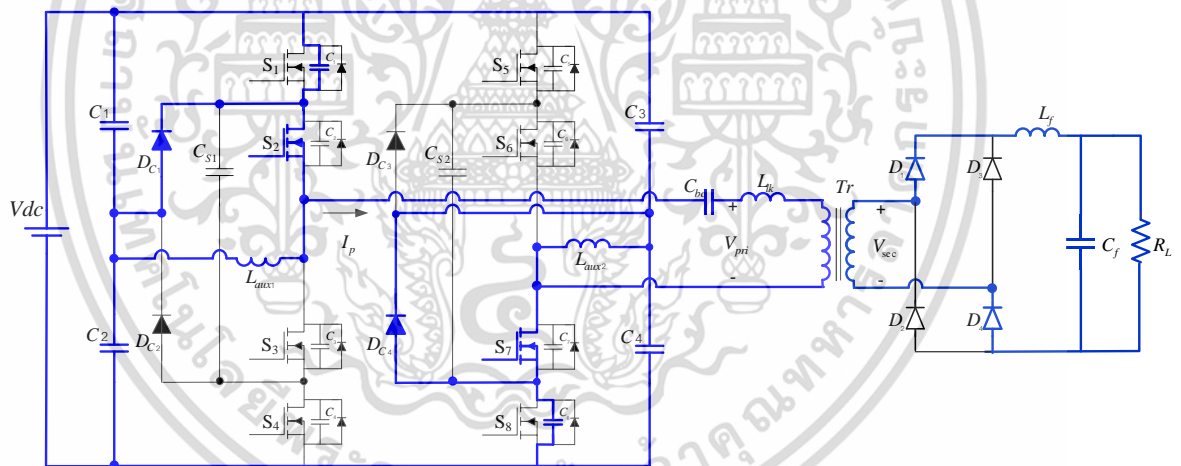
ต่อเนื่องจากโหมด 2 เมื่อ freewheeling mode สิ้นสุดลงและไดโอด D_2 และ D_3 หยุดนำกระแสจะเห็นได้ว่าสวิตช์ S_1, S_2, S_7 และ S_8 อยู่ในช่วงนำกระแส ดังนั้นกระแสจะไหลเข้าสู่วงจรอย่างสมบูรณ์ผ่านสวิตช์ทั้งสี่ตัวที่เวลา t_2 , กระแส $I_{s1}, I_{s2}, I_{s7}, I_{s8}$ และ I_p เริ่มเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและถึงค่าสูงสุด ณ เวลาที่ t_3 และยังคงมีกระแสไหลเข้าและออกผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} แบบสมมาตรซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวจะเป็นการถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปสู่หม้อแปลงไฟฟ้าทำให้กระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_4 ของวงจรเรียงกระแสด้านออก ซึ่งในโหมดนี้ยังคงมีแรงดันด้านทุติยภูมิมีค่าเท่ากับในสมการที่ 3.3 และช่วงเวลาจะสัมพันธ์กับระยะเวลาการทำงานของสวิตช์ (Duty cycle) ซึ่งจะกำหนดโดย

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{D}{n} = \frac{(t_{on}) / (T_{sw} / 2)}{n} = \frac{(t_3 - t_1) / (T_{sw} / 2)}{n} \quad (3.4)$$

$$D = \frac{t_3 - t_1}{T_{sw} / 2} \quad (3.5)$$

$$T_{sw} = t_8$$

โหมดช่วงการทำงานที่ 4 ($t_3 \leq t < t_4$)



รูปที่ 3.7 โหมดช่วงการทำงานที่ 4 ($t_3 \leq t < t_4$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

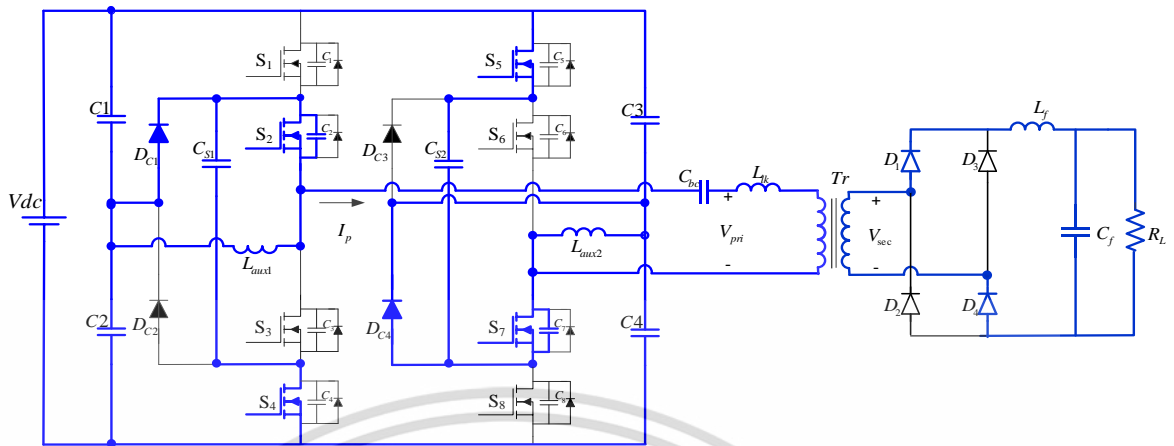
ทันทีที่สวิตช์ S_1 และ S_8 ได้รับสัญญาณขั้วเกตให้ off ในช่วงเวลาของ t_3 ตัวเก็บประจุที่ C_1 และ C_8 จะถูกชาร์จและสามารถหยุดนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS ในช่วงระยะเวลาสั้นๆ นี้ ก่อนที่ C_4 และ C_5 จะถูกปล่อยประจุกออกอย่างสมบูรณ์ที่เวลา t_3 สวิตช์ S_4 และ S_5 สามารถเปิดใช้งานได้ภายใต้ ZVS ในช่วงเวลา t_3 ถึง t_4 โดยในช่วงนี้จะมีกระแสสูงสุดที่ไหลหมุนเวียนผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} และไดโอด $DC1$ และ $DC4$ ทำให้กระแส I_p จะดีสชาร์จลดลงและไม่มีแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงตกคร่อมที่หม้อแปลง $V_{pri} = 0$ เนื่องจากโหมดนี้สั้นมากจึงถือได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม C_{b0} ยังไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจะมีกระแสยังคงไหลผ่านไดโอดเรียงกระแส D_1 และ D_4 อยู่

เช่นเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

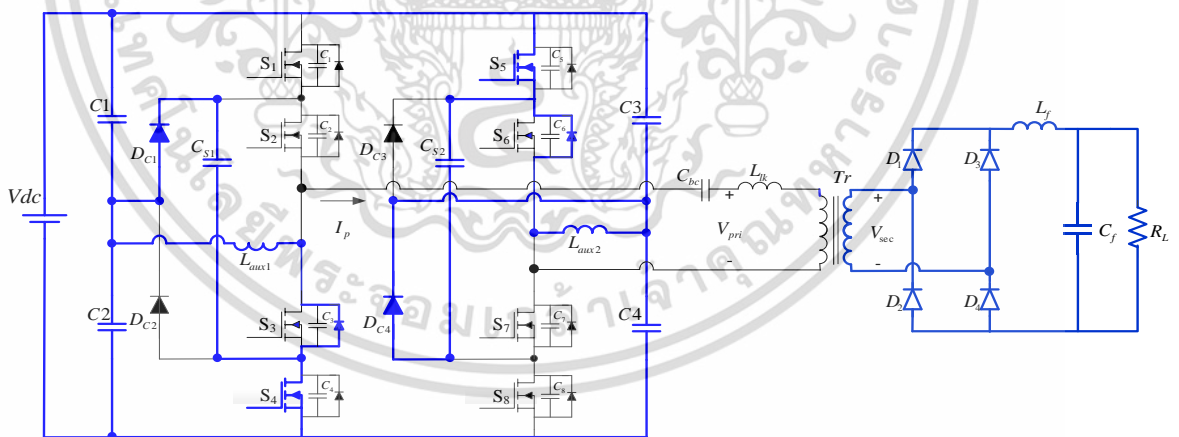
โหมดช่วงการทำงานที่ 5 ($t_4 \leq t < t_5$)



รูปที่ 3.8 โหมดช่วงการทำงานที่ 5 ($t_4 \leq t < t_5$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

ต่อเนื่องจากโหมด 4 ในช่วงเวลานี้สวิตช์ S_4 และ S_5 อยู่ในสถานะเริ่มทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS ในช่วงเวลา t_4 ขณะที่สวิตช์ S_2 และ S_7 ยังคงทำงานอยู่ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_5 โดยจะมีกระแสสูงสุดที่ไหลหมุนเวียนผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} อยู่พร้อมกับไดโอด D_{C1} และ D_{C4} อย่างต่อเนื่องและจะหยุดในช่วงเวลา t_5 โดยตัวเก็บประจุที่ S_2 และ S_7 จะเริ่มถูกชาร์จเพื่อให้สวิตช์ดังกล่าวเข้าสู่โหมดหยุดนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS และยังคงมีแรงดันตกคร่อมของหม้อแปลงเป็นศูนย์ ดังนั้นยังคงมีกระแสไหลผ่านไดโอดเรียงกระแส D_1 และ D_4 และค่อยๆ ลดลงเช่นกัน

โหมดช่วงการทำงานที่ 6 ($t_5 \leq t < t_6$)



รูปที่ 3.9 โหมดช่วงการทำงานที่ 6 ($t_5 \leq t < t_6$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

เป็นช่วงเวลาสั้นๆ ในขณะที่สวิตช์ S_2 และ S_7 เริ่มหยุดนำกระแสและสวิตช์ทำงานภายใต้เงื่อนไข ZCS ในช่วงเวลา t_5 ก่อนถึงช่วงที่สวิตช์ S_3 และ S_6 จะได้รับสัญญาณเริ่มทำงานกระแสจะไหลผ่านไดโอดข้าม S_3 และ S_6 เพื่อให้สวิตช์เริ่มทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ในช่วงเวลา t_6 ช่วงเวลาดังกล่าวกระแสยังคง $I_p = 0$ แต่ยังมีกระแสไหลหมุนเวียนผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} เนื่องจากช่วงเวลานี้สั้นมาก ทำให้แรงดันที่ตกคร่อม C_{b0} ซึ่งถือได้ว่าโดยแรงดัน V_{dc} ในช่วงเวลานี้ไม่ได้จ่ายกระแสให้กับโหลด ดังนั้นจะเริ่มมีแรงดันตกคร่อมที่หม้อแปลงชีกกลับ ดังสมการ

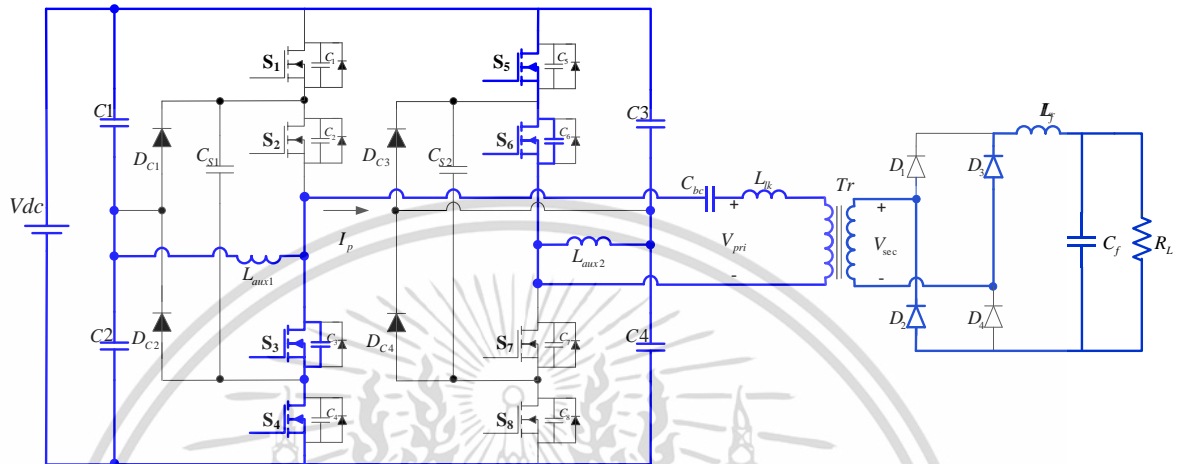
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปยังเว็บไซต์อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{\text{sec}} = \frac{-V_{\text{dc}}}{n} \quad (3.6)$$

ดังนั้นจะมีกระแส freewheels ไหลผ่านไดโอดของวงจรเรียงกระแสด้านออก $D_1 - D_4$ ทั้ง 4 ตัวไปยังโหลด

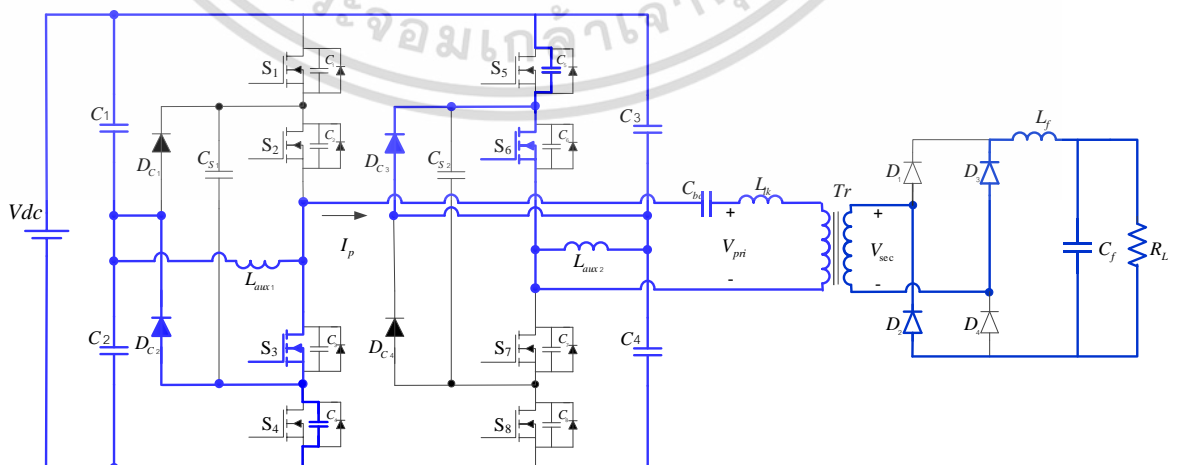
โหมดช่วงการทำงานที่ 7 ($t_6 \leq t < t_7$)



รูปที่ 3.10 โหมดช่วงการทำงานที่ 7 ($t_6 \leq t < t_7$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

ต่อเนื่องจากโหมด 6 ถึงโหมดนี้เมื่อ freewheeling mode สิ้นสุดลงและไดโอด D_1 และ D_4 หยดนำกระแสจะเห็นได้ว่าสวิตช์ S_3 , S_4 , S_5 และ S_6 อยู่ในชวงนำกระแส ดังนั้นกระแสจะไหลเข้าสู่ วงจรอย่างสมบูรณ์ผ่านสวิตช์ทั้งสี่ตัว ที่เวลา t_6 , กระแส i_{s3} , i_{s4} , i_{s5} , i_{s6} และ $-i_p$ เริ่มเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและถึงค่าสูงสุด ณ เวลาที่ t_7 และยังคงมีกระแสไหลเข้าและออกผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} แบบสมมาตรซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวจะเป็นการถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปสู่หม้อแปลงไฟฟ้าทำให้กระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไหลผ่านไดโอด D_2 และ D_3 ของวงจรเรียงกระแส ด้านออกไปยังโหลดโดยมีค่าแรงดันด้านออกเท่ากับในสมการที่ 3.3

โหมดช่วงการทำงานที่ 8 ($t_7 \leq t < t_8$)



รูปที่ 3.11 โหมดช่วงการทำงานที่ 8 ($t_7 \leq t < t_8$) ที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงเวลาสั้นๆ ทันทีที่สวิตช์ S_4 และ S_5 ได้รับสัญญาณขั้วเกตให้ off ในช่วงเวลาของ t_7 ตัวเก็บประจุที่ C_4 และ C_5 จะถูกชาร์จและสามารถหยุดนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS ในขณะที่สวิตช์ S_3 และ S_6 ยังคงทำงานต่อไปและในช่วงเวลา t_7 ถึง t_8 ดังกล่าว โดยในช่วงนี้จะมีกระแสสูงสุดที่ไหลหมุนเวียนผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux1} และ L_{aux2} และไดโอด DC_2 และ DC_3 ทำให้กระแส $-I_p$ จะดีสชาร์จลดลงและไม่มีแรงดันตกคร่อมที่หม้อแปลง $V_{pri} = 0$ เนื่องจากโหม่นนี้สั้นมากจึงถือได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม C_{b0} ยังไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจะคงมีกระแสไหลผ่านไดโอดวงจรเรียงกระแส D_2 และ D_3 อยู่เช่นเดิม

$$I_p = \frac{I_0}{n} \quad (3.7)$$

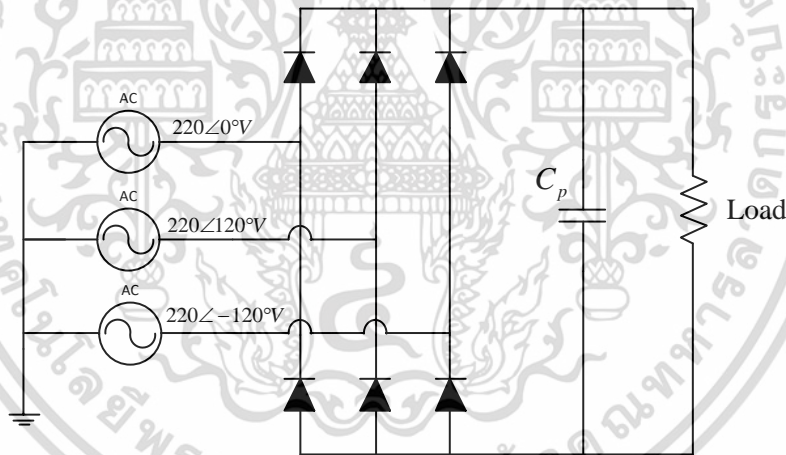
โดยที่

n คือ อัตราส่วนระหว่างแรงดันด้านปฐมภูมิต่อแรงดันด้านทุติยภูมิ

I_0 คือ กระแสที่ไหลผ่าน L_f

3.2 ภาควงจรเรียงกระแส AC to DC ความถี่ต่ำ

ส่วนของอินพุทประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสสามเฟสและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าระบบสามเฟสส่งผ่านไปยังวงจรเรียงกระแสสามเฟส AC/DC ความถี่ต่ำ และผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านส่งไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเป็นลำดับต่อไป



รูปที่ 3.12 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

การออกแบบด้านอินพุทวงจรคอนเวอร์เตอร์ มีดังนี้

1) แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสใช้พิกัดแรงดัน 380 Vac , 50 Hz มุมต่างๆ ของแต่ละเฟสห่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้า โดยมีแรงดันเอาท์พุท 514.4 Vdc ดังสมการที่ 3.9

$$V_m = 220\sqrt{2} \quad (3.8)$$

$$V_m = 311V$$

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (3.9)$$

$$V_{dc} = 514.4V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ปรึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ใช้ไดโอด General Purpose 6 ตัว โดยกำหนดพิกัดกำลังเอาต์พุต 3.5 kW, 540 Vdc จึงคำนวณหาค่ากระแสได้ดังสมการที่ 3.10

$$P_{in} = V_{in} I_{in} \quad (3.10)$$

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

$$I_{in} = \frac{3.5kW}{540V}$$

$$I_{in} = 6.48A$$

แรงดันด้านเข้าหม้อแปลง 540 V และด้านออก 450 V จึงได้อัตราส่วนของหม้อแปลงและกระแสด้านเข้า ดังสมการที่ 3.11

$$n = \frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{I_o}{I_p} \quad (3.11)$$

$$n = \frac{540V}{450V} = 1.2$$

จากการคำนวณข้างต้น จึงเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟร์ที่เป็นโมดูล พิกัดกระแส 50 A พิกัดแรงดัน 1000 V Bridge Rectifier Square SQL50 A ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 โมดูลไดโอด Bridge Rectifier Square SOL50 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 AC/DC Rectifier Square SQL50 A ที่ใช้ในวงจรจริง

3) Value C low frequency filter

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุความถี่ต่ำผ่าน โดยมีจุดประสงค์เพื่อลดขนาดแรงดัน Ripple ไม่เกิน 5% ของแรงดันกระแสตรงเอาต์พุตเพื่อให้ได้ค่าของแรงดันที่เรียบมากขึ้น โดยมีการคำนวณดังนี้

$$C_p = \frac{I_p}{f_r \times \Delta V} \quad (3.12)$$

โดยที่

- C_p คือ ตัวเก็บประจุก่อนวงจร Converter (F)
 I_p คือ กระแสสูงสุดที่ไหลเข้าวงจร Converter (A)
 f คือ ความถี่ (Hz)
 f_r คือ ความถี่ของแรงดัน Ripple 3 Phase $f_r \approx 6f$ (Hz)
 ΔV คือ แรงดัน Ripple (V)

$$\begin{aligned} V_{ripple} &= 0.05 \times V_{dc} \\ V_{ripple} &= 0.05 \times 514.4V \\ V_{ripple} &= 25.27V \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$I_p = 12.96A$$

แทนค่าในสมการที่ 3.12

$$\begin{aligned} C_p &= \frac{12.96}{300 \times 25.72} \\ C_p &= 1,679.62 \mu F \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

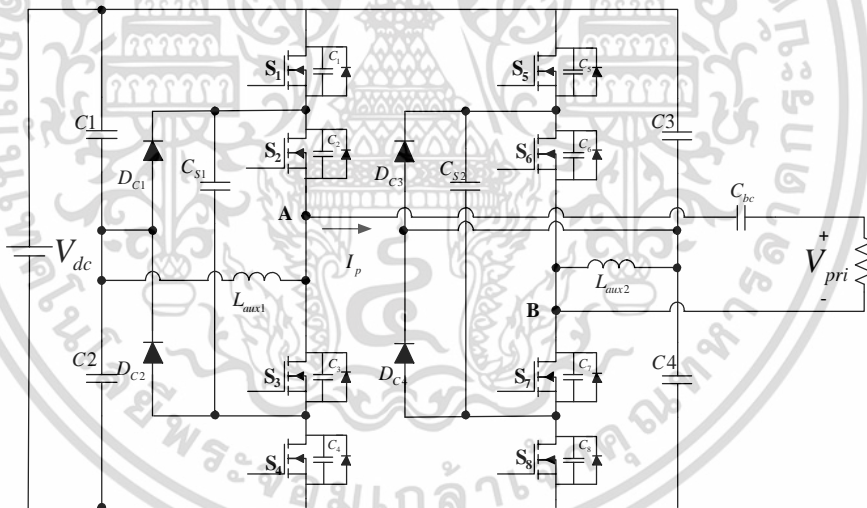


รูปที่ 3.15 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์แบบอิเล็กโทรไลต์ด้านอินพุท

จากการคำนวณข้างต้น จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 1,500 μF จำนวน 2 ตัว ต่อขนานกัน จะได้ค่าตัวเก็บประจุ 3,000 μF และนำไปต่อขนานกับวงจร AC to DC Full Bridge Rectifier

3.3 ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ DC/AC แบบสามระดับ

การออกแบบวงจรในส่วนที่สองประกอบไปด้วย DC/AC Inverter High Frequency แบบสามระดับเต็มบริดจ์ก่อนเข้าสู่วงจรเรียงกระแสความถี่สูงและส่งผ่านไปยังโหลด ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อ 3.5 ต่อไป



รูปที่ 3.16 วงจรการควบคุมแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ

วงจรมอเตอร์ DC/AC แบบสามระดับความถี่สูง ประกอบไปด้วยมอสเฟตกำลัง 8 ตัว มีการทำงานที่ต่างเวลากันระหว่างสวิตช์คู่กับสวิตช์คู่ใน และมีตัวเก็บประจุ C_{s1} กับ C_{s2} ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันกระแสเพื่อไม่ให้เกิน 5% จากรูปที่ 3.16

1) มอสเฟตกำลังความถี่สูง ($S_1 - S_8$)

จากแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการคือ 300 - 450 Vdc พิกัดกำลังไม่น้อยกว่า 2.5 kW ที่ความถี่ 50 kHz จึงเลือกใช้มอสเฟตกำลังจากพิกัดกระแสที่มีการคำนวณดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_o = V_o I_o \quad (3.14)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o}$$

$$I_o = \frac{2.5kW}{300V}$$

$$I_o = 8.33A$$

จากสมการที่ 3.14 ได้มีการเผื่อพิกัดกระแสเป็น 2 เท่า จึงได้เลือกใช้มอสเฟตกำลังที่พิกัด 20 A 500 V เบอร์ IRFP460 เพื่อการทำงานของมอสเฟตให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด จึงได้ทำการติดฮีทซิงค์ระบายความร้อนกับมอสเฟตทุกตัว



รูปที่ 3.17 มอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP460 พิกัด 20 A 500 V

2) ชุดคาปาซิเตอร์แบ่งแรงดัน (C1 - C4)

ใช้ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์ทั้งหมด 4 ตัว ขนาดพิกัด 2.2 μ F ทนแรงดัน 400 V โดยนำตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์สองตัวมาขนานกันจะได้เป็นสองชุด จากนั้นนำตัวเก็บประจุทั้งสองชุดมาต่ออนุกรมกันแล้วต่อเข้ากับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ จากนั้นต่อสายที่เชื่อมระหว่างกลางของสายที่อนุกรมกันไปต่อเป็นสายนิวทรัล ซึ่งการใช้ตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันจะทำให้เกิดความเป็นมลติเลเวลขึ้นในวงจร



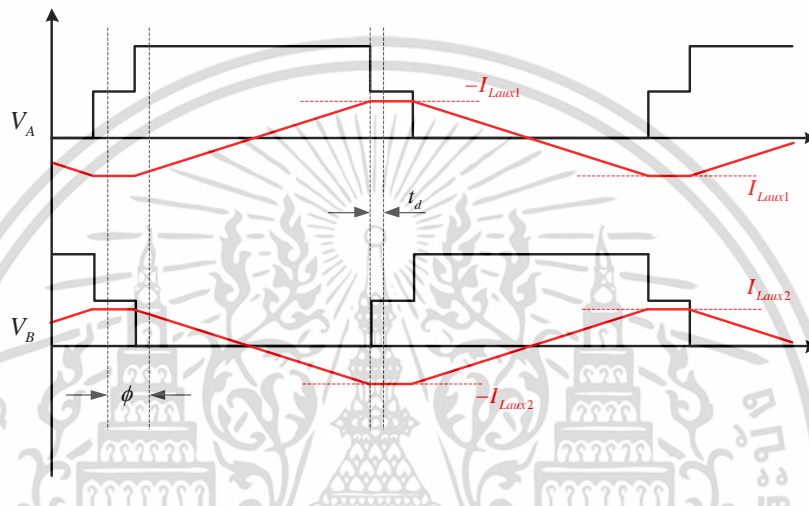
รูปที่ 3.18 ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นชุดคาปาซิเตอร์แบ่งแรงดันในวงจรคอนเวอร์เตอร์

3) ตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux})

ตัวเหนี่ยวนำเสริมได้รับการออกแบบขึ้นอยู่กับจำนวนของพลังงานปฏิกิริยาที่จำเป็นในการเกิดช่วง ZVS สำหรับมอสเฟต กล่าวคือกระแสไฟฟ้าปฏิกิริยาควรจะมีเพียงพอที่จะชาร์จประจุและคายประจุ เอ้าท์พุทของมอสเฟตอย่างสมบูรณ์ใน [16] โดยอธิบายขั้นตอนการออกแบบวงจรเสริมสำหรับตัวแปลงผันกำลังแบบเต็มบริดจ์แบบปกติ อย่างไรก็ตามเนื่องจากมีความแตกต่างอย่างมากในโหมดการทำงานสำหรับกึ่งนำกระแส ขั้นตอนการออกแบบจะได้รับการทำงานตามโหมดตัวแปลงผันกำลังที่ได้เสนออธิบายไว้ก่อนหน้านี้ กรณีที่เลวร้ายที่สุดสำหรับการดำเนินการในช่วง ZVS คือการไม่มีภาระโหลด ดังนั้นช่วงการเกิด ZVS ควรให้ความสนใจสำหรับกรณีไม่มีโหลดว่าการทำงานของสวิตช์อยู่ในช่วง ZVS สำหรับสภาพการใช้งานทั้งหมดที่ไม่มีการไหลของกระแสโหลดหลัก ซึ่งกระแสจะตกเป็นศูนย์ได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระหว่างช่วงการเปลี่ยนของกึ่งนำกระแส ดังนั้นกระแสจะวิ่งผ่านวงจรถือเหนี่ยวนำเสริมในช่วงการเปลี่ยนกึ่งนำกระแสเท่านั้น เพื่อชาร์จและคายประจุให้กับตัวเก็บประจุด้านนอกของมอสเฟต ดังรูปที่ 3.19 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าเสริม พิจารณารูปแบบการทำงานของตัวแปลงผันกำลังที่นำเสนอและการอธิบายในส่วนก่อนหน้านี้นี้ วงจรเสริมสำหรับโครงสร้างนี้มีความสมมาตรอย่างสมบูรณ์แบบ ซึ่งแตกต่างจากวงจรเสริมของวงจรแปลงผันกำลังแบบเต็มบริดจ์แบบปกติที่มีปริมาณของกระแสปฏิบัติที่มากขึ้นสำหรับกึ่งนำกระแส เนื่องจากความจริงที่ว่าวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมช่วยคงที่กระแสในช่วงเวลาเดดไทม์ ซึ่งจะคายประจุของตัวเก็บประจุออกจากสวิตช์ S_1 และมีการชาร์จตัวเก็บประจุในสวิตช์ S_2 ดังรูปที่ 3.16 และค่าแหล่งจ่ายกระแสคงที่ดังกล่าวเป็นไป ดังสมการที่ 3.15



รูปที่ 3.19 สัญญาณกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำเสริม L_{aux}

$$I_p = \frac{V_{dc}}{8L_{aux} \cdot f_s} \quad (3.15)$$

เพื่อที่จะออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้กับวงจรเสริม ก่อนอื่นจะคำนวณปริมาณพลังงานที่ต้องใช้ในการเก็บประจุและคายประจุเอาต์พุตของมอสเฟต จากนั้นคำนวณค่าเวลาเดดไทม์ที่จำเป็นสำหรับการชาร์จและการคายประจุจะเกิดขึ้น ดังนั้นจำนวนพลังงานที่เก็บไว้ในตัวช่วยเสริมจะได้รับคือ

$$E_{aux} = \frac{1}{2} \cdot L_{aux} \cdot I_p^2 \quad (3.16)$$

ปริมาณพลังงานที่ต้องใช้ในการชาร์จและคายประจุเอาต์พุตของมอสเฟตจะกำหนดโดย

$$E_{C_{so}} = C_{so} \cdot V_{dc}^2 \quad (3.17)$$

ดังนั้นค่าของตัวเหนี่ยวนำเสริมที่ออกแบบ จะได้

$$L_{aux} = \frac{1}{128C_{so} \cdot f_s^2} \quad (3.18)$$

เพื่อให้แน่ใจว่า ZVS ควรตั้งเวลาเดดไทม์ t_d ไว้ เพื่อให้ตัวเก็บประจุเอาต์พุตของมอสเฟตสามารถชาร์จและคายประจุได้เต็มที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_d = \frac{2C_{so} \cdot V_{dc}}{I_p} \quad (3.19)$$

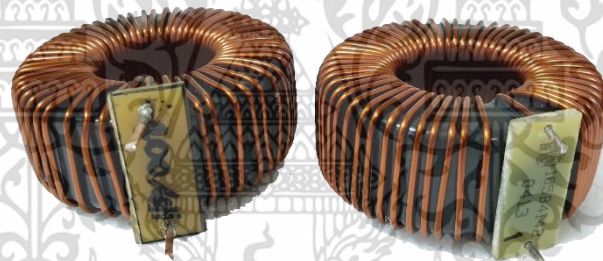
ควรสังเกตว่าตัวเหนี่ยวนำเสริมเป็นตัวเหนี่ยวนำกระแสสลับ ดังนั้นความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุดที่พิจารณาสำหรับตัวเหนี่ยวนำเหล่านี้ควรถูกจำกัด เพื่อหลีกเลี่ยงความสูญเสียหลักที่สำคัญใน [17] การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเสริมจะกำหนดจากการออกแบบวงจรในงานวิจัยนี้ โดยกำหนด $t_d = 0.15 \mu s$ และค่า $C_{so} = 440 pF$ ที่ได้จากคุณสมบัติของตัวมอสเฟสที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้ เมื่อแทนค่าในสมการที่ 3.19 จะได้ $I_p = 3.2 A$

ดังนั้นจึงคำนวณค่า L_{aux} ได้จากสมการที่ 3.15 ดังนี้

$$I_p = \frac{V_{dc}}{8L_{aux} \cdot f_s}$$

$$L_{aux} = \frac{V_{dc}}{8I_p \cdot f_s}$$

$$L_{aux} = \frac{540}{8 \times 3.2 \times 50 \times 10^3} = 421 \mu H$$



รูปที่ 3.20 ตัวเหนี่ยวนำเสริมแกนเทอร์อยด์ที่ใช้ในวงจร

4) ไดโอดเคลมป์ (D_{c1} - D_{c4})

เนื่องด้วยความถี่สวิตซ์ของสวิตซ์ที่ความถี่ 50 kHz จึงเลือกใช้ไดโอดเคลมป์เบอร์ RHRG30120 Hyper fast Diode มีพิกัดดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าพิกัดต่างๆ ของ RHRG30120 Hyper fast Diode

RHRG30120 Hyper fast Diode		
Reverse Voltage	1200	V
Forward Current	30	A
Operating Temperature	175	°C
Ultrafast with Soft Recovery	<65	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 ไดโอด Hyper fast Diode เบอร์ RURG30120

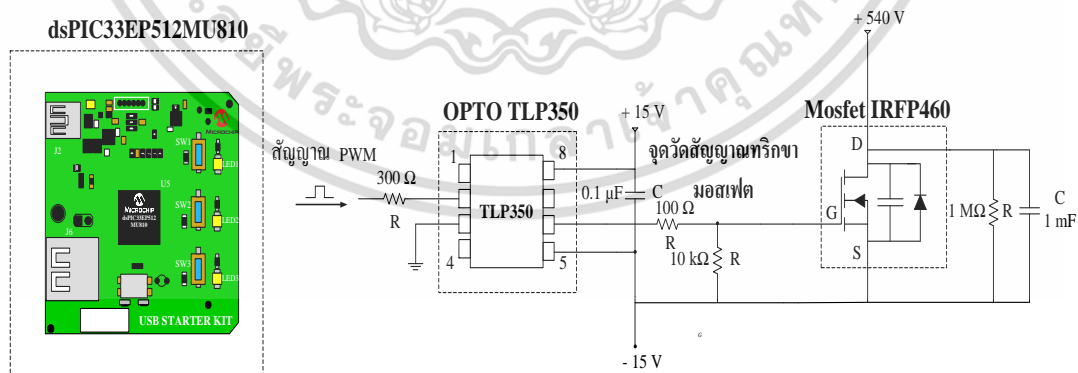
3.4 ภาควงจรควบคุมการขับเคลื่อนของมอสเฟต ($S_1 - S_8$)

ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สามารถอยู่ในเงื่อนไข ZVZCS ได้ จำเป็นจะต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถสร้างสัญญาณ PWM แบบเลื่อนเฟสที่ต่างกันได้และช่องสัญญาณเอาต์พุตไม่น้อยกว่า 14 ช่อง ดังนั้นจึงเลือกใช้ dsPIC33E DSCs โดยมีคุณสมบัติดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ข้อมูลพิกัดของบอร์ด dsPIC33E DSCs

dsPIC33E DSCs		
Input Voltage	7-12	V_{dc}
Operating Voltage	5	V_{dc}
Clock Speed	16	MHZ
PWM output	14	Port

เนื่องจากบอร์ด dsPIC33E DSCs มีแรงดันที่ไม่เพียงพอต่อการขับเคลื่อนมอสเฟต จึงต้องใช้วงจรขับขาเกตในการขยายสัญญาณเพื่อให้มีแรงดันเพียงพอต่อการขับเคลื่อนมอสเฟตที่แรงดัน V_{GS} สูงสุด ($V_{GS} = \pm 20V$) โดยใช้บอร์ด dsPIC33E DSCs และใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร $\pm 15V$ จากหม้อแปลงแท็ปเดียวที่มีพิกัดแรงดัน 220 V/18 V

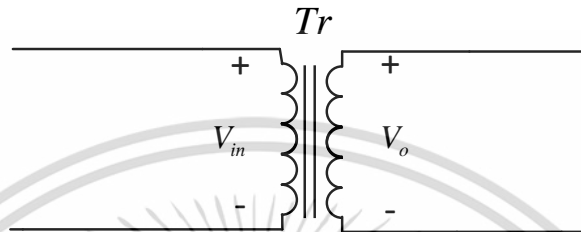


รูปที่ 3.22 วงจรการขับเคลื่อนมอสเฟตด้วย dsPIC33E DSCs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 หม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง

ในวงจรตีชีทูตีชีคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์กระแสศูนย์ โดยใช้การเลื่อนเฟส PWM โดยที่ด้านปฐมภูมิมีแรงดันเข้าจากวงจรรองความถี่ ส่วนที่ด้านทุติยภูมิเชื่อมต่อกับวงจรเรียงกระแส 1 เฟสการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง จึงเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์ EE80 ในการสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง 1 เฟส กำหนดพิกัดการคำนวณหาจำนวนรอบและขนาดของตัวนำในการพันขดลวดทางด้านปฐมภูมิและขดลวดทางด้านทุติยภูมิดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.23 วงจรหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าความถี่สูง

แรงดันขาเข้า $V_{in} = 540$ V

แรงดันขาออก $V_o = 450$ V

กระแสด้านเข้า $I_{in} = 12.96$ A

กระแสด้านออก $I_o = 15.55$ A

ความถี่สวิตซ์ $f_s = 50$ kHz

การเลือกขนาดของแกนเหล็กจากวิธีผลคูณดังนี้

$$A_p = A_c \times A_w = \frac{V_i I_i + V_o I_o}{4 \times K_w \times B_m \times f_s \times J} \quad (3.20)$$

เมื่อ

- A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (core area)
- A_w คือ พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (window area)
- V_i, V_o คือ แรงดันด้านเข้าและแรงดันด้านออกตามลำดับ
- I_i, I_o คือ กระแสด้านเข้าและกระแสด้านออกตามลำดับ
- J คือ ความหนาแน่นของกระแส (A/m^2)
- K_w คือ window utilization factor
- B_m คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (wb/m^2)
- f คือ ความถี่สวิตซ์ของมอสเฟสของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ในงานวิจัยนี้เลือกความหนาแน่นของกระแส (J) เท่ากับ 4 A/mm^2
- แกนเหล็กเฟอร์ไรต์มีความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัว (B_m) ประมาณ 0.3 เทสลา (wb/m^2)
- ค่า window utilization factor (K_w) มีค่าเท่ากับ 0.4

➤ จากสมการที่ 3.20 คำนวณได้ค่า A_p ดังนี้

$$A_p = \frac{(540 \times 12.96) + (400 \times 15.55)}{4 \times 0.4 \times 0.3 \times 50 \times 10^3 \times 4 \times 10^6}$$

$$A_p = 145.8 \times 10^{-9} \text{ m}^4$$

การเลือกใช้งานนั้นต้องเลือกขนาดแกนที่มีค่า A_p มากกว่าที่คำนวณไว้ โดยเลือกแกน EE80/76 ซึ่งจากตารางข้อมูลของผู้ผลิตมีค่า

$$A_c = 392 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$A_w = 1480 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$A_p = A_c \times A_w = 392 \times 1480 \times 10^{-12} = 580 \times 10^{-9} \text{ m}^4$$

➤ หาจำนวนรอบของขดลวด
จำนวนรอบด้านปฐมภูมิคำนวณได้ดังนี้

$$N_{pri} = \frac{V_i}{4 \times B_m \times A_c \times f_s} \quad (3.21)$$

$$N_{pri} = \frac{540}{4 \times 0.3 \times 392 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^3} = 22.9 \approx 23 \text{ รอบ}$$

จำนวนรอบด้านทุติยภูมิคำนวณได้ดังนี้

$$N_{sec} = \frac{V_o}{4 \times B_m \times A_c \times f_s} \quad (3.22)$$

$$N_{sec} = \frac{450}{4 \times 0.3 \times 392 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^3} = 19.13 \approx 19 \text{ รอบ}$$

จากสมการที่ 3.11 Turn Ratio ของหม้อแปลงคำนวณได้ดังนี้

$$n = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{I_o}{I_p}$$

$$n = \frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{540\text{V}}{450\text{V}} = 1.2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คำนวณพื้นที่หน้าตัดของขดลวดได้ดังนี้

$$a_1 = \frac{I_i}{J} \text{ และ } a_2 = \frac{I_o}{J} \quad (3.23)$$

$$a_1 = \frac{I_i}{J} = \frac{12.96}{4 \times 10^6} = 3.24 \times 10^{-6} \text{ m}^2 = 3.24 \text{ mm}^2$$

$$a_2 = \frac{I_o}{J} = \frac{15.55}{4 \times 10^6} = 3.89 \times 10^{-6} \text{ m}^2 = 3.89 \text{ mm}^2$$

- คำนวณหาความลึกของผิวทองแดงที่กระแสไหลผ่าน (Skin Depth) เพื่อนำไปหาขนาดขดลวดที่ใช้พันหม้อแปลง

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad (3.24)$$

โดย

δ คือ ความลึกของผิวทองแดงที่กระแสสามารถไหลผ่าน (m)

f คือ ความถี่ (Hz)

μ_0 คือ ความซึมผ่านแม่เหล็กของอากาศ $\mu_0 = 1.2566 \times 10^{-6}$

μ_r คือ ความซึมผ่านแม่เหล็กของทองแดง $\mu_r = 1$

ρ คือ ความต้านทานทางไฟฟ้าของตัวนำ (ทองแดง $\rho = 1.68 \times 10^{-8}$)

จากสมการที่ 3.24

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1.68 \times 10^{-8}}{\pi \times 50 \times 10^3 \times 1.2566 \times 10^{-6}}}$$

$$\delta = 0.2917 \text{ mm}$$

- คำนวณหาขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางและพื้นที่หน้าตัดของขดลวดทองแดงเปลือย ดังสมการต่อไปนี้

$$d = 2\delta \quad (3.25)$$

$$d = 2(0.2917) = 0.5834 \text{ mm}$$

$$A_b = \frac{\pi d^2}{4} \quad (3.26)$$

$$A_b = \frac{\pi(0.5834 \times 10^{-3})^2}{4} = 0.2673 \text{ mm}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการเลือกขนาดของตัวนำที่ใช้ไม่น้อยกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ จะได้ขดลวดเบอร์ SWG08 มีพื้นที่หน้าตัดเป็น 4.289 mm^2 ดังนั้นนำขนาดพื้นที่หน้าตัดแต่ละด้านมาหาจำนวนเส้นของขดลวดที่ต้องนำมาตีเกลียว

$$\text{ด้านปฐมภูมิใช้ลวดตีเกลียวเป็นจำนวน } \frac{3.24}{0.1363} = 23.77 \text{ เส้น จึงเลือก 24 เส้น}$$

$$\text{ด้านทุติยภูมิใช้ลวดตีเกลียวเป็นจำนวน } \frac{3.89}{0.1363} = 28.54 \text{ เส้น จึงเลือก 29 เส้น}$$

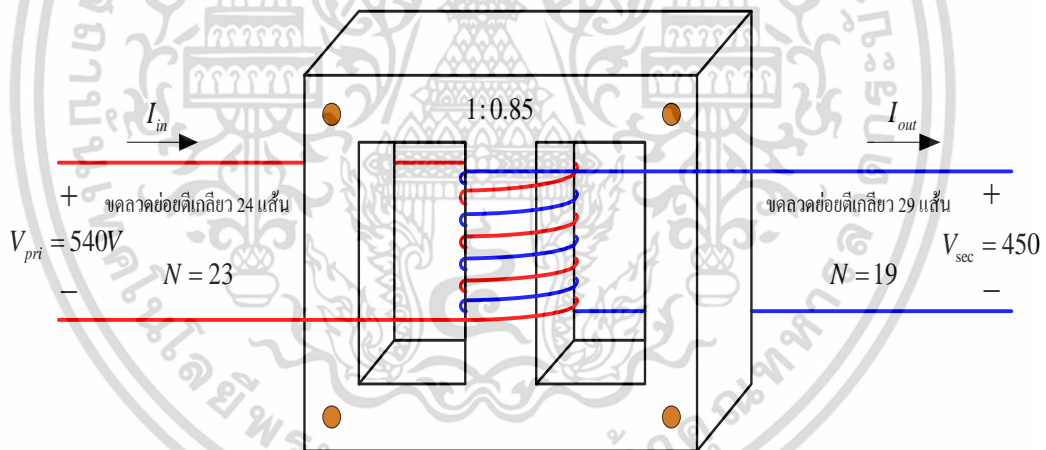
➤ ตรวจสอบความถูกต้อง

$$A_w K_w \geq \sum_{i=1}^n (a_i N_i) \quad (3.27)$$

$$A_w K_w = 1480 \times 10^{-6} \times 0.4 = 592 \text{ mm}^2$$

$$a_1 N_1 + a_2 N_2 = (3.24 \times 23) + (3.89 \times 19) = 148.43 \text{ mm}^2$$

ดังนั้นจะพบว่าเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการที่ 3.27



รูปที่ 3.24 หม้อแปลงความถี่สูงพิคัด 540/450 V 50 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

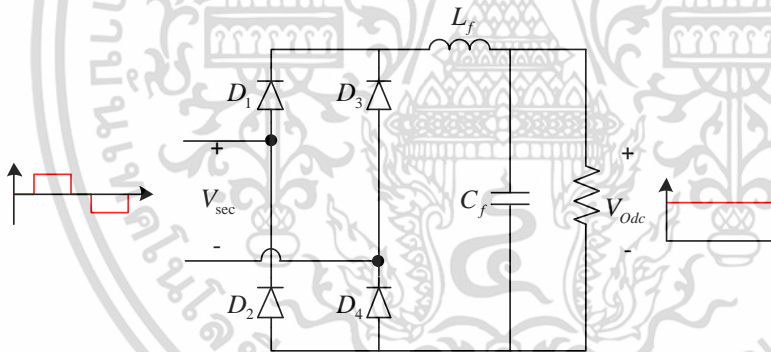


รูปที่ 3.25 หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรจริง

3.6 ภาควงจรเรียงกระแส AC-DC ความถี่สูง

1) ภาควงจรเรียงกระแสความถี่สูง

วงจรเรียงกระแสความถี่สูงประกอบด้วย Schottky Diode แบบ Hyper fast diode Soft Recovery 4 ตัว งานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ไดโอดเบอร์ RHRG30120 ที่พิกัด 1200 V 30 A ซึ่งสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่ 50 kHz สอดคล้องกับความถี่ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของหม้อแปลงด้านทุติยภูมิทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันความถี่สูงด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

2) ภาควงจรกรองความถี่สูง (High frequency filter)

การแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหรือวงจรเรียงกระแส นั้น แรงดันไฟฟ้าและกระแสที่ผ่านวงจรเรียงกระแสจะไม่ใช่ไฟตรงเรียบเหมือนแบตเตอรี่ แต่จะมีการกระเพื่อมรูปคลื่นแรงดันและกระแสจากความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นแหล่งจ่าย ดังนั้นจึงต้องนำแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากการเรียงกระแสผ่าน Filter อีกครั้งเพื่อให้ได้แรงดันและกระแสไฟฟ้าเรียบมากขึ้น โดยค่า L และ C สามารถหาได้จากสมการที่ 3.28

2.1) ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบโดยจะเก็บและคายแรงดันไฟฟ้าอย่างสม่ำเสมอ เพื่อจ่ายให้กับโหลด ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตเลือกใช้ชนิดอิเล็กโทรไลต์ดิกคาปาซิเตอร์เป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุแบบฟิลเตอร์ ค่าของตัวเก็บประจุที่เป็นตัวกรองค่าแรงดันกระเพื่อม สามารถคำนวณได้ โดยการประมาณค่าตัวเก็บประจุจากสมการดังนี้

$$C_f = \frac{I_o}{f_{sw} \times \Delta V} \quad (3.28)$$

โดยที่

- C_f คือ ตัวเก็บประจุก่อนวงจร Converter (F)
- I_o คือ กระแสสูงสุดที่ไหลเข้าวงจร Converter (A)
- f_{sw} คือ ความถี่สวิตชิง (Hz)
- ΔV คือ แรงดัน Ripple (V)

$$\begin{aligned} V_{ripple} &= 0.05 \times V_{dc} \\ V_{ripple} &= 0.05 \times 450V \\ V_{ripple} &= 22.5V \\ I_o &= 16.67A \end{aligned} \quad (3.29)$$

แทนค่าในสมการที่ 3.28

$$\begin{aligned} C_f &= \frac{16.67}{50 \times 10^3 \times 22.5} \\ C_f &= 14.82 \mu F \end{aligned}$$

โดยเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุที่ 150 μF เป็นตัวเก็บประจุฟิลเตอร์กรองความถี่สูง



รูปที่ 3.27 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ Electrolytic Capacitor ด้านเอาต์พุต

2.2) ตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์

จากสมการที่ (3.29) แทนค่า $C_f = 14.82 \mu F$: $f_{sw} = 50 kHz$ ในสมการที่ (3.30) เพื่อหาค่า

L_f

$$\begin{aligned} L_f &= \frac{1}{4\pi^2 \times 2.5 \times 10^9 \times 14.82 \times 10^{-6}} \\ L_f &= 0.68 \mu H \end{aligned} \quad (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ 80 μH นำไปต่ออนุกรมเข้ากับด้านเอาต์พุตของวงจร AC to DC Full Bridge Rectifier ความถี่สูง



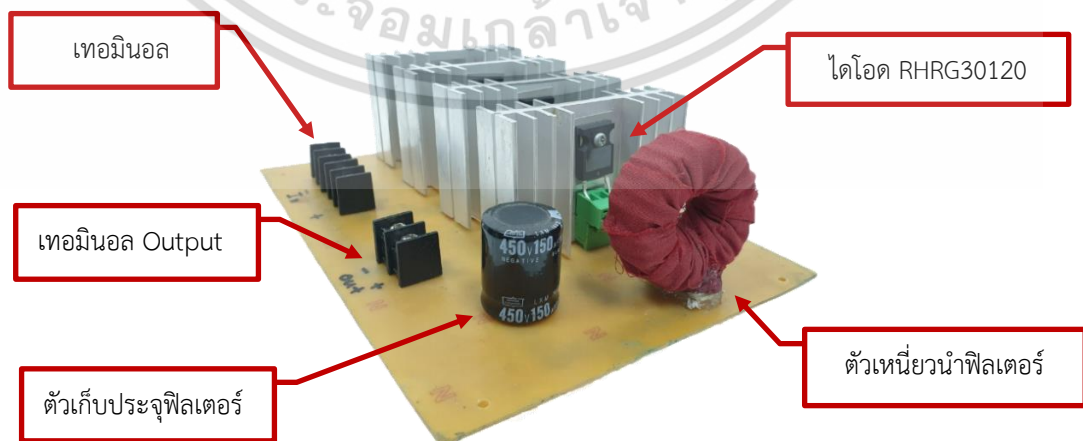
รูปที่ 3.28 ตัวเหนี่ยวนำเทอร์อยด์ฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต

จากรูปที่ 3.28 ตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตเลือกใช้แกนเทอร์อยด์เพื่อเป็นตัวสะสมพลังงาน กับการจ่ายโหลดตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ ทำหน้าที่ป้องกันกระแสกระชากและชะลอการเปลี่ยนแปลงของกระแส ทำให้กระแสที่ไหลผ่านไหลได้อย่างต่อเนื่อง

จากนั้นได้ทำการออกแบบลายวงจร AC to DC Full Bridge Rectifier ดังรูปที่ 3.29 และกัดลายปรินท์วงจรเพื่อพร้อมใส่อุปกรณ์ต่างๆ ดังรูปที่ 3.30



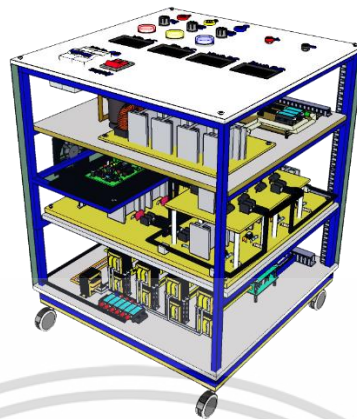
รูปที่ 3.29 ลายวงจร AC to DC Full Bridge Rectifier ความถี่สูง



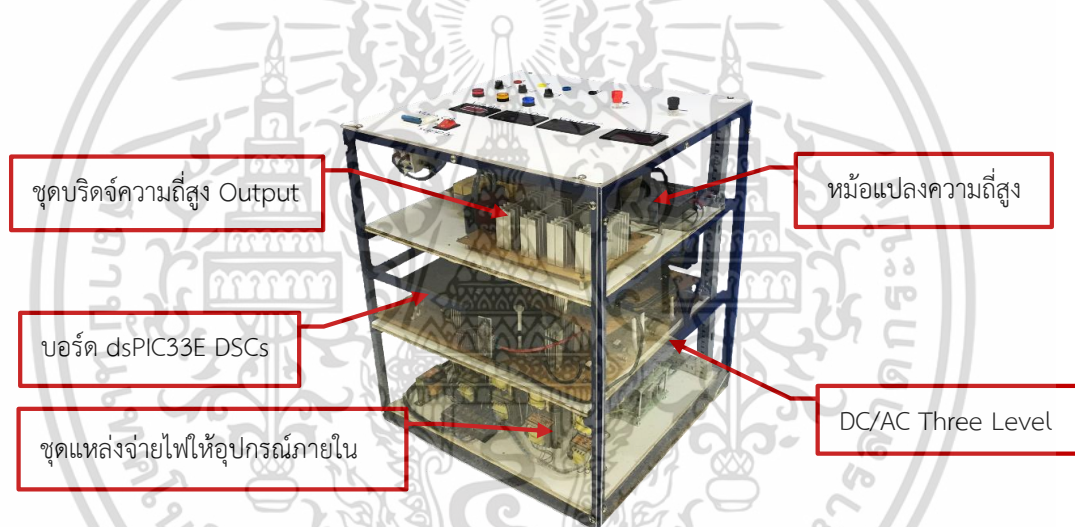
รูปที่ 3.30 ชุดบริดจ์ AC to DC Full Bridge Rectifier ความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นำมาสู่การประกอบเป็นชิ้นงานที่สมบูรณ์ ดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.31 การออกแบบชิ้นงานวิจัยด้วยโปรแกรม Sketch up



รูปที่ 3.32 ชิ้นงานวิจัยที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

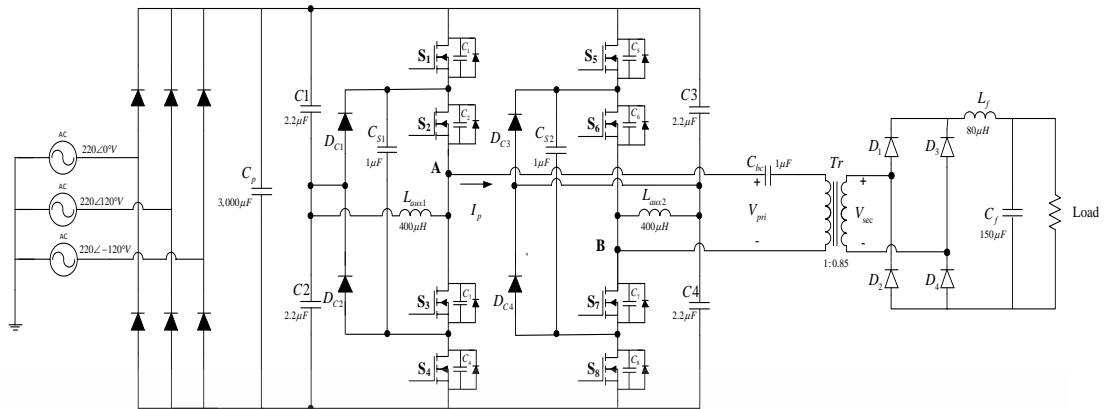
ผลการทดสอบ

จากการที่ได้ศึกษาค้นคว้าหาข้อมูลทางด้านทฤษฎีเกี่ยวกับการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์และทำการปรับปรุงวงจรเพื่อประยุกต์ใช้ในระบบกักเก็บพลังงาน ในบทนี้เป็นผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์โดยจะนำไปประยุกต์ใช้งานจริงกับชุดชาร์จแบตเตอรี่ที่สร้างขึ้นมาทำการทดสอบและเก็บผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพและวิเคราะห์ผล รวมถึงการทดสอบชุดควบคุมสวิตช์ด้วยสัญญาณพัลส์แบบเลื่อนมุมเฟส การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) ภายใต้สภาวะการทำงานของสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ ทดสอบการชาร์จแบตเตอรี่ที่พิกัดแรงดันสูง รวมไปถึงการวิเคราะห์ผลเทียบกับการจำลองผลด้วยโปรแกรม โดยวงจรการทดสอบตามหัวข้อดังกล่าวจะทดสอบโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังรูปที่ 4.1 และตามตารางที่ 4.1 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรเพื่อทดสอบ

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าที่ใช้
Input Voltage	V_{IN}	380 Vac
frequency	f	50 Hz
Switching frequency	f_{sw}	50.0 kHz
Phase Angle	α	0 – 120°
Output Voltage (DC)	V_{load}	300–450 V
Power Rating	P	2.5 kW
Ripple Voltage	V_{ripple}	<5%
Efficiency (Max)	$\% \eta$	>95%
Dead time	t_d	0.15 μ sec
Lossless snubbing capacitors	$C_{s1} - C_{s8}$	440pF
Inductance Auxiliary	L_{aux}	400 μ H
Blocking capacitor	C_{b1}	1 μ F
Flying Capacitor	C_{f1}, C_{f2}	1 μ F
Voltage divider capacitor	$C_1 - C_4$	2.2 μ F
Turn ratio of HF transformer	$N_1 : N_2$	1 : 0.85
Output inductor (DCL)	L_s	80 μ H
Output capacitor	C_s	1 μ F

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ใช้ในการทดสอบ

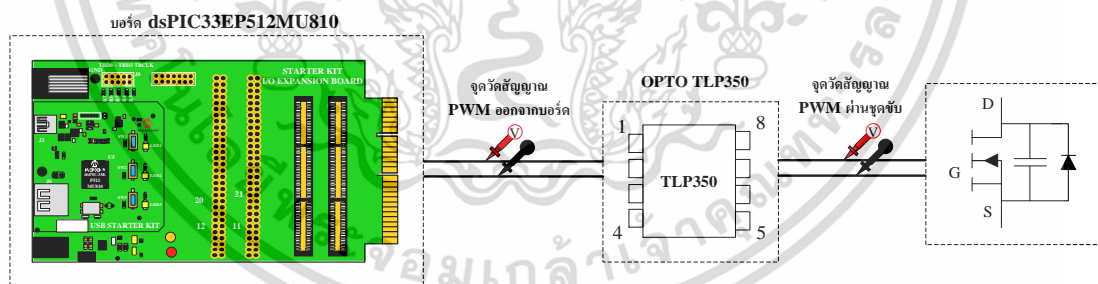
4.1 การทดสอบชุดควบคุมสวิตช์ด้วยสัญญาณพัลส์แบบเลื่อนมุมเฟสสวิตซ์

วัตถุประสงค์

1. เพื่อทดสอบสัญญาณควบคุมที่สร้างจากบอร์ด dsPIC33EP512MU810 ได้
2. เพื่อทดสอบสัญญาณควบคุมที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณและแยกกราวด์เพื่อใช้ขับสวิตซ์

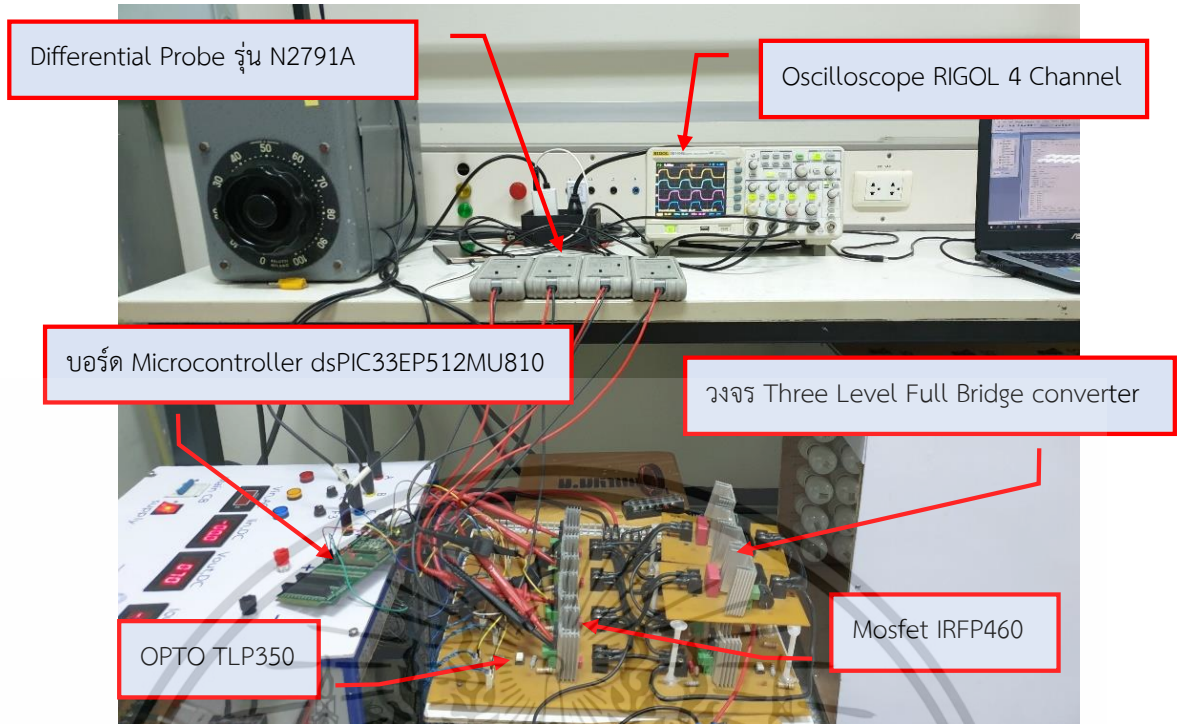
ขั้นตอนการทดลองและผลการทดลอง

การทดสอบสัญญาณพัลส์เพื่อใช้ควบคุมสวิตซ์ทั้ง 8 สวิตซ์จาก Microcontroller dsPIC33EP512MU810 ที่สามารถสร้างสัญญาณพัลส์ 4 สัญญาณแบบเลื่อนมุมเฟสตั้งแต่ $0^\circ - 120^\circ$ และขยายขนาดแรงดันให้เหมาะสมกับการขับเกตของมอสเฟตที่ขนาด $\pm 15V$

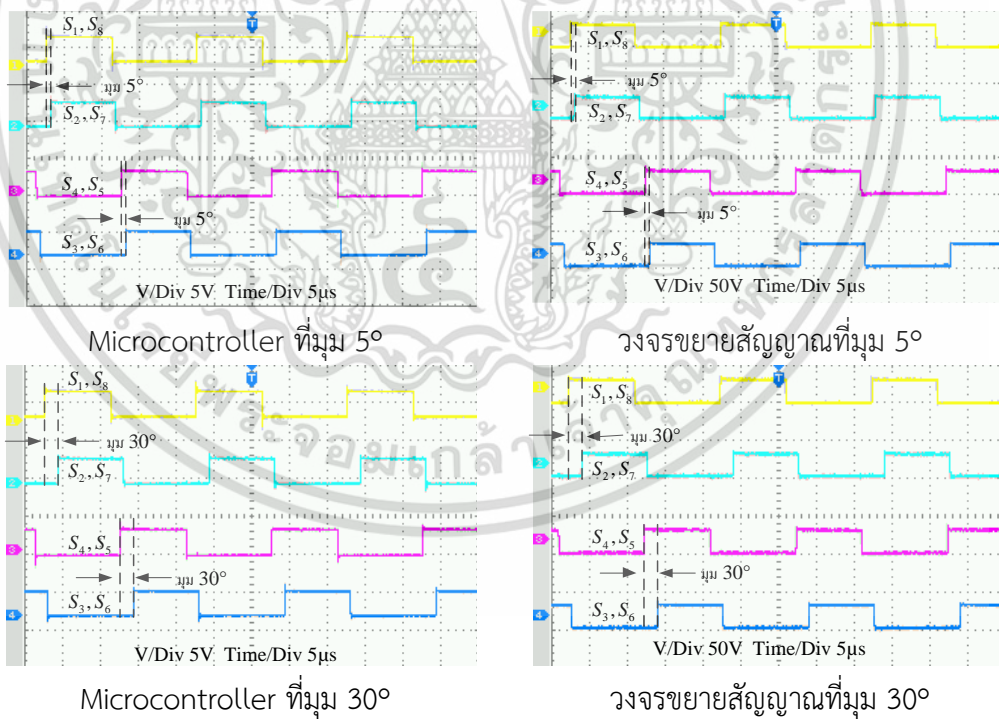


รูปที่ 4.2 ตำแหน่งการวัดสัญญาณ PWM ที่ไปทริกขาเกตของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

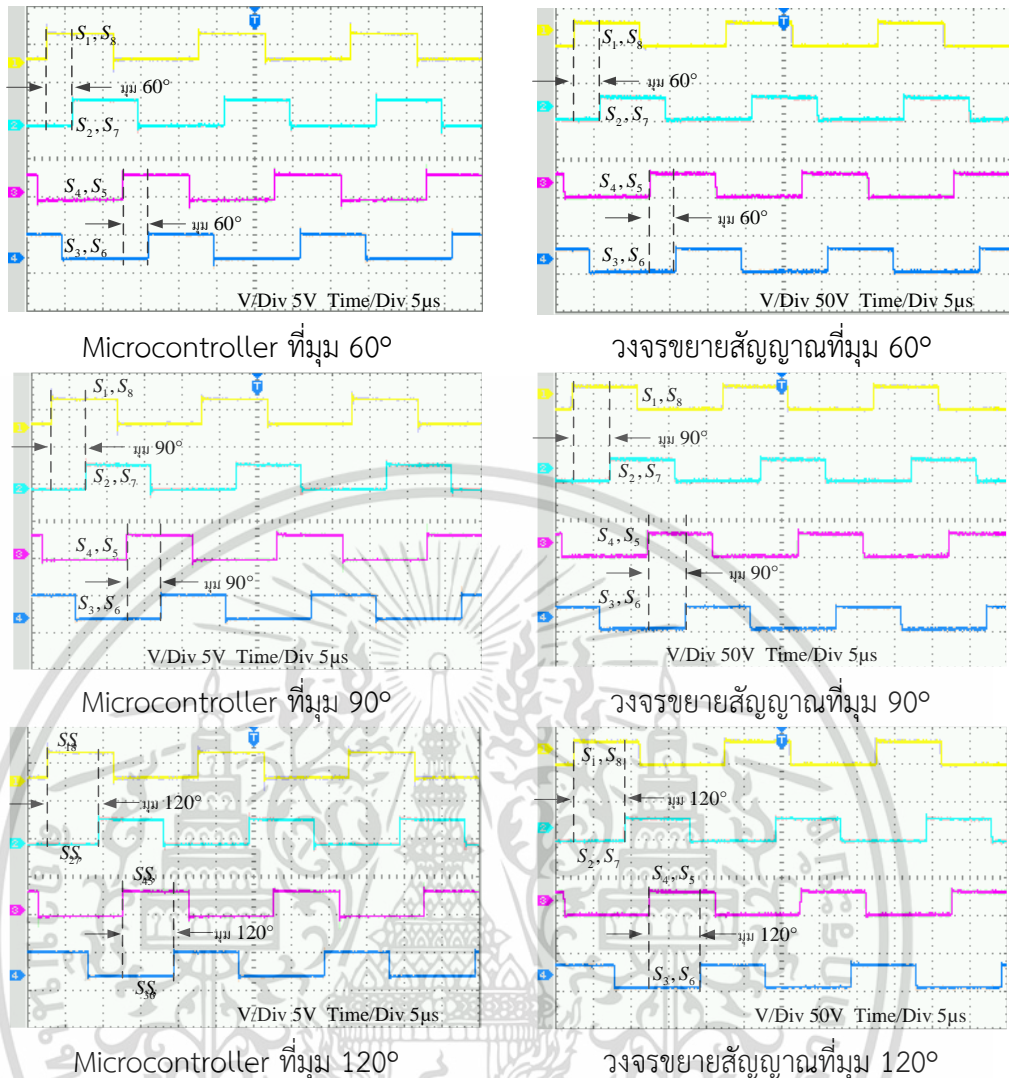


รูปที่ 4.3 วงจรการวัดสัญญาณ PWM ที่ไปขับขาเกตของมอสเฟตในห้องปฏิบัติการ



รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่เลื่อนมุมเฟสต่างๆ เพื่อนำไปขับขาเกตของมอสเฟต

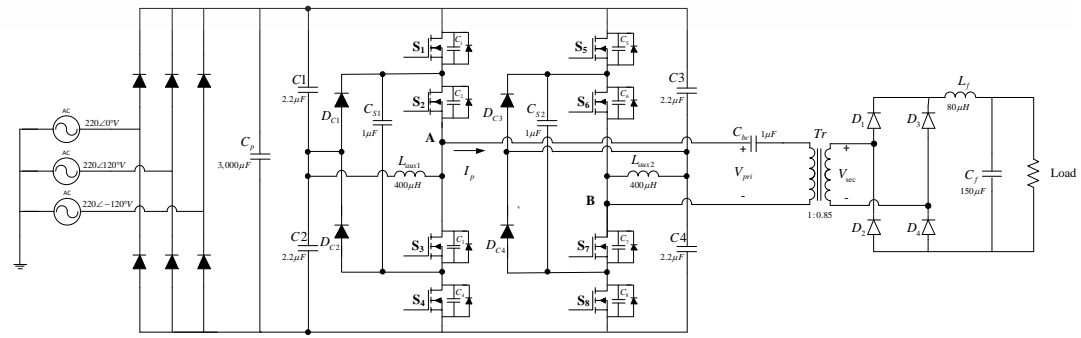
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่เลื่อนมุมเฟสต่างๆ เพื่อนำไปขับขาเกตของมอสเฟต

4.2 การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะศึกษาถึงเรื่องของสัญญาณที่สวิตช์ $S_1 - S_8$ และประสิทธิภาพของวงจรในการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงในแต่ละมุมที่เลื่อนเฟสไปของสัญญาณ PWM โดยโหลดความต้านทานจะใช้เป็นหลอดไฟ 100 W / 220 - 240 V



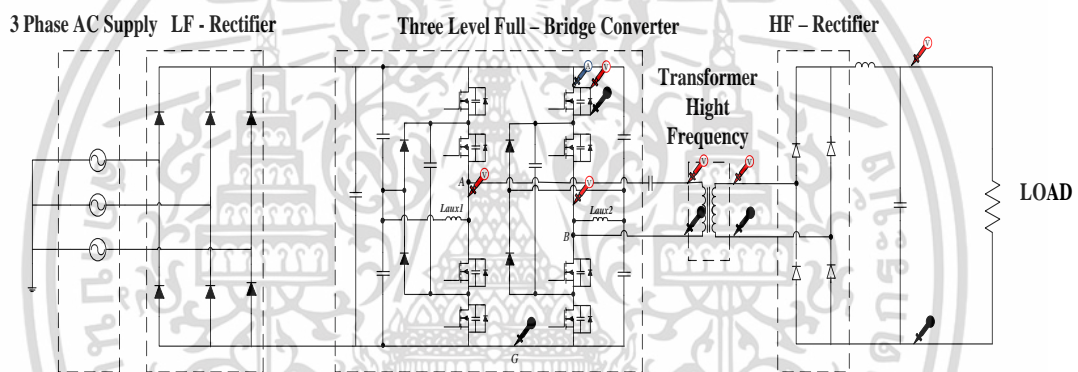
เอกสารนี้รูปที่ 4.5 วงจร AC to DC Converter มีตัวเหนี่ยวนำเสริมที่ใช้ในการทดสอบโหลดความต้านทานราคาไม่ต่ำกว่าหมื่นใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุประสงค์

1. เพื่อการทดสอบกำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ พิกัดโหลดไม่น้อยกว่า 2.5 kW โดยการเลื่อนมุมเฟส $0^\circ - 120$ องศา
2. เพื่อการทดสอบกำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ได้ทำการปรับปรุงโดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำเสริมในวงจร
3. สามารถเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลความแตกต่างของแต่ละวงจรที่ใช้โหลดความต้านทานในการทดสอบ

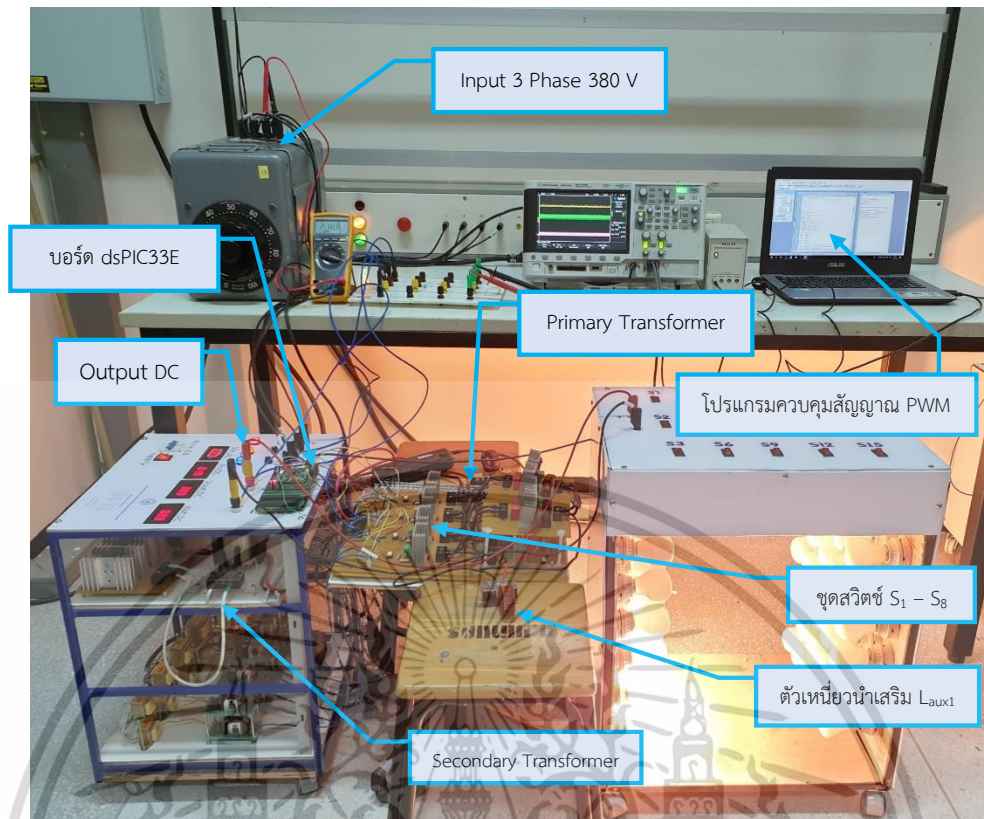
การทดลองจะทำการต่อวงจรดังรูปที่ 4.5 จ่ายแรงดันเต็มพิกัดที่ 3 เฟส 380 Vac ปรับเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณ PWM และเพิ่มโหลดตลอดไปตามสแต็ปโหลดที่ต้องการทดลองในแต่ละการทดลอง โดยมีเงื่อนไขดังนี้

1. จ่ายระดับแรงดันอินพุตเต็มพิกัด 3 เฟส 380 Vac จ่ายให้กับชุดโหลดแต่ละสแต็ปโหลด (ใน 1 สแต็ปโหลดจะประกอบไปด้วยชุดโหลดไฟที่ขนาดกัน 2 ชุด และนำมาอนุกรมกัน)
2. ปรับเลื่อนมุมเฟสของสวิทซ์ที่ $5^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ และ 120 องศา

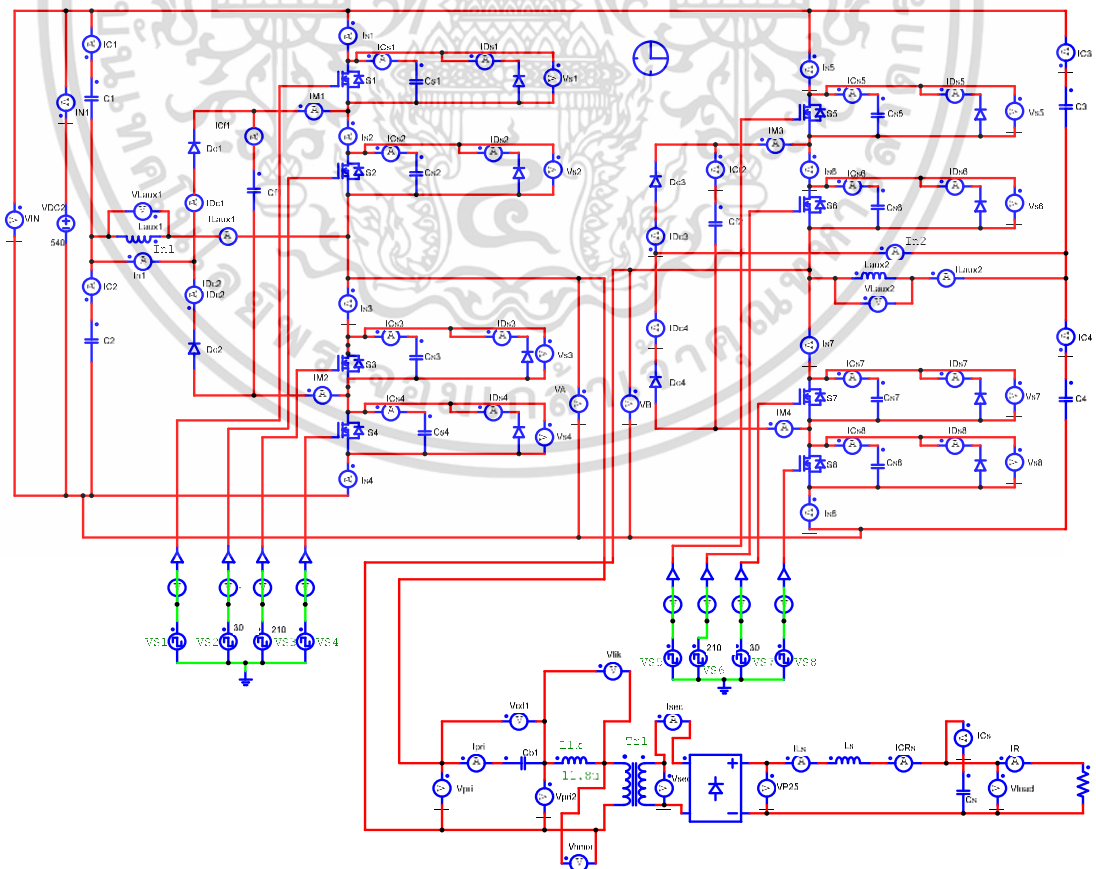


รูปที่ 4.6 ตำแหน่งการวัดค่าและบันทึกผลการทดสอบที่โหลดตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ตำแหน่งการวัดค่าและบันทึกผลการทดสอบที่โหลดตัวต้านทานในห้องปฏิบัติการ



รูปที่ 4.8 วงจรที่ใช้ Simulation ในโปรแกรม PSIM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 การทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_8$ ของวงจรสามระดับเต็มบริดจ์

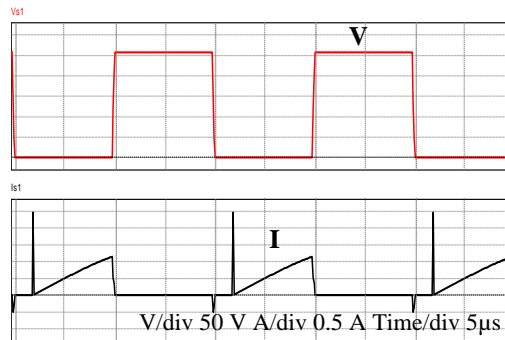
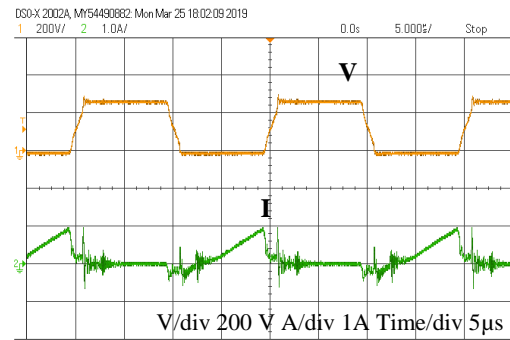
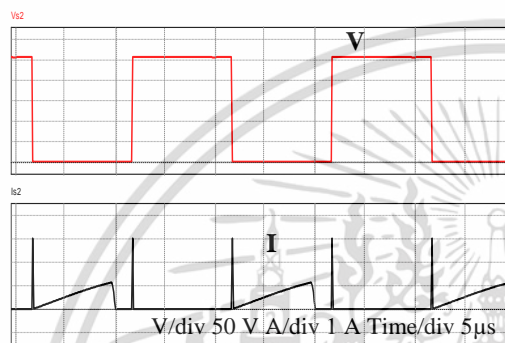
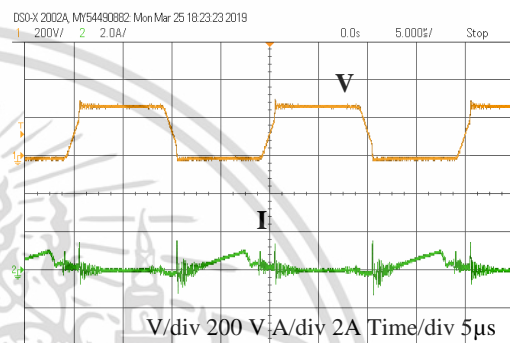
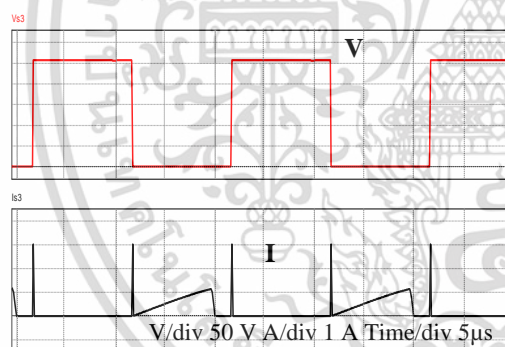
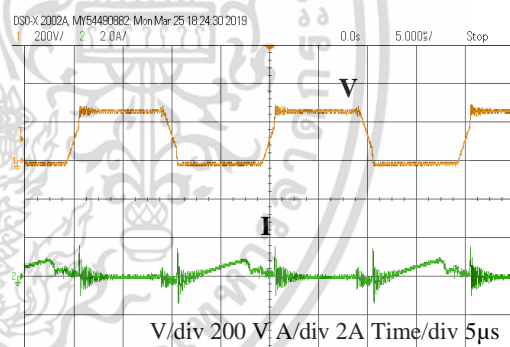
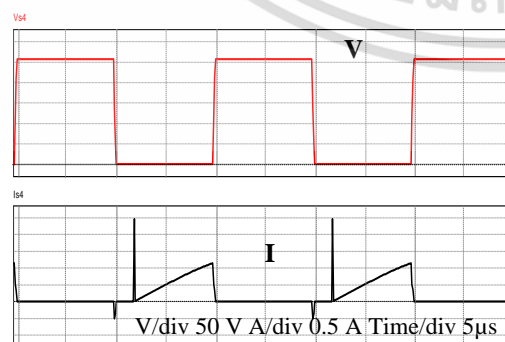
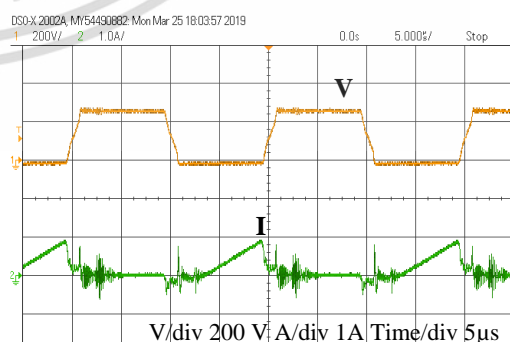
การทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_8$ ของวงจรสามระดับเต็มบริดจ์ เป็นการทดสอบเพื่อศึกษาผลการเปรียบเทียบช่วงการเกิด ZVZCS ระหว่างวงจรที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม โดยทดสอบที่โหลด 10% 30% และโหลด 100%

ขั้นตอนการทดลอง

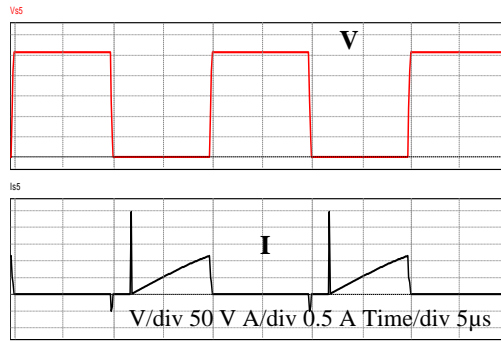
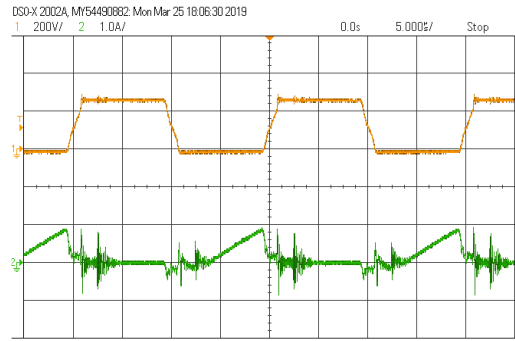
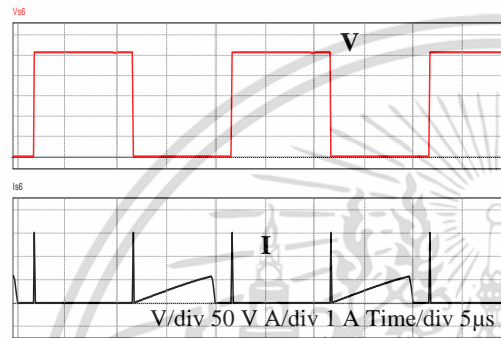
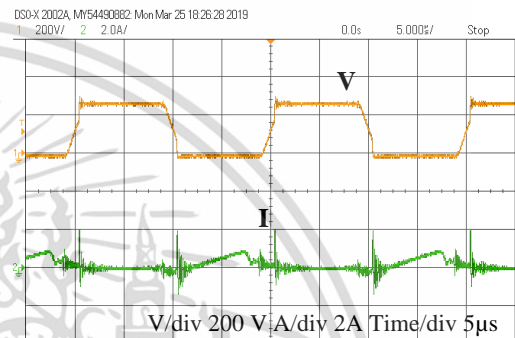
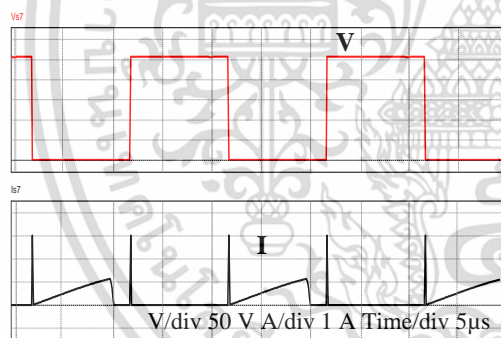
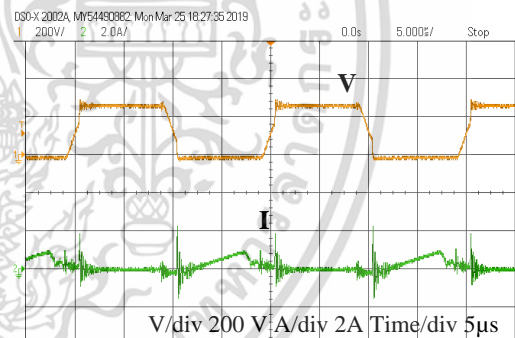
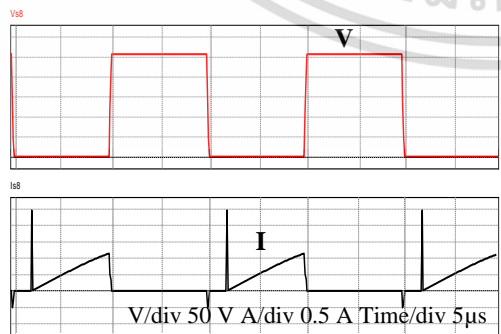
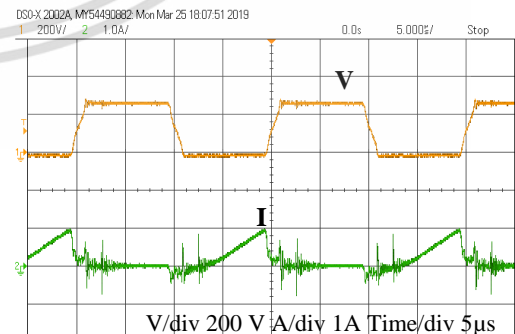
- 1) ปรับเลื่อนมุมเฟสของสวิตช์ที่ 30 องศา
- 2) ทดสอบวงจรที่โหลดความต้านทาน 10%, 30% และ 100% ของพิกัดโหลด
- 3) ปรับแรงดันด้านเข้าที่พิกัด 3 เฟส 380 Vac
- 4) วัดสัญญาณแรงดันกับกระแสที่สวิตช์ $S_1 - S_8$ และบันทึกผล



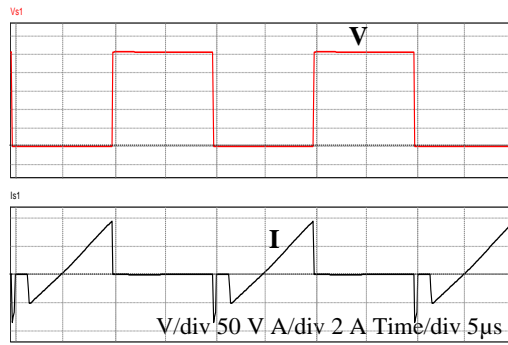
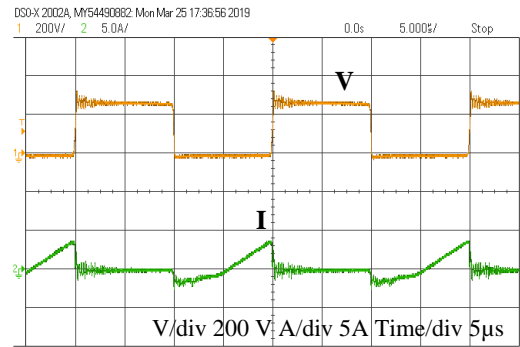
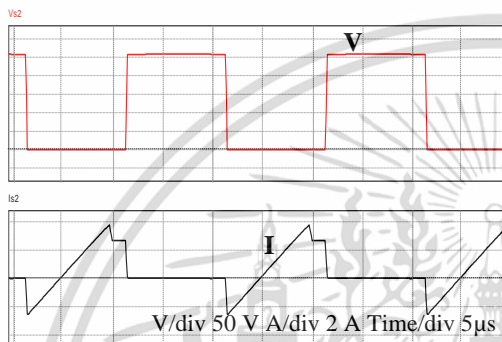
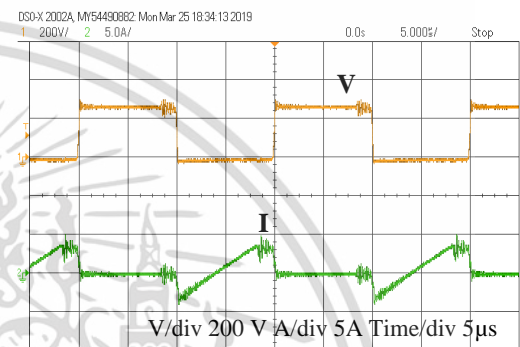
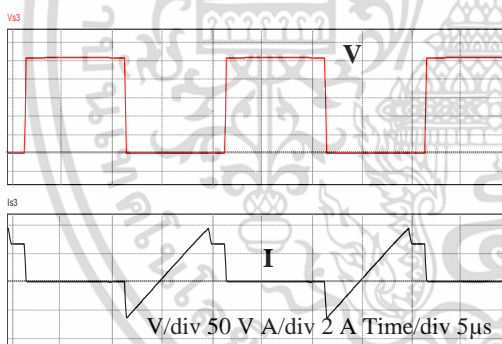
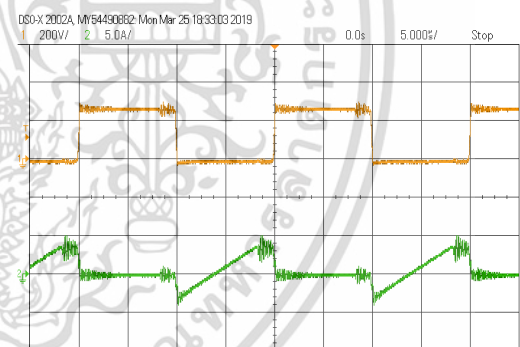
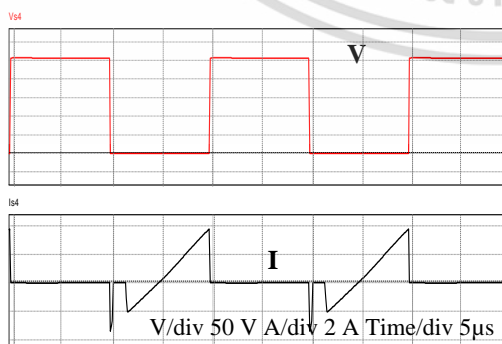
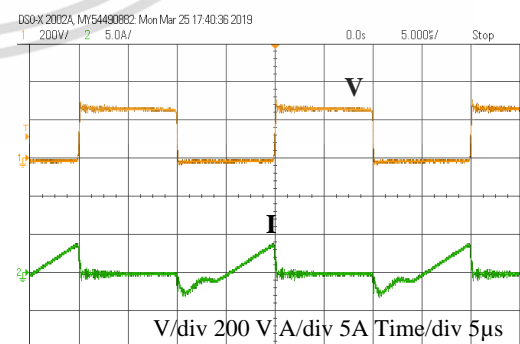
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simulation @S₁Experimental @S₁Simulation @S₂Experimental @S₂Simulation @S₃Experimental @S₃Simulation @S₄Experimental @S₄

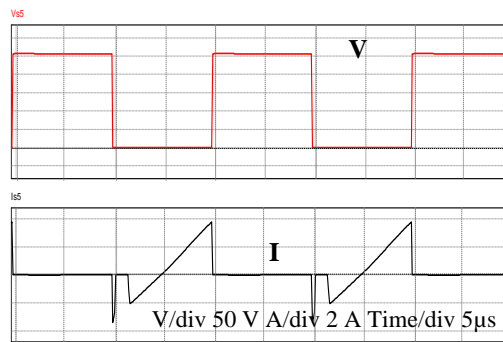
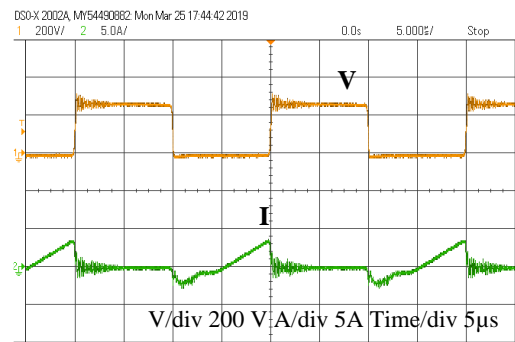
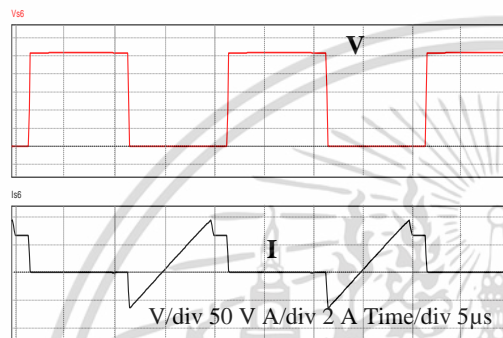
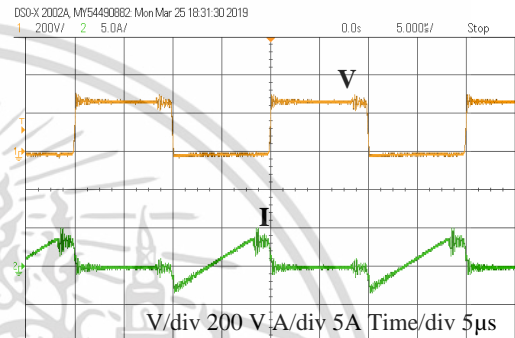
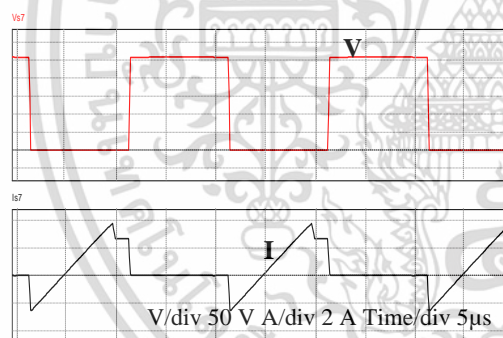
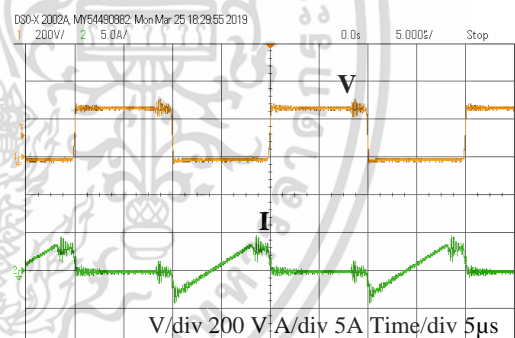
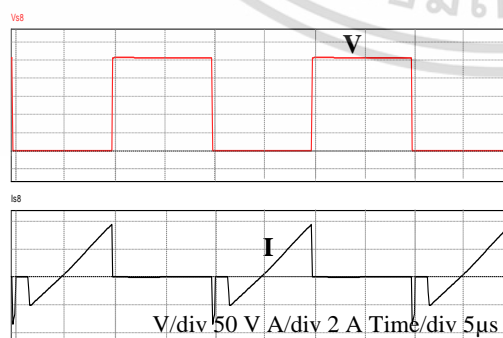
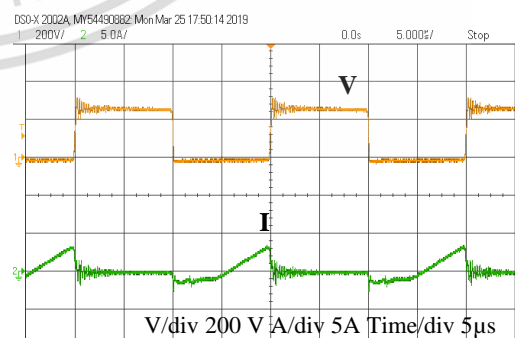
รูปที่ 4.9 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₁ – S₄ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 10%) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simulation @S₅Experimental @S₅Simulation @S₆Experimental @S₆Simulation @S₇Experimental @S₇Simulation @S₈Experimental @S₈

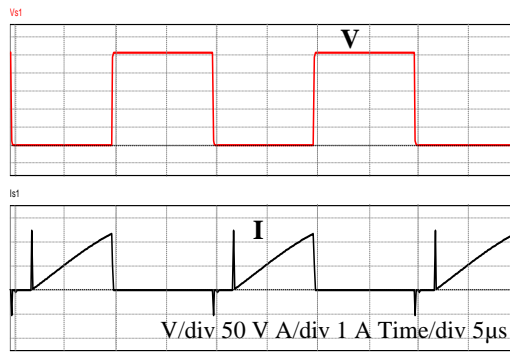
รูปที่ 4.10 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₅ – S₈ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 10%) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simulation @S₁Experimental @S₁Simulation @S₂Experimental @S₂Simulation @S₃Experimental @S₃Simulation @S₄Experimental @S₄

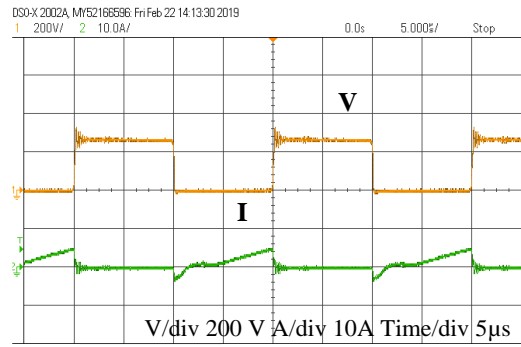
รูปที่ 4.11 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₁ – S₄ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400μH โหลด10%) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่สัญญาใด ๆ หนึ่งในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simulation @S₅Experimental @S₅Simulation @S₆Experimental @S₆Simulation @S₇Experimental @S₇Simulation @S₈Experimental @S₈

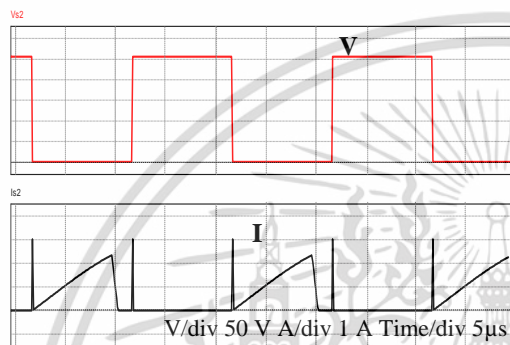
รูปที่ 4.12 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₅ – S₈ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400μH โหลด 10%) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



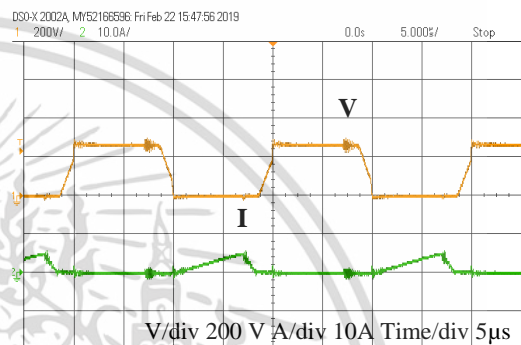
Simulation @S₁



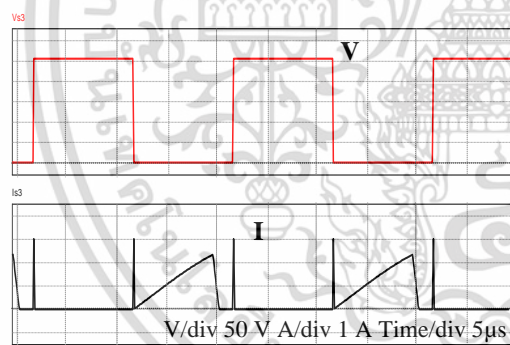
Experimental @S₁



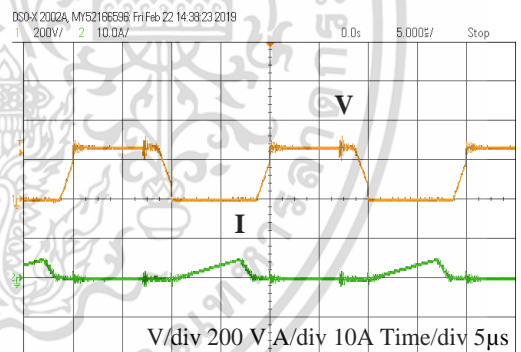
Simulation @S₂



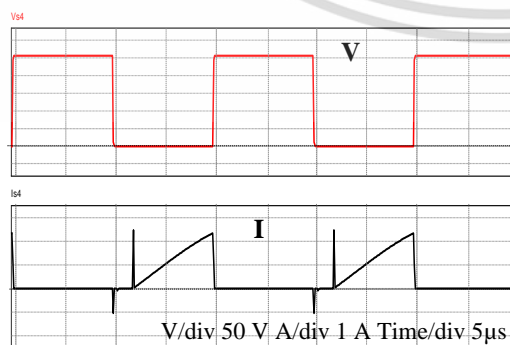
Experimental @S₂



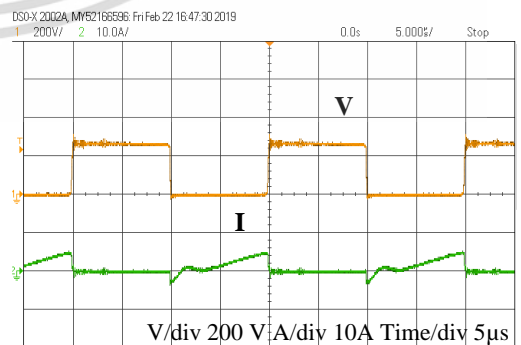
Simulation @S₃



Experimental @S₃

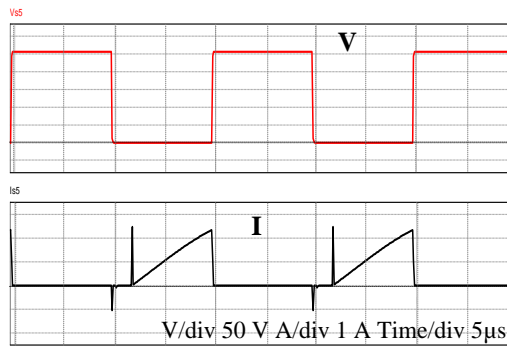


Simulation @S₄

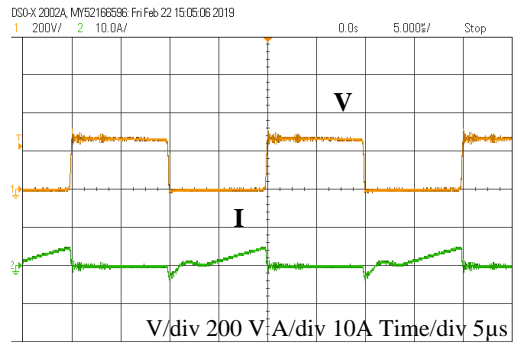


Experimental @S₄

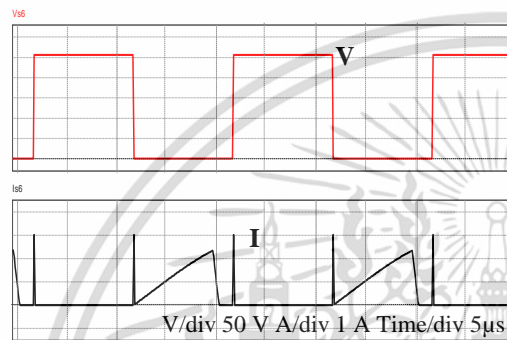
รูปที่ 4.13 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₁ – S₄ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 30%) เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



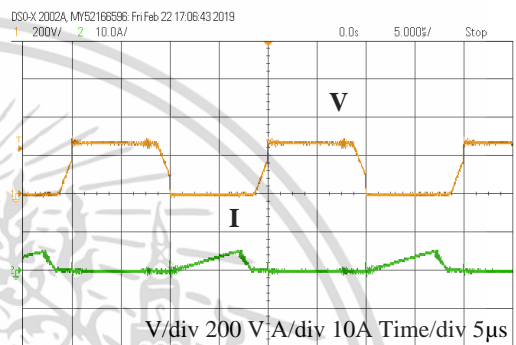
Simulation @S₅



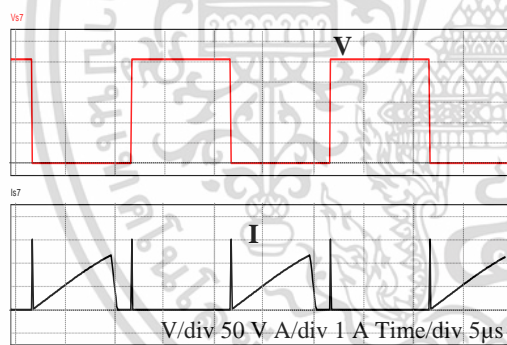
Experimental @S₅



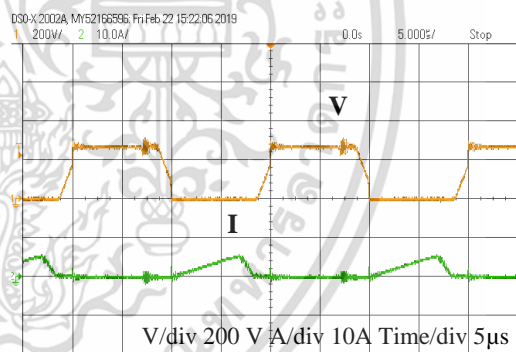
Simulation @S₆



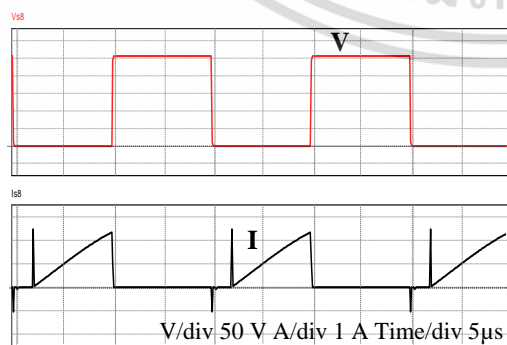
Experimental @S₆



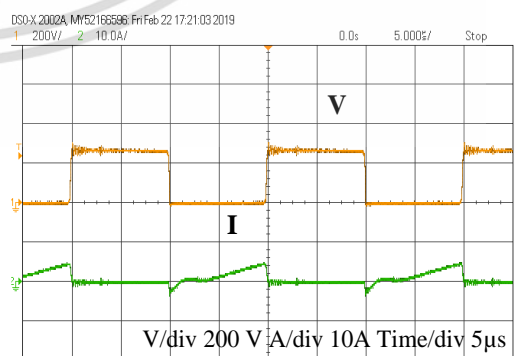
Simulation @S₇



Experimental @S₇

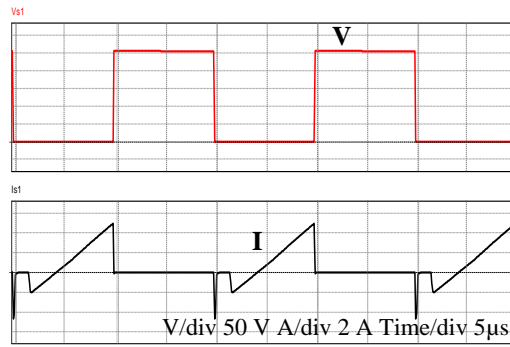


Simulation @S₈

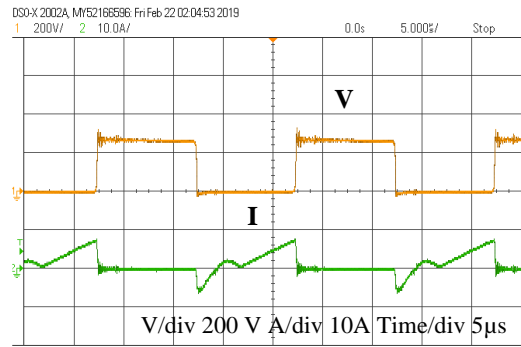


Experimental @S₈

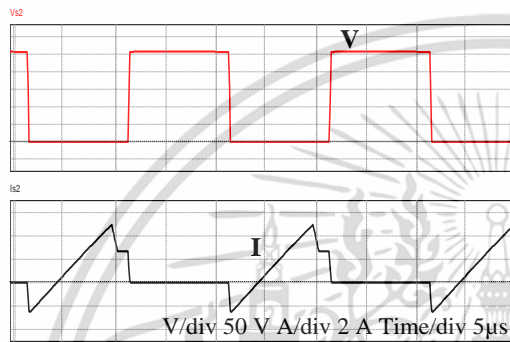
รูปที่ 4.14 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₅ – S₈ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 30%) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือมีการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นได้พบหรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร กรุณาแจ้งให้ทราบทันที ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



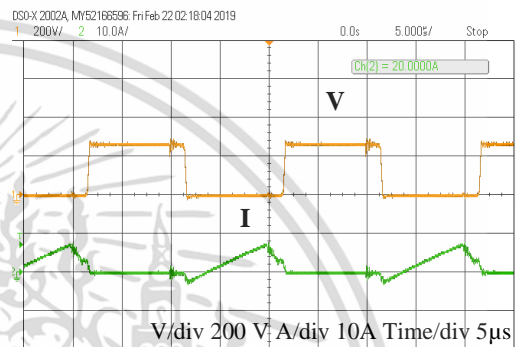
Simulation @S₁



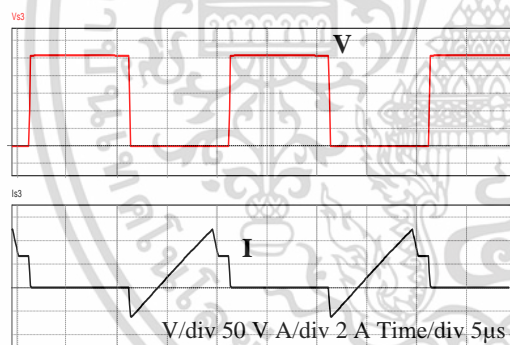
Experimental @S₁



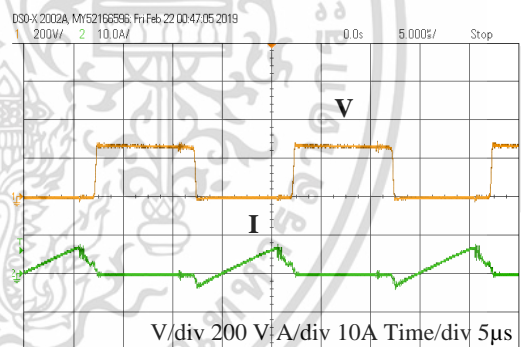
Simulation @S₂



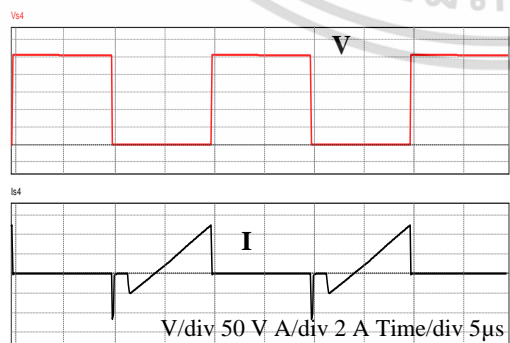
Experimental @S₂



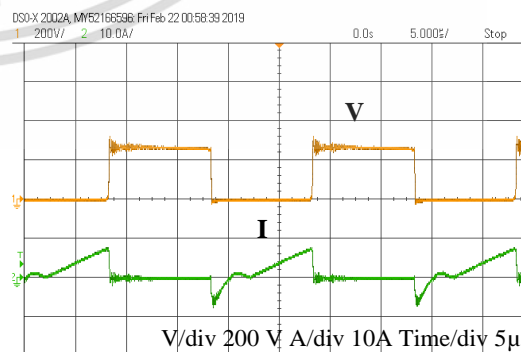
Simulation @S₃



Experimental @S₃

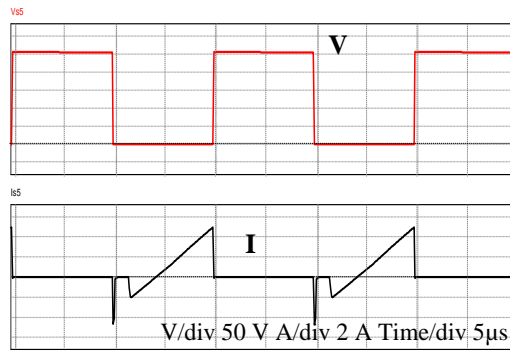


Simulation @S₄

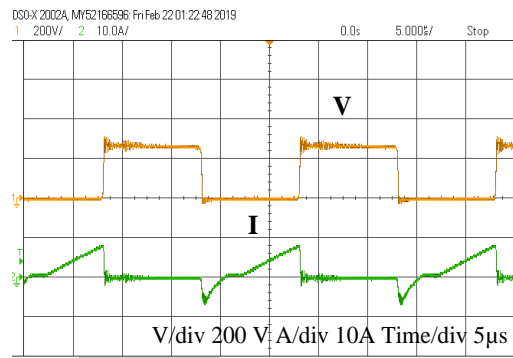


Experimental @S₄

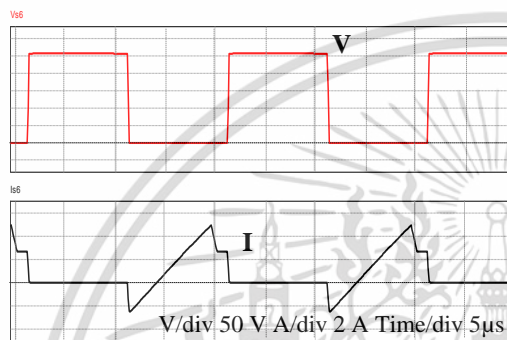
รูปที่ 4.15 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₁ – S₄ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400μH โหลด 30%) เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



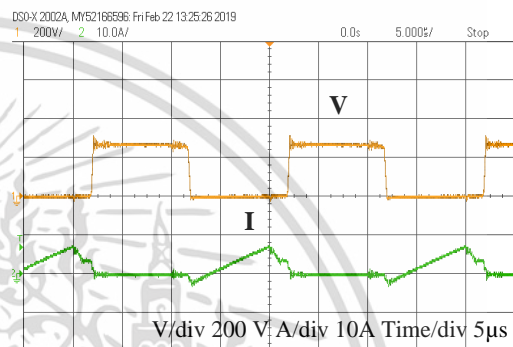
Simulation @S₅



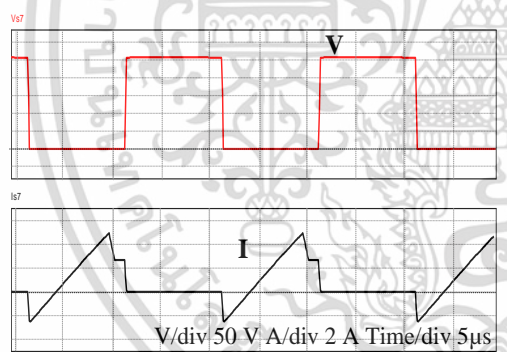
Experimental @S₅



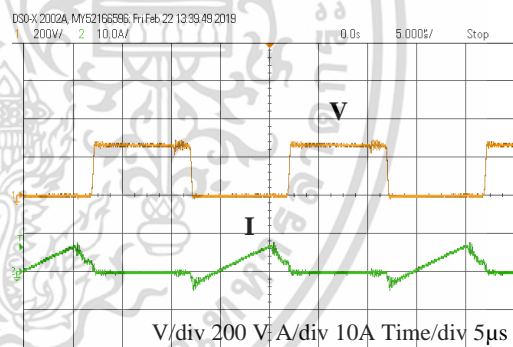
Simulation @S₆



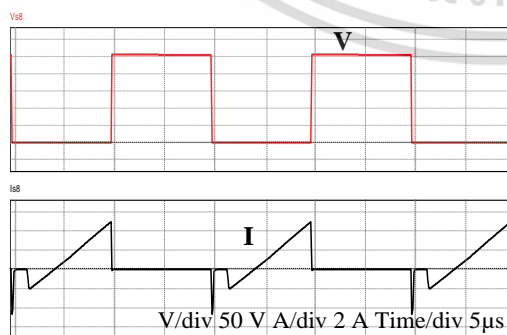
Experimental @S₆



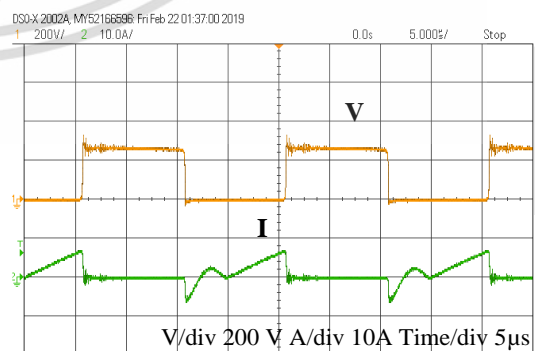
Simulation @S₇



Experimental @S₇

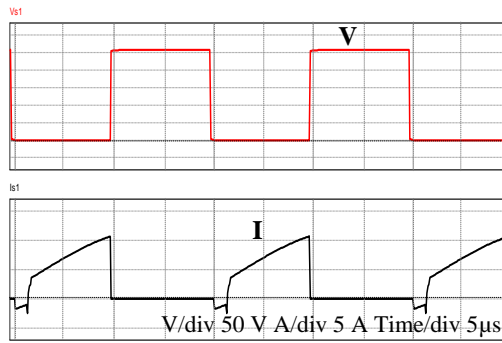


Simulation @S₈

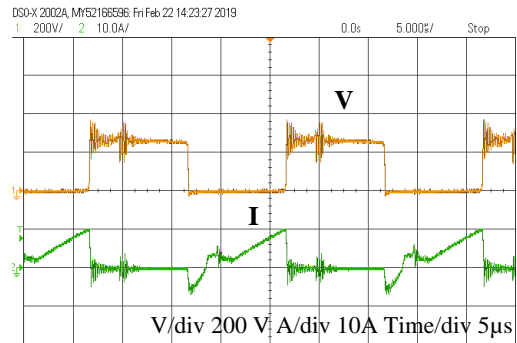


Experimental @S₈

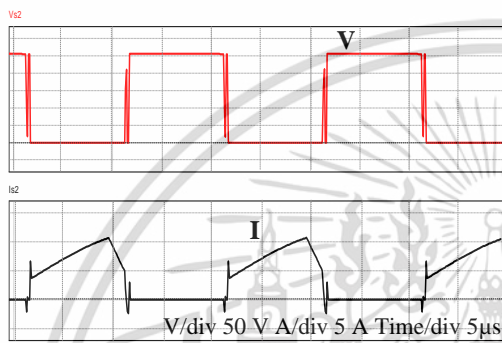
รูปที่ 4.16 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₅ – S₈ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400μH โหลด 30%) เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนลิขสิทธิ์หรือมีการแข่งขันเพื่อการค้าหากท่านใดเห็นเหมือนนี้อยู่ กรุณาแจ้งให้ทราบโดยเร็วที่สุด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



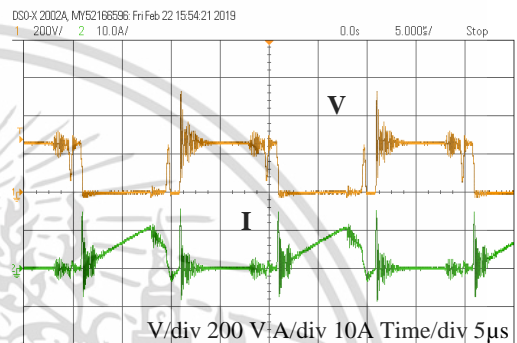
Simulation @S1



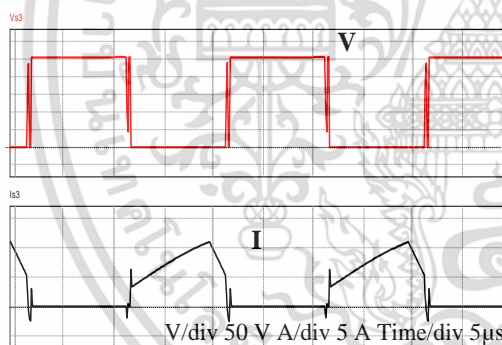
Experimental @S1



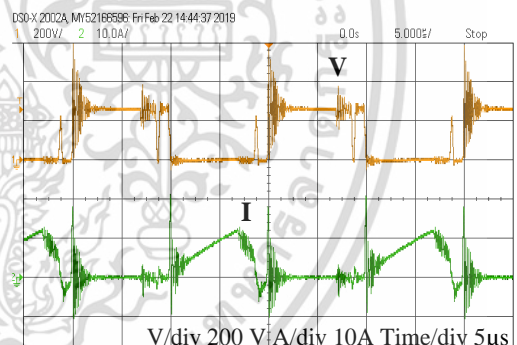
Simulation @S2



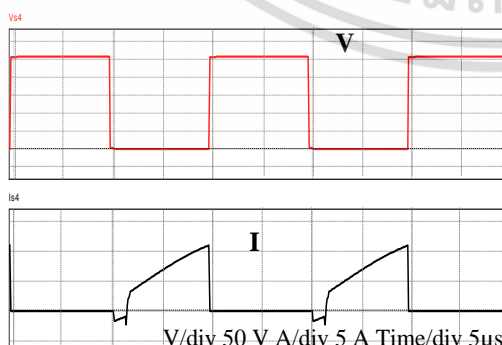
Experimental @S2



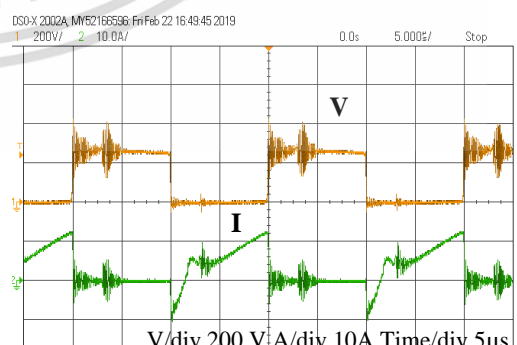
Simulation @S3



Experimental @S3

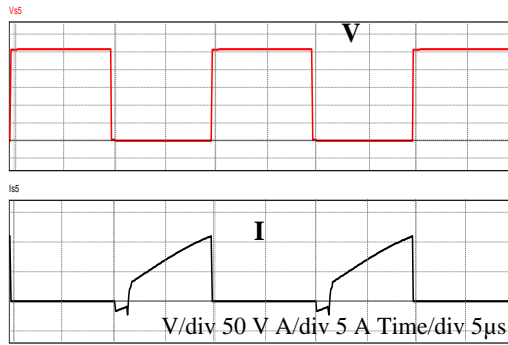


Simulation @S4

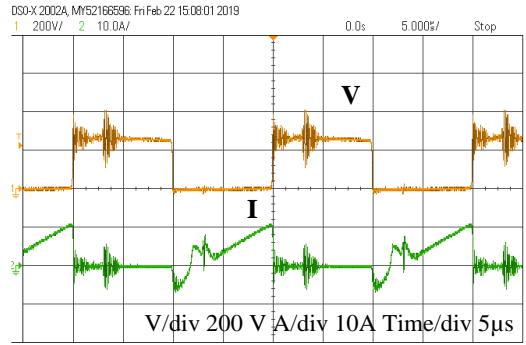


Experimental @S4

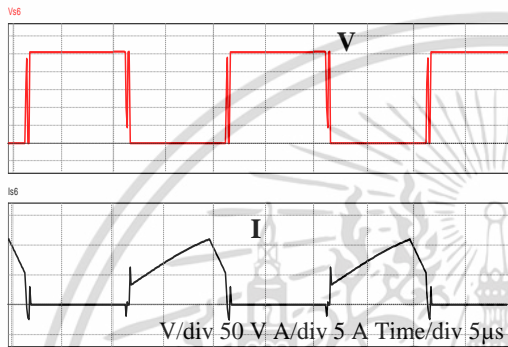
รูปที่ 4.17 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₁ – S₄ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 100%) เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เข้าไปใช้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



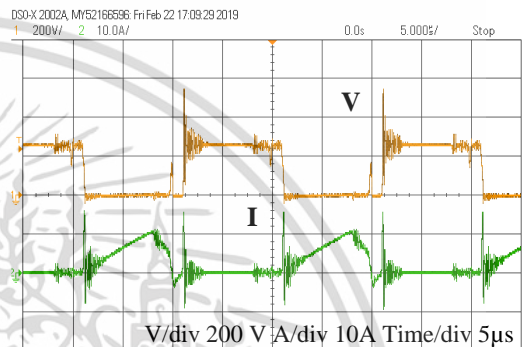
Simulation @S₅



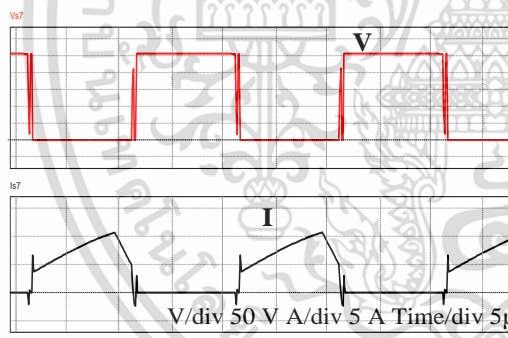
Experimental @S₅



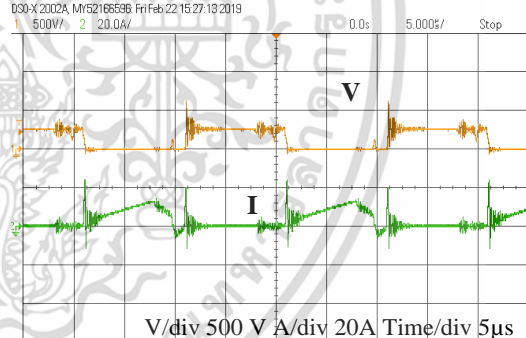
Simulation @S₆



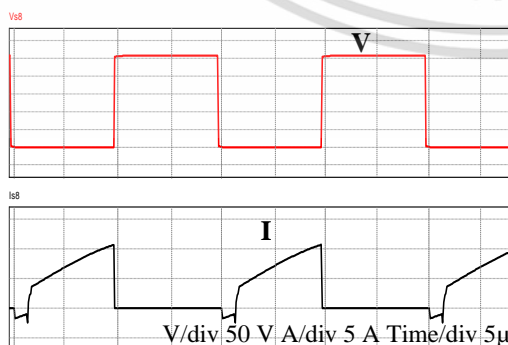
Experimental @S₆



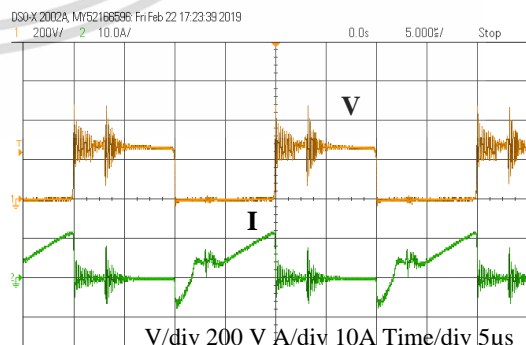
Simulation @S₇



Experimental @S₇

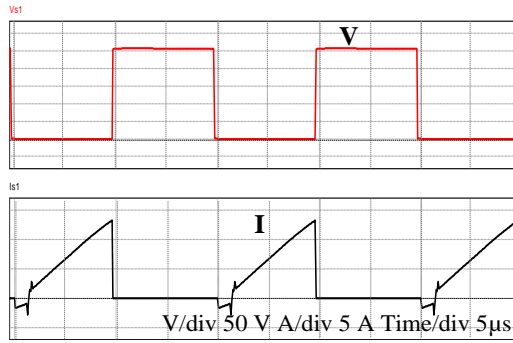


Simulation @S₈

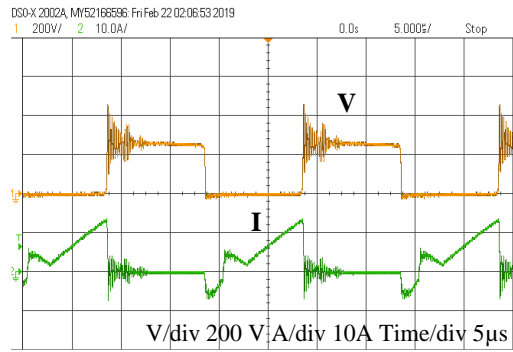


Experimental @S₈

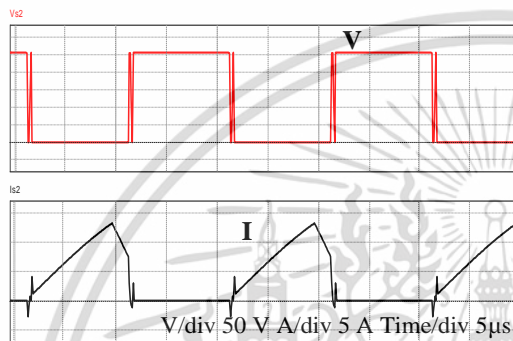
รูปที่ 4.18 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₅ – S₈ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (No-L โหลด 100%)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เอกสารที่เผยแพร่ในเชิงพาณิชย์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



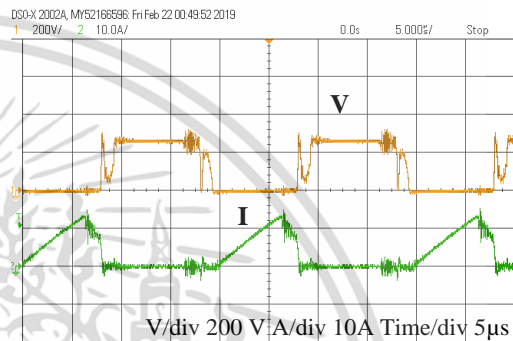
Simulation @S₁



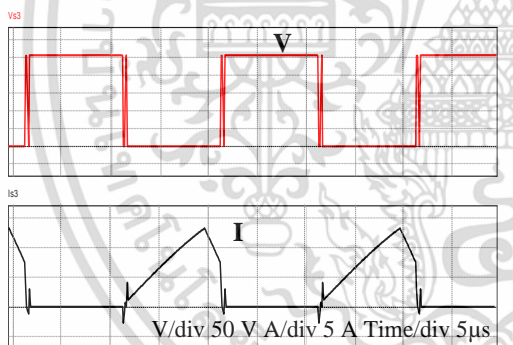
Experimental @S₁



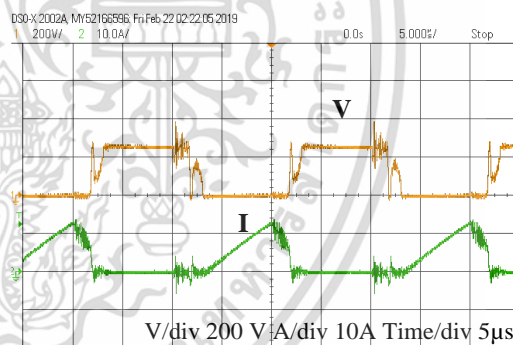
Simulation @S₂



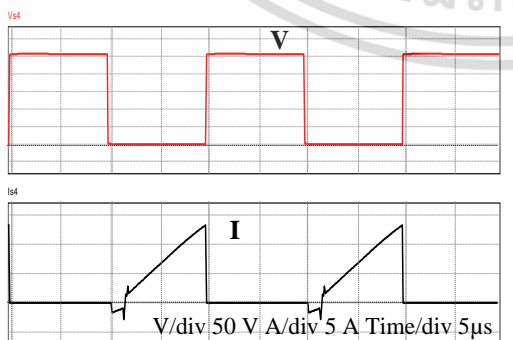
Experimental @S₂



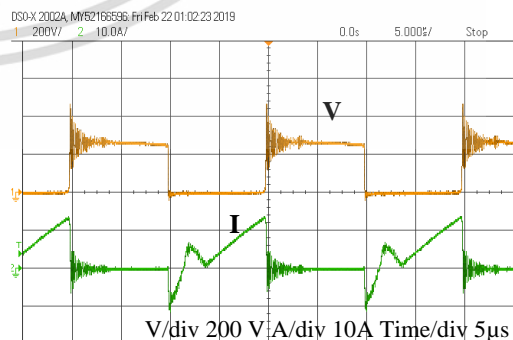
Simulation @S₃



Experimental @S₃

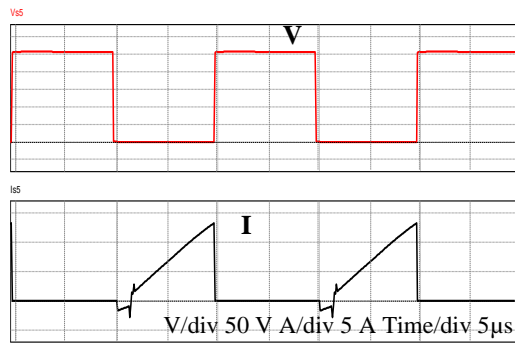


Simulation @S₄

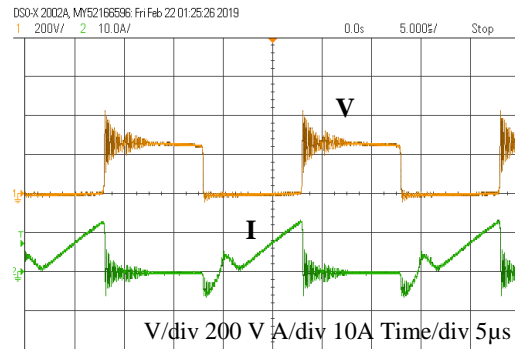


Experimental @S₄

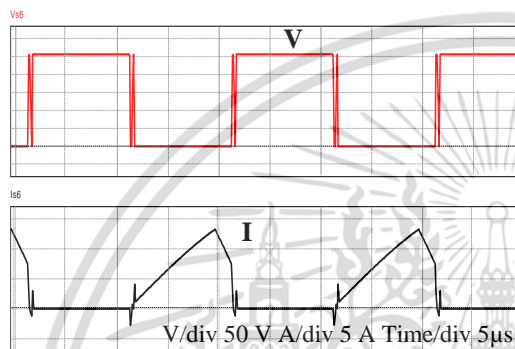
รูปที่ 4.19 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₁ – S₄ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400μH โหลด 100%) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



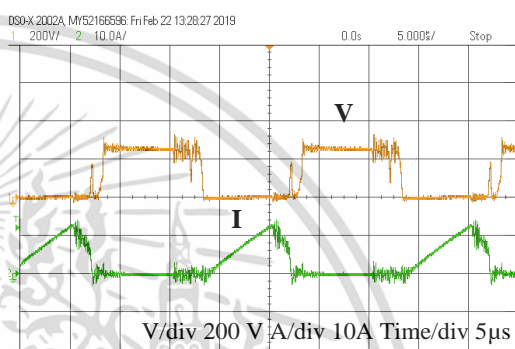
Simulation @S₅



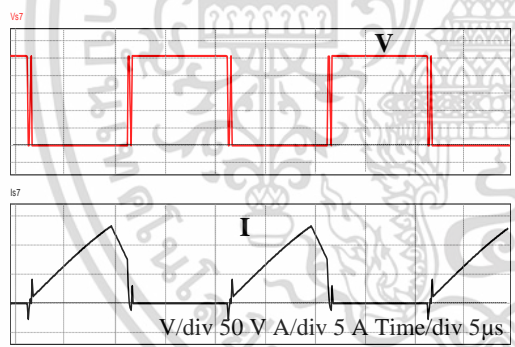
Experimental @S₅



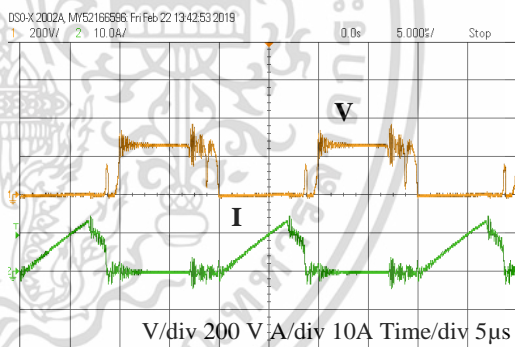
Simulation @S₆



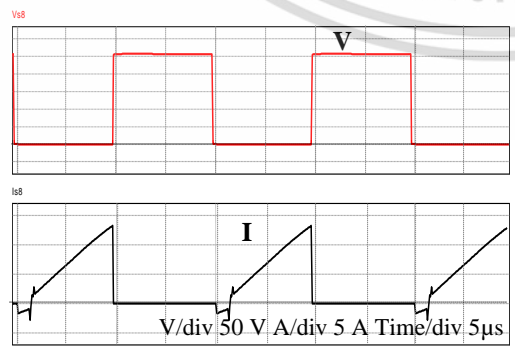
Experimental @S₆



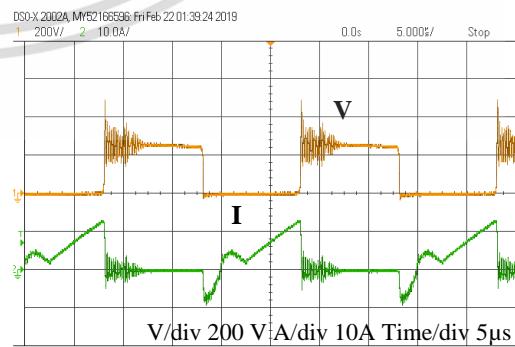
Simulation @S₇



Experimental @S₇



Simulation @S₈



Experimental @S₈

รูปที่ 4.20 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S₅ - S₈ ที่เลื่อนมุมเฟส 30° (L=400μH โหลด 100% เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่เชิงวิชาการแล้ว ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดลอง

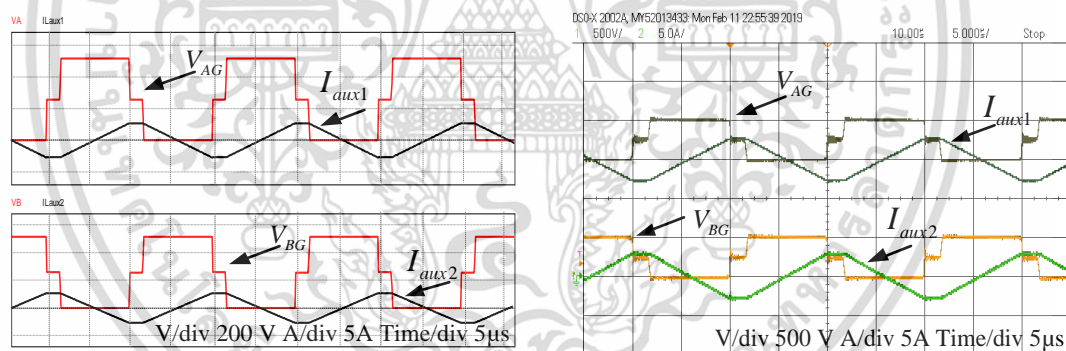
จากการทดลองในหัวข้อนี้สามารถวิเคราะห์ได้ว่าจากการ Simulation เปรียบเทียบกับการวัดค่าจากวงจรจริงมีลักษณะสัญญาณที่ใกล้เคียงกัน และเมื่อเปรียบเทียบผลการทดลองระหว่างวงจรที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมในวงจรสามารถบ่งชี้ได้ว่าจะมีความแตกต่างกัน โดยเมื่อภาระโหลด 30% วงจรคอนเวอร์เตอร์มีตัวเหนี่ยวนำที่สวิตช์คู่ใน (S_2, S_3, S_6 และ S_7) ในช่วง Turn on แรงดันและกระแสจะเกิดเงื่อนไข ZVS และสวิตช์คู่นอก (S_1, S_4, S_5 และ S_8) เกิดเงื่อนไข ZVS ที่วงจรทั้งสองแบบสำหรับการทดสอบที่ภาระโหลด 100% ที่สวิตช์คู่นอกและสวิตช์คู่ในเกิด ZVS ในส่วนของเงื่อนไข ZCS ที่ทุกภาระโหลดวงจรทั้งสองแบบเข้าใกล้เงื่อนไขเท่านั้น

4.2.2 การทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแสที่ตำแหน่ง A และ B ของวงจรสามระดับเต็มบริดจ์

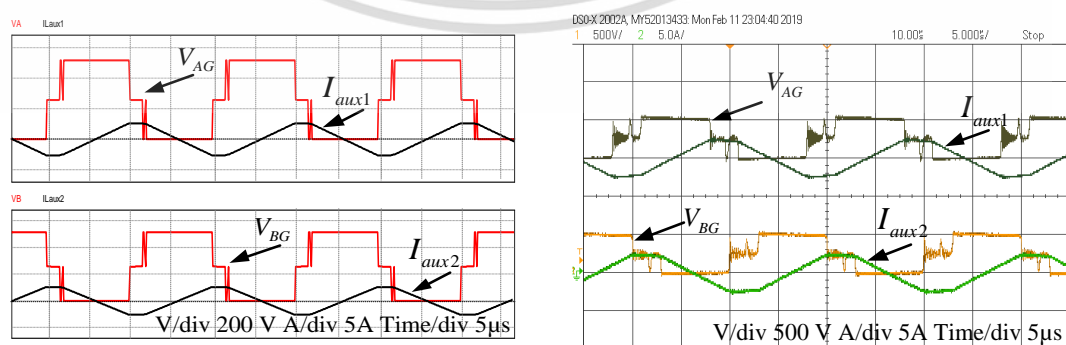
คลื่นการทดลองนี้จะศึกษาถึงการทำงานของวงจรสามระดับเต็มบริดจ์ทางด้านสัญญาณช็อกบวกและสัญญาณช็อกลบของวงจร และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) ที่ภาระโหลดความต้านทาน 30% และ 100% ของกำลังพิกัด 2.5 kW

ขั้นตอนการทดลอง

- 1) ปรับเลื่อนมุมเฟสของสวิตช์ที่ 30 องศา
- 2) ทดสอบวงจรที่ภาระโหลดความต้านทาน 30% และ 100%
- 3) ปรับแรงดันด้านเข้าที่พิกัด 3 เฟส 380 Vac
- 4) วัดแรงดันที่จุด AG, BG และกระแสที่ไหลผ่าน L_{aux}



รูปที่ 4.21 สัญญาณแรงดัน (V_{AG}, V_{BG}) และกระแสไหลผ่าน L_{aux1}, L_{aux2} ที่โหลด 30%



รูปที่ 4.22 สัญญาณแรงดัน (V_{AG}, V_{BG}) และกระแสไหลผ่าน L_{aux1}, L_{aux2} ที่โหลด 100%

เอกสารนี้วิเคราะห์ผลการทดลอง สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลอง รูปที่ 4.21 และ 4.22 พบว่ามีแรงดันสูงสุดที่ 530 V โดยขณะที่ภาระโหลด 30% มีสัญญาณรบกวนน้อยกว่าขณะที่มีภาระโหลด 100% และสัญญาณก่อนเข้าสู่หม้อแปลงเป็นสัญญาณแบบสามระดับ

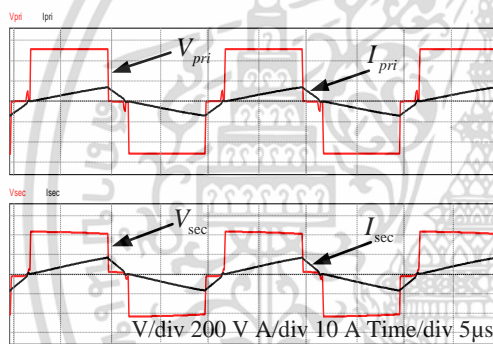
4.2.3 การทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแสเข้าออกของหม้อแปลงความถี่สูง

ในการทดสอบนี้จะศึกษาอัตราส่วนของหม้อแปลงที่พิกัด 540/450 Vac สัญญาณแรงดันและกระแสที่เข้าออกหม้อแปลง ซึ่งเปรียบเทียบกับระหว่างวงจรที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม โดยการเลื่อนมุมเฟสของสวิตช์

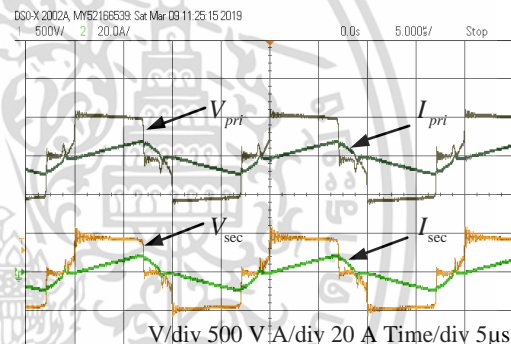
30 องศา ที่ 30% และ 100% ของพิกัดกำลังไฟฟ้า 2.5 kW

ขั้นตอนการทดลอง

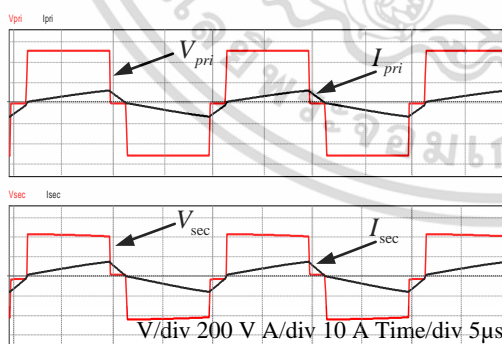
- 1) ปรับเลื่อนมุมเฟสของสวิตช์คู่ในที่เลื่อนมุมเฟส 30 องศา
- 2) ทดสอบวงจรด้วยภาระโหลดความต้านทาน 30% และ 100% ที่พิกัดกำลัง 2.5 kW
- 3) ปรับแรงดันด้านเข้าที่พิกัด 3 เฟส 380 Vac
- 4) วัดแรงดันและกระแสทางด้าน Primary และ Secondary ของหม้อแปลง



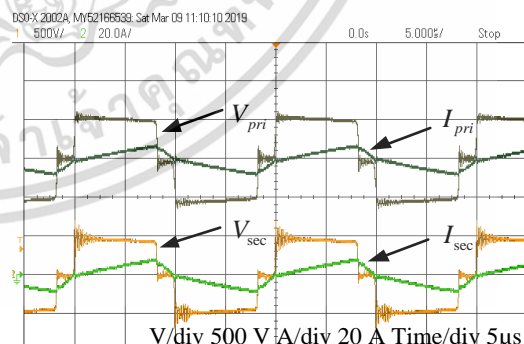
Simulation @No-L



Experimental @No-L



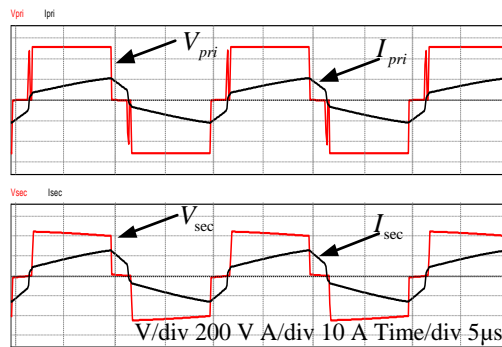
Simulation @L=400µH



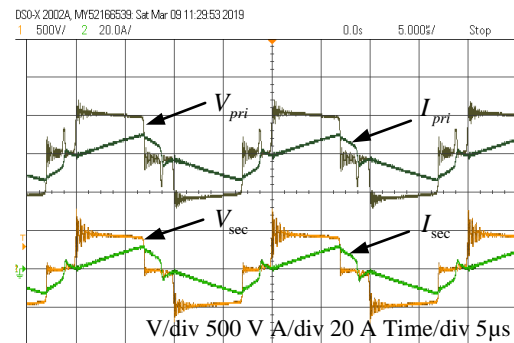
Experimental @L=400µH

รูปที่ 4.23 สัญญาณก่อนและหลังหม้อแปลงทดสอบที่ภาระโหลด 30%

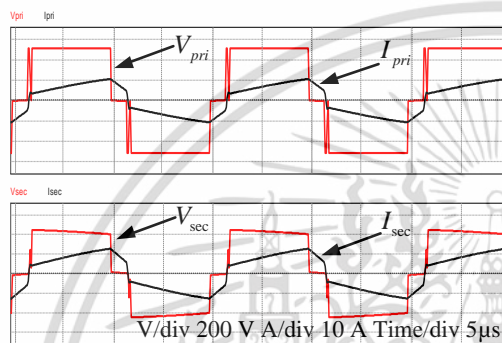
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



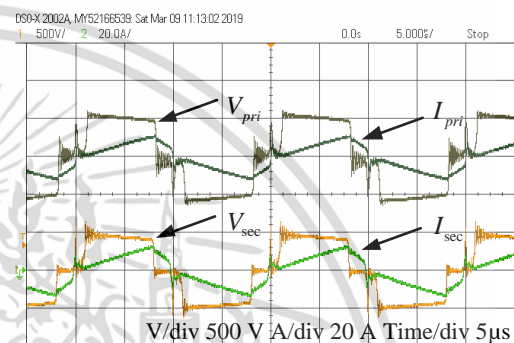
Simulation @No-L



Experimental @No-L



Simulation @L=400µH



Experimental @L=400µH

รูปที่ 4.24 สัญญาณก่อนและหลังหม้อแปลง ทดสอบที่ภาระโหลด 100%

วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการทดลอง รูปที่ 4.23 และ 4.24 รูปสัญญาณ Primary และ Secondary ของหม้อแปลงความถี่สูงเป็นสัญญาณสามระดับพิกัดแรงดัน 540/450 V ผลของการ Simulation มีความใกล้เคียงกับสัญญาณที่วัดจริงจากวงจร สัญญาณเป็นสัญญาณแบบสามระดับเต็มบริดจ์และที่วงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมเมื่อทดสอบโหลด 30% มีสัญญาณรบกวนน้อยกว่าวงจรที่ไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม

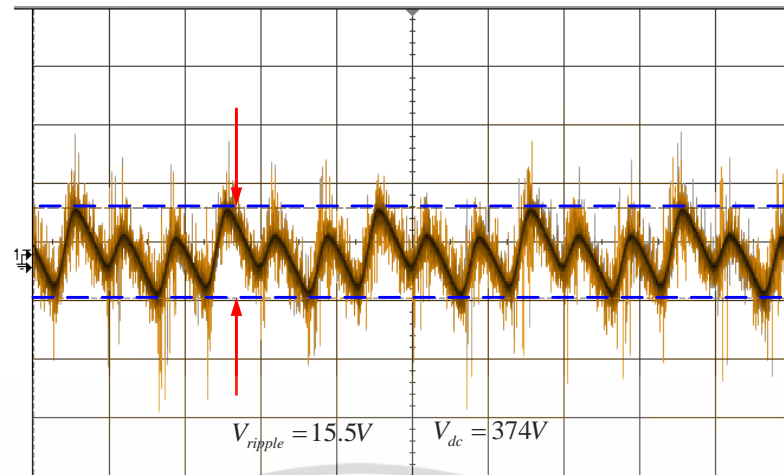
4.2.4 ทดสอบสัญญาณแรงดันเอาต์พุต DC

การทดลองนี้เป็นการศึกษาแรงดัน DC Ripple ด้านออกที่จ่ายให้กับภาระโหลดความต้านทานโดยจะทดสอบที่พิกัดกำลัง 2.5 kW

ขั้นตอนการทดลอง

- 1) ปรับแรงดันด้านเข้าที่พิกัด 3 เฟส 380 Vac
- 2) ปรับเลื่อนมุมเฟสของสวิตช์คู่ในที่เลื่อนมุมเฟส 5 องศา
- 3) ทดสอบวงจรด้วยภาระโหลดความต้านทาน 100% ที่พิกัดกำลัง 2.5 kW
- 4) วัดสัญญาณแรงดัน DC และบันทึกผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



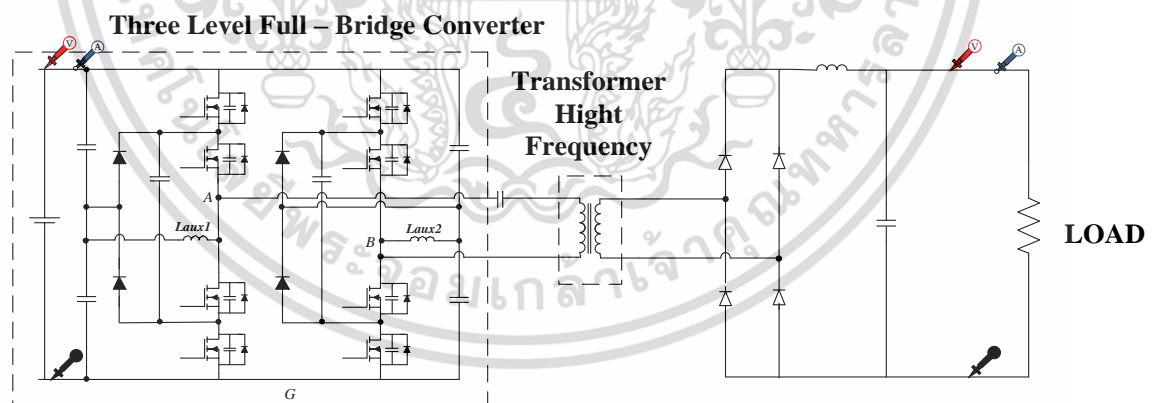
รูปที่ 4.25 แรงดันเอาต์พุต Ripple

วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากรูปที่ 4.25 เป็นสัญญาณแรงดันเอาต์พุต Ripple โดยจ่ายให้กับภาระโหลดที่พิกัด 2.5 kW แรงดันเอาต์พุต DC มีค่าเท่ากับ 374 V และแรงดัน Ripple ที่วัดได้มีค่าเป็น 15.5 V คิดเป็นร้อยละ 4.1 ของแรงดันเอาต์พุต DC

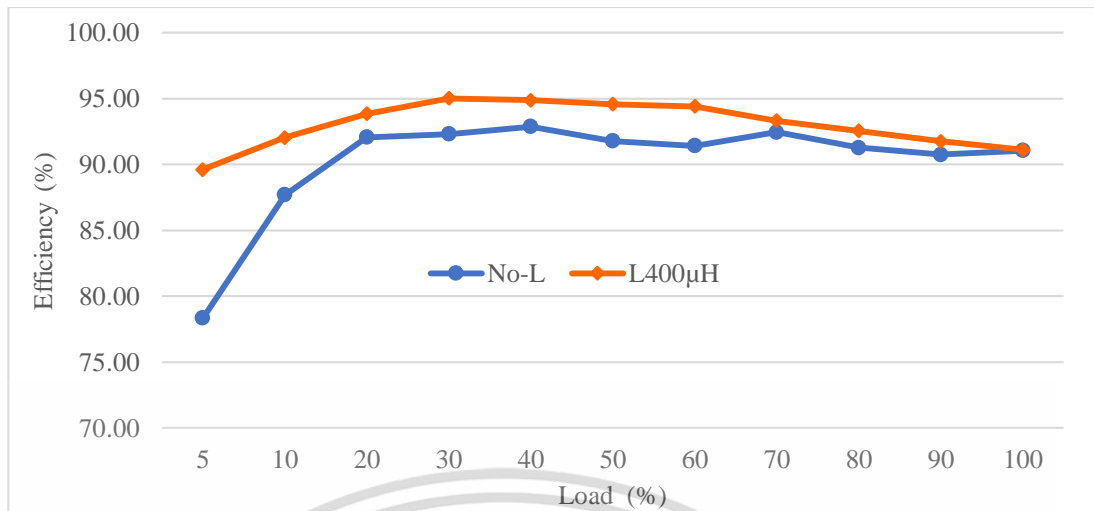
4.2.5 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจร Three-Level Full-Bridge converter

การทดลองนี้ศึกษาเกี่ยวกับประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลัง Three-Level Full-Bridge converter ที่ได้ทำการปรับปรุงโดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำเสริมในวงจร การทดลองจะทดลองกับภาระโหลดความต้านทานที่พิกัดกำลัง 2.5 kW ที่เลือกมุมเฟสสวิตช์คู่ใน 5 องศา



รูปที่ 4.26 ตำแหน่งการวัดกำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและโหลดที่เลื่อนมุมเฟสสวิทช์ 5 องศา

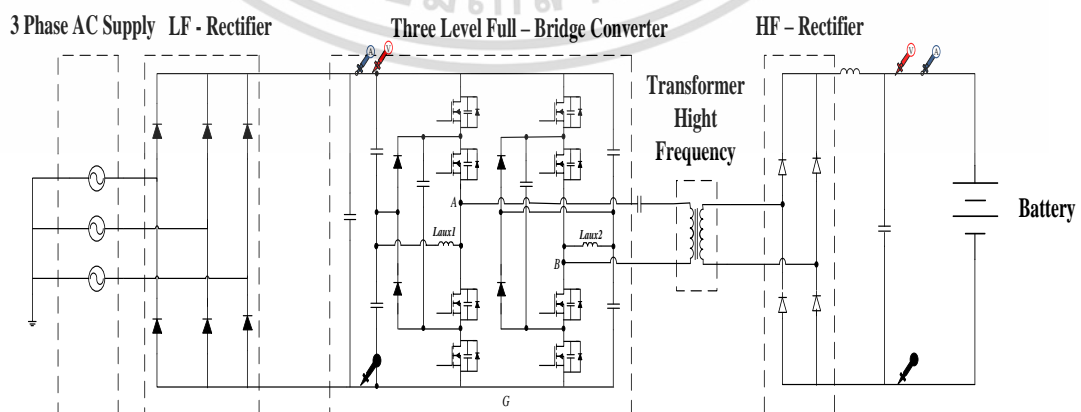
วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากรูปที่ 4.27 เป็นกราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์สังเกตได้ว่ามีประสิทธิภาพแปรผกผันกับภาระโหลดที่เพิ่มขึ้นของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมในวงจร โดยประสิทธิภาพเฉลี่ยของวงจรที่ไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมคิดเป็น 90.19% และวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมในวงจรคิดเป็น 93.02%

4.3 ทดสอบการชาร์จและดิสชาร์จแบตเตอรี่ที่เลื่อนมุมเฟสสวิทช์ 5 องศา

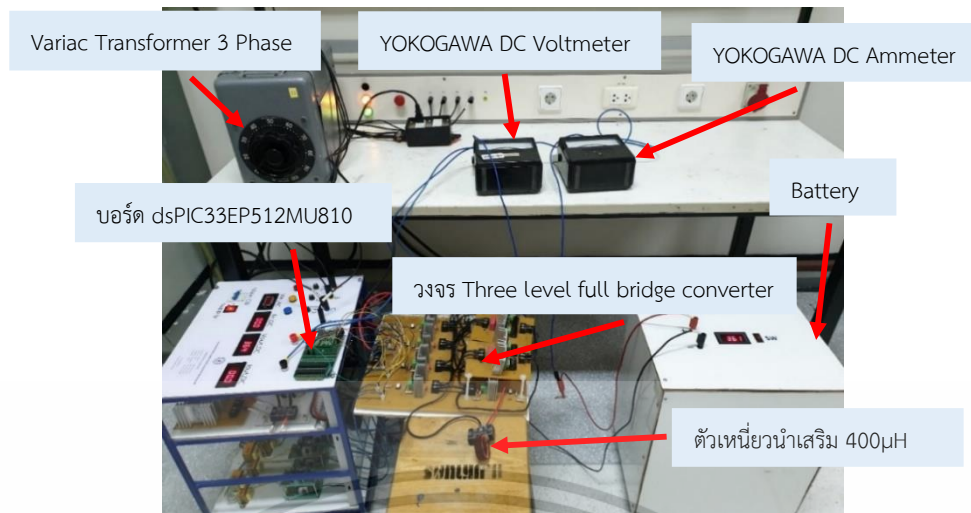
การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบการชาร์จแบตเตอรี่จากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์โดยการชาร์จนั้นจะอาศัยทฤษฎีการชาร์จแบตเตอรี่แบบผสม แบ่งออกเป็นสามช่วงเวลาในการชาร์จ ช่วงแรกชาร์จโดยคงที่กระแส ช่วงที่สองคงที่แรงดันที่พิกัดของการชาร์จและช่วงสุดท้ายค่อยๆ ให้กระแสลดลงเรื่อยๆ โดยคงที่แรงดันที่พิกัดการชาร์จของแบตเตอรี่

1. เพื่อทดสอบการชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์
2. เพื่อเปรียบเทียบระยะเวลาในการชาร์จและดิสชาร์จ

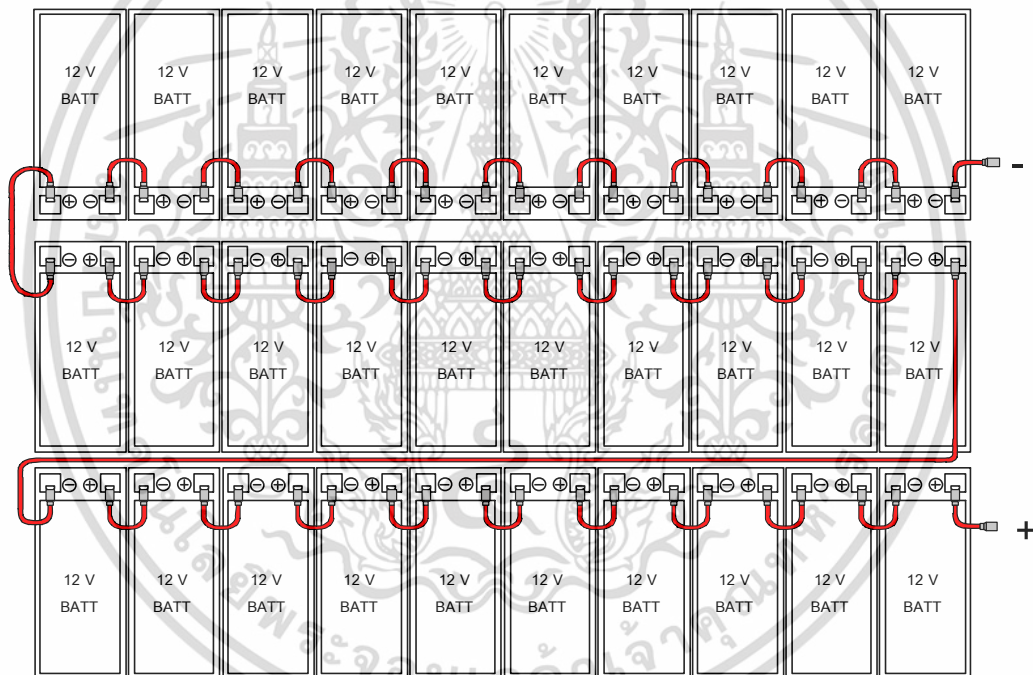


รูปที่ 4.28 ตำแหน่งการวัดค่าแรงดันและกระแสการชาร์จแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ อนุญาตให้นำไปใช้



รูปที่ 4.29 ตำแหน่งต่างๆ ของวงจรการชาร์จแบตเตอรี่



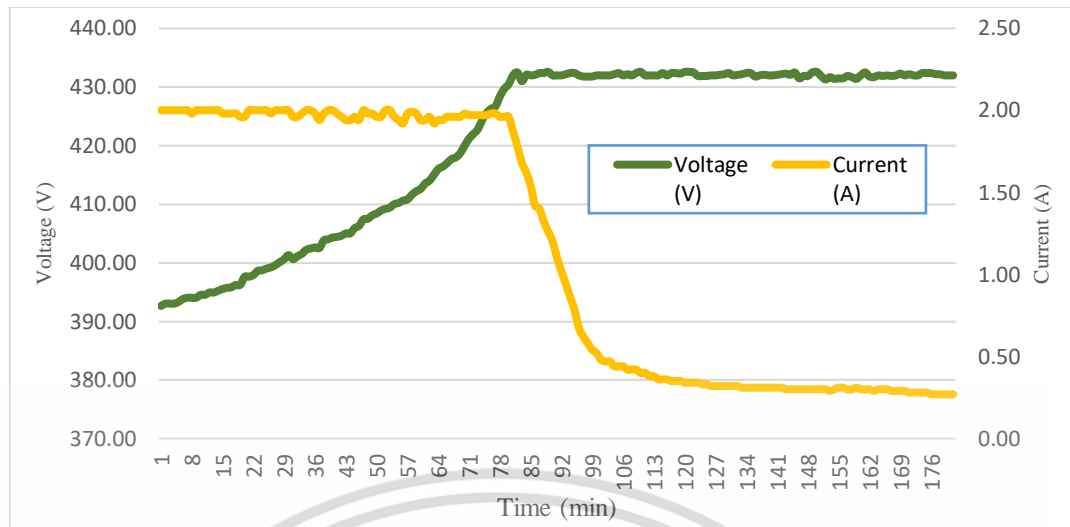
รูปที่ 4.30 การต่อแบตเตอรี่ที่ใช้ในการทดสอบ 30 ก้อนต่ออนุกรมกัน พิกัดแรงดัน 360 V

4.3.1 การทดสอบการชาร์จแบตเตอรี่

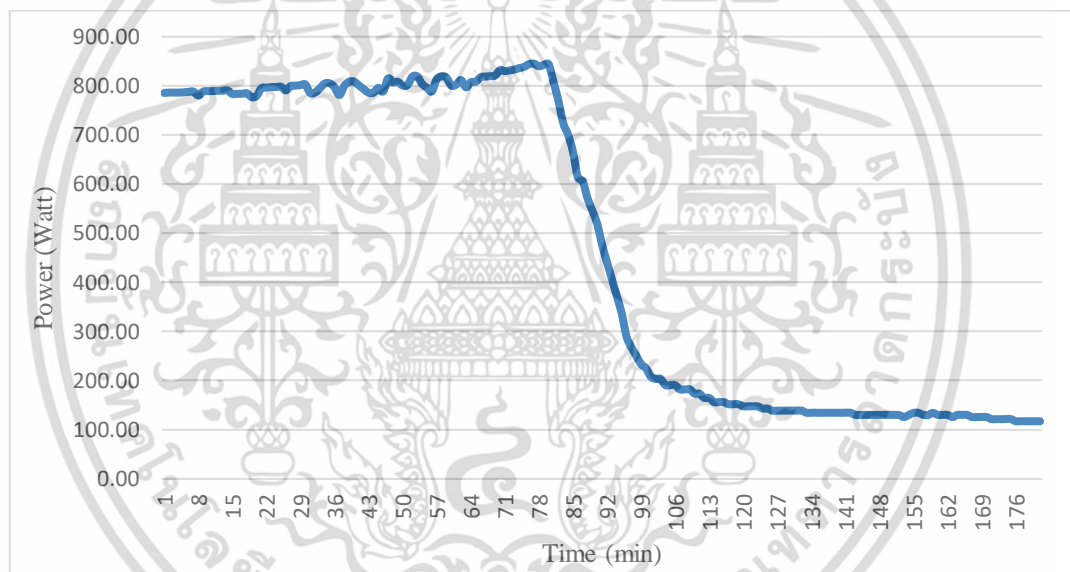
ขั้นตอนการทดลอง

- 1) ปรับเลื่อนมุมเฟสของสวิตซ์ที่ 5 องศา
- 2) ปรับแรงดันด้านเข้าที่พิกัด 3 เฟส 380 Vac
- 3) วัดแรงดันและกระแสที่แบตเตอรี่แล้วจดบันทึกทุกๆ 1 นาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.31 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ 4.32 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและเวลาขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่

วิเคราะห์ผลการทดลอง

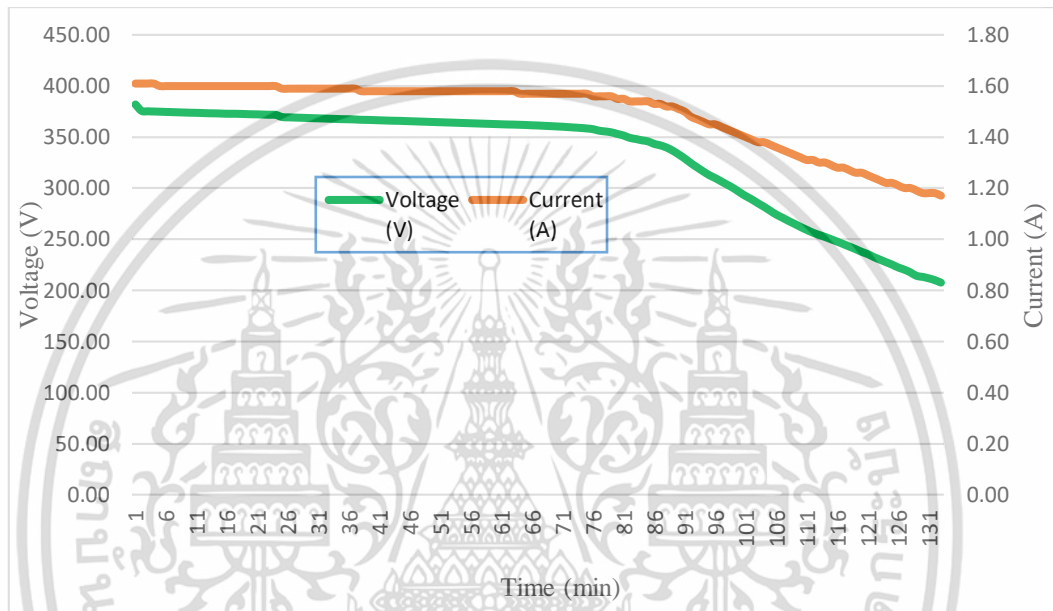
จากรูปที่ 4.31 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม ($L=400\mu\text{H}$) ในวงจรที่ชาร์จให้กับแบตเตอรี่ซึ่งในช่วงเวลา 80 นาทีแรก กระแสจะคงที่ที่ 2 A แรงดันจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนถึง 432 V หลังจากนั้นกระแสจะลดลงอย่างรวดเร็วส่วนแรงดันจะคงที่ที่ 432 V ไปเรื่อยๆ จนเมื่อเวลาที่ 110 นาที กระแสจะลดลงถึงค่าประมาณ 0.4 A แรงดันคงที่ ดังเดิมแล้วชาร์จต่อไปอีกจนแบตเตอรี่เต็ม โดยมีกราฟกำลังไฟของการชาร์จแสดงดังรูปที่ 4.32

4.3.2 การทดสอบการดิสชาร์จแบตเตอรี่

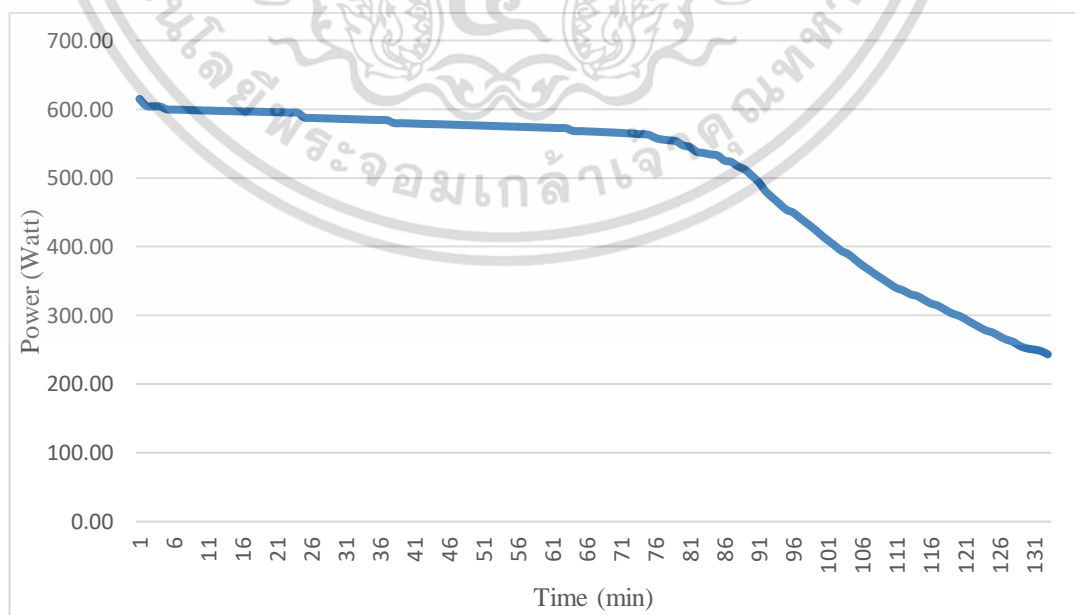
การทดลองในส่วนนี้จะต่อแบตเตอรี่เข้ากับชุดโหลดหลอดไฟทำการดิสชาร์จโดยการคงที่ระดับกระแสไว้ที่ 2 A ดิสชาร์จจนกระทั่งแรงดันลดลงอยู่ที่ประมาณ 200 V จึงหยุดการดิสชาร์จ

ขั้นตอนการทดลอง

- 1) ต่อดวงจรรการดิสชาร์จให้ครบถ้วน
- 2) คงที่กระแสการดิสชาร์จไม่เกิน 2 A
- 3) วัดแรงดันและกระแสขณะดิสชาร์จแบตเตอรี่แล้วจดบันทึกผลทุกๆ 1 นาที



รูปที่ 4.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสขณะทำการดิสชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ 4.34 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและเวลาขณะทำการดิสชาร์จแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการทดสอบวงจรที่ดิสชาร์จแบตเตอรี่ แสดงให้เห็นว่าการดิสชาร์จในช่วงแรกแบตเตอรี่จะเริ่มคายประจุอย่างช้าๆ และคงที่ ซึ่งเป็นช่วงการทำงานของแบตเตอรี่ก่อนถึงค่าแรงดันสุดท้ายเพื่อไม่ให้แบตเตอรี่คายประจุมากเกินไป ดังรูปที่ 4.33 ตั้งแต่เริ่มต้นดิสชาร์จจนถึงเวลา 80 นาที สังเกตได้ว่าแรงดันและกระแสลดลงอย่างช้าๆ แล้วหลังจากนั้นกระแสและแรงดันจะลดลงเร็วขึ้นจนกระทั่งพลังงานเหลืออยู่ที่เวลาประมาณ 2 ชั่วโมง โดยมีกราฟกำลังไฟฟ้าของการดิสชาร์จแสดงดังรูปที่ 4.34



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบและการทดสอบการทำงานจากการปรับปรุงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบกักเก็บพลังงาน โดยได้ปรับปรุงวงจรซึ่งมีตัวเหนี่ยวนำเสริมลงในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์ ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าไม่น้อยกว่า 2.5 kW โดยการหาประสิทธิภาพเปรียบเทียบกันระหว่างวงจรที่มีและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมในวงจร พบว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการปรับปรุงมีตัวเหนี่ยวนำเสริมช่วยส่งผลให้มีประสิทธิภาพสูงกว่า โดยจะมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 95.3% ที่ 30% ของพิกัดโหลด ส่วนในสภาวะโหลดเบา (<20% ของพิกัดโหลด) ที่พิกัดโหลด 5% พบว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสูงกว่า 15% เมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์เดิม ทำให้วงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมมีประสิทธิภาพเฉลี่ยรวมอยู่ที่ 93.02% และวงจรที่ไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริมจะมีประสิทธิภาพเฉลี่ยรวมอยู่ที่ 90.19% นอกจากนี้วงจรดังกล่าวยังมีคุณลักษณะที่สำคัญดังนี้

1) ชุดแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบสามระดับเต็มบริดจ์ที่ได้ปรับปรุง สวิตช์มอสเฟตทุกตัวในวงจรสามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขการสวิตช์ที่นุ่มนวลสำหรับช่วงโหลดที่กว้างโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเสริมช่วยให้สวิตช์ในวงจรสามารถทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ ZCS โดยการใช้วงจรแบบสามระดับ ซึ่งวงจรดังกล่าวสามารถใช้งานได้กับแรงดันไฟฟ้าขาเข้าที่มีแรงดันสูงและมีประสิทธิภาพสูงขึ้นเมื่อเทียบกับตัวแปลงผันกำลังแบบเต็มบริดจ์แบบเดิม

2) วงจรที่ได้ทำการนำเสนอถูกควบคุมการทำงานของวงจรทั้งหมดด้วยสัญญาณควบคุมที่ดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส Phase-Shifted Pulse Width-Modulated Controllers (PSPWM) ที่ช่วยลดความซับซ้อนในการควบคุมซึ่งเป็นข้อได้เปรียบเหนือกว่าการควบคุมด้วยสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มแบบ AVC และ ADC เนื่องจากให้ค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน (THD_v) และกระแสไฟฟ้า (THD_i) ด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่ำที่สุด ซึ่งจะส่งผลให้ค่าความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์โมนิกส์ (Harmonics losses) ในแกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงมีค่าต่ำสุดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบอื่น

3) ในวงจรที่นำเสนอมีตัวเหนี่ยวนำเสริมการทำงานช่วงที่สวิตช์มีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้เกิดการ ทำงานแบบชอฟสวิตช์ได้ง่ายขึ้น โดยที่ตัวเหนี่ยวนำเสริมที่ใส่เข้ามาในวงจรไม่ได้ทำให้เกิดการสูญเสียมากนักเมื่อเทียบกับกำลังรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถนำหลักการดังกล่าวมาใช้ในการทำให้เกิดชอฟสวิตช์ของการทำงานได้ตลอดช่วงภาระโหลดน้อยๆ จนถึงเต็มพิกัด โดยโครงสร้างที่นำเสนอสามารถนำไปใช้ในการระบบชาร์จแบตเตอรี่ของยานยนต์ไฟฟ้าได้เป็นอย่างดีเนื่องจากมีการใช้กำลังช่วงกว้างในระบบชาร์จแบตเตอรี่

4) วงจรที่นำเสนอสามารถช่วยให้เกิดสภาวะสวิตช์แบบนุ่มนวลกับอุปกรณ์ไดโอดแคลมป์ ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรสูงขึ้น

5.2 ข้อเสนอแนะ

ตัวเหนี่ยวนำเสริมได้รับการออกแบบขึ้นอยู่กับจำนวนของพลังงานปฏิกิริยาที่จำเป็นในการรับประกันการเกิดช่วง ZVS สำหรับ MOSFETs กล่าวคือกระแสไฟฟ้าปฏิกิริยาควรจะมีเพียงพอที่จะชาร์จประจุและปล่อยประจุเอาต์พุตของ MOSFETs อย่างสมบูรณ์ กรณีที่เลวร้ายที่สุดสำหรับการดำเนินการในช่วง ZVS คือการไม่มีภาระโหลด ดังนั้นช่วงการเกิด ZVS ควรให้ความสนใจสำหรับกรณีไม่มีโหลดว่าการทำงานของสวิตช์อยู่ในช่วง ZVS สำหรับสภาพการใช้งานทั้งหมดที่ไม่มีภาระโหลดหลัก ซึ่งกระแสจะตกเป็นศูนย์ได้ในระหว่างช่วงการเปลี่ยนของกึ่งนำกระแส ดังนั้นกระแสจะวิ่งผ่านวงจรเหนี่ยวนำเสริมในช่วงเปลี่ยนกึ่งนำกระแสเท่านั้นเพื่อชาร์จและปล่อยประจุให้กับตัวเก็บประจุด้านออกของ MOSFETs ซึ่งจากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเสริมเพื่อปรับปรุงวงจรที่กล่าวมาในงานวิจัยนี้จึงเป็นการออกแบบเฉพาะเจาะจงตามค่าที่ได้จากพิกัดของวงจรที่ได้ทำการออกแบบในงานวิจัยนี้เท่านั้น นอกจากนี้ยังมีประเด็นปัญหาที่สามารถนำไปต่อยอดในงานวิจัยต่อไป ได้ดังนี้

1) งานวิจัยชิ้นนี้สามารถนำไปต่อยอดในการออกแบบระบบชาร์จแบตเตอรี่ที่มีพิกัดกำลังสูงและแรงดันที่สูงขึ้นได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทั้งนี้ต้องมีการคำนึงถึงกระแสเค้นสูงที่สวิตช์ในกึ่งอินเวอร์เตอร์พร้อมออกแบบตัวเหนี่ยวนำเสริมอย่างเหมาะสมกับพิกัดกระแสและปริมาณพลังงานที่ต้องใช้ในการประจุและปล่อยประจุเอาต์พุตของมอสเฟส

2) ในวงจรนี้ยังสามารถพัฒนาให้วงจรมีประสิทธิภาพสูงได้มากกว่าได้ โดยจะสังเกตว่าแม้สวิตช์ทุกตัวในวงจรจะสามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไข ZVS และ ZCS ในช่วงที่มีภาระโหลดมากกว่า (>20 % ของพิกัดโหลด) แต่ยังพบความสูญเสียในช่วงของการเริ่มหยุดนำกระแส (Turning OFF) ที่พิกัดโหลดเบาเท่านั้น ซึ่งถ้าหากมีการพัฒนาเทคนิคเพื่อลดความสูญเสียในช่วงดังกล่าวได้แล้วนั้นจะทำให้วงจรดังกล่าวทำงานได้โดยปราศจากความสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์อย่างสมบูรณ์ (Switching losses)

เอกสารอ้างอิง

- [1] S.M. Lukic, J. Cao, R.C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi. “Energy storage systems for automotive applications” **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 55, no. 6, Jun. 2008. pp. 2258–2267.
- [2] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara. “Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles” **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 55, no. 6, Jun. 2008. pp. 2237–2245.
- [3] I. Aharon and A. Kuperman. “Topological overview of power-trains for battery-powered vehicles with range extenders” **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 26, no. 3, Mar. 2011. pp. 868–876.
- [4] H. Akagi and R. Kitada. “Control and design of a modular multilevel cascade BTB system using bidirectional isolated DC/DC converters” **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 26, no. 9, Sep. 2011. pp. 2457–2464.
- [5] G. Li, J. Xia, K. Wang, Y. Deng, X. He and Y. Wang. “Hybrid Modulation of Parallel-Series LLC Resonant Converter and Phase Shift Full-Bridge Converter for a Dual-Output DC–DC Converter” in **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.**, vol. 7, no. 2, June 2019. pp. 833–842.
- [6] Majid Pahlevaninezhad, Pritam Das, Josef Drobnik, Praveen K. Jain, and Alireza Bakhshai. “A Novel ZVZCS Full-Bridge DC/DC Converter Used for Electric Vehicles” **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 27, no. 6, June 2012.
- [7] D. Liu, F. Deng, Q. Zhang and Z. Chen. “Zero-voltage switching PWM strategy based capacitor current-balancing control for half-bridge three-level DC/DC converter” **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 33, no. 1, Jan. 2018, pp. 357–369.
- [8] W. Li, S. Zong, F. Liu, H. Yang, X. He and B. Wu. “Secondary-side phase-shift-controlled ZVS DC/DC converter with wide voltage gain for high input voltage applications” **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 28, no. 11, Nov. 2013, pp. 5128–5139.
- [9] W. Meesrisuk, N. Sarasiri and A. Jangwanitlert. “Ripple current reduction using interleaving technique for three-level ZVZCS DC-DC converter” **IEEE Region 10 Conference (TENCON)**, Singapore, 2016. pp. 837–841.
- [10] X. Ruan, L. Zhou, and Y. Yan. “A novel zero-voltage and zero-current switching PWM three-level converter” in **Proc. 2001 IEEE Power Electron. Spec. Conf.**, vol. 2, pp. 1075–1079.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] W. Xinke, X. Xiaogao, Z. Chen, Q. Zhaoming, and Z. Rongxiang. “Low voltage and current stress ZVZCS full bridge DC–DC converter using center tapped rectifier reset” **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 55, no. 3, pp. 1470–1477, Mar. 2008.
- [12] E.-S. Kim and Y.-H. Kim, “A ZVZCS PWMFB DC/DC converter using a modified energy-recovery snubber” **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 49, no. 5, Oct. 2002. pp. 1120–1127.
- [13] Joseph Alexander Carr, Brian Rowden, and Juan Carlos Balda. "A Three level Full bridge Zero voltage Zero current switching converter with a simplified switching scheme" **IEEE Trans. on Power Electronics.**, vol. 24, no. 2, Feb 2009. pp.329-338.
- [14] Y. Shi, X. Wang, J. Xi, X. Gui and X. Yang. “Wide Load Range ZVZCS Three-Level DC–DC Converter With Compact Structure” **IEEE Transactions on Power Electronics.**, vol. 34, no. 6, June 2019. pp. 5032-5037.
- [15] Y. Shi, X. Yang. “Zero-Voltage Switching PWM Three-Level Full-Bridge DC–DC Converter with Wide ZVS Load Range” **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 28, no. 10, 2013, pp. 4511 – 4524.
- [16] M. Pahlevaninezhad, J.Drobnik, P. Jain, and A. Bakhshai. “A load adaptive control approach for a zero voltage switching DC/DC converter used for electric vehicles” **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 59, no. 2, Feb. 2012. pp. 920–933.
- [17] J.-G. Cho, C.-Y. Jeong, and F. C. Y. Lee. “Zero-voltage and zero-currentswitching full-bridge PWM converter using secondary active clamp” **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 13, no. 4, Jul. 1998. pp. 601–607.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

1. Narongrit Sanajit and Anuwat Jangwanitlert, An Improved Three-Level Full-Bridge Soft-Switching DC/DC Converter with Wide Load Range for Energy Storage System, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*. Vol. 19, No. 1, January 2024, pp. 1-10. <https://doi.org/10.15866/iree.v19i1.24398>.

บทความประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1. Narongrit Sanajit and Anuwat Jangwanitlert, "A Three-Level Phase-Shifted PWM Full-Bridge Soft-Switching DC/DC Converter for Electric Vehicle Applications" in *Proc., ECTI-CON 2019*, Pattaya, Thailand, pp. 1020-1023, 2019.
2. N. Sanajit and A. Jangwanitlert, "A Modified Three-Level Soft-Switching DC-DC Full-Bridge Converter", *21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju, Korea (South), pp. 2360-2363, 2018.
Doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549441.

INFORMATION

- [For Readers](#)
- [For Authors](#)
- [For Reviewers](#)

FONT SIZE



USER

You are logged in as...

powermitl

- [My Journals](#)
- [My Profile](#)
- [Log Out](#)

[Privacy Policy](#)



HOME PRAISE WORTHY PRIZE ABOUT
 USER HOME PWP ONLINE LIBRARY
 CURRENT ARCHIVES ANNOUNCEMENTS
 OTHER JOURNALS DOWNLOAD ISSUES
 SUBMIT YOUR PAPER SPECIAL ISSUE ETHICAL
 GUIDELINES ETHICS FOR PUBLISHING CFP
 NEW

[PRAISE WORTHY PRIZE HOMEPAGE](#)

SUBSCRIPTION

[My Subscriptions](#)
[Give a gift subscription](#)

NOTIFICATIONS

- [View](#)
- [Manage](#)

JOURNAL CONTENT

Search

All ▼

Browse

- [By Issue](#)
- [By Author](#)
- [By Title](#)
- [Other Journals](#)

Home > Archives > **Vol 19, No 1 (2024)**

Vol 19, No 1 (2024)

Open Access Subscription or Fee Access

Full Issue

View or download the full issue

[VOL 19 N 1](#)

Table of Contents

Articles

[An Improved Three-Level Full-Bridge Soft-Switching DC/DC Converter with Wide Load Range for Energy Storage System](#) [PDF](#)
Narongrit Sanajit, Anuwat Jangwanitlert 1-10

[Multi-Objective Cascaded Control Strategy for Grid-Connected Photovoltaic Energy Conversion System Using a Five-Level ANPC Inverter](#) [PDF](#)
Younes El Khlifi, Abdelmounime El Magri, Rachid Lajouad, Adil Mansouri 11-21

[Efficiency Improvement of PM Synchronous Wind Generator Using Field Oriented Control with Model-Base Current Observer](#) [PDF](#)
Ahmed I. Jaber, Ali Sachit Kaïttan, Mohammed W. Abdulwahhab, Dmitry V. Samokhvalov 22-30

[Optimum Overcurrent Relay Coordination in Scaled-Down IEEE 5-Bus System for Changing Network Configuration](#) [PDF](#)
Anu Kuriakose, S. Balamurugan 31-39

[Experimental Characterization of Reference Currents for Harmonic Compensation: Case of the TLC Hybrid Filter](#) [PDF](#)



ALL SUBMISSIONS SCREENED BY:

 Professional Plagiarism Prevention
 WANT TO PRE-CHECK YOUR WORK? >>>

Simple Text Query

CURRENT ISSUE

ATOM	1.0
RSS	2.0
RSS	1.0

Praise Worthy Papers

[Most cited papers](#)
 Powered by

[Highly commended papers](#)
[Commended papers](#)

Most Popular Papers

[Two-Switch CRM Resonant DC-DC Converter with Soft-Switching Operation](#)
H. Do et al.
 4415 views since: 2014-08-31

[Overview on Maximum Power Point Tracking \(MPPT\) Techniques for Photovoltaic](#)

เอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[Power Systems](#)

M. Hossain et al.
3606 views
since: 2013-08-31

[Review of Permanent-Magnet Brushless DC Motor Basic Drives Based on Analysis and Simulation Study](#)

S. Mozaffari Niapour et al.
2290 views
since: 2014-10-31

[Optimal Placement and Sizing of Distributed Generation for Minimize Losses in Unbalance Radial Distribution Systems Using Quantum Genetic Algorithm](#)

N. Aryani et al.
2284 views
since: 2014-02-28

[Design of Optimized Sliding Mode Control to Improve the Dynamic Behavior of PMSG Wind Turbine with NPC Back-to-Back Converter](#)

A. Golshani et al.
1972 views
since: 2013-08-31

Luc Vivien Assiene Mouodo, Abdel-Hamid Mahamat Ali, Jean Gaston Tamba, Thierry Sosso Mayi Olivier

40-50

[Design of an Algorithm for Tree Detection and Localization Using CNN Convolutional Neural Networks](#)

PDF 

Harold David Zarate Tellez, Dario Amaya Hurtado, Olga Lucia Ramos Sandoval

51-59

[Parametric Study of a Hybrid Mathematical Model of an Electromagnetic Systems with a Magnetorheological Fluid](#)

PDF 

Areg Khachik Grigoryan, Armine Gevorg Avetisyan, Tatevik Razmik Melkonyan

60-70

[Arduino Based Automatic Waste Segregation and Composite System](#)

PDF 

K. Sohel Rana, Shaik Mohammad Rafee, Kommalapati Rajesh, M. V. S. S. Nagendranth, T. Venkatakrishnamoorthy, M. Dharani

71-78

Please send any question about this web site to info@praiseworthyprize.com
Copyright © 2005-2024 Praise Worthy Prize

An Improved Three-Level Full-Bridge Soft-Switching DC/DC Converter with Wide Load Range for Energy Storage System

Narongrit Sanajit, Anuwat Jangwanitlert

Abstract – This article aims to present an improved three-level full-bridge (3L-FB) DC/DC converter in which all switches can operate under soft-switching conditions for a wide load range. It is suitable for applications with high input voltage and input power. The proposed circuit has some interesting features: the voltage across the switch is only half of the input voltage. The phase-shifted switching pattern is used for the output voltage control. Furthermore, auxiliary inductors are added to the circuit to verify that the main switches are operating under the soft switching condition for a wide load range, particularly light load scenarios. And clamping diodes can also facilitate in achieving the soft switching condition, leading to improved performance by lowering the loss of semiconductor devices in the circuit. The proposed three-level full-bridge (3L-FB) DC/DC converter circuit has been designed and simulated, and the results of the prototype test at 2.5 kW of output power rating have been analyzed to confirm the performance of the proposed circuit. Copyright © 2024 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

Keywords: Three-Level Converter, Wide Load Range, Phase-Shifted PWM, DC/DC Converter, Zero-Voltage Switching (ZVS), Zero-Current Switching (ZCS)

Nomenclature

V_{dc}	DC input voltage [V]
$L_{aux1}-L_{aux2}$	Series auxiliary inductors [H]
$D_{c1}-D_{c4}$	Clamping diodes
$C_{d1}-C_{d4}$	Dividing capacitors [F]
$C_{s1}-C_{s2}$	Flying capacitors [F]
S_1-S_8	MOSFETs
C_1-C_8	Parasitic capacitors of MOSFETs [F]
$L_{aux,n1}-L_{aux,n2}$	Neutral auxiliary inductors [H]
I_{n1}	Current of $L_{aux,n1}$ [A]
I_p	Primary current [A]
T_r	High frequency transformer
C_b	DC blocking capacitor [F]
L_{lk}	Leakage inductor [H]
D_1-D_4	Output rectifier diodes
L_f	Output filter inductor [H]
C_f	Output filter capacitor [F]
R_L	Resistive load [Ω]
V_o	Output voltage [V]
3L-FB	Three-Level Full-Bridge
HB	Half-Bridge
DC	Direct Current
AC	Alternating Current

power will typically be charged from an AC power supply or grid systems [1]-[6]. The DC performs energy conversion for the battery to DC converters as shown in [7]-[9]. The 2-level entire, complete bridge converter circuit is the prevalent structure for applying in a few kilowatts of power range. With its high efficiency and density, which are outstanding features of this structure [10]-[12]. Therefore, the 2-level structure design is used extensively in industrial applications. However, in micro-grid and renewable energy storage systems with high input voltages, a 2-level structure may not be used-because its dc-link voltage can be as high as 800 V or higher [13], [14]. Although high-rated switch devices are available on the market, operating in inappropriate conditions can worsen the system. Therefore, it is still challenging to choose a suitable device for a DC/DC converter circuit with a high input voltage [15]-[18]. To overcome the mentioned problem, there are two ways to reduce the voltage stress on the switch. The first method is to connect them in the serial pattern. However, this method is unsuitable for high frequency ranges due to the dynamic voltage balance problems. The second method is multi-level topologies, which is a better solution for high voltage and high-frequency power conversion because fast-switching devices such as MOSFETs and IGBTs cannot withstand high input voltages (>800 V). In order to take advantage of these smaller devices, multi-level topologies are proposed to reduce the voltage stress of the switch devices. Each switching device [19]-[22] gives sizing and dynamic response advantages. [23] offers five types of 3L

I. Introduction

Nowadays, energy storage systems with high-energy batteries are of great interest to use with renewable energy generation systems during production. Usually, this high

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

dc-dc converters and extensively compares them. It has made extensive comparisons with many interesting features and studies that have been continuously revised with results. Much research has been published on new multi-level circuits, soft switching techniques, and control strategies [24]-[26]. The studies mentioned have made 3L DC/DC converters more usable. However, there is still a limitation; the most common 3L PWM DC/DC converters are the Half-Bridge (HB) converters, which provide only half the voltage of the DC bus that can be shown in [27]-[32]. The proposed circuit can be improved to be more powerful, full voltage and higher power transferring can be achieved by the 3L full-bridge converter topology (3L-FB) shown in Fig. 1. To overcome the limitations and improve the performance of the 3L-FB DC/DC converter is still a challenging issue [33], [34]. For efficient and reliable operation, the switching device should be operated under Zero Voltage Switching (ZVS) or Zero Current Switching (ZCS) conditions, resulting in many advantages, such as reducing switching losses and creating a noise-free environment for control circuits. The ZVS is usually done by the current of the high-frequency transformer series inductor (L_{lk}). The energy of the series inductor has to be more than the energy of the parasitic capacitor of the switching device in order to guarantee the ZVS condition. However, circuits will lose ZVS's capability at the light load condition [35]-[40]. And in [41], [42] the ZVS range can be extended by adding a series of auxiliary inductors (L_{aux1} and L_{aux2}). However, having a large inductor will limit the ability to transfer energy and the converter's efficiency while achieving the ZCS condition to decrease the losses from the circulating energy within the high-frequency. Moreover, the conventional (3L-FB) converter topology in Fig. 1 still has another drawback about clamping diodes complex switching condition (D_{c1} - D_{c4}). To eliminate the mentioned

problem, the neutral auxiliary inductors ($L_{aux,n1}$ and $L_{aux,n2}$) should be added into the circuit to increase the efficiency of the converter circuit throughout the operating period during light load conditions. This condition occurs frequently and for a long time when the battery capacity is nearly full.

This paper will be arranged as follows. Part II presents the proposed circuit and the operation modes. Section III presents the analysis of the proposed converter. In Section IV, the experimental results are provided to show the performance of the proposed circuit. Finally, Section V discusses the summary of the proposed converter.

II. The Proposed Converter

II.1. Circuit Components

Fig. 2 shows the suggested converter's power circuit, which linked to a DC input voltage (V_{dc}). There are 2 branches of three-level inverters in the circuit (branch A and branch B). The branches are supplied with the divided voltage from dividing capacitors ($C_{d1} - C_{d4}$). Each branch has identical equipments which consists of 4 MOSFETs ($S_1 - S_4$), 2 clamping diodes (D_{c1} and D_{c2}), flying capacitor (C_{s1}), and auxiliary inductances (L_{aux1} and $L_{aux,n1}$). A high-frequency transformer (Tr) is used to step up the voltage from the inverter at its output side. To lower the conduction losses from the circulating energy, the DC blocking capacitor (C_b) is connected with the leakage inductance (L_{lk}) at the primary side of the (Tr). At the transformer's secondary side, rectifier diodes ($D_1 - D_4$) are used to convert high-frequency transformer AC voltages to DC output voltage (V_o). Finally, the output side has LC filter which is output waveform that is rectified before being supplied to the resistive load (R_L).

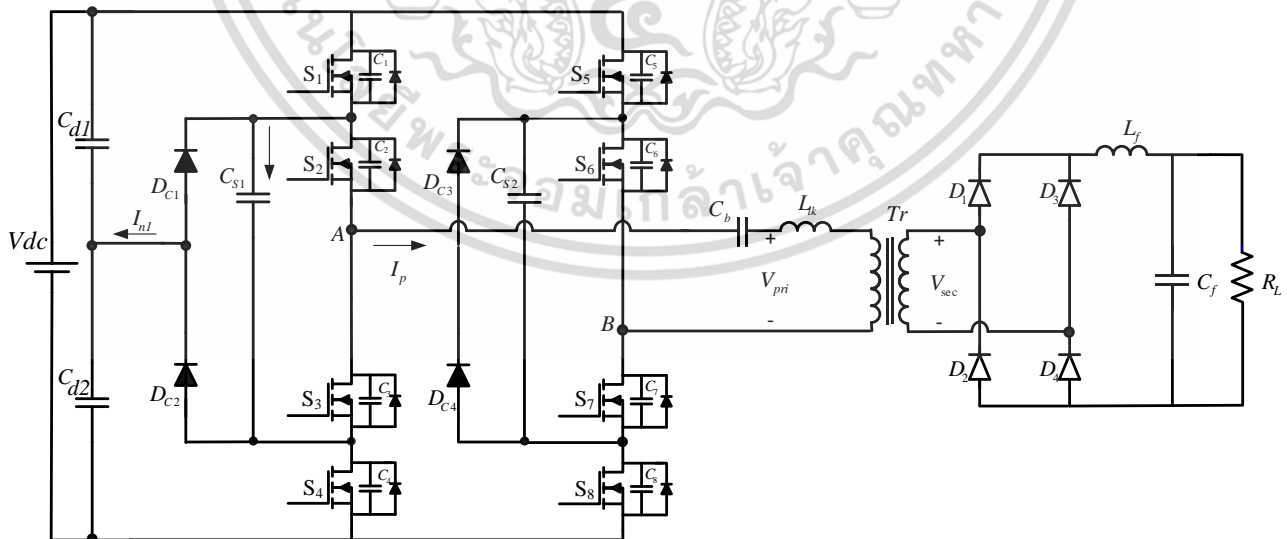


Fig. 1. The conventional 3L FB DC/DC converter

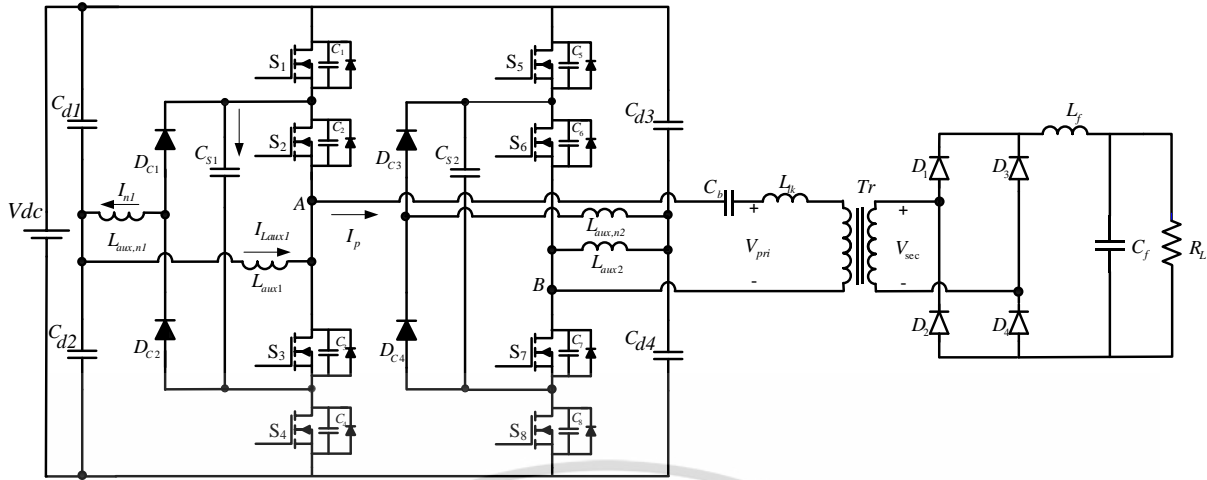


Fig. 2. The proposed converter

II.2. Operation Modes

The proposed converter's operation waveforms can be shown in Fig. 3. The operation mode can be divided into 8 operation modes in a half cycle. The principles of phase-shifted PWM (PSPWM) control are used to prevent the circuit's output power. The control signals are the PSPWM switching patterns that can be represented by $V_{gs1} - V_{gs8}$. There are phase-shifted angle (α) and dead time values for determining the working range of each switch and each operation mode. These operation modes can be depicted in Figs. 4. The details of each mode can be explained as follows.

MODE 1 ($t_0 < t < t_1$): During this time, the switches S_1 , S_2 , S_7 and S_8 are turned on. In branch A, the primary current I_p flows into the high-frequency transformer (T_r) and charges the DC blocking capacitor C_{bc} . The current I_{n1} flows through the flying capacitor C_{s1} , the clamping diode D_{c2} , and the auxiliary inductors $L_{aux,n1}$. Therefore, the resonant state occurs between C_{s1} and $L_{aux,n1}$. Branch B exhibits the same behavior. At the high-frequency transformer's secondary side, the secondary current pass through the rectifier diodes D_1 and D_4 to the resistive load R_L .

MODE 2 ($t_1 < t < t_2$): In this mode, the switches S_1 , S_2 , S_7 , and S_8 still conduct the current I_p as in the previous mode.

The power is still transferred from the source V_{dc} to the resistive load R_L . The current I_{n1} flows through the flying capacitor C_{s1} , the clamping diode D_{c2} , and the auxiliary inductors $L_{aux,n1}$ in the same direction. However, the currents I_{Laux1} and I_{Laux2} flow in the opposite direction from mode 1. At the secondary side of the high-frequency transformer, the secondary current still flows through the rectifier diodes D_1 and D_4 to the resistive load R_L .

MODE 3 ($t_2 < t < t_3$): At t_2 , the switches S_1 and S_8 are turned off. The transferring charges between the outer switches of each branch occur via the flying capacitors C_{s1} and C_{s2} in this mode. The parasitic capacitors C_1 and C_8 are charged while C_4 and C_5 are discharged. The voltage across switches S_4 and S_5 decreases from $V_{dc}/2$ to zero, while the voltage across switches S_1 and S_8 increases from

zero to $V_{dc}/2$. The clamping diodes D_{c2} and D_{c3} are turned off so that the currents I_{n1} and I_{n2} are zero in this mode.

The currents I_{Laux1} and I_{Laux2} are maximum values, and the voltage across the DC blocking capacitor C_{bc} is $V_{cb,max}$ at t_3 . At the secondary side of the high-frequency transformer, the secondary current still flows through the rectifier diodes D_1 and D_4 to the resistive load R_L as in the previous mode.

MODE 4 ($t_3 < t < t_4$): In this mode, the voltage across the DC blocking capacitor C_{bc} is applied on the leakage inductor L_{lk} . The current I_p starts to decrease linearly. In branch A, the switch S_2 and the parasitic diode D_4 conduct the current via the flying capacitor C_{s1} . In branch B, the switch S_7 and the parasitic diode D_5 conduct the current via the flying capacitor C_{s2} . The currents I_{Laux1} and I_{Laux2} are constant as in the previous mode. Therefore, the voltage V_{AB} equals zero in this mode. In addition, the clamping diodes D_{c1} and D_{c4} start to the currents I_{n1} and I_{n2} under the ZVS condition.

MODE 5 ($t_4 < t < t_5$): In this mode, the primary current I_p is zero. The switches S_2 and S_7 conduct the currents I_{Laux1} and I_{Laux2} , respectively. At the secondary side of the high-frequency transformer, the filter inductor supplies the load current through all of the rectifier diodes to the resistive load R_L .

MODE 6 ($t_5 < t < t_6$): At t_5 , the switches S_2 and S_7 are turned off. The transferring charges between the inner switches of each branch occur via the flying capacitors C_{s1} and C_{s2} in this mode. The parasitic capacitors C_2 and C_7 are charged while C_3 and C_6 are discharged. The voltage across switches S_3 and S_6 decreases from $V_{dc}/2$ to zero, while the voltage across switches S_2 and S_7 increases from zero to $V_{dc}/2$. At the secondary side of the high-frequency transformer, the operation mode is the same as the previous mode.

MODE 7 ($t_6 < t < t_7$): After the transferring charges between the inner switches of each branch are finished, the parasitic diodes of switches S_3 and S_6 are turned on together with the parasitic diodes of switches S_4 and S_5 .

Therefore, the switches S_3 , S_4 , S_5 , and S_6 are ready to operate under the ZVS condition after this mode.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

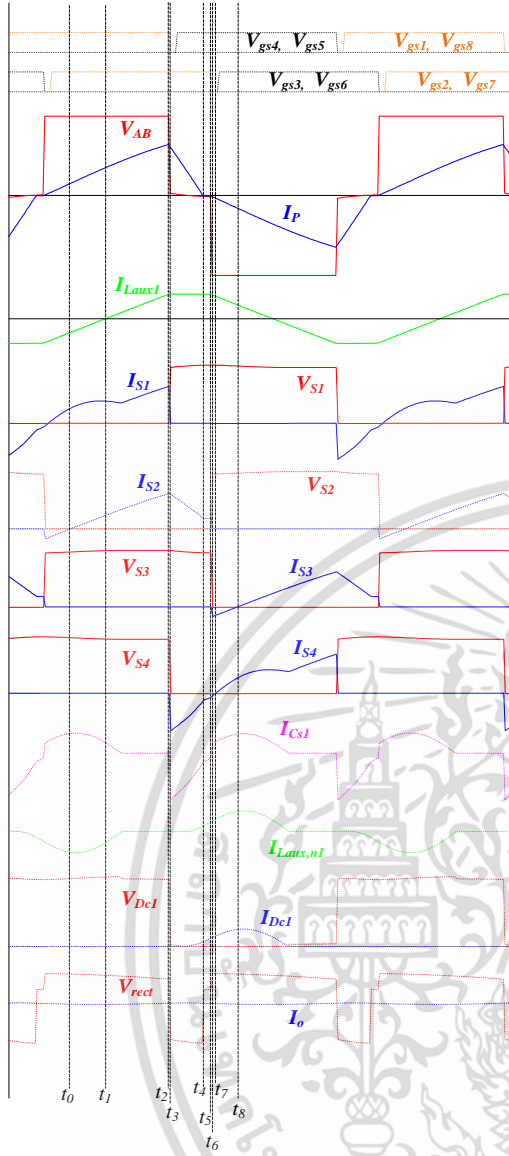


Fig. 3. The operation waveforms of the proposed converter

The primary current I_p starts to flow out from the high-frequency transformer. In addition, the resonant state occurs between C_{s1} and $L_{aux,n1}$ for branch A, while the resonant state occurs between C_{s2} and $L_{aux,n2}$ for branch B. At the secondary side of the high-frequency transformer, the secondary current flows through the rectifier diodes D_2 and D_3 to the resistive load R_L .

MODE 8 ($t_7 < t < t_8$): At t_7 , the switches S_4 and S_5 start to operate under the ZVS condition. The primary current I_p increases linearly in the same direction as the previous mode.

The switches S_3 and S_6 are ready to operate under the ZVS condition in the following mode. The secondary current flows through the rectifier diodes D_2 and D_3 to the resistive load R_L as the previous mode at the secondary side of the high-frequency transformer.

For mode 9 to mode 16, the operation mode is similar to mode 1 to mode 8, as aforementioned. However, the waveforms of the circuit are in the opposite direction.

III. Analysis of the Proposed Converter

III.1. A Reset Time Analysis

A reset time analysis aims to reduce the conduction losses from the circulating energy and achieve near the ZCS condition for the inner switches (S_2 , S_3 , S_6 , and S_7); the primary current (I_p) has to be forced to decrease to zero in Mode 4 slightly. The reset time (T_{reset}) is defined as the period that the primary current (I_p) starts to drop from the maximum value to zero, as depicted in Fig. 5. The relationship of each time could be given by:

$$T_{on} + T_{shift} = T_s / 2 \quad (1)$$

where T_{on} is the power transfer from the input voltage source to the load, T_{shift} is the duration equal to the phase-shifted angle between the outer and inner switches in the circuit, and T_s is the period of switching devices. From the figure, the condition for the soft switching behavior of the internal switches at turning off time is:

$$T_{reset} \leq T_{shift} \quad (2)$$

and the current I_p could be given by:

$$I_p(t) = \frac{I_{p,max} t}{T_{on}} \quad (3)$$

The fact that the primary current (I_p) is forced to decrease by the DC blocking capacitor voltage (V_{cb}), which could be given by:

$$V_{cb}(t) = \frac{I_{p,max} t^2}{2C_b T_{on}} + V_{cb}(t_3) \quad (4)$$

Due to the DC blocking capacitor voltage (V_{cb}) at t_3 equal to $-V_{cb,max}$, the maximum DC blocking capacitor voltage ($V_{cb,max}$) could be expressed by:

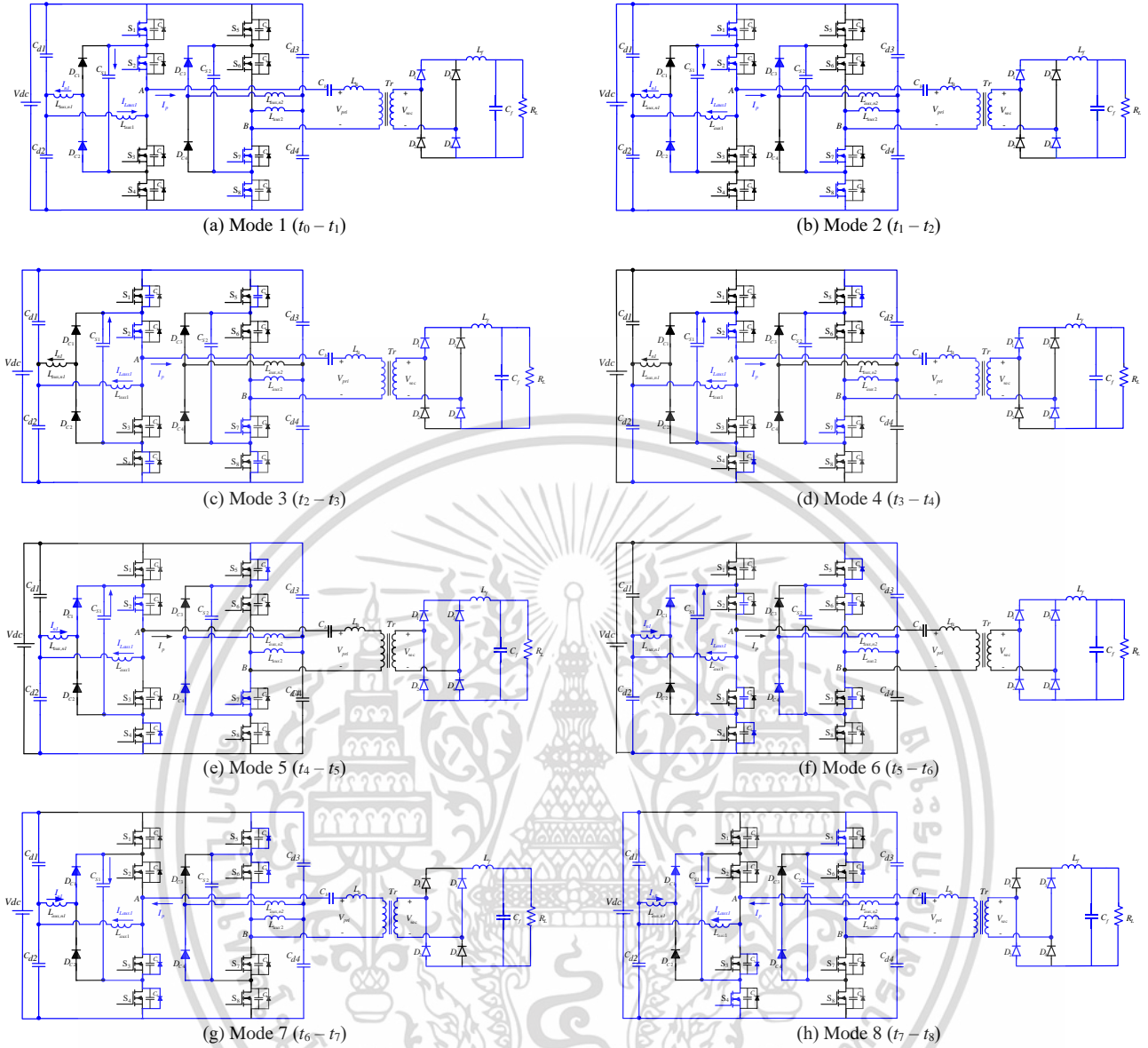
$$V_{cb,max} = \frac{I_{p,max} T_{on}}{4C_b} \quad (5)$$

During t_3 and t_4 , the maximum DC blocking capacitor voltage affects on the primary leakage inductor (L_{lk}); the current I_p slightly decreases in this duration. V_{Llk} could be expressed by:

$$V_{Llk} = -V_{cb,max} - nV_o + \frac{L_{lk} I_{p,max} n^2}{t_4 - t_3} \quad (6)$$

and:

$$V_{Llk} = -\frac{L_{lk} I_{p,max}}{t_4 - t_3} \quad (7)$$



Figs. 4. The operation modes of the proposed converter

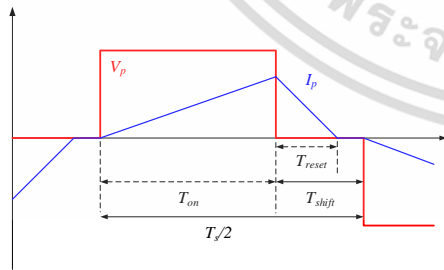


Fig. 5. A reset time analysis

This interval time (t_3 to t_4) is defined as T_{reset} . From (6) and (7), The T_{reset} could be expressed by:

$$T_{reset} = \frac{(L_{lk} + L_f n^2) I_{P,max}}{\frac{I_{P,max} T_{on}}{4C_b} + nV_o} \quad (8)$$

where $T_{on} \leq T/2$ and $T_{shift} \geq T_{reset}$. Fig. 6 illustrates the value of the T_{reset} versus the $I_{P,max}$ for the different values of the DC blocking capacitor (C_b).

III.2. Soft Switching Analysis For Clamping Diodes

From the proposed circuit, the neutral auxiliary inductors ($L_{aux,n1}$ and $L_{aux,n2}$) are connected to the circuit between the mid of dividing capacitors and the mid of clamping diodes of each switching branch. This technique can provide the soft switching condition for the clamping diodes of a three-level inverter, improving compared to the conventional circuit. Figs. 7 illustrate the different voltage and current waveforms of clamping diodes between both cases. The clamping diodes can achieve the ZVS condition by using the neutral auxiliary inductors ($L_{aux,n1}$ and $L_{aux,n2}$) as shown in Fig. 7(a).

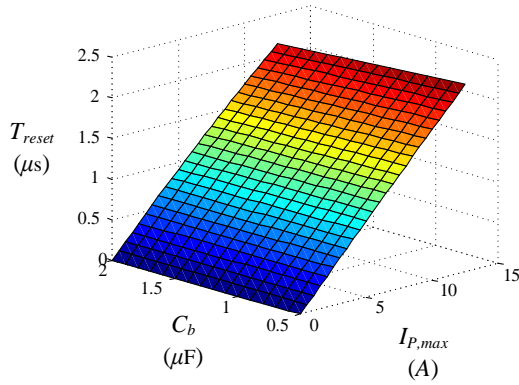
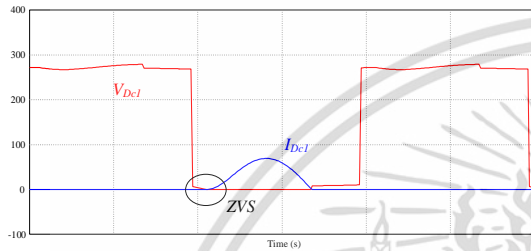
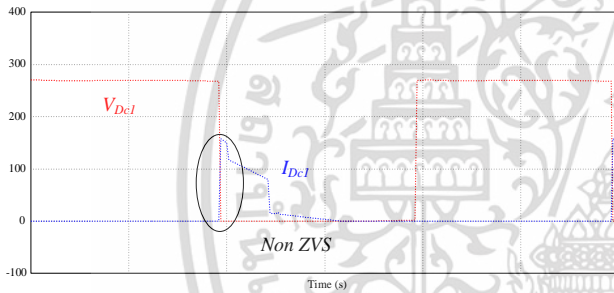


Fig. 6. T_{reset} versus $I_{P,max}$ for the different values of C_b



(a) With neutral auxiliary inductors ($L_{aux,n1}$ and $L_{aux,n2}$).



(b) Without neutral auxiliary inductors ($L_{aux,n1}$ and $L_{aux,n2}$)

Figs. 7. Voltage and current waveforms of the clamping diode D_{c1}

In contrast, they cannot achieve the ZVS condition in the absence of the neutral auxiliary inductors, as shown in Fig. 7(b). In order to comprehend the mentioned behavior, the soft switching analysis for clamping diodes will be discussed in this part. Fig. 8 shows the equivalent circuit of the neutral auxiliary inductor ($L_{aux,n1}$) and the flying capacitor (C_{s1}) in Mode 7. It is found that the equivalent circuit is the simple LC resonant circuit. In this mode, the neutral auxiliary inductor ($L_{aux,n1}$) resonates with the flying capacitor (C_{s1}), resulting in the ZVS condition for the clamping diode (D_{c1}). From Fig. 8, in order to obtain the current of the clamping diode, the Kirchhoff's Voltage Law (KVL) is applied for the circuit that could be expressed by:

$$L_{aux,n1} \frac{di_{Dc1}}{dt} + \frac{1}{C_{s1}} \int_{t_5}^t i_{Dc1} dt = \frac{V_{dc}}{2} \quad (9)$$

Then:

$$\frac{d^2 i_{Dc1}}{dt^2} + \frac{1}{L_{aux,n1} C_{s1}} i_{Dc1} = 0 \quad (10)$$

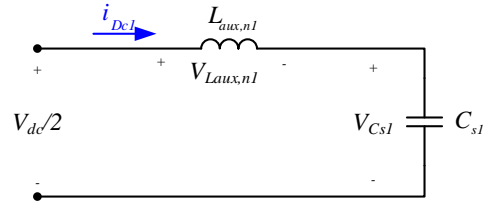


Fig. 8. The equivalent circuit of $L_{aux,n1}$ and C_{s1} in Mode 7

From (10), the current of the clamping diode (i_{Dc1}) could be expressed by:

$$i_{Dc1}(t) = \frac{V_{dc}}{2Z_o} \cos \omega_o t \quad (11)$$

where:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{aux,n1}}{C_{s1}}} \quad \text{and} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{aux,n1} C_{s1}}} \quad (12)$$

IV. Experimental Results

To confirm the possibility of the proposed converter, the prototypes have been built and tested at 2.5 kW of output power rating. It was made with specifications following Table I, which shows the components used in the prototype converter. The prototype of the proposed converter is shown in Fig. 9. The test of the proposed prototype converter was done in the laboratory by using the PWM control signals from the dsPIC33EP512MU810 microcontroller board, which can work under the desired conditions. It responds to the control effectively by creating 8 pulse signals to control all the power MOSFETs in the proposed circuits, which can control the phase shift signal from 0° - 120° . On the output side, the sets of incandescent light bulbs are used as the resistive load, with the ability to adjust the load step from light to full load ranges. Fig. 10(a) illustrates the primary voltage and the auxiliary inductor current of branches A and B under the light load condition (10% of full load), and Fig. 10(b) illustrates the primary voltage and the auxiliary inductor current of branches A and B under the full load condition.

TABLE I
OPERATION CONDITION AND CIRCUIT PARAMETERS
OF THE PROTOTYPE CIRCUIT

Components/Symbol	Part name/Manufacturer	Rating values
V_{dc}	Input Voltage (DC)	540 Vdc
f_{sw}	Switching frequency	50 kHz
ϕ	Phase Angle	0 - 120°
V_o	Output Voltage (DC)	300 – 450 V
T_r	High-frequency transformer	2.5 kVA
$C_1 - C_8$	Parasitic capacitors of MOSFETs	440 pF
L_{aux1}, L_{aux2}	Auxiliary Inductors	400 μ H
$L_{aux,n1}, L_{aux,n2}$	Neutral Auxiliary Inductors	2 μ H
C_b	DC Blocking Capacitor	1 μ F
C_{s1}, C_{s2}	Flying Capacitors	1 μ F
$C_{d1} - C_{d4}$	Dividing Capacitors	2.2 μ F
n	Turn Ratio of Transformer (T_r)	1:1.2
L_{lk}	Leakage Inductor	22 μ H
L_f	Output Filter Inductor	80 μ H
C_f	Output Filter Capacitor	500 μ F

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

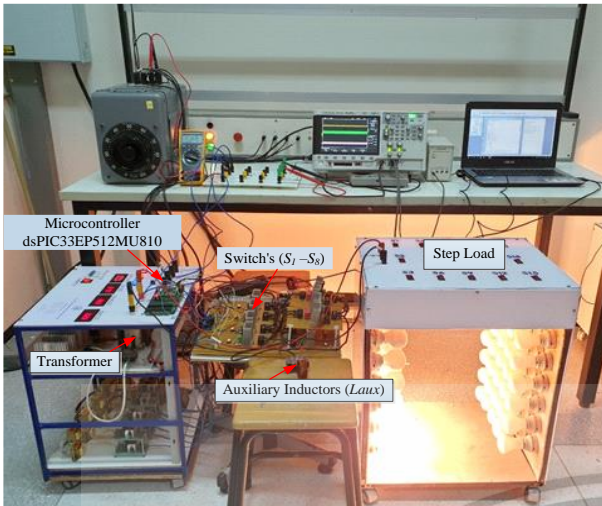
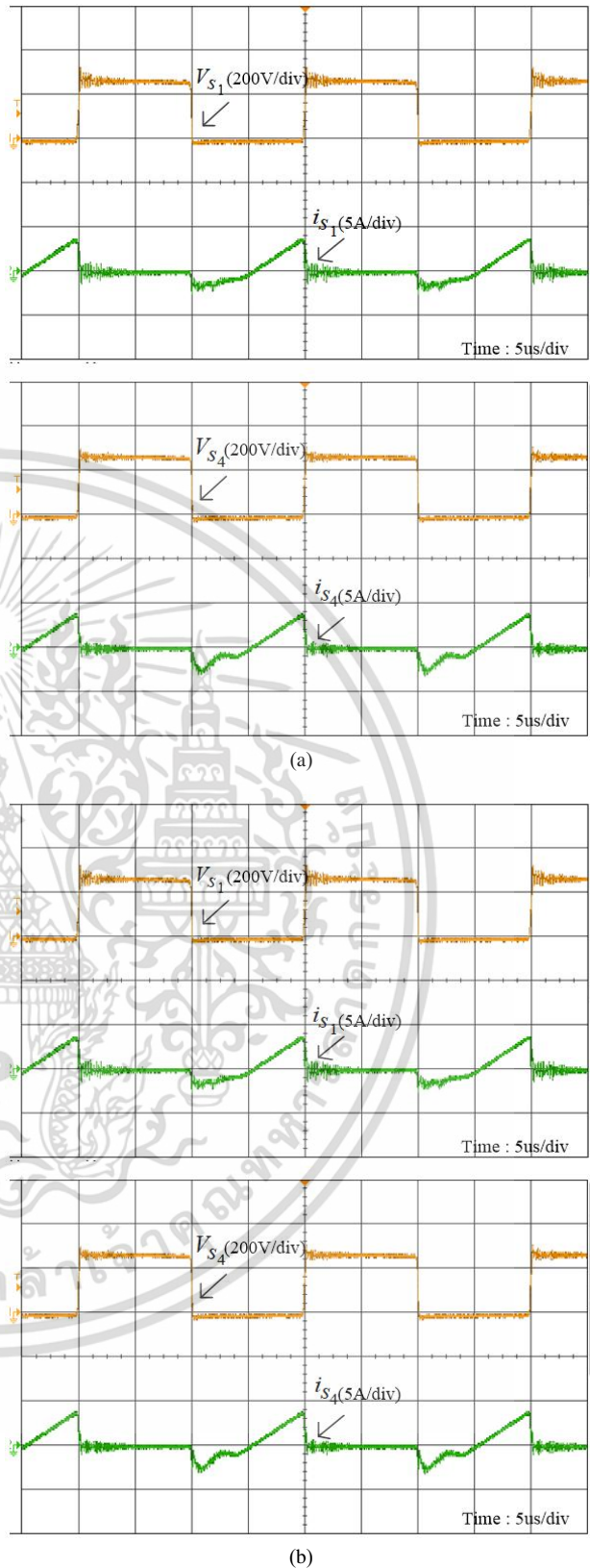


Fig. 9. Prototype of the proposed converter



Figs. 10. Voltage waveforms (V_A , V_B) and auxiliary inductors current ($I_{L_{aux1}}$, $I_{L_{aux2}}$), (a) Under light load and (b) Under heavy load

Fig. 11(a) shows the voltage and the current waveforms of the outer switches (S_1 and S_4) under the light load condition (15 % of full load). The ZVS condition at turning on time can be achieved for both outer switches because the phase shift PWM pattern can force the switches to turn on entirely before they start to conduct the current. Fig. 11(b) shows the voltage and the current waveforms of the inner switches (S_2 and S_3) under the light load condition (10 % of full load). The ZVS condition at turning on time can be achieved for both inner switches because of the energy from auxiliary inductor L_{aux1} that completely discharges the parasitic capacitors of switches before they start to conduct the current.



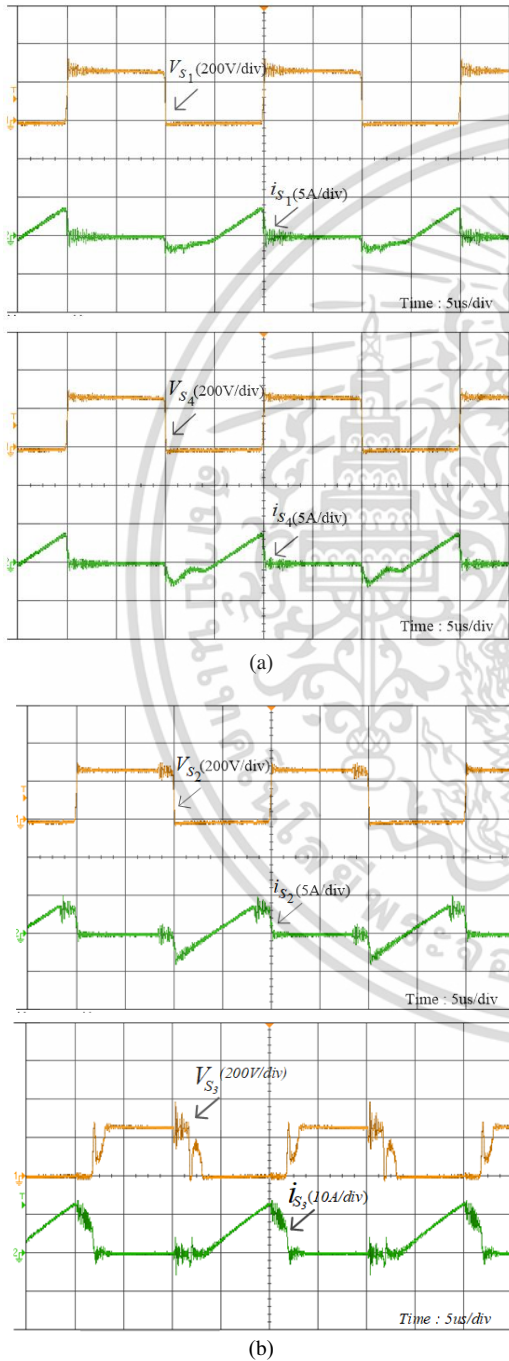
Figs. 11. Experimental waveforms under light load conditions (a) Voltage and current waveform signal at external switches (S_1 , S_4), (b) Voltage and current waveform signal at the internal switch (S_2 , S_3)

At the turning-off time, the ZCS condition can be nearly achieved for both inner switches so that the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

switching losses are significantly removed from the proposed converter under light load conditions. Figs. 12(a) and 12(b) show the voltage and the current waveforms of switches (S_1 - S_4) in branch A under the full load condition.

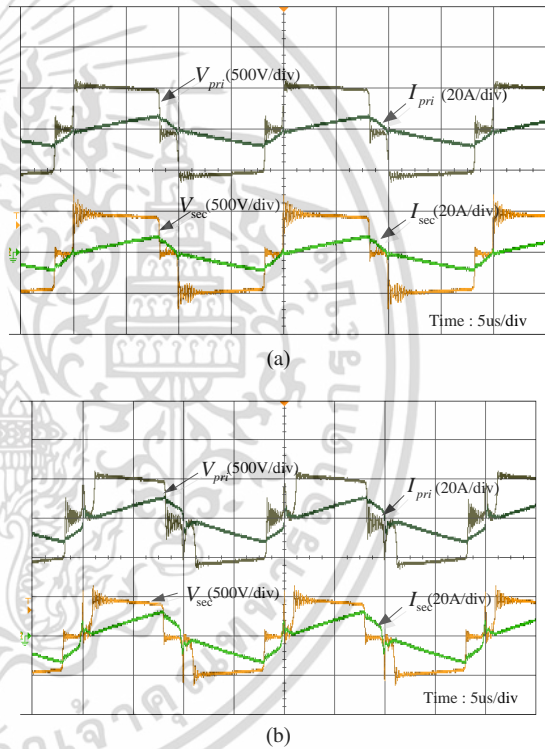
The soft switching conditions can still be found as light load conditions. Moreover, Fig. 13(a) illustrates the primary voltage and current waveforms of branches A and B under the light load condition (10 % of full load), and Fig. 13(b) illustrates the primary voltage and current waveforms of branches A and B under the full load condition.



Figs. 12. Experimental waveforms under heavy load conditions (a) Voltage and current waveform signals at external switches (S_1 , S_4), (b) Voltage and current waveform signals at internal switches (S_2 , S_3)

The waveforms were found to be similar to the operation waveforms as aforementioned. The mentioned operation also can be achieved by switches $S_5 - S_8$. Thus, the proposed circuit can provide the soft switching condition for all switches in the circuit resulting in improving the total maximum efficiency of the circuit.

Finally, Fig. 14 compares the total efficiency between the conventional (3L-FB) converter and the proposed converter. The efficiency curve shows that the proposed converter can provide a higher total efficiency for all load ranges, and the maximum total efficiency is 95.3 % at 30 % of the entire load. For the light load conditions (<20 % of full load), it can be seen that at a rated load of 5 %, the proposed converter has a 15 % higher efficiency compared to a conventional 3L-FB converter; thus, it can provide better results in light load conditions. This is because the ZVS condition is guaranteed from the energy of the auxiliary inductor as discussed earlier.



Figs. 13. Voltage and current waveforms on the primary side of the transformer (V_{pri}) and the secondary side of the transformer (V_{sec}), (a) Under light load and (b) Under heavy load

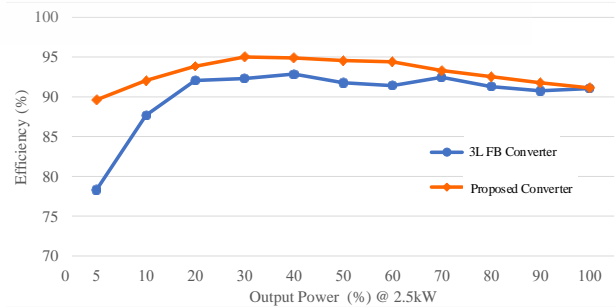


Fig. 14. Efficiency curves of the proposed converter and conventional 3L FB converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

V. Conclusion

This research paper presents an improved three-level full-bridge (3L-FB) DC/DC converter. All switches can operate under soft-switching conditions for a wide load range by using the auxiliary inductors. Moreover, the soft-switching requirements for the clamping diodes. The prototype of the proposed converter has been designed and simulated at 2.5 kW of output power rating. The proposed power converter can operate with excellent results and maximum efficiency is 95.3 % at 30 % of full load.

Besides, in light load conditions (<20 % of full load), at a rated load of 5 %, it was found that the proposed converter has 15 % higher efficiency compared to conventional converters. This can lead to the development and application in increasing the efficiency of energy storage systems under light load conditions.

References

- [1] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, Energy storage systems for automotive applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, Jun. 2008, pp. 2258–2267.
- [2] M. Yilmaz and P. T. Krein, Review of battery charger topologies charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, May 2013, pp. 2151–2169.
- [3] Jirasuwankul, N., Klongboonjit, S., Manop, C., Effects of Demand Fluctuation and Mitigation Strategy in Low Voltage EV Charging Station by Battery Energy Storage System, (2021) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 16 (5), pp. 409–417. doi:https://doi.org/10.15866/iree.v16i5.18865
- [4] Yenchamchalit, K., Kongjeen, Y., Bhummittipich, K., Stativa, A., Mithulanathan, N., Control of Low-Frequency Oscillation on Electrical Power System Under Large EV-Charging Station Installation Using PSO Technique for Turning PSS Parameters, (2021) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 16 (5), pp. 401–408. doi:https://doi.org/10.15866/iree.v16i5.20753
- [5] P. Franzese et al., Fast DC Charging Infrastructures for Electric Vehicles: Overview of Technologies, Standards, and Challenges, in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 9, no. 3, Sept. 2023, pp. 3780–3800.
- [6] El Harouri, K., El Hani, S., El Aissaoui, F., Benbouzid, M., Mediouni, H., Electric Vehicle Charging Station: a Review of Energy Management Systems and Control Type, (2021) *International Journal on Energy Conversion (IRECON)*, 9 (6), pp. 251–266. doi:https://doi.org/10.15866/irecon.v9i6.21506
- [7] W. -S. Lee, J. -H. Kim, J. -Y. Lee and I. -O. Lee, Design of an Isolated DC/DC Topology With High Efficiency of Over 97% for EV Fast Chargers, in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 12, pp. 11725–11737, Dec. 2019.
- [8] Q. Pan, H. Liu, P. Wheeler, F. Wu, High step-up cascaded DC–DC converter integrating coupled inductor and passive snubber, *IET Power Electron.*, vol. 12 no. 9, Aug. 2019, pp. 2414–2423.
- [9] Y. Ye, K. W. E. Cheng, and S. Chen, A high step-up PWM DC-DC converter with coupled-inductor and resonant switched-capacitor, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 10, Oct. 2017, pp. 7739–7748.
- [10] I. Aharon and A. Kuperman, Topological overview of power-trains for battery-powered vehicles with range extenders, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, Mar. 2011, pp. 868–876.
- [11] H. Akagi and R. Kitada, Control and design of a modular multilevel cascade BTB system using bidirectional isolated DC/DC converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, Sep. 2011, pp. 2457–2464.
- [12] G. Li, J. Xia, K. Wang, Y. Deng, X. He and Y. Wang, Hybrid Modulation of Parallel-Series LLC Resonant Converter and Phase Shift Full-Bridge Converter for a Dual-Output DC–DC Converter, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 2, June 2019, pp. 833–842.
- [13] T. Mishima, S. Sakamoto and C. Ide, ZVS Phase-Shift PWM-Controlled Single-Stage Boost Full-Bridge AC–AC Converter for High-Frequency Induction Heating Applications, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2054–2061, March 2017.
- [14] Q. Wu, Q. Wang, J. Zhu and X. Lan, Dual-Channel Push–Pull Isolated Resonant Gate Driver for High-Frequency ZVS Full-Bridge Converters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, May 2019, pp. 4019–4024.
- [15] F. Liu, Y. Chen and X. Chen, Comprehensive Analysis of Three-Phase Three-Level LC-Type Resonant DC/DC Converter With Variable Frequency Control-Series Resonant Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, July 2017, pp. 5122–5131.
- [16] Y. Xuan, X. Yang, W. Chen, T. Liu and X. Hao, A Novel Three-Level CLLC Resonant DC-DC Converter for Bidirectional EV Charger in DC Microgrids, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, March 2021, pp. 2334–2344.
- [17] Y. Li, F. Li, F. Zhao, X. You, K. Zhang and M. Liang, Hybrid Three-Level Full-Bridge Isolated Buck-Boost Converter With Clamped Inductor for Wider Voltage Range Application, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, March 2019, pp. 2923–2937.
- [18] S. D. Liu, F. Deng, Q. Zhang and Z. Chen, Periodically swapping modulation (PSM) strategy for three-level (TL) DC/DC Converter with Balanced Switch Currents, *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, vol. 65, no. 1, Jan. 2018, pp. 412–423.
- [19] L. Jin and S. Duan, Comparative analysis of three-level dual active bridge DC–DC converter between reflux-power-optimised and current-stress-optimised phase shift control, *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 10, 2018, pp. 1681 – 1688.
- [20] Ramasamy, S., Baccoli, R., Meo, S., Gatto, G., Kumar, A., Neutral Point Clamped Non-Isolated Three Phase Grid-Integrated PV Inverter Topologies for Leakage Current Reduction, (2023) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 18 (2), pp. 88–99. doi:https://doi.org/10.15866/iree.v18i2.23629
- [21] F. Li, F. He, Z. Ye et al., A simplified PWM strategy for three-level converters on three-phase four-wire active power filter, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 5, 2018, pp. 4396–4406.
- [22] Y. Zhang, W. Zhang, F. Gao, S. Gao and D. J. Rogers, A switched-capacitor interleaved bidirectional converter with wide voltage-gain range for super capacitors in EVs, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 2, Feb. 2020, pp. 1536–1547.
- [23] E. Deschamps and I. Barbi, A comparison among three-level ZVS-PWM isolated DC-to-DC converters, *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*, Aachen, Germany, vol.2, 1998, pp. 1024–1029.
- [24] Yi, K., Capacitive Coupling Wireless Power Transfer Circuit with a Compensated L for High Voltage Gain and Soft Switching, (2018) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 13 (5), pp. 352–356. doi: https://doi.org/10.15866/iree.v13i5.15343
- [25] K. Jin, X. Ruan, and F. Liu, An improved ZVS PWM three-level converter, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, Feb 2007, pp. 319–329.
- [26] Meesrisuk, W., Jangwanitlert, A., Implementation of 48 V Series-Input Parallel-Output Zero-Voltage Switching Converter Using Secondary Resonant Technique, (2021) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 16 (3), pp. 197–207. doi: https://doi.org/10.15866/iree.v16i3.19077
- [27] D. Liu, F. Deng, Q. Zhang and Z. Chen, Zero-voltage switching PWM strategy based capacitor current-balancing control for half-bridge three-level DC/DC converter, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, Jan. 2018, pp. 357–369.
- [28] W. Li, S. Zong, F. Liu, H. Yang, X. He and B. Wu, Secondary-side phase-shift-controlled ZVS DC/DC converter with wide voltage gain for high input voltage applications, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, Nov. 2013, pp. 5128–5139.
- [29] W. Meesrisuk, N. Sarasiri and A. Jangwanitlert, Ripple current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

reduction using interleaving technique for three-level ZVZCS DC-DC converter, *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, Singapore, 2016, pp. 837-841,

- [30] Y. Shi and X. Yang, Wide load range ZVS three-level dc-dc converter: Four primary switches capacitor clamped two secondary switches and smaller output filter volume, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, May 2016, pp. 3431-3443.
- [31] Z. Guo, K. Sun and D. Sha, Improved ZVS three-level dc-dc converter with reduced circulating loss, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, Sep. 2016, pp. 6394-6404.
- [32] K. Jin, M. Yang, X. Ruan and M. Xu, Three-level bidirectional converter for fuel-cell/battery hybrid power system, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, Jun. 2010, pp. 1976-1986.
- [33] J. A. Carr, B. Rowden and J. Carlos Balda, A Three-Level Full-Bridge Zero-Voltage Zero-Current Switching Converter With a Simplified Switching Scheme, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, Feb. 2009, pp. 329-338.
- [34] C.-Y. Lim, Y. Jeong and G.-W. Moon, Phase-shifted full-bridge DC-DC converter with high efficiency and high power density using center-tapped clamp circuit for battery charging in electric vehicles, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 11, 2019, pp. 10945-10959.
- [35] H. Heydari-doostabad, T. and O'Donnell, A wide range high voltage gain bidirectional DC-DC converter for V2G and G2V hybrid EV charger, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 5, May 2022, pp. 4718-4729.
- [36] S. W. Azeem, W. Chen, I. Tariq, H. Ye and D. Kaija, A Hybrid Resonant ZVZCS Three-Level Converter Suitable for Photovoltaic Power DC Distribution System, *IEEE Access*, vol. 8, 2020, pp. 114981-114990.
- [37] Y. Shi and X. Yang, Wide load range ZVS three-level dc-dc converter: Four primary switches capacitor clamped two secondary switches and smaller output filter volume, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, May 2016, pp. 3431-3443.
- [38] M. Pahlevaninezhad, J. Drobniak, P. K. Jain and A. Bakhshai, A Load Adaptive Control Approach for a Zero-Voltage-Switching DC/DC Converter Used for Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, Feb. 2012, pp. 920-933.
- [39] Z. Guo, K. Sun and D. Sha, Improved ZVS three-level dc-dc converter with reduced circulating loss, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, Sep. 2016, pp. 6394-6404.
- [40] Y. Shi, X. Wang, J. Xi, X. Gui and X. Yang, Wide Load Range ZVZCS Three-Level DC-DC Converter With Compact Structure, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, June 2019, pp. 5032-5037.
- [41] Y. Shi, X. Yang, Zero-Voltage Switching PWM Three-Level Full-Bridge DC-DC Converter With Wide ZVS Load Range, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, 2013, pp. 4511 - 4524.
- [42] M. Pahlevaninezhad, P. Das, J. Drobniak, P. K. Jain and A. Bakhshai, A Novel ZVZCS Full-Bridge DC/DC Converter Used for Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, June 2012, pp. 2752-2769.

Authors' information

School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand.



Narongrit Sanajit received his B.Eng in electrical power engineering from Mahanakorn University of Technology, Thailand in 2004 and his M.Eng in electrical engineering from School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand in 2008, respectively. He is an assistant professor at Faculty of Industrial Education and Technology, Rajamangala University of Technology Srivijaya, Thailand. His current research interests include DC-DC Converters, switching power supply and applications of power electronics.



Anuwat Jangwanitlert received his B.Eng in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, Thailand 1991 in electrical engineering from Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, in 1995 and Ph.D in electrical engineering from University of Arkansas, USA., in 2004. He is an associate professor at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His current research interests are switching power supply, induction heating and applications of power electronics.

ECTI-CON 2019

Proceedings

10 - 13 July 2019
Pattaya, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

*International Conference on Electrical Engineering/Electronics,
Computer, Telecommunications and Information Technology*



Proceedings of the
The 16th International Conference on
Electrical Engineering/Electronics, Computer,
Telecommunications and Information Technology

ECTI-CON 2019

10 - 13 July 2019

Pattaya, Chonburi, Thailand



สถาบันมาตรวิทยาแห่งชาติ
National Institute of Metrology (Thailand)



SICE



A Three-Level Phase-Shifted PWM Full-Bridge Soft-Switching DC/DC Converter for Electric Vehicle Applications

Narongrit Sanajit and Anuwat Jangwanitlert

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang, Bangkok, Thailand
narongri@live.com and anuwat.ja@kmitl.ac.th

Abstract—This article presents a Three-Level Phase-Shifted PWM full-bridge soft-switching DC/DC converter for high voltage battery charging systems in electric vehicles. This article explains the principles and operation modes of the proposed converter circuit, including the simulation results compared to the experimental results to the operation modes of the switch and the efficiency of the converter. By designing the converter to control the operation by adjusting the phase-shifted angle in the circuit in order to control the voltage for charging the battery at output voltage, 300-450 Vdc at the rated power of 2.0 kW. From the test, in all load ranges and phase-shifted angles tested, the converter has an average efficiency of over 90 percent which can be used to charge the battery efficiently. In addition, all switches work well compared to simulations and can be further developed into a high-voltage, high-performance rechargeable battery source for electric vehicles in the future.

Keywords—Electric Vehicles; Three-Level DC/DC Converter; Full-Bridge Soft-Switching

I. INTRODUCTION

Nowadays, electric motor vehicles have been developed substantially in charging, charging station and battery which is the main factor in driving electric vehicles. When the need for speed and travelling distance is high, the battery is larger and takes more time to charge. Therefore, the battery charger must be able to charge the battery at high voltage [1-2], which is the DC/DC converter circuit that can provide electrical isolation between the main power supply and the battery. For Full-Bridge DC/DC converters shown in Fig. 1, those have very popularly conventional. Those cannot work in the zero-voltage switching (ZVS) mode under no load and light condition because there are not enough current to completely discharge the output capacitors of each switch before the switch is turned on. In addition, increasing circulating current may reduce switching losses, but conduction losses are increased. So, the above reasons are necessary to increase the efficiency of converters, which can be improved by adding complex and expensive circuits [3] or using complex control methods [4] - [5]. The Three-level Half-Bridge DC/DC converters shown in Fig. 2 [6] - [9] have the advantage for handling high dc-bus voltages [10], but only half the output voltage from the dc-bus voltage that is the weakness of this topological converter. However, when the converter is used at high power ratings, it is necessary to use the Three-level Full-bridge DC/DC converter in Fig. 3 which is modified from Fig. 2.

Therefore, to design and construct the Three-Level Full Bridge DC/DC converter for charging batteries, the input power

of 3 phase is 380 Vac 50 Hz and the output side is DC 300-450 Vdc at output power 2.0 kW.

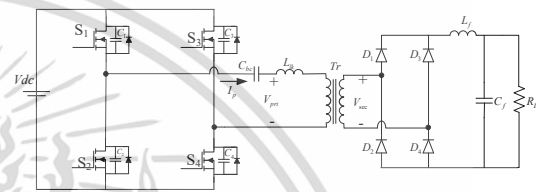


Fig. 1. Full-Bridge DC/DC converter.

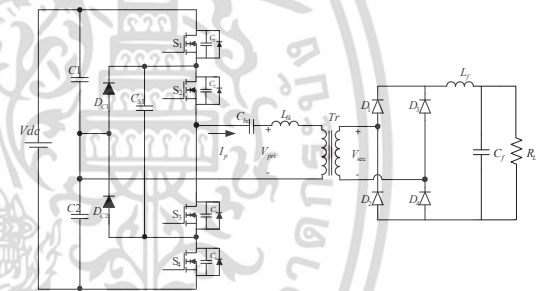


Fig. 2. Three-level Half-Bridge DC/DC converter.

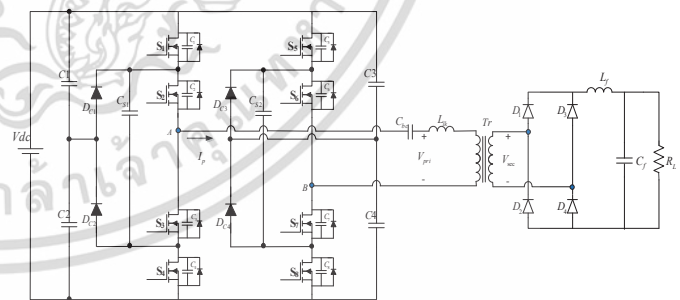


Fig. 3. Proposed Three-level Full-Bridge DC/DC converter.

II. PRINCIPLE OF THREE-LEVEL FULL-BRIDGE DC/DC CONVERTER

A. The structure of the Three-Level Full-Bridge DC/DC converter

The structure of the Three-Level Full-Bridge DC/DC converter is shown in Fig. 3. In this structure, there are 2 branches (branch A and branch B) that receive DC voltage (Vdc) divided from the capacitors ($C_1 - C_4$). Each branch consists of same devices, such as 4 MOSFETs ($S_1 - S_4$), 2 diodes (D_{C1} and D_{C2}), capacitors (C_{S1}). On the output side of the inverter, the high frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

transformer (Tr) is used to adjust the voltage from the inverter at the input side with a blocking capacitor (C_{bc}) and series with the leakage inductor (L_{lk}). On the output side of the transformer, there is a rectifier diode ($D_1 - D_4$) for converting the high frequency AC voltage from the secondary side of transformers to be DC output voltage. The last part on the output side has an LC filter for filtering the output waveforms that were modified before supplying to the next load. However, it is a complexity to analyze with secondary side.

B. Operation Mode

The principles of Phase-Shifted PWM control are analyzed in this section. The control waveforms will give switch patterns in forms of $V_{gs1,8}$, $V_{gs2,7}$ and $V_{gs3,6}$, $V_{gs4,5}$, respectively. There are phase-shifted angle and dead time values for determining the working range of each switch and each operation mode. It can be divided into 8 main operation modes. The structure of the three-level converter is shown in Fig. 4. The principles of operation in various conditions are explained with the following assumptions:

MODE 1 ($t_0 < t < t_1$): During this time, the switches S_1 and S_8 are in the initial state under the Zero-Voltage-Switching (ZVS) condition, while the switches S_3 and S_6 are still in operation at the time t_0 to t_1 , together with the D_{C2} and D_{C3} . It will continuously discharge current and will stop at the time t_1 . The capacitors of S_3 and S_6 will be charged so that the switches S_3 and S_6 into the stop-current mode under the Zero-Current-Switching (ZCS) condition and still have the voltage across the transformer gradually reduced, so there is still a current flowing through the rectifier diodes D_2 and D_3 to the load.

MODE 2 ($t_1 < t < t_2$): When the switch interval of S_2 and S_7 will receive the signal to start, the current will flow through the diode across S_2 and S_7 , so that the switch starts to operate under the ZVS condition in during time t_1 to t_2 . At that time, the current I_p is zero while switches S_3 and S_6 stop working under ZCS conditions. Because this time is very short, that causes the voltage across the C_{b0} , which can be considered as a constant voltage. In addition, the circulating current goes through the primary transformer. The primary voltage is zero. Therefore, the output side of the rectifier circuit will have freewheels flowing through the rectifier diodes $D_1 - D_4$.

MODE 3 ($t_2 < t < t_3$): Continuing from mode 2 to this mode, when freewheeling mode ends, the diode D_2 and D_3 will stop conducting. it can be seen that the switches S_1, S_2, S_3 and S_4 keeps conducting. Therefore, the current will flow completely into the circuit through all four switches. At the time t_3 , current $I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}, I_{s4}$ and $+I_p$ are increasing steadily and reaching the maximum value at time t_3 , resulting in the secondary voltage and current of the transformer flowing through diodes D_1 and D_4 at this mode.

MODE 4 ($t_3 < t < t_4$): As soon as the switches S_1 and S_8 receive the signal to turn off during the time of t_3 , the capacitors C_1 and C_8 will be charged and can stop conducting the current under the ZCS condition. For a short time, when the capacitors C_4 and C_5 are completely discharged at the time t_4 , the current of switches S_4 and S_5 will start under the ZVS conditions. Moreover, during this time, the current will start circulating through the S_2 and S_7 and D_{C1} and D_{C4} , the primary current I_p will decreases and there will no primary voltage of the

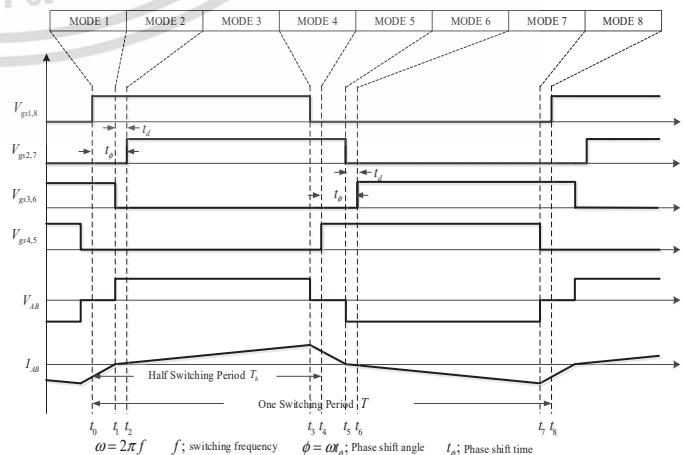
transformer. Since this mode is very short, it can be considered that the voltage across C_{b0} has still not changed. Therefore, the current will continue to flow through the D_1 and D_4 .

MODE 5 ($t_4 < t < t_5$): Continuing from mode 4 to this mode, during this time, the switches S_1 and S_8 are in the starting state under the ZVS conditions at the time of the t_4 , while the switches S_2 and S_7 are still working in during time t_4 to t_5 , together with the D_{C1} and D_{C4} . It will continuously discharge current and will stop at the time t_5 . The capacitors of S_2 and S_7 will be charged so that the switch current stops under ZCS conditions and still have zero voltage drop across the transformer. Therefore, there is still the current flowing through the D_1 and D_4 and gradually decreasing as well.

MODE 6 ($t_5 < t < t_6$): For a short time period, when the current of switches S_2 and S_7 stops, resulting the switches operate under ZCS conditions at the time t_5 before the switch S_3 and S_6 receive the signal to start working, the current will flow through diode so that the switches can work under the ZVS condition at the time of t_6 . Since this time is very short, it causes the voltage drop across the C_{b0} , which can be considered as constant. In addition, the circulating current goes through the primary transformer. The primary voltage is zero. Therefore, the output side of the rectifier circuit will have freewheels flowing through the rectifier diode $D_1 - D_4$.

MODE 7 ($t_6 < t < t_7$): Continuing from mode 6 to this mode, when freewheeling mode ends, the diode D_1 and D_4 will stop conducting. It can be seen that the switches S_3, S_4, S_5 and S_6 keeps conducting. Therefore, the current will flow completely into the circuit through all four switches at the time t_6 . Current $I_{s3}, I_{s4}, I_{s5}, I_{s6}$ and $-I_p$ start increasing continuously and reach the maximum value at the time t_7 , causing voltage drop across the secondary side of transformers. Furthermore, the current of transformer flows through diodes D_2 and D_3 to load.

MODE 8 ($t_7 < t < t_8$): In a short time period, as soon as the switches S_4 and S_5 receive the signal to be turned off during the time of t_7 , the capacitors C_4 and C_5 will be charged and can stop conducting current under the ZCS condition. While the switches S_3 and S_6 continue to working in during time t_7 to t_8 , together with the D_{C2} and D_{C3} It will continuously discharge current and will stop at the time t_8 . and still have zero voltage drop across the transformer. Therefore, there is still the current flowing through the D_2 and D_3 and gradually decreasing as well.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 4. The switching patterns and theoretical waveforms of the converter.
All of the above will be depicted in Fig. 5 to Fig. 12 which show the operation modes of the Three-Level Full-Bridge DC/DC converter.

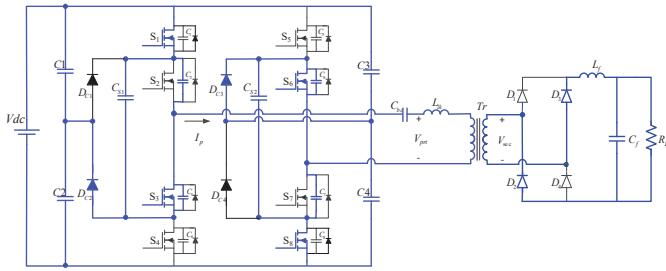


Fig. 5. Operation mode 1 ($t_0 \leq t < t_1$) of the proposed converter.

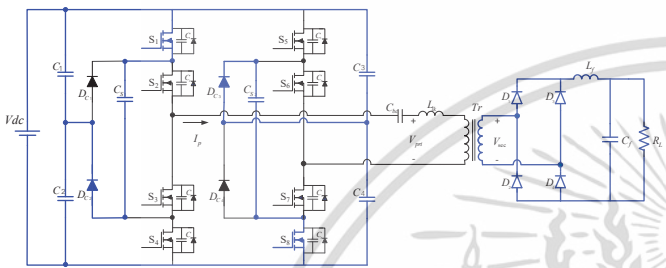


Fig. 6. Operation mode 2 ($t_1 \leq t < t_2$) of the proposed converter.

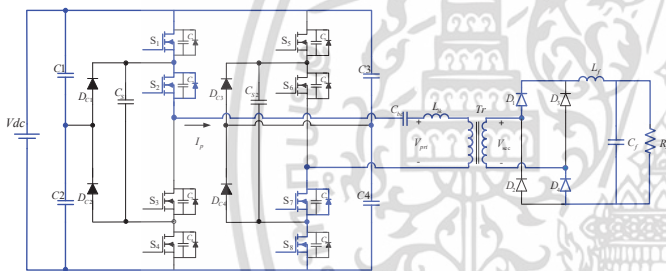


Fig. 7. Operation mode 3 ($t_2 \leq t < t_3$) of the proposed converter.

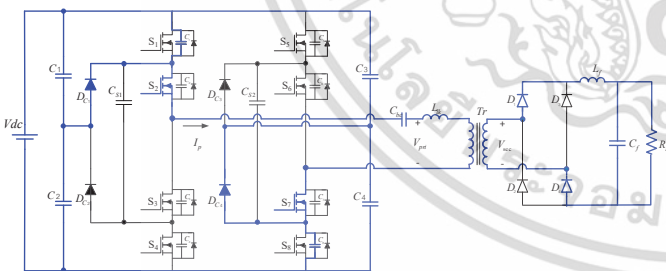


Fig. 8. Operation mode 4 ($t_3 \leq t < t_4$) of the proposed converter.

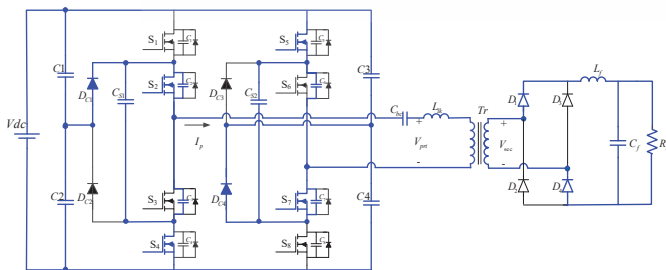


Fig. 9. Operation mode 5 ($t_4 \leq t < t_5$) of the proposed converter.

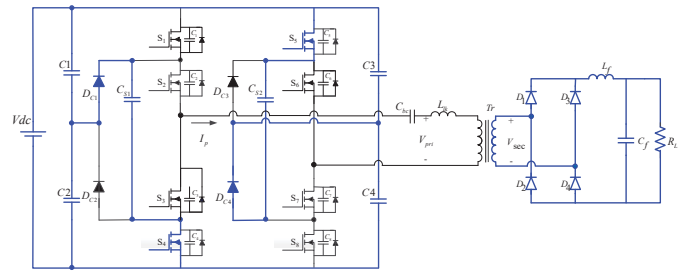


Fig. 10. Operation mode 6 ($t_5 \leq t < t_6$) of the proposed converter.

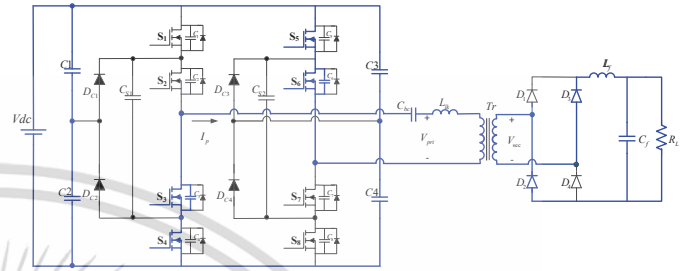


Fig. 11. Operation mode 7 ($t_6 \leq t < t_7$) of the proposed converter.

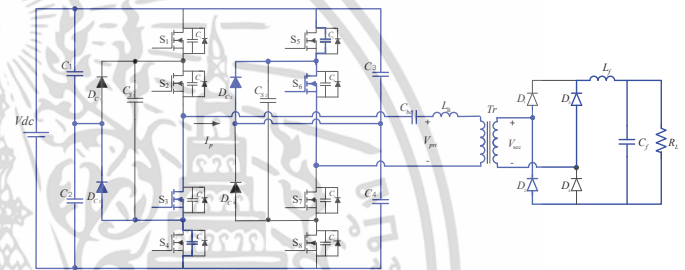


Fig. 12. Operation mode 8 ($t_7 \leq t < t_8$) of the proposed converter.

From the circuit diagram as shown in Fig. 3, the Three-Level Full-Bridge DC/DC converter is presented with a ZVS condition by using the phase-shifted PWM control. The circuit components are divided into two branches. Each branch consists of 4 switches, and each switch uses a series MOSFET. In addition, there are components that are flying capacitors and diode clamps that extend across the inner loop.

III. DESIGN

The design of Three-Level Full-Bridge DC/DC converter Uses 8 MOSFETs by IRFP460. The control circuit for MOSFETs employs the microcontroller family dSPIC33. The phase-shifted PWM angle can be adjusted from 0-180 degrees. In addition, the design parameters are given as follows: $V_{dc} = 540$ V, $V_o = 510$ V, $P_o = 2.0$ kW, $C_1 - C_4 = 1$ μ F, $L_{lk} = 11.8$ μ H, high frequency transformer ratio $n = 12:10$ using 50 kHz switching frequency in circuit operation.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The test will adjust the phase-shifted angle of the PWM signal and increase the load. It aims to compare the efficiency of the circuit and it also compares the signal of the switch obtained from the actual measurement when compared to the simulation by PSIM program, which will be divided into 2 cases, namely:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A. Load case as resistance

This test considers at the operation of the signal of switches S_1 - S_8 at the high frequency transformer and the efficiency of the circuit to work at the designed rated power.

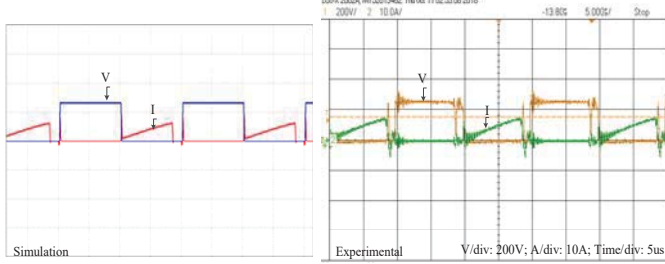


Fig. 13. Example of voltage and current waveform of switch S_2

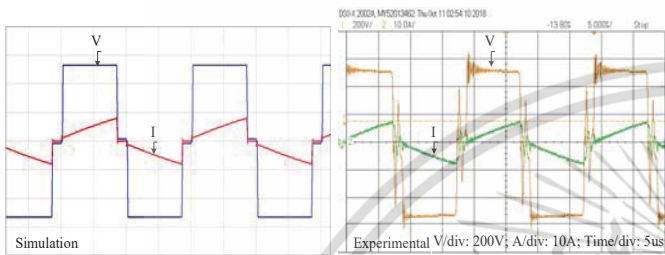


Fig. 14. Example of output voltage and current waveforms of inverter.

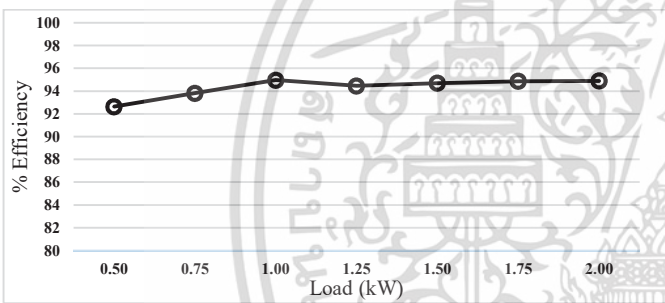


Fig. 15. The relationship between efficiency and step load.

From the test, at the 5-degree phase-shifted angle with various resistance loads, Fig.11 shows an example of the Three-level Full-Bridge DC/DC converter under ZVS and ZCS conditions proposed compared to the simulation. Fig. 14 shows the output voltage and current waveforms at inverter which means the primary transformer. In addition, Fig. 15 shows the efficiency of the proposed circuit which is above 90% in all working load ranges.

B. Circuit testing by charging the battery

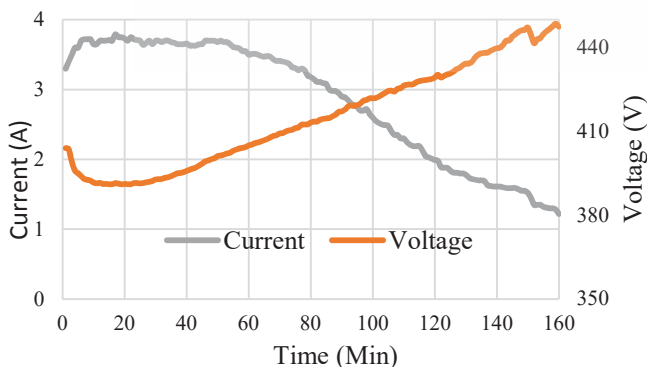


Fig.16.The relationship between voltage and current while charging the battery.

From Fig. 16. when charging system starts, the charging current is high, and the voltage will rise gradually due to the time of charging. When the current charges 30 batteries, the voltage is about 430-440 V. It makes each battery have a voltage around 14.3 V and then the current stops charging.

V. CONCLUSION

From the test of the proposed converter, it was found that the converter can supply power output as designed in all load and phase-shifted angle range. The average efficiency is 92.58 %. The circuit is designed to work in ZVS and ZCS PWM Soft-Switching period. From the comparison, the waveform of the switch from light load to full load range and the simulation with the program are in the same direction. This confirms the operation of the converter which can be applied for charging the battery at high voltage effectively.

REFERENCES

- [1] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy storage systems for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2258–2267, Jun. 2008.
- [2] A. Emadi, Y. J. Lee, and K. Rajashekara, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, Jun. 2008.
- [3] W. Chen, X. Ruan, Q. Chen, and J. Ge, "Zero-voltage-switching PWM full-bridge converter employing auxiliary transformer to reset the clamping diode current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 5, pp. 1149–1162, May 2010.
- [4] J. Yungtaek, M. M. Jovanovic, "Light-load efficiency optimization method," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 25, no. 1, pp.67-74, 2010.
- [5] J. Dudrik and N.-D. Trip, "Soft-switching PS-PWM dc-dc converter for full-load range applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2807–2814, Aug. 2010.
- [6] J. R. Pinheiro and I. Barbi, "The three-level ZVS-PWM dc-to-dc converter," *IEEE Trans. on Power Elec*, vol 8, no. 4, pp. 486-492, 1993.
- [7] D.V. Ghodke, K. Chatterjee, and B.G. Fernandes, "Modified softswitched three-phase three-level dc-dc converter for high-power applications having extended duty cycle range" *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol.59, no.9, pp. 3362–3372, 2012.
- [8] P. J. Grbović, et. al., "A bidirectional three-level dc-dc converter for the ultra-capacitor applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 10, pp. 3415–3430, Oct. 2010.
- [9] M. Borage, S. Tiwari, S. Bhardwaj, and S.Kotaiah, "A full-bridge DC-DC converter with zero-voltage-switching over the entire conversion range," *IEEE Trans. Power Elec* vol. 23, no.4, pp. 1743–1750, Jul. 2008.
- [10] F. Canales, P.M. Barbosa, and F. C. Lee, "A zero-voltage and zero-current switching three-level DC/DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 6, pp. 898–904, Nov. 2002.

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระยา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The 16th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology or ECTI-CON 2019 (IEEE Conference Record) is the sixteenth annual international conference organized by Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association, Thailand. The conference aims to provide an international platform to present technological advances, launch new ideas and showcase research work in the field of electrical engineering, electronics, computer, telecommunications and information technology. Accepted papers will be published in the Proceedings of ECTI-CON 2019 and will be submitted for inclusion in the IEEE Xplore. Acceptance will be based on quality, relevance and originality.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องเรียนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปเผยแพร่หรือใช้บนด้านการค้า
ไม่ว่าการใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องระงับการอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2018)

**Jeju, South Korea
7-10 October 2018**

Pages 1-648



IEEE Catalog Number: CFP18801-POD
ISBN: 978-1-5386-6149-9

Copyright © 2018, KIEE EMECS (KIEE Electrical Machinery and Energy Conversion Systems) All Rights Reserved

****** This is a print representation of what appears in the IEEE Digital Library. Some format issues inherent in the e-media version may also appear in this print version.***

IEEE Catalog Number: CFP18801-POD
 ISBN (Print-On-Demand): 978-1-5386-6149-9
 ISBN (Online): 978-89-86510-20-1

Additional Copies of This Publication Are Available From:

Curran Associates, Inc
 57 Morehouse Lane
 Red Hook, NY 12571 USA
 Phone: (845) 758-0400
 Fax: (845) 758-2633
 E-mail: curran@proceedings.com
 Web: www.proceedings.com

CURRAN ASSOCIATES INC.
proceedings
 .com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A FAMILY OF ENHANCED QUASI-Z-SOURCE CONVERTER WITH SWITCHED INDUCTOR	2338
<i>Qing Bian ; Yijie Wang ; Yueshi Guan ; Dianguo Xu</i>	
A CAPACITOR ENERGY FLUCTUATION SUPPRESSING METHOD FOR MMC-MTDC SYSTEMS WITH DROOP CONTROL	2342
<i>Yongjie Luo ; Yi Pu ; Yonghui Song</i>	
POWER ELECTRONIC CONVERTER TOPOLOGY WITH REGULABLE TRANSMITTANCE OF PDLIC APPLICATIONS	2347
<i>Juchan Lee ; Hung Soo Mok ; Jae Hvuk Choi ; Jin-Woo Lee</i>	
A MODIFIED THREE-LEVEL SOFT-SWITCHING DC-DC FULL-BRIDGE CONVERTER	2360
<i>Narongrit Sanajit ; Anuwat Jangwanitlert</i>	
HARMONIC COMPENSATION CONTROL OF GRID-CONNECTED INVERTER BASED ON VIRTUAL IMPEDANCE	2364
<i>Zhenguo Piao ; Yueping Zhong</i>	
POWER LOSS EVALUATION AND CONTROL FOR FIVE-LEVEL NPC H-BRIDGE CONVERTER WITH LOW-SWITCHING-FREQUENCY	2369
<i>Bo Zhang ; Qiongquan Ge ; Xiaoxin Wang ; Zixin Li ; Yaohua Li</i>	
EXTRACTION OF ACTIVE AND REACTIVE POWERS DC COMPONENTS FOR GRID-CONNECTED CONVERTERS UNDER UNBALANCED NETWORK	2373
<i>Bihua Hu ; Longyun Kang ; Jiancai Cheng</i>	
ANALYZING ZVS SOFT SWITCHING USING SINGLE PHASE SHIFT CONTROL STRATEGY OF DUAL ACTIVE BRIDGE ISOLATED DC-DC CONVERTERS	2378
<i>Xu Fei ; Zhao Feng ; Ning Puqi ; Wen Xuhui</i>	
NEUTRAL POINT BALANCING FOR THREE-LEVEL NEUTRAL POINT CLAMPED INVERTERS UNDER LIGHT LOAD CONDITIONS	2382
<i>Alexander Lange ; Marco Zimmermann ; Bernhard Piepenbreier</i>	
1000A CLASS COMPACT UNIPOLAR MAGNET POWER SUPPLY WITH 10PPM STABILITY	2397
<i>Sung Chul Kim ; Suk Ho Ahn ; Cheol Moon</i>	
OPTIMIZED DESIGN METHODOLOGY OF SNOB DEVICE CIRCUIT PARAMETERS	2403
<i>Jianchun Chen ; Dayi Li ; Cong Wang ; Yi Lu ; Feng Xu ; Chaoliang Wang ; Peng Qiu</i>	
ELECTRIC CHARGE TRANSFER BETWEEN CASCADING DIELECTRIC ELECTROACTIVE POLYMER ACTUATORS	2408
<i>Raphaël Mottet ; Jonathan Chavanne ; Alexis Boegli ; Yves Perriard</i>	
A PERIODIC CLEARING MODE BASED ONE CYCLE CONTROL METHOD WITH HIGH DYNAMIC PERFORMANCE	2414
<i>Xin Xu ; Yu Wang ; Wenjuan Hao</i>	
NONLINEAR STATE FEEDBACK CONTROLLER DESIGN FOR BUCK-BOOST CONVERTERS	2418
<i>Eung-Seok Kim ; Cherl-Jin Kim ; Heung-Kyo Shin</i>	
CASCADE CONTROLLER DESIGN FOR CUK CONVERTER	2423
<i>Eung-Seok Kim ; Cherl-Jin Kim ; Young-Tae Kim</i>	
CASCADE CONTROLLER DESIGN FOR CUK CONVERTER USING PARTIAL STATES	2427
<i>Eung-Seok Kim ; Chang-Gyeo Lung</i>	
FUZZY LOGIC BASED MODEL PREDICTIVE DIRECT POWER CONTROL OF THREE PHASE PWM RECTIFIER	2431
<i>Hui Li ; Mingyao Lin ; Gongde Yang</i>	
SERIES-CONNECTED MULTI-HALF-BRIDGE MODULES ACTIVE FRONT-END RECTIFIER FOR MEDIUM VOLTAGE VARIABLE SPEED DRIVES	2436
<i>M. Daoud ; A. Elserougi ; A. Massoud ; R. Bojoi ; Shehab Ahmed</i>	
VIRTUAL D-Q CONTROL STRATEGY FOR CAPACITOR-SPLIT TYPE ACTIVE POWER DECOUPLING	2441
<i>Ki-Ho Baek ; Jae-Keun Kim ; Sung-Min Park</i>	
LOW HARMONIC DISTORTION OF INPUT VOLTAGE AND CURRENT OF A MEDIUM VOLTAGE DRIVE FOR SUGAR MILL PLANTS	2446
<i>C. Boonseng ; B. Rapeepornpat ; V. Kinnares</i>	
A NOVEL ZERO-VOLTAGE- TRANSITION SNUBBER CELL FOR DUAL BUCK HALF BRIDGE INVERTER	2451
<i>Jian Wei ; Baoquan Kou ; Mengyao Wang</i>	
ELECTROLYTIC CAPACITOR-LESS POWER CONVERTER WITH SHARED INDUCTOR APPLIED FOR PMSM DRIVE SYSTEM	2456
<i>Chao Zhang ; Xin Hu ; Lei Xu ; Yi Du ; Li Zhang</i>	
A VARIABLE FEEDBACK CONTROL FOR SINGLE PHASE VIENNA RECTIFIERS AT NON-LOAD CONDITION	2460
<i>Jie Chen ; Li Zhang ; Zhenfei Chen ; Xun Gao ; Yan Xing ; Ning Wu</i>	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Modified Three-Level Full-Bridge

Soft-Switching DC-DC Converter

Narongrit Sanajit
 Department of Electrical Engineering
 Faculty of Engineering
 King Mongkut's Institute of Technology
 Ladkrabang, Bangkok, Thailand
 narongri@mut.ac.th

Anuwat Jangwanitlert
 Department of Electrical Engineering
 Faculty of Engineering
 King Mongkut's Institute of Technology
 Ladkrabang, Bangkok, Thailand
 kjanuwat@kmitl.ac.th

Abstract—This paper aims to present a modified three-level full-bridge dc-dc converter that can operate under soft-switching conditions for all switches in the circuit. There are 2 branches of three-level half-bridge inverter. The auxiliary inductances are used in the circuit in order to confirm the zero-voltage switching condition (ZVS) for all switches for wide load ranges. Moreover, the dc blocking capacitor is used for obtaining the zero-current switching condition (ZCS) for inner switches in the circuit. The proposed circuit was designed, analyzed and simulated at 2.56 kW of output power, 540 V of input voltage, 510 V of output voltage at 60° of phase shift angle and 50 kHz of switching frequency to confirm the possibility of the proposed theory.

Keywords—electrosurgical cutting machine, half-bridge inverter, high frequency PWM

I. INTRODUCTION

Nowadays, many power converters have been used in electric vehicle technologies such as batteries charging board and power supply in electric cars. Conventional topologies have been proposed in past such as half-bridge, full-bridge and three-level topologies. All mentioned topologies can operate in general applications. However, a three-level topology is the most suitable circuit for operating in high input voltage applications because it could decrease the voltage stress of each switch to be a half of input voltage. Furthermore, conventional topologies cannot achieve the ZVS condition for wide load ranges especially light load condition. This results in the decrease of the efficiency in light load condition. In order to avoid a drawback of conventional converters, this paper will propose a modified three-level full-bridge dc-dc converter by using the auxiliary inductance to confirm the ZVS condition for wide load ranges. In addition, the power of the circuit will be controlled by phase-shift pulse-width modulation (PSPWM) principle.

II. OPERATION PRINCIPLES

Fig. 1 shows the structure of the proposed converter which connected with a DC input voltage (V_{dc}). There are 2 branches of three-level inverters (*branch A* and *branch B*) that receive the divided voltage from dividing capacitors ($C1 - C4$). Each branch consists of the same devices such as 4 MOSFETs ($S1 - S4$), 2 clamping diodes ($DC1$ and $DC2$), flying capacitor ($CS1$) and auxiliary inductance (L_{aux1}). At the output side of inverter, a high-frequency transformer (Tr) are used to step the voltage from the inverter. At the primary side of high frequency

transformer, the dc blocking capacitor (C_{bc}) will be connected in series with the leakage inductance (L_{lk}). At secondary sides of transformers, there are rectifier diodes ($D1 - D4$) for converting ac voltages at secondary sides of high frequency transformer to dc output voltage (V_o). Finally, at the output sides, there is LC filter for filtering the rectified output waveforms before they are supplied to the resistive load (R_L).

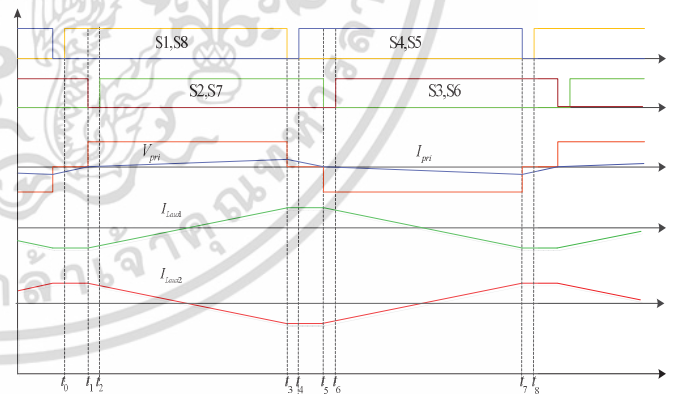
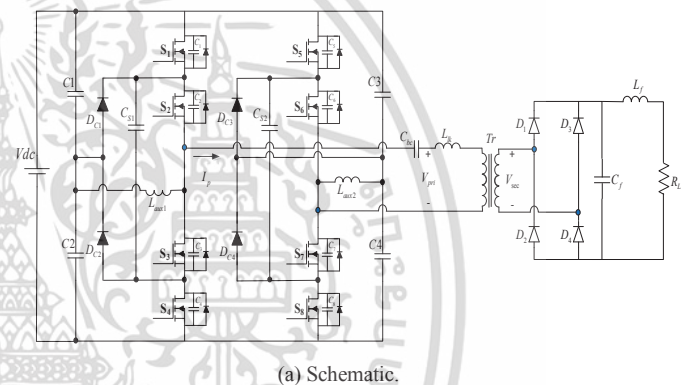


Fig. 1. The proposed converter. (a) Schematic. (b) Operational waveforms.

The goal of the design is to minimize the loss of all the main switches of the designed converter, to reduce the voltage stress across the switch when the input voltage is high and to control the output voltage of the converter [1]-[4]. Fig.1 shows the structure of the circuit and the mode of operation of the switch where high frequency transformers are connected to a resistance R_L which is the load.

ขอสงวนลิขสิทธิ์ในเอกสารฉบับนี้ ห้ามนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้นิพนธ์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

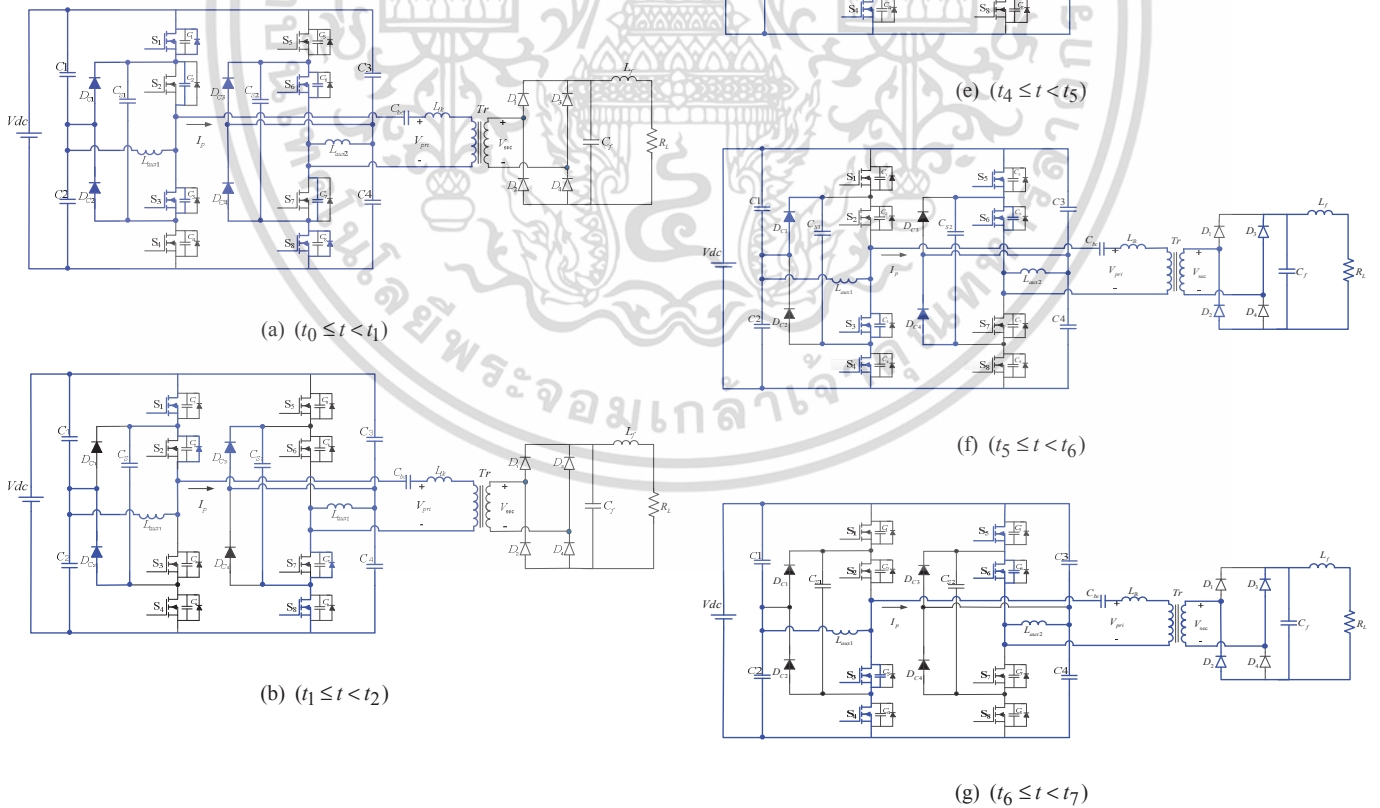
TABLE I. SWITCHING STATES AND VOLTAGE LEVELS

State	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	V_{Tr}/sec
1	+	-	+	-	-	+	-	+	0
2	+	-	-	-	-	-	-	+	0
3	+	+	-	-	-	-	+	+	$+V_{dc} / n$
4	-	+	-	-	-	-	+	-	0
5	-	+	-	+	+	-	+	-	0
6	-	-	-	+	+	-	-	-	0
7	-	-	+	+	+	+	-	-	$-V_{dc} / n$
8	-	-	+	-	-	+	-	-	0

Table 1 shows the switching state of the proposed switch and indicates the output voltage level of the transformer for each switch state. The "+" symbol indicates that the switch is ON. While the "-" symbol indicates that the switch is OFF. The switching frequency is constant. Each time the current is switched on and off, each switch is controlled so that the dc-bus voltage is applied to the transformer at the desired time interval by using phase-shift PWM control [5] - [7].

III. OPERATION MODES

The operational waveform of the proposed dc-dc converter is shown in Fig. 2. The various operating modes of the Three-Level Full-Bridge converter are as follows. The Figs. 2(a) to 2(h) show the operational modes of the ZVZCS DC-DC Full bridge converter.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

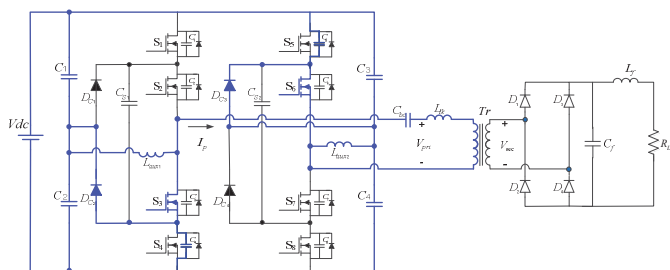
(h) ($t_7 \leq t < t_8$)

Fig. 2. Operational modes of the ZVZCS Three-Level Full-Bridge converter. (a) - (h)

1) Operational Mode 1: ($t_0 \leq t < t_1$) :

During this time, switches S_1 and S_8 are in the start state under the condition ZVS, while switches S_3 and S_6 remain in the turn on at time t_0 . The currents at switches S_3 and S_6 will discharge continuously and will turn off at time t_1 . Capacitors S_3 and S_6 will be charged so that switches S_3 and S_6 enter the stop mode under ZCS conditions and the voltage drop across the transformer is zero. At the same time, at time t_1 , the capacitors C_2 and C_7 will be discharged to turn on the switches of C_2 and C_7 under ZVS condition in mode 2 afterward.

2) Operational Mode 2: ($t_1 \leq t < t_2$) :

The time before switches S_2 and S_7 will receive the gate signal to turn ON at time t_1 , current $I_p = 0$, while switches S_3 and S_6 turn off under ZCS conditions. Between time t_1 to t_2 , the current will flow through the diodes across S_2 and S_7 so that the switch begins conducting under ZVS condition at time $t = t_2$.

3) Operational Mode 3: ($t_2 \leq t < t_3$) :

From mode 2 to this mode, it can be seen that the switches S_1 , S_2 , S_7 and S_8 are in the turn-on phase. So, the current flows completely in the circuit through all four switches. At time t_2 , the currents I_{S1} , I_{S2} , I_{S7} , I_{S8} and I_p start t_0 increase gradually and reach its maximum value at time t_3 causing the secondary voltage and current of the transformer flow through the diodes D_1 and D_4 and preserves the constant current at I_p . The power is transmitted from V_{dc} to load. During this mode, the time period is related to the operating period of the switch (D), which is determined by

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{D}{n} = \frac{(t_{on}) / (T_{SW} / 2)}{n} = \frac{(t_3 - t_2) / (T_{SW} / 2)}{n} \quad (1)$$

$$D = \frac{t_3 - t_2}{T_{SW} / 2} \quad (2)$$

$$T_{SW} = t_8$$

So that, When the secondary voltage and current flow through the diodes D_1 and D_4 into the rectifier, the secondary voltage is

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{I_o}{I_p} \quad (3)$$

$$V_{sec} = \frac{+V_{dc}}{n} \quad (4)$$

$$I_p = \frac{I_0}{n} \quad (5)$$

n is the ratio between primary voltage and secondary voltage

I_0 is the current across L_f

4) Operational Mode 4: ($t_3 \leq t < t_4$) :

It is the time before switches S_4 and S_5 get the gate signal to turn ON. At intervals of t_3 to t_4 , the capacitors C_1 and C_8 are charged so that the switches S_1 and S_8 enter the turn-off stage under ZCS condition while switches S_2 and S_7 are ON.

5) Operational Mode 5: ($t_4 \leq t < t_5$) :

During this time, the switches S_4 and S_5 are in the turn-on state under the ZVS condition while the switches S_2 and S_7 are still in the turn on state at time t_4 . The currents at switches S_2 and S_7 will discharge continuously and will turn off at time t_5 . The capacitors C_2 and C_7 are charged so that the switches S_2 and S_7 enter the stop state under the ZCS condition and the voltage drop across the transformer is zero.

6) Operational Mode 6: ($t_5 \leq t < t_6$) :

The time before switches S_3 and S_6 receive the gate signal to turn ON at time t_5 , current $I_p = 0$ while switches S_2 and S_7 turn off in the stop state under ZCS condition. The capacitors C_3 and C_6 will be discharged for a period of time so that switches of C_3 and C_6 begin conducting under ZVS condition at time $t = t_6$ and the current starts flowing to load through the diodes D_2 and D_3 , respectively.

7) Operational Mode 7: ($t_6 \leq t < t_7$) :

From mode 6 to this mode, the switches S_3 , S_4 , S_5 and S_6 are in the turn on phase. So the current flows completely in the circuit through all four switches. At time $t = t_7$, the currents I_{S3} , I_{S4} , I_{S5} , I_{S6} and $-I_p$ start to increase gradually and reach its maximum value at time t_8 causing the secondary voltage and current of the transformer flow through the diodes D_2 and D_3 , with the secondary voltage equal to the equation.

$$V_{sec} = \frac{-V_{dc}}{n} \quad (6)$$

8) Operational Mode 8: ($t_7 \leq t < t_8$) :

It is the time before the switches S_1 and S_8 get the gate signal to turn ON. At intervals of t_7 to t_8 , the capacitors C_4 and C_5 are charged so that the switches S_4 and S_5 enter the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

stop state under the ZCS conditions while switches S_3 and S_6 continue to conduct.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The converter was designed and simulated by using the computer software by using the parameters as follows; $V_{dc} = 540$ V, $V_o = 510$ V, $P_o = 2.56$ kW, $C1- C4 = 1\mu\text{F}$, $L_{lk} = 11.8$ μH $L_{aux1} = L_{aux2} = 300$ μH , $n = 10:12$, and $f_s = 50$ kHz. Fig. 3 shows the operational waveforms of the ZVZCS Three-Level Full-Bridge converter. Fig. 4 shows the output voltage and current waveforms of inverter. Fig. 5 shows the waveforms of voltage and current of switches S_1 and S_2 , respectively. It is found that ZVS and near-ZCS conditions can be found on both switches as shown in figures.

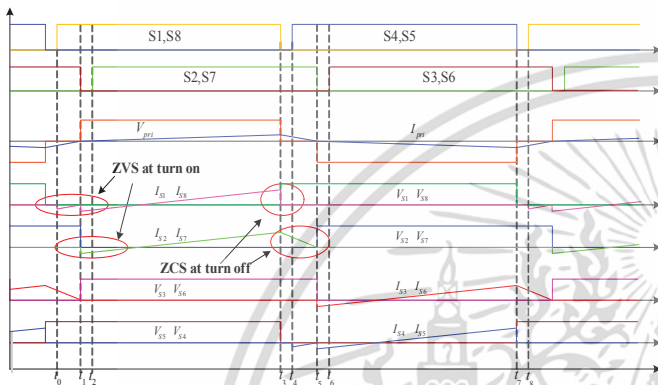


Fig 3. Operational waveforms of the ZVZCS Three-Level Full-Bridge converter.

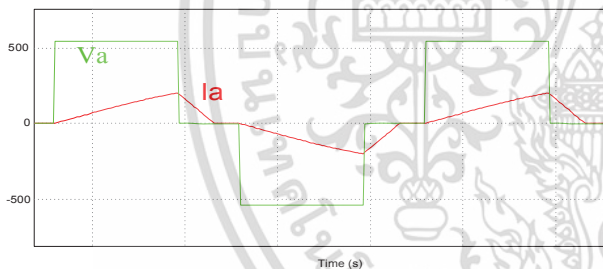


Fig 4. The output voltages and currents of inverters.

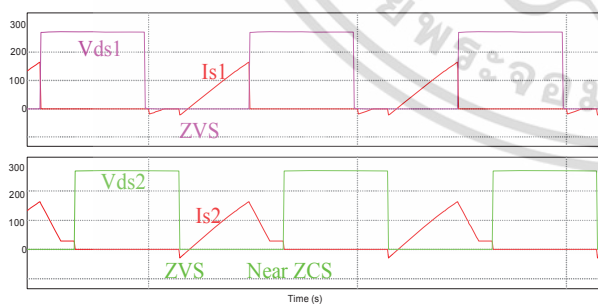


Fig 5. The voltages and currents of switches.

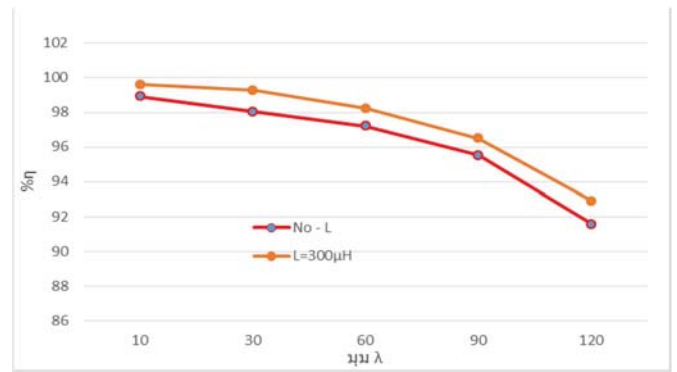


Fig. 6. Comparison of inverter efficiency : between No-L and Laux.

Fig. 6 shows the performance comparison of conventional converters with the proposed converters which use inductors to improve the efficiency of the work. As a figure shown, it has tendency to work better throughout the phase shift.

V. CONCLUSION

This paper presents a modified three-level full-bridge dc converter that can operate under soft-switching conditions for wide load ranges by using the auxiliary inductances. Switches in circuit can operate under ZVS and ZCS conditions. By using a three-level topology, the circuit can operate with a high input voltage, effectively.

REFERENCES

- [1] X. Ruan, L. Zhou, and Y. Yan, "A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM three-level converter," in Proc. 2001 IEEE Power Electron. Spec. Conf., vol. 2, pp. 1075-1079.
- [2] W. Xinke, X. Xiaogao, Z. Chen, Q. Zhaoming, and Z. Rongxiang, "Low voltage and current stress ZVZCS full bridge DC-DC converter using center tapped rectifier reset," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 3, pp. 1470-1477, Mar. 2008.
- [3] E.-S. Kim and Y.-H. Kim, "A ZVZCS PWMFB DC/DC converter using a modified energy-recovery snubber," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 5, pp. 1120-1127, Oct. 2002.
- [4] Joseph Alexander Carr, Brian Rowden, and Juan Carlos Balda, "A Three level Full bridge Zero voltage Zero current switching converter with a simplified switching scheme," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 24, no. 2, pp.329-338, Feb 2009
- [5] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, and F. C. Lee, "High-voltage, high-power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber," in Proc. 1991 Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC 1991), Mar., pp. 158-163.
- [6] J.-G. Cho, C.-Y. Jeong, and F. C. Y. Lee, "Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using secondary active clamp," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 4, pp. 601-607, Jul. 1998.
- [7] X. Ruan and Y. Yan, "A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, no. 4, pp. 777-785, Aug. 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลเครื่องมือในการวัด

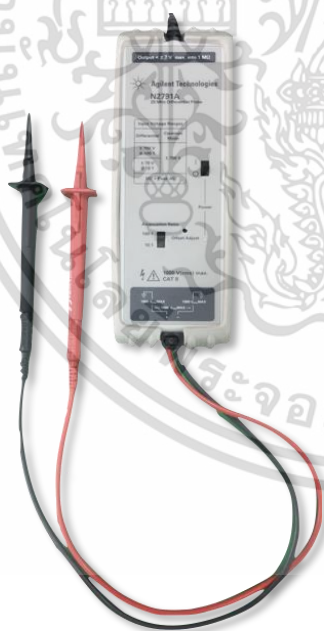
1. อุปกรณ์ที่ใช้ทดสอบในห้องปฏิบัติการ



พิกัด:

1. True-RMS digital multimeter with the features professional technicians prefer
2. Increases productivity with manual and automatic ranging, Display Hold, Auto Hold, and Min/Max-average recording
3. Measures AC and DC voltage to 1000 V
4. Delivers accurate True-RMS AC current and voltage plus frequency, capacitance, resistance, continuity and diode measurements
5. Safety rated CAT III 1000 V, CAT IV 600 V

รูปที่ ข-1 Fluke 177 True RMS Digital Multimeter



พิกัด:

1. 25 MHz bandwidth
2. User-selectable attenuation settings of 10: 1 or 100: 1
3. Rated to measure differential and common mode voltage up to ± 700 V at 100:1 mode
4. Powered by included 4x AA batteries or USB host port of scope or PC

รูปที่ ข-2 Agilent Technologies N2791A 25 MHz Differential Probe

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-3 Thermal imaging camera C.A 1950 diaCam 2

พิกัด:

1. temperature range 20°C to 250°C
2. display mode: thermal image, real image with automatic parallax compensation. Image merging available with PC software
3. measuring tools: 1 manual cursor+ 1 automatic detection + Min Max on adjustable area + Temperature profile + Isotherm
4. adjustable parameters: emissivity, environmental temperature, distance, relative humidity
5. ingress protection: IP 54



พิกัด:

1. 4 Range
2. 30/100/300/1000 V
3. 1 mA (1,000 ohm/volt)

รูปที่ ข-4 DC Voltmeter

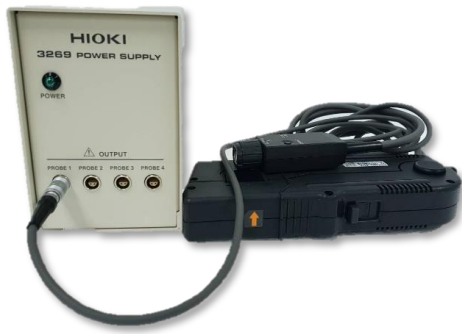


พิกัด:

1. +/- 0.5% VDC Accuracy
2. Moving Coil Meter Movements
3. Taut band Suspension Systems
4. Ammeter: 1 A to 30 A
5. Stable performance ensures that changes over time are negligible.
6. Quick response and easy-to-read scale
7. Superior temperature compensation circuit reduces external temperature effects.

รูปที่ ข-5 DC Ammeter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**พิกัด:**

1. Frequency band width: DC to 10 MHz (-3 dB)
2. Rise time: 35 ns or less
3. Noise level: 25 mArms max. (band width limited to 20 MHz)
4. Continuous allowable input: 150 Arms (requires derating at frequency)
5. Max. allowable peak input: 300 Apeak (non continuous), 500 A peak (pulse width: 30 μ s or shorter)
6. Amplitude accuracy: ± 1.0 % rdg. ± 1 mV f.s. (DC, 45 to 66 Hz, 0 to 150 A rms)
 ± 2.0 % rdg. (DC, 45 to 66 Hz, 150 A to 300 A peak)
7. Output rate: 0.01 V/A (use with a device having a 1 M-ohm input resistance or higher)
8. Max. rated voltage to earth: 600 V CAT II, 300 V CAT III (insulated wire)
9. Core jaw dia: $\varnothing 20$ mm (0.79 in)
10. Power supply: ± 12 V ± 0.5 V, 5.5 VA max. (at Max. current measurement)
11. Dimensions, mass: 176 mm (6.93 in) W \times 69 mm (2.72 in) H \times 27 mm (1.06 in) D, 500 g (17.6 oz), Sensor cable BNC terminal: 2 m (6.56 ft), Power cable: 1 m (3.28 ft), Power plug: FFA. 0S.304.CLAC42Z / LEMO Inc.
12. Supplied accessories: Carrying case \times 1

รูปที่ ข-6 HIOKI 3269 Power Supply and HIOKI 3274 Clamp on probe

**พิกัด:**

1. 3 Phase

รูปที่ ข-7 Variac Transformer 3 Phase

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**พิกัด:**

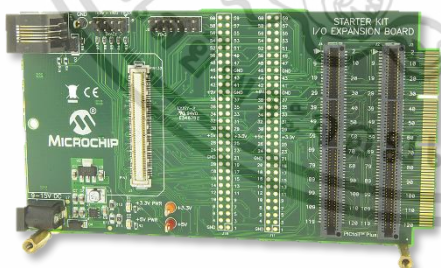
1. Bandwidth: 70 MHz
2. 2 analog channels
3. Max Memory Depth: 1 Mpts
4. Max Sample Rate: 2 GSa/s
5. Display Size: 8.5 inch
6. Waveform Update Rate: 50K wfms/s

รูปที่ ข-8 DSO-X 2002A Digital Storage Oscilloscope

**พิกัด:**

1. $\pm 0.05\%$ accuracy with wide measurement range (DC, 40Hz to 200kHz, 5mV to 5V, 10uA to 50mA)
2. Non-stop testing over mixed measurement conditions such as C-D (120 Hz) and ESR (100 kHz) at 10 times the speed of previous models (compared with Model 3532-50)
3. Built-in comparator and BIN functions
4. Rapid 2msec test time

รูปที่ ข-9 HIOKI IM3523 LCR Meter

**พิกัด:**

These starter kits can provide power to the I/O Expansion Board. The amount of power is determined by the drive capability of the USB port connected to the Starter Board's debugger at connector J1. If additional power is required, connect an optional 9V power supply (#AC16203) to the I/O Expansion Board.

รูปที่ ข-10 starter kit I/O Expansion board

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



พิกัด:

1. Architecture: 16-bit
2. Max CPU Speed (MHz): 70
3. CPU Speed (MIPS/DMIPS): 70
4. Program Memory Size (KB): 512
5. Multiple Flash Panels: Yes
6. SRAM (KB): 52
7. Direct Memory Access Channels: 15
8. Temperature Range (C): -40 to 125
9. Operating Voltage Range (V): 3 to 3.6
10. Pin Count: 100
11. Comparators: 3
12. Analog Peripherals: 2- A/D 32x12-bit @ 1100(kSPS) 1-D/A 0x4-bit
13. UART: 4
14. SPI: 4
15. I2C: 2
16. Timers: 9 x 16-bit 4 x 32-bit
17. Input Capture: 16
18. Max PWM outputs (including complementary): 28
19. Number of PWM Time Bases: 3
20. Output Compare Channels: 16
21. USB Interface: FS Device/Host/OTG
22. Number of CAN Modules: 2
23. Type of CAN Module: CAN

รูปที่ ข-11 dsPIC33EP512MU810

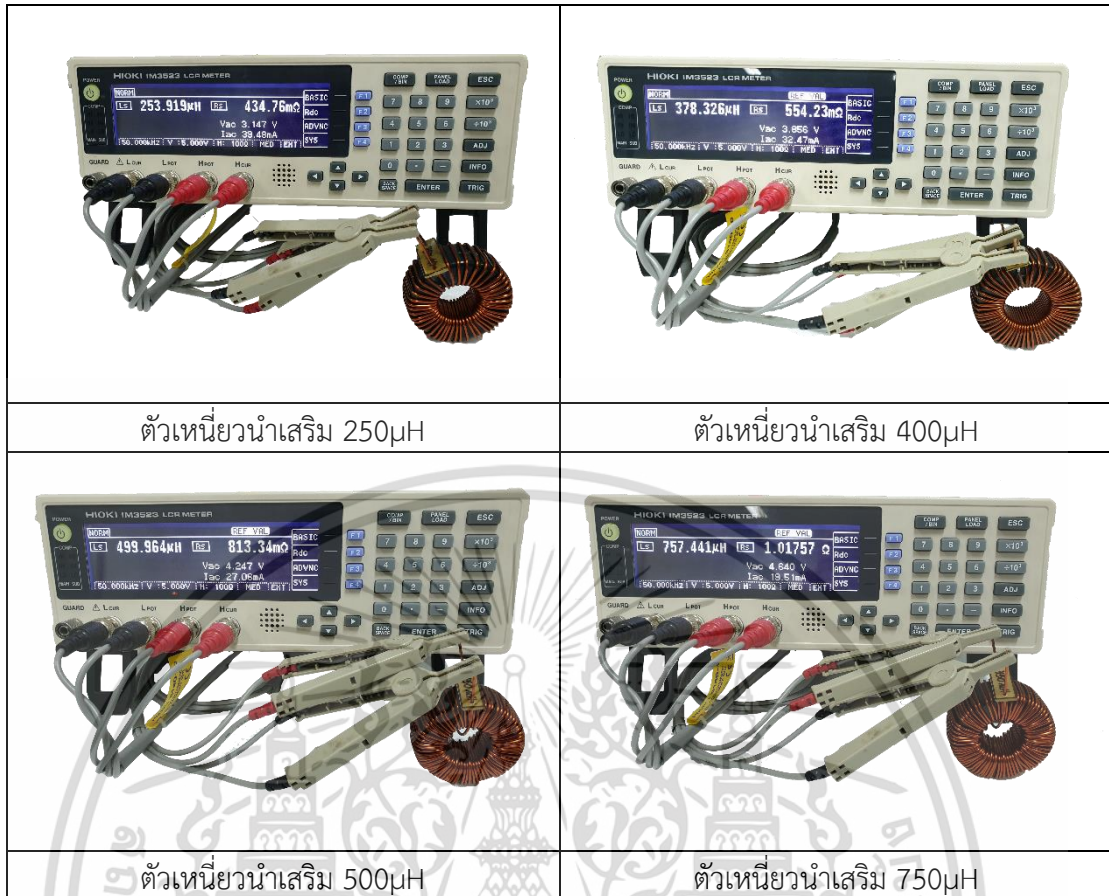
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ตัวเหนี่ยวนำเสริมที่ใช้ในการทดสอบ

ตารางที่ ข-1 ค่าตัวเหนี่ยวนำเสริมที่นำมาใช้ในงานวิจัย

ตัวเหนี่ยวนำ	L_{aux1}		L_{aux2}	
	L (H)	R (Ω)	L (H)	R (Ω)
	253.92 μ H	0.434 Ω	250.08 μ H	0.413 Ω
	397.80 μ H	0.622 Ω	378.33 μ H	0.554 Ω
	499.96 μ H	0.813 Ω	498.43 μ H	0.936 Ω
	758.58 μ H	1.213 Ω	757.44 μ H	1.018 Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-12 การวัดค่าตัวเหนี่ยวนำเสริมที่ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

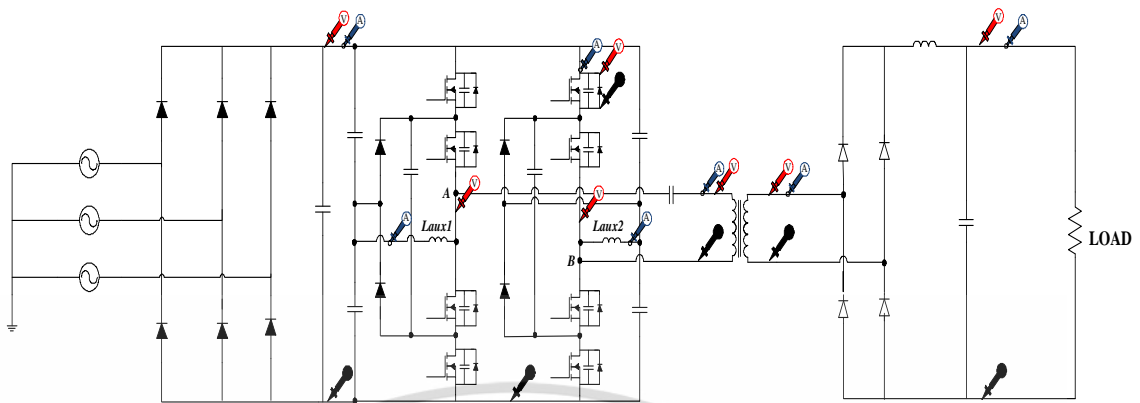


ภาคผนวก ค.

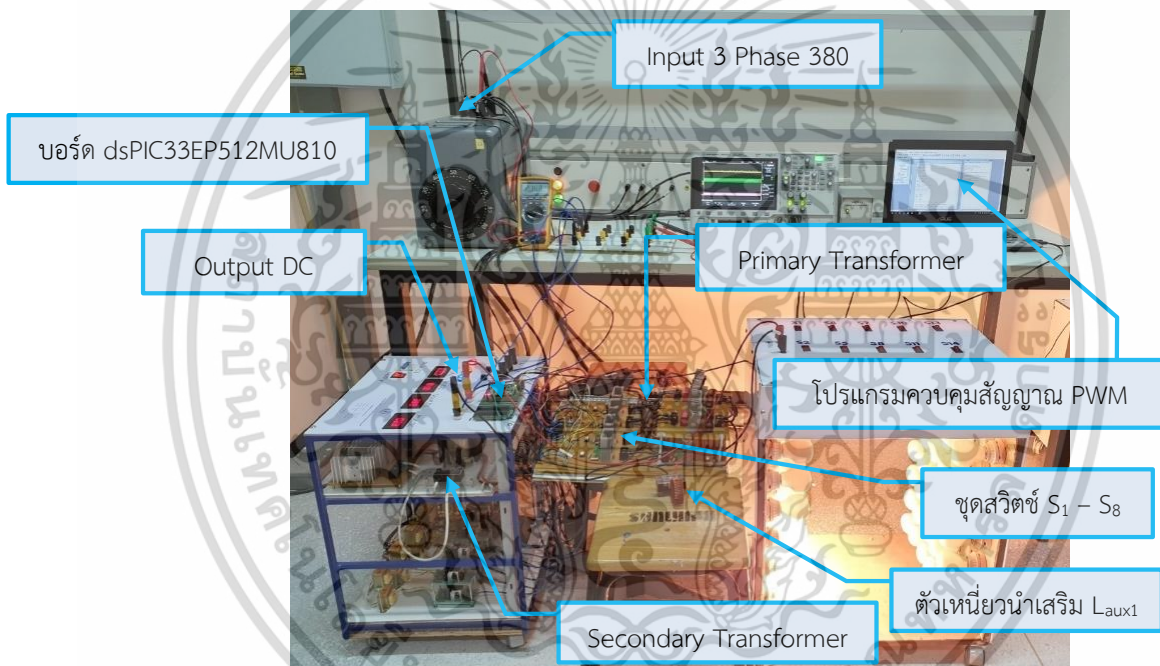
การดำเนินการทดสอบในงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การทดสอบวัดสัญญาณส่วนต่างๆ



รูปที่ ค-1 จุดที่ทำการวัดเพื่อเก็บผลการทดสอบที่โหลดความต้านทาน



รูปที่ ค-2 จุดที่ทำการวัดเพื่อเก็บผลการทดสอบที่โหลดความต้านทานในห้องปฏิบัติการ

ขั้นตอนการทดลอง

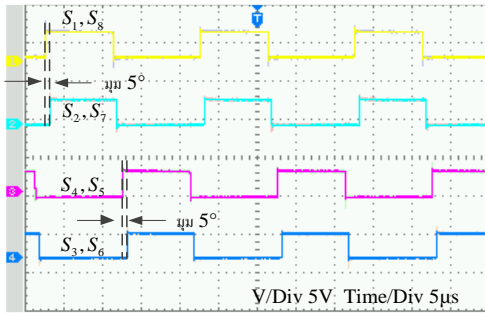
1. ปรับเลื่อนมุมเฟส 5, 30, 60, 90 องศา ตามลำดับจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC33EP512MU810

2. วัดแรงดันและกระแส ดังรูปที่ ค-2 เพื่อบันทึกผลการทดลอง

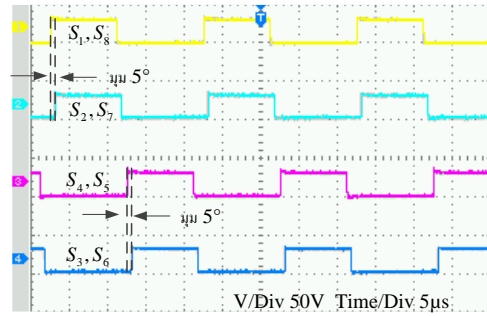
3. ทำซ้ำข้อ 1-4 โดยทดสอบจากไม่มีตัวเหนี่ยวนำเสริม (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) ในวงจรที่ค่า $L_{aux}=250\mu\text{H}$, $L_{aux}=400\mu\text{H}$, $L_{aux}=500\mu\text{H}$ และ $L_{aux}=750\mu\text{H}$ ตามลำดับ

ทำการเก็บผลการวัดสัญญาณพัลส์ที่ออกจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์และชุดวงจรขยายสัญญาณที่ใช้ไปทริกขาเกตของมอสเฟตแล้วทำการวัดแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_1-S_8 ด้านเข้า-ด้านออกของหม้อแปลงความถี่สูงและที่ตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) ค่าต่าง ๆ ณ เลื่อนมุมเฟส 5, 30, 60, 90

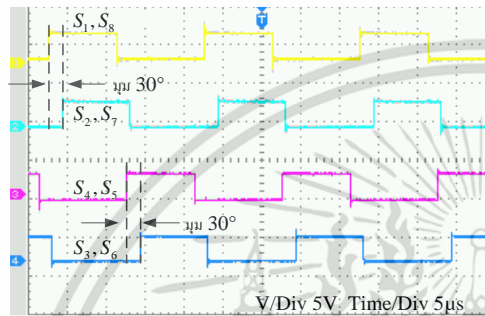
องศา ดังรูปที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



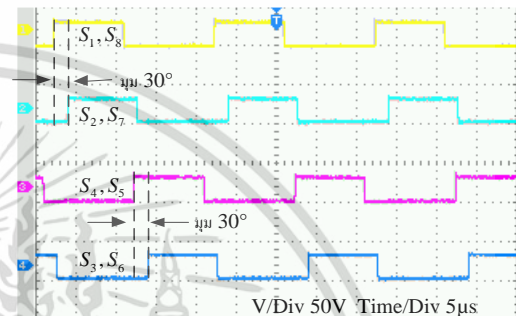
สัญญาณบอร์ด Microcontroller ที่มุม 5 องศา



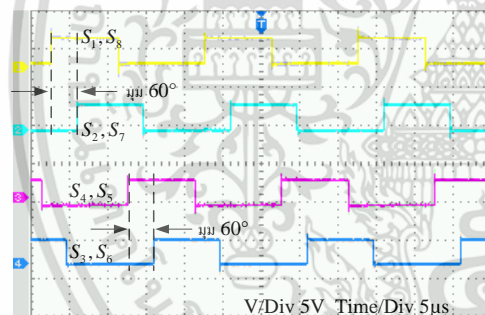
วงจรขยายสัญญาณที่มุม 5 องศา



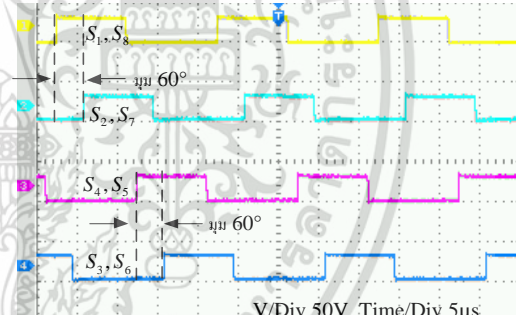
สัญญาณบอร์ด Microcontroller ที่มุม 30 องศา



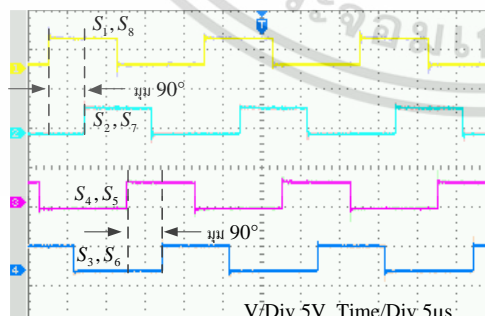
วงจรขยายสัญญาณที่มุม 30 องศา



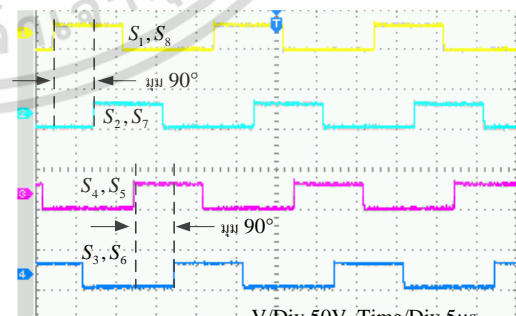
สัญญาณบอร์ด Microcontroller ที่มุม 60 องศา



วงจรขยายสัญญาณที่มุม 60 องศา



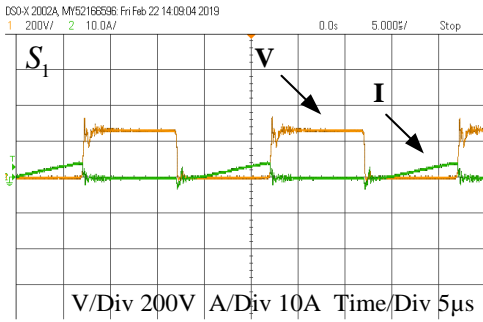
สัญญาณบอร์ด Microcontroller ที่มุม 90 องศา



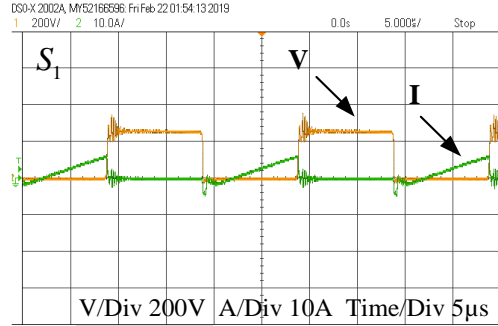
วงจรขยายสัญญาณที่มุม 90 องศา

รูปที่ ค-3 สัญญาณพัลส์ที่เลื่อนมุมเฟสสองศาต่างๆ ที่ไปควบคุมขับเคลื่อนมอเตอร์

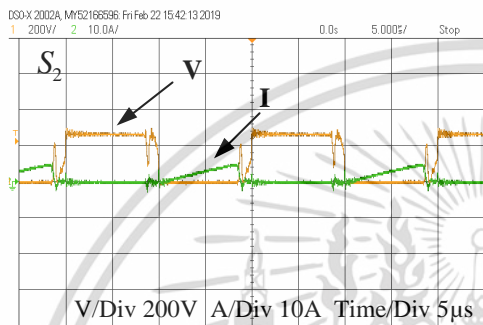
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



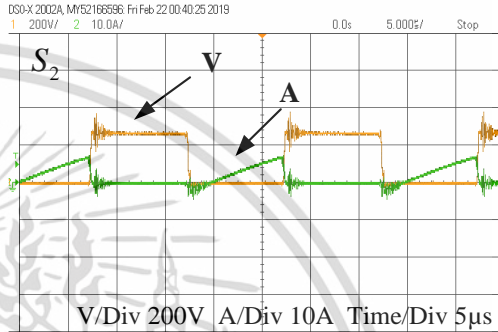
สวิตช์ S_1 ที่ No-L



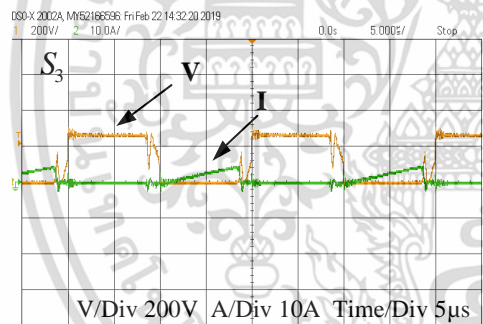
สวิตช์ S_1 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



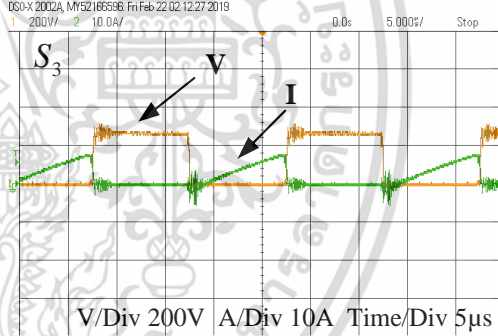
สวิตช์ S_2 ที่ No-L



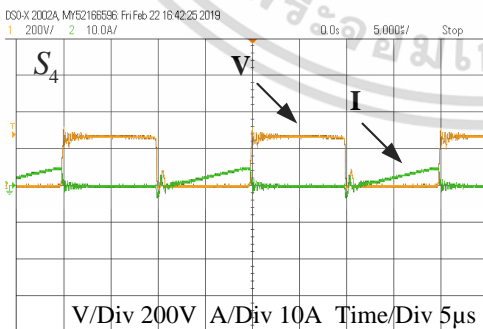
สวิตช์ S_2 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



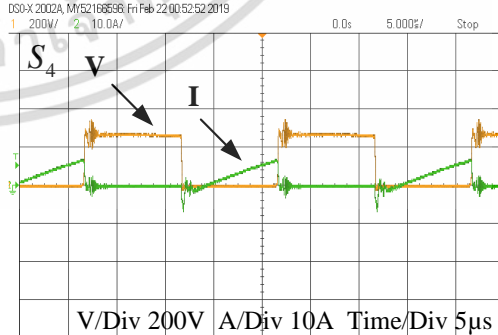
สวิตช์ S_3 ที่ No-L



สวิตช์ S_3 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



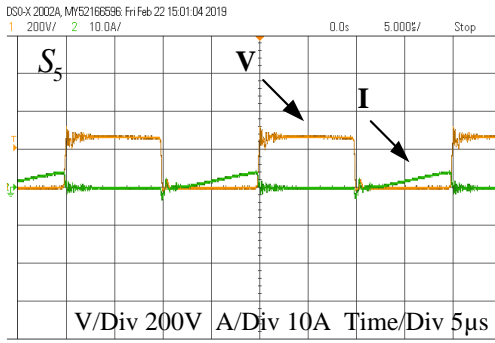
สวิตช์ S_4 ที่ No-L



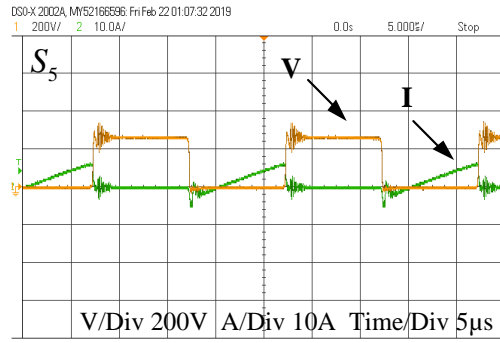
สวิตช์ S_4 ที่ $L_{aux}=400\mu H$

รูปที่ ค-4 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_1 - S_4 ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) เลื่อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 10%

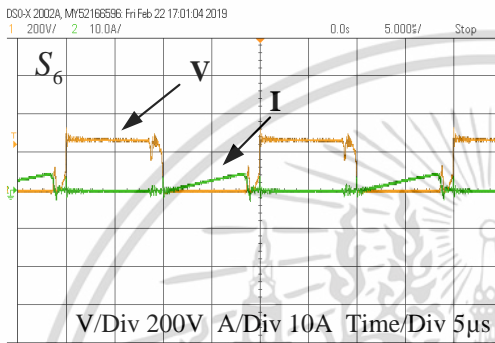
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวทช. อนุญาตให้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



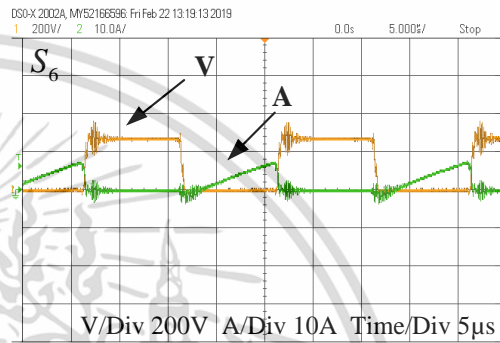
สวิตช์ S_5 ที่ No-L



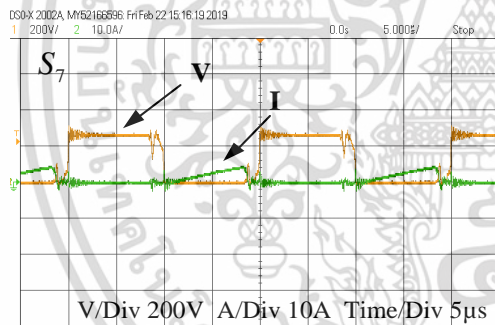
สวิตช์ S_5 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



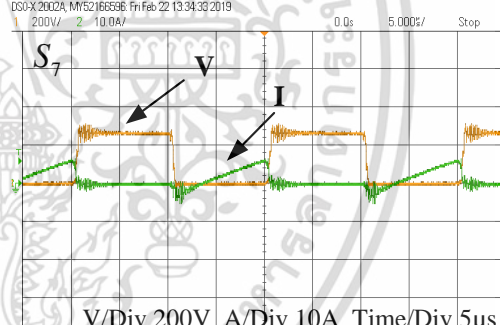
สวิตช์ S_6 ที่ No-L



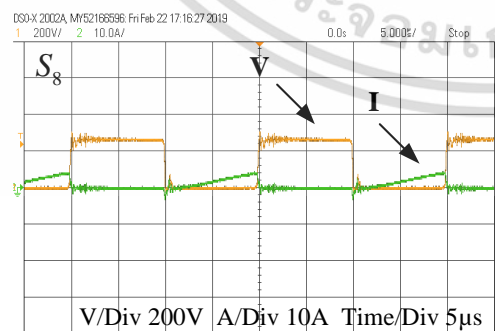
สวิตช์ S_6 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



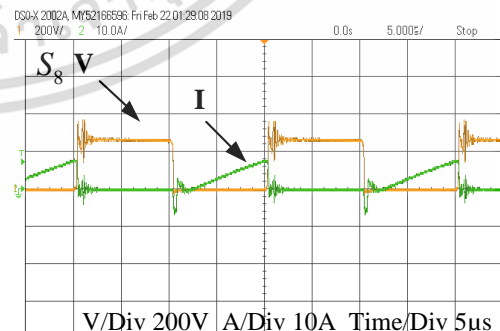
สวิตช์ S_7 ที่ No-L



สวิตช์ S_7 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



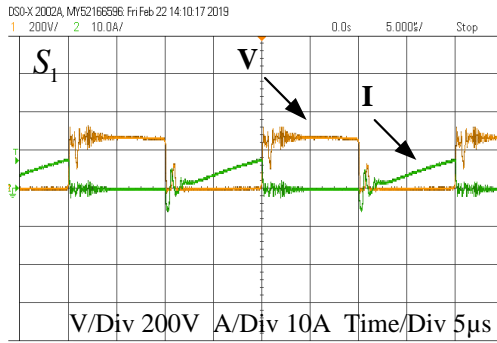
สวิตช์ S_8 ที่ No-L



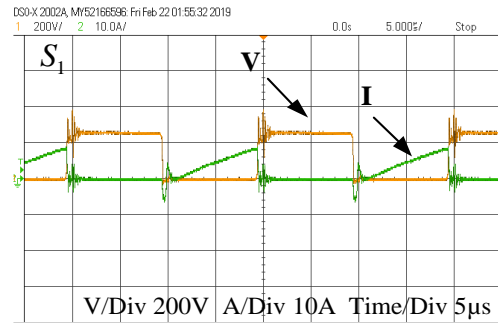
สวิตช์ S_8 ที่ $L_{aux}=400\mu H$

รูปที่ ค-5 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_5 - S_8 ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) เลื่อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 10%

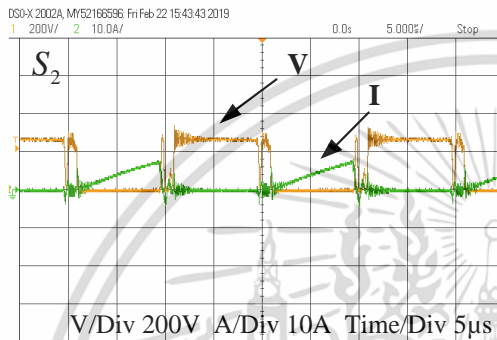
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



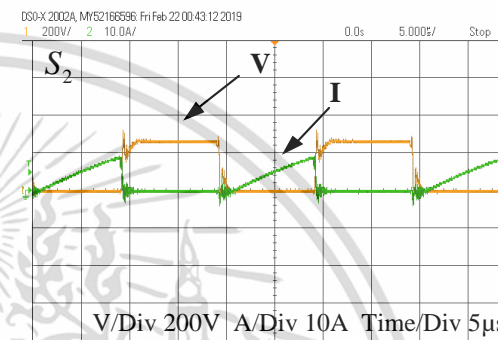
สวิตช์ S_1 ที่ No-L



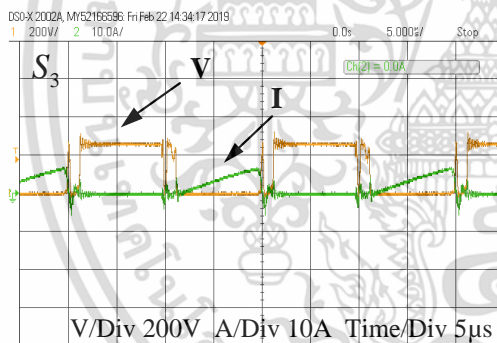
สวิตช์ S_1 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



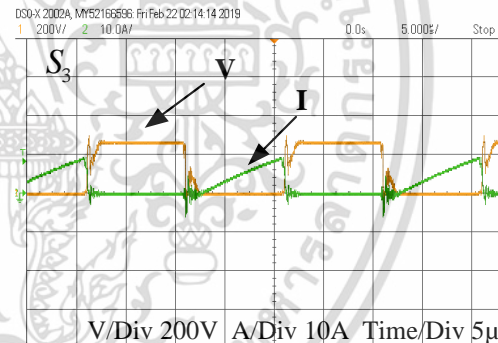
สวิตช์ S_2 ที่ No-L



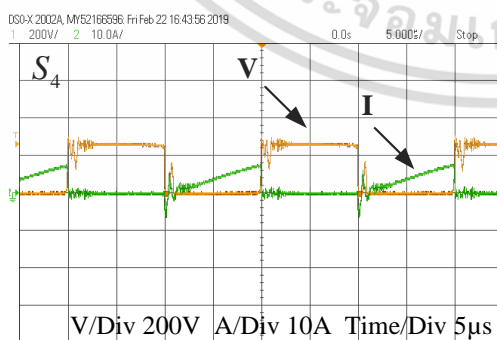
สวิตช์ S_2 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



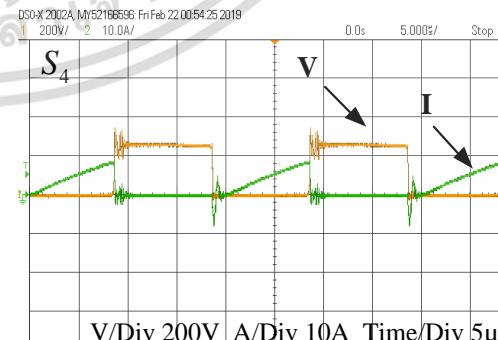
สวิตช์ S_3 ที่ No-L



สวิตช์ S_3 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



สวิตช์ S_4 ที่ No-L



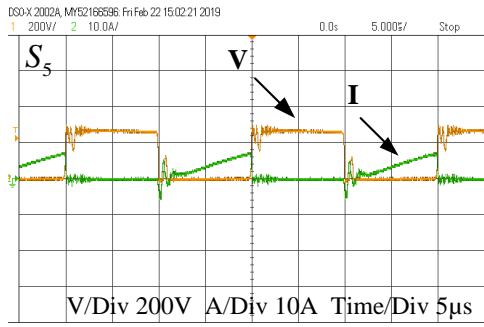
สวิตช์ S_4 ที่ $L_{aux}=400\mu H$

รูปที่ ค-6 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_1 - S_4 ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux})

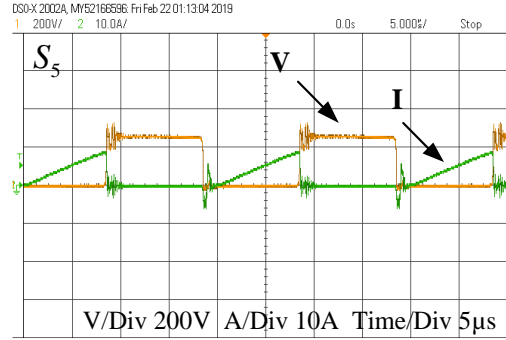
เลื้อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 50%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

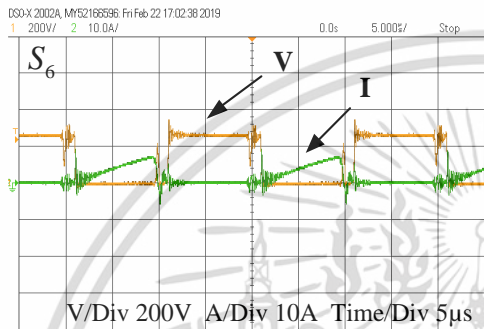
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



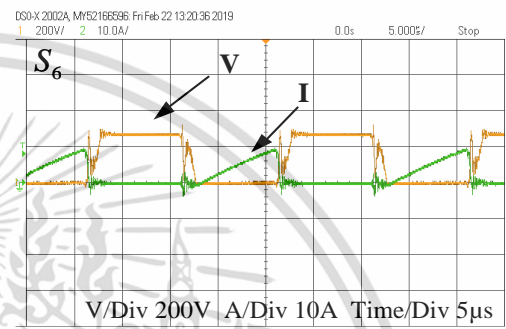
สวิตช์ S_5 ที่ No-L



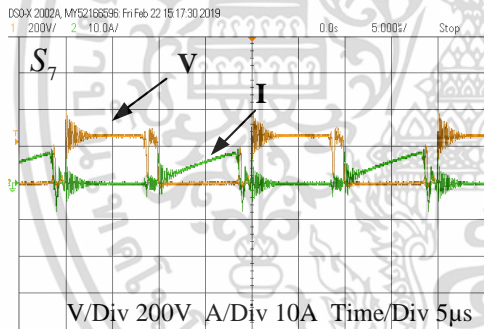
สวิตช์ S_5 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



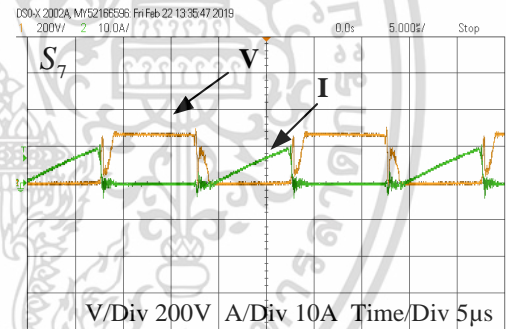
สวิตช์ S_6 ที่ No-L



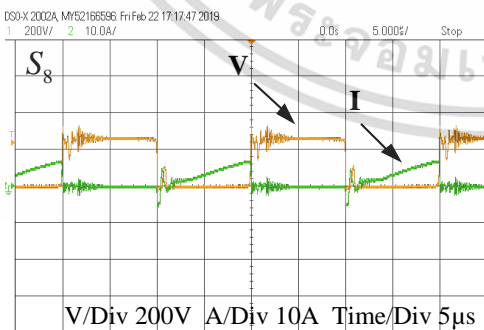
สวิตช์ S_6 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



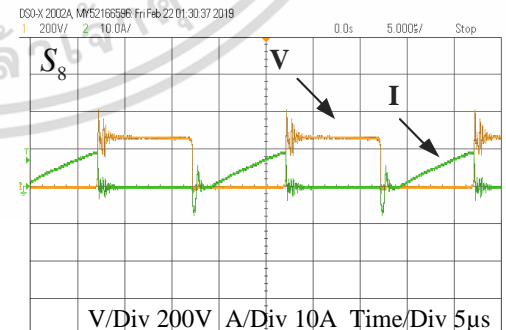
สวิตช์ S_7 ที่ No-L



สวิตช์ S_7 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



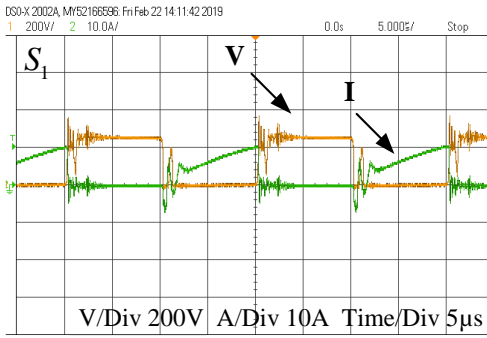
สวิตช์ S_8 ที่ No-L



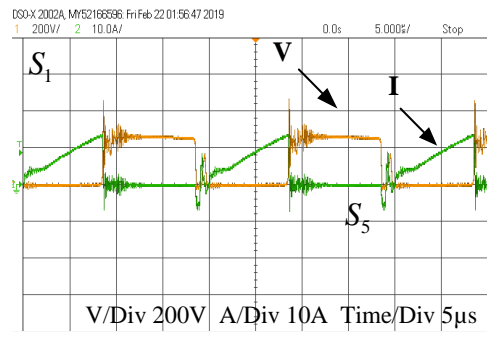
สวิตช์ S_8 ที่ $L_{aux}=400\mu H$

รูปที่ ค-7 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_5 - S_8 ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux})
เลื่อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 50%

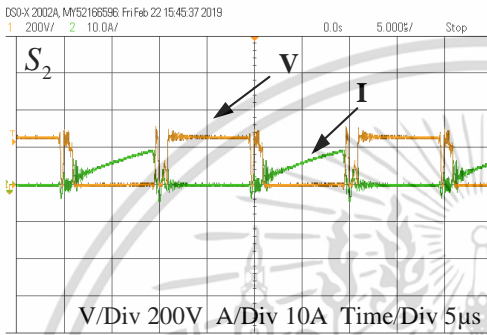
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



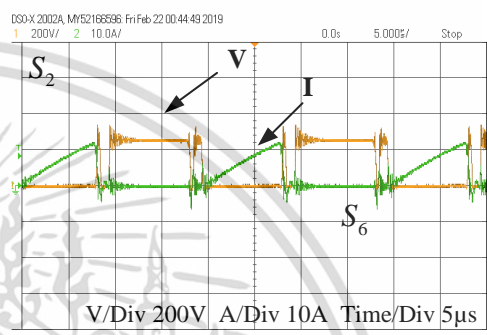
สวิตช์ S_1 ที่ No-L



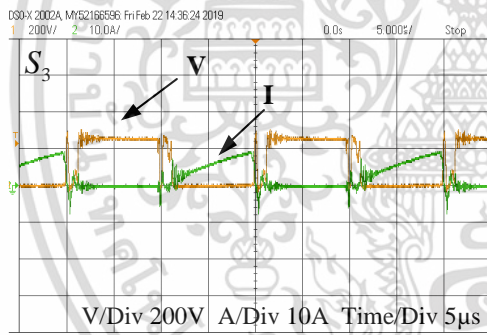
สวิตช์ S_1 ที่ $L_{ux}=400\mu\text{H}$



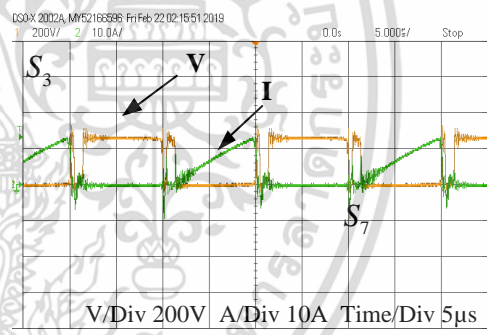
สวิตช์ S_2 ที่ No-L



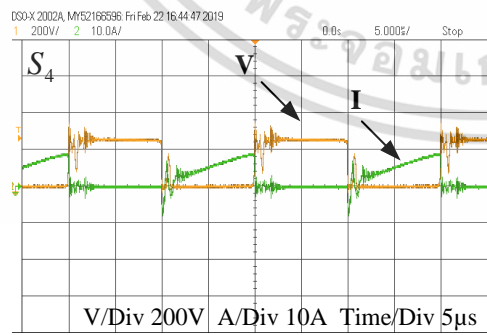
สวิตช์ S_2 ที่ $L_{ux}=400\mu\text{H}$



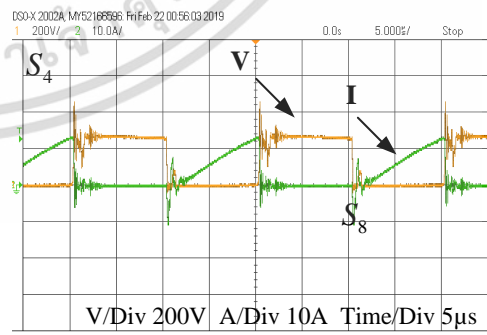
สวิตช์ S_3 ที่ No-L



สวิตช์ S_3 ที่ $L_{ux}=400\mu\text{H}$



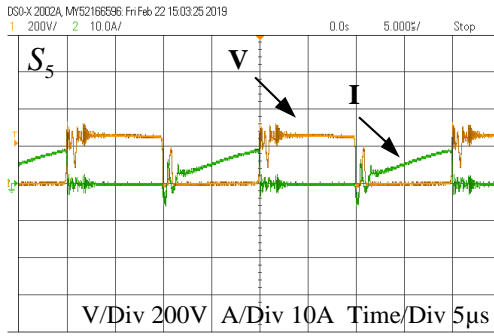
สวิตช์ S_4 ที่ No-L



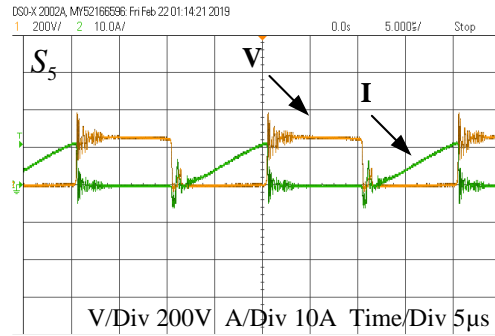
สวิตช์ S_4 ที่ $L_{ux}=400\mu\text{H}$

รูปที่ ค-8 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_1 - S_4 ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{ux}) เลื่อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 100%

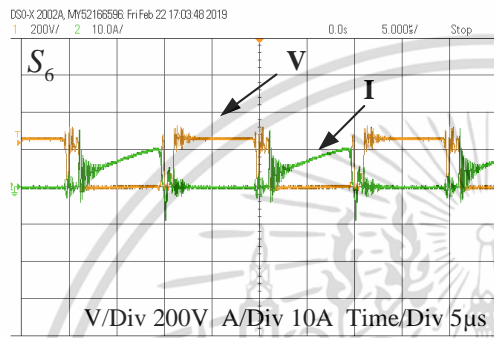
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



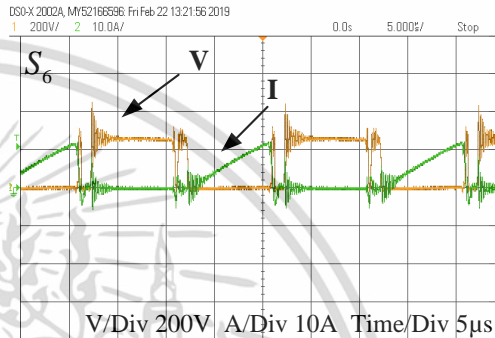
สวิตช์ S_5 ที่ No-L



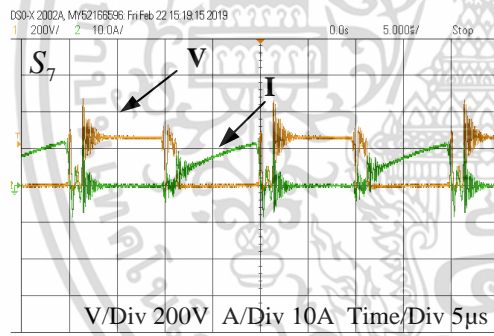
สวิตช์ S_5 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



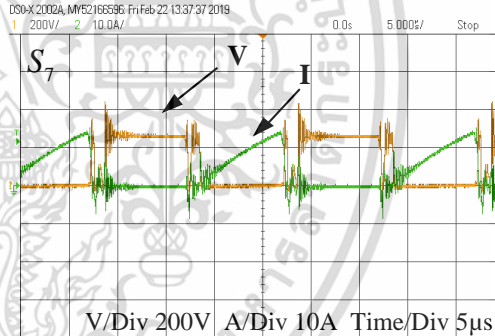
สวิตช์ S_6 ที่ No-L



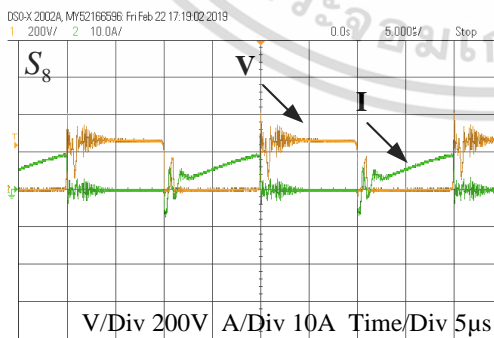
สวิตช์ S_6 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



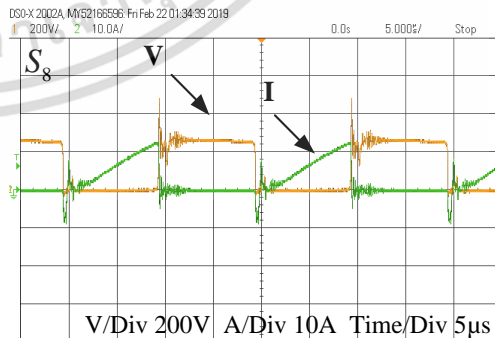
สวิตช์ S_7 ที่ No-L



สวิตช์ S_7 ที่ $L_{aux}=400\mu H$



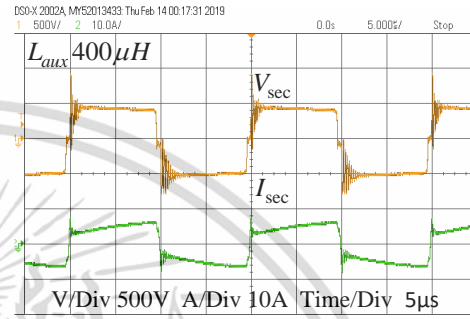
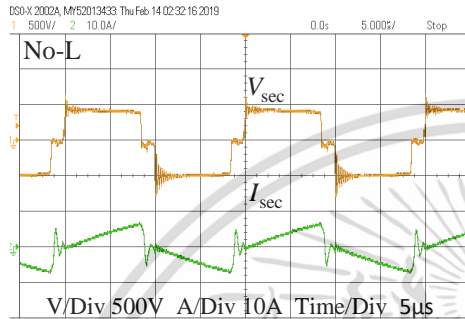
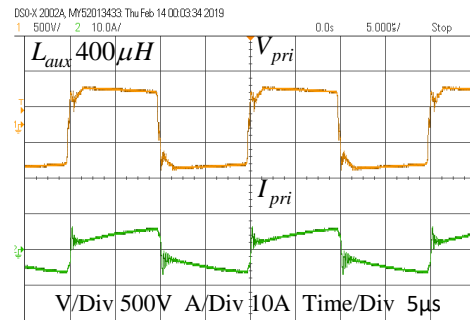
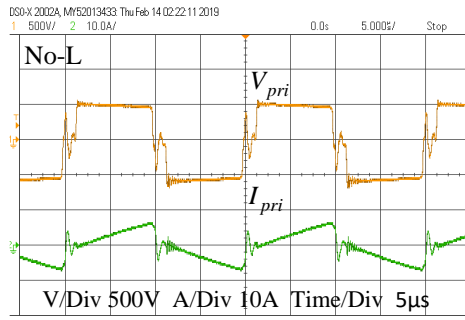
สวิตช์ S_8 ที่ No-L



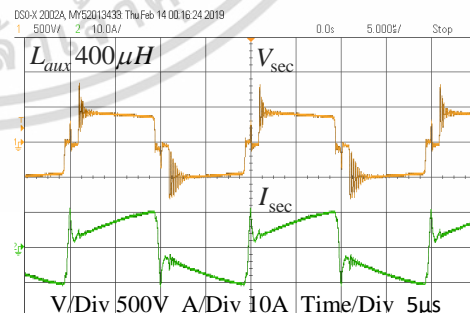
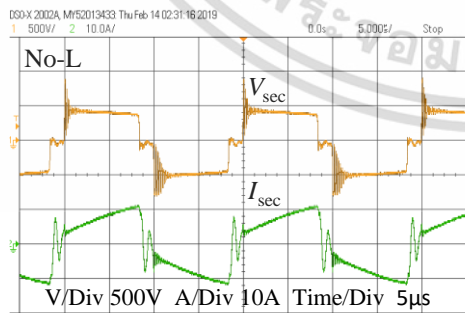
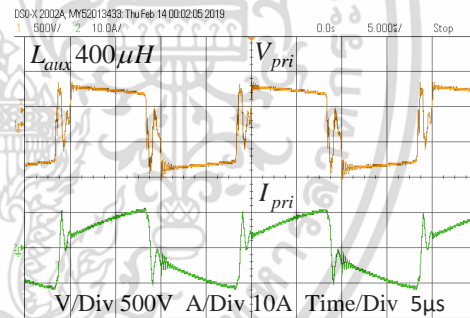
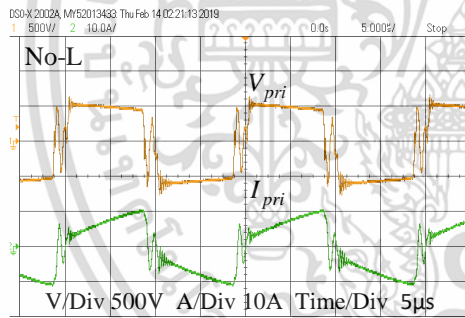
สวิตช์ S_8 ที่ $L_{aux}=400\mu H$

รูปที่ ค-9 สัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_5 - S_8 ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) เลื่อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 100%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

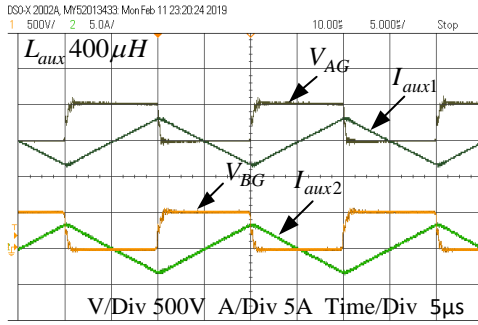


รูปที่ ค-10 สัญญาณแรงดันและกระแสด้านเข้า-ด้านออก หม้อแปลงความถี่สูง ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) เลื่อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 50%

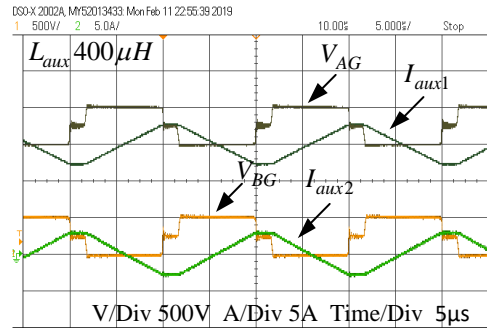


รูปที่ ค-11 สัญญาณแรงดันและกระแสด้านเข้า-ด้านออก หม้อแปลงความถี่สูง ที่ไม่มี (No-L) และมีตัวเหนี่ยวนำเสริม (L_{aux}) เลื่อนมุมเฟส 5 องศา ที่โหลด 100%

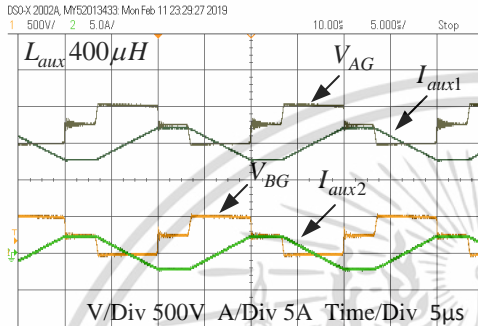
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



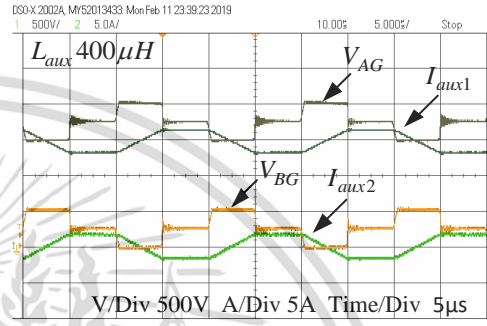
$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 5 องศา



$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 30 องศา

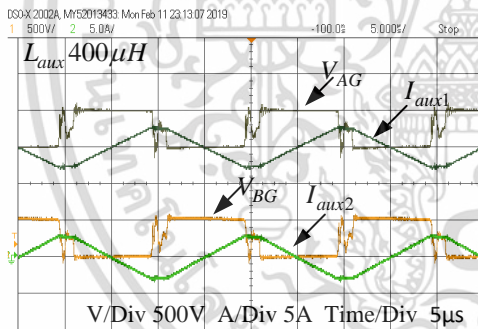


$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 60 องศา

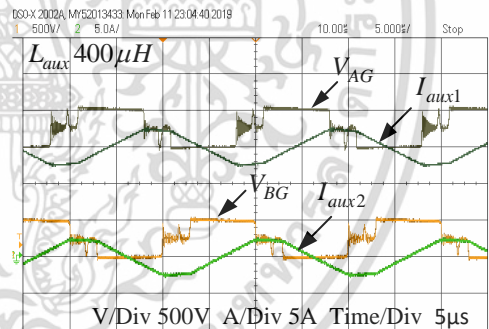


$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 90 องศา

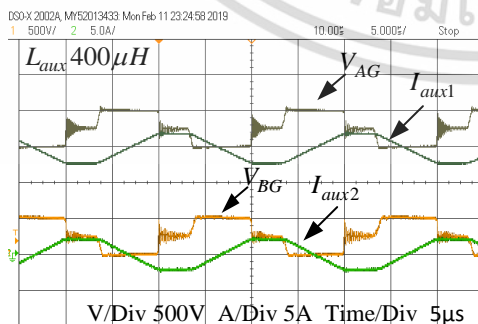
รูปที่ ค-12 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ $L_{aux1,2} = 400\mu H$ ที่โหลดโหลดไฟ 50% ที่เลือนมมเฟสต่างๆ



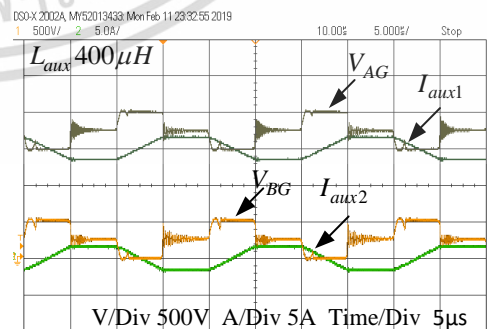
$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 5 องศา



$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 30 องศา



$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 60 องศา

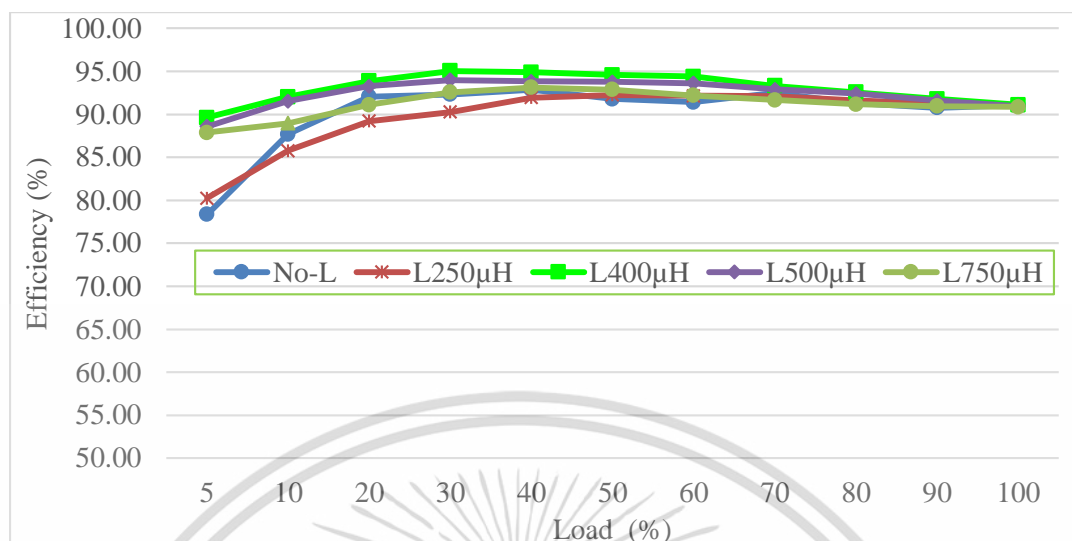


$L_{aux} = 400\mu H$ ที่เลือนมมเฟส 90 องศา

รูปที่ ค-13 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ $L_{aux1,2} = 400\mu H$ ที่โหลดโหลดไฟ 100% ที่เลือนมมเฟสต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

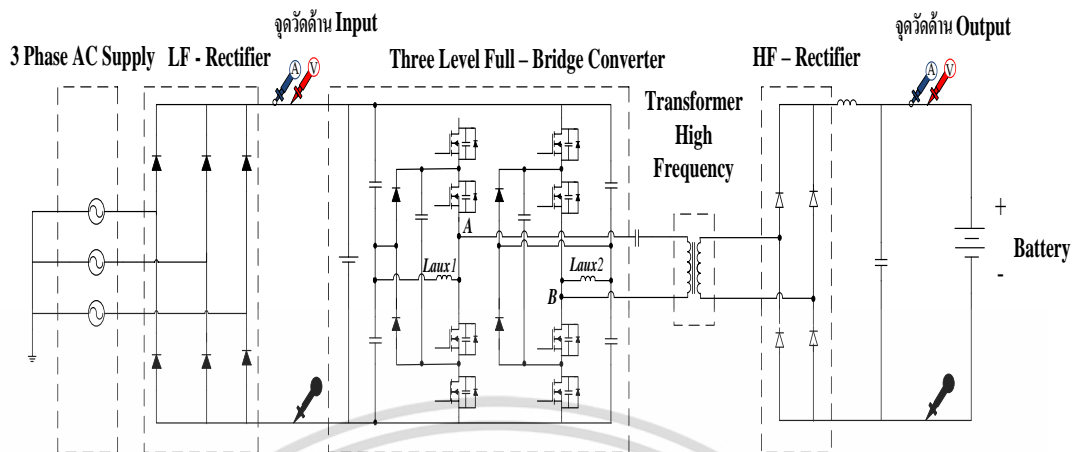
2. ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับเต็มบริดจ์



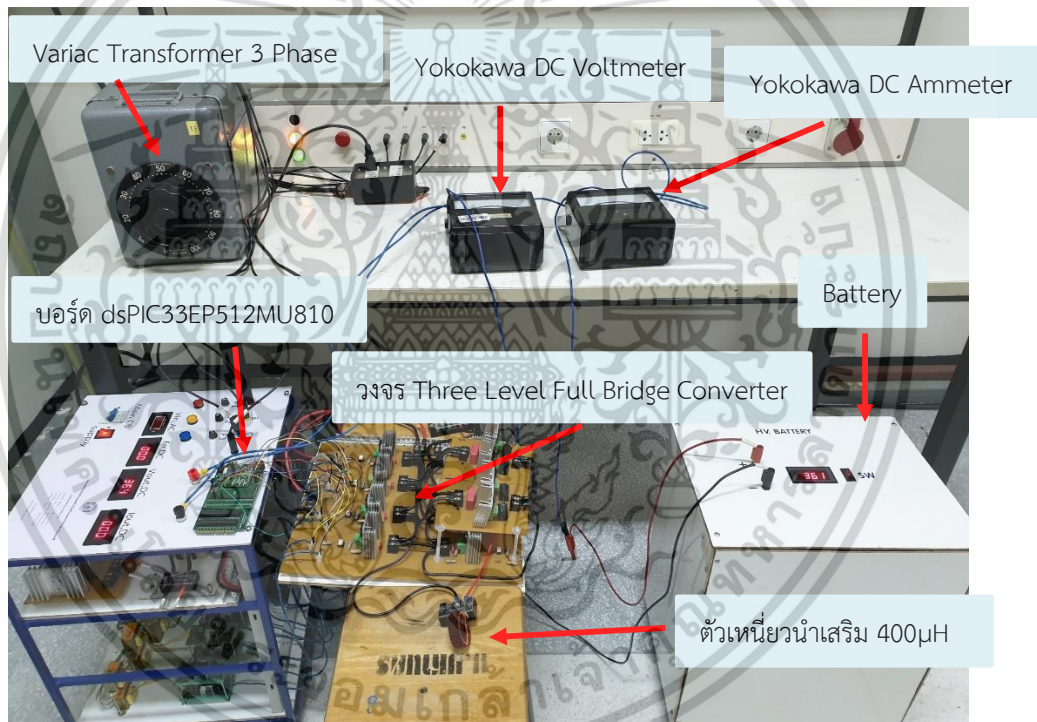
รูปที่ ค-14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและโหลดที่เลื่อนมุมเฟส 5 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ผลการทดสอบการชาร์จและดิสชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ ค-15 แผนภาพการวัดกำลังไฟฟ้าการชาร์จแบตเตอรี่

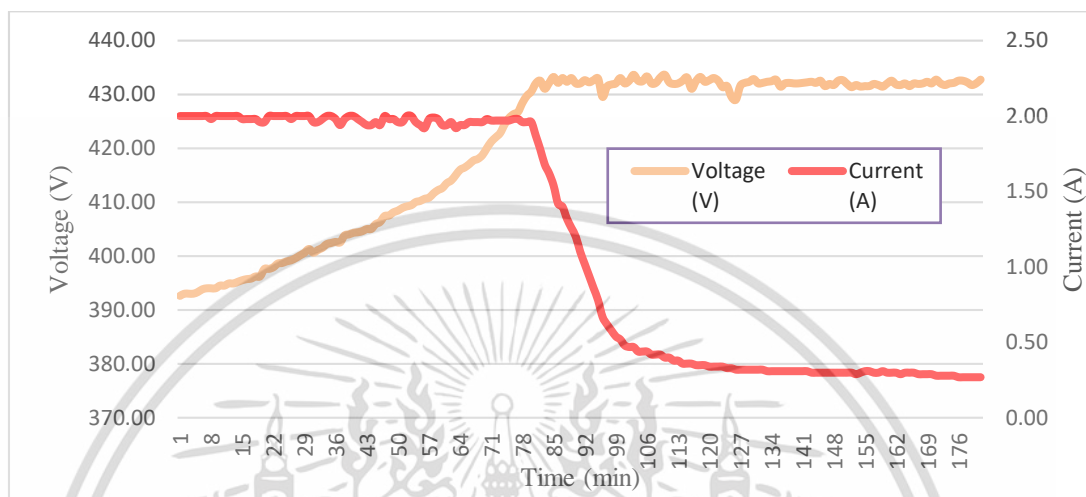


รูปที่ ค-16 ตำแหน่งต่างๆ ของการวัดวงจรการชาร์จแบตเตอรี่

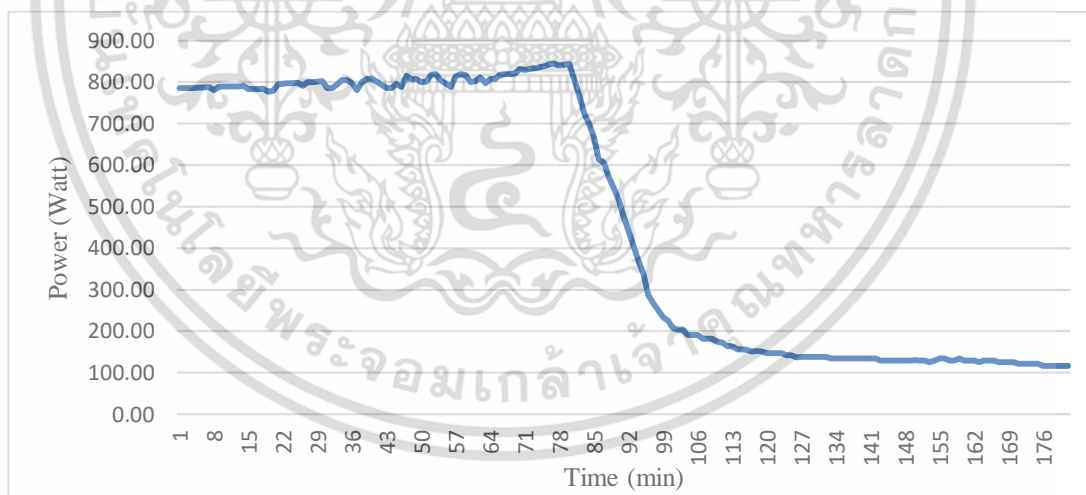
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการชาร์จแบตเตอรี่

ปรับเลื่อนมุมเฟสของสวิตซ์ที่ 5 องศา จ่ายแรงดันด้านเข้าที่พิกัด 3 เฟส 380 Vac แล้วคงที่ กระแสไว้ที่ 2 A ให้แรงดันค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนถึง 432 V และจากนั้นคงที่แรงดันให้กระแสลดลง จนกระทั่งแบตเตอรี่เต็ม



รูปที่ ค-17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ ค-18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและเวลาขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ข้อมูลทางไฟฟ้าของ Expansion board dsPIC33EP512MU810


**dsPIC33EPXXX(GP/MC/MU)806/810/814
and PIC24EPXXX(GP/GU)810/814**
**16-Bit Microcontrollers and Digital Signal Controllers with
High-Speed PWM, USB and Advanced Analog**
Operating Conditions

- 3.0V to 3.6V, -40°C to +125°C, DC to 60 MIPS
- 3.0V to 3.6V, -40°C to +85°C, DC to 70 MIPS

Core: 16-Bit dsPIC33E/PIC24E CPU

- Code-Efficient (C and Assembly) architecture
- Two 40-Bit Wide Accumulators
- Single-Cycle (MAC/MPY) with Dual Data Fetch
- Single-Cycle Mixed-Sign MUL Plus Hardware Divide
- 32-Bit Multiply Support

Clock Management

- 2% Internal Oscillator
- Programmable PLLs and Oscillator Clock Sources
- Fail-Safe Clock Monitor (FSCM)
- Independent Watchdog Timer
- Fast Wake-up and Start-up

Power Management

- Low-Power Management modes (Sleep, Idle, Doze)
- Integrated Power-on Reset and Brown-out Reset
- 1.0 mA/MHz Dynamic Current (typical)
- 60 μ A IPD Current (typical)

High-Speed PWM

- Up to Seven PWM Pairs with Independent Timing
- Dead Time for Rising and Falling Edges
- 8.32 ns PWM Resolution
- PWM Support for:
 - DC/DC, AC/DC, Inverters, PFC, Lighting
 - BLDC, PMSM, ACIM, SRM
- Programmable Fault Inputs
- Flexible Trigger Configurations for ADC Conversions

Advanced Analog Features

- Two Independent ADC modules:
 - One ADC configurable as 10-bit, 1.1 Msps with four S&H or 12-bit, 500 ksps with one S&H
 - One 10-bit ADC, 1.1 Msps with four S&H
 - Eight S&H using both ADC 10-bit modules
 - 24 analog channels (64-pin devices) up to 32 analog channels (100/121/144-pin devices)
- Flexible and Independent ADC Trigger Sources
- Comparators:
 - Up to three Analog Comparator modules
 - Programmable references with 32 voltage points

Timers/Output Compare/Input Capture

- 27 General Purpose Timers:
 - Nine 16-bit and up to four 32-bit Timers/Counters
 - 16 OC modules configurable as Timers/Counters
 - Two 32-bit Quadrature Encoder Interface (QEI) modules configurable as Timers/Counters
- 16 IC modules
- Peripheral Pin Select (PPS) to allow Function Remap
- Real-Time Clock and Calendar (RTCC) module

Communication Interfaces

- USB 2.0 OTG-Compliant Full-Speed Interface
- Four UART modules (15 Mbps)
 - Supports LIN/J2602 protocols and IrDA®
- Four 4-Wire SPI modules (15 Mbps)
- Two ECAN™ modules (1 Mbaud) CAN 2.0B Support
- Two I²C modules (up to 1 Mbaud) with SMBus Support
- Data Converter Interface (DCI) module with Support for I²S and Audio Codecs
- PPS to allow Function Remap
- Parallel Master Port (PMP)
- Programmable Cyclic Redundancy Check (CRC)

Direct Memory Access (DMA)

- 15-Channel DMA with User-Selectable Priority Arbitration
- UART, USB, SPI, ADC, ECAN™, IC, OC, Timers, DCI/I²S, PMP

Input/Output

- Sink/Source 10 mA on All Pins
- 5V Tolerant Pins
- Selectable Open-Drain, Pull-ups and Pull-Downs
- Up to 5 mA Overvoltage Clamp Current
- External Interrupts on All I/O pins

Qualification and Class B Support

- AEC-Q100 REVG (Grade 1 -40°C to +125°C) Planned
- AEC-Q100 REVG (Grade 0 -40°C to +150°C) Planned
- Class B Safety Library, IEC 60730

Debugger Development Support

- In-Circuit and In-Application Programming
- Five Program and Three Complex Data Breakpoints
- IEEE 1149.2 Compatible (JTAG) Boundary Scan
- Trace and Run-Time Watch

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**dsPIC33EPXXX(GP/MC/MU)806/810/814
and PIC24EPXXX(GP/GU)810/814
PRODUCT FAMILIES**

The device names, pin counts, memory sizes and peripheral availability of each device are listed in [Table 1](#). Their pinout diagrams appear on the following pages.

TABLE 1: dsPIC33EPXXX(GP/MC/MU)806/810/814 and PIC24EPXXX(GP/GU)810/814 CONTROLLER FAMILIES

Device	Pins	Packages	Program Flash Memory (Kbyte) ⁽¹⁾	Remappable Peripherals													RTCC	μ C™	CRC Generator	10-BIT/12-BIT ADC ⁽⁸⁾	USB	Parallel Master Port	I/O Pins
				RAM (Kbyte) ⁽²⁾	16-Bit Timer ^(3,4)	Input Capture	Output Compare (with PWM)	Motor Control PWM Channels ⁽⁵⁾	QEI	UART with IrDA [®]	SPI	ECAN™	External Interrupts ⁽⁶⁾	DMA Controller (Channels)	DCI	Analog Comparators/Inputs Per Comparator ⁽⁷⁾							
dsPIC33EP256MU806	64	QFN, TQFP	280	28	9	16	16	8	2	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 24 ch	1	Y	51
dsPIC33EP256MU810	100	TQFP	280	28	9	16	16	12	2	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	83
	121	TFBGA																					
dsPIC33EP256MU814	144	TQFP, LQFP	280	28	9	16	16	14	2	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	122
dsPIC33EP512GP806	64	QFN, TQFP	536	52	9	16	16	—	—	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 24 ch	—	Y	53
dsPIC33EP512MC806	64	QFN, TQFP	536	52	9	16	16	8	2	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 24 ch	—	Y	53
dsPIC33EP512MU810	100	TQFP	536	52	9	16	16	12	2	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	83
	121	TFBGA																					
dsPIC33EP512MU814	144	TQFP, LQFP	536	52	9	16	16	14	2	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	122
PIC24EP256GU810	100	TQFP	280	28	9	16	16	0	0	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	83
	121	TFBGA																					
PIC24EP256GU814	144	TQFP, LQFP	280	28	9	16	16	0	0	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	122
PIC24EP512GP806	64	QFN, TQFP	586	52	9	16	16	—	—	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 24 ch	—	Y	53
PIC24EP512GU810	100	TQFP	536	52	9	16	16	0	0	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	83
	121	TFBGA																					
PIC24EP512GU814	144	TQFP, LQFP	536	52	9	16	16	0	0	4	4	2	5	15	1	3/4	1	2	1	2 ADC, 32 ch	1	Y	122

- Note**
- Flash size is inclusive of 24 Kbytes of auxiliary Flash. Auxiliary Flash supports simultaneous code execution and self-erase/programming. Refer to Section 5, "Flash Programming" (DS70609) in the "dsPIC33E/PIC24E Family Reference Manual".
 - RAM size is inclusive of 4 Kbytes of DMA RAM (DPSRAM) for all devices.
 - Up to eight of these timers can be combined into four 32-bit timers.
 - Eight out of nine timers are remappable.
 - PWM Faults and Sync signals are remappable.
 - Four out of five interrupts are remappable.
 - Comparator output is remappable.
 - The ADC2 module supports 10-bit mode only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ข้อมูลของ Ultrafast Diode เบอร์ RURG30120



RURG30120

Data Sheet

January 2000

File Number 3399.3

30A, 1200V Ultrafast Diode

The RURG30120 is an ultrafast diode with soft recovery characteristic ($t_{rr} < 110\text{ns}$). It has low forward voltage drop and is silicon nitride passivated ion-implanted epitaxial planar construction.

This device is intended for use as a freewheeling/clamping diode and rectifier in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Its low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimize ringing and electrical noise in many power switching circuits, reducing power loss in the switching transistors.

Formerly developmental type TA49031.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
RURG30120	TO-247	RURG30120

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



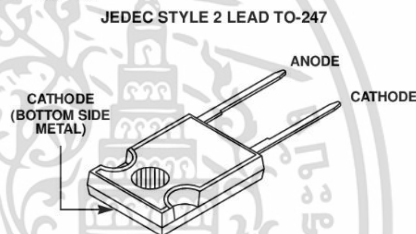
Features

- Ultrafast with Soft Recovery <110ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage 1200V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



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

	RURG30120	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage V_{RRM}	1200	V
Working Peak Reverse Voltage V_{RWM}	1200	V
DC Blocking Voltage V_R	1200	V
Average Rectified Forward Current $I_{F(AV)}$ ($T_C = 110^\circ\text{C}$)	30	A
Repetitive Peak Surge Current I_{FRM} (Square Wave, 20kHz)	60	A
Nonrepetitive Peak Surge Current I_{FSM} (Halfwave, 1 Phase, 60Hz)	300	A
Maximum Power Dissipation P_D	125	W
Avalanche Energy (See Figure 7 and 8) E_{AVL}	30	mJ
Operating and Storage Temperature T_{STG}, T_J	-65 to 175	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ข้อมูลของ Mosfet เบอร์ IRFP460

**IRFP460**
N - CHANNEL 500V - 0.22 Ω - 20 A - TO-247
PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP460	500 V	< 0.27 Ω	20 A

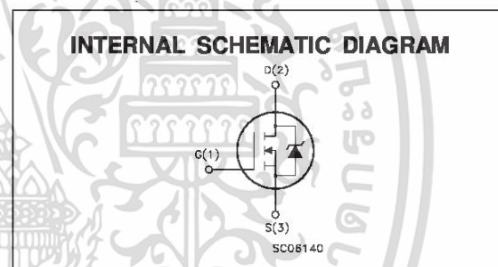
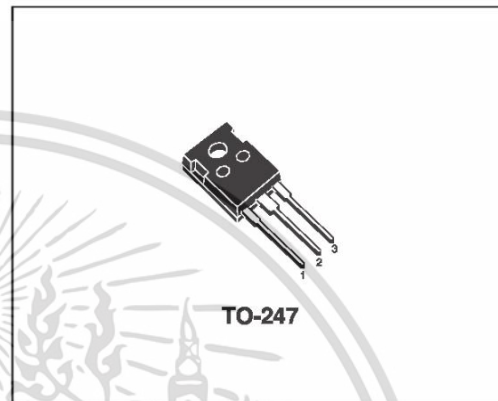
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.22 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 k Ω)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	20	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	13	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	80	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	250	W
	Derating Factor	2	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} \leq 20 A, di/dt \leq 160 A/ μ s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq T_{JMAX}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ข้อมูลของ OPTO เบอร์ TLP 350

TLP350

Industrial Inverter
 Inverter for Air Conditioner
 IGBT/Power MOSFET Gate Drive
 IH(Induction Heating)

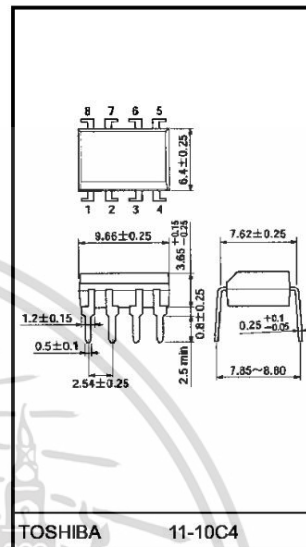
Unit: mm

The TOSHIBA TLP350 consists of a GaAlAs light-emitting diode and an integrated photodetector.
 This unit is an 8-lead DIP package.
 The TLP350 is suitable for gate driving IGBTs or power MOSFETs.

- Peak output current : $I_O = \pm 2.5A$ (max)
- Guaranteed performance over temperature : -40 to $100^\circ C$
- Supply current : $I_{CC} = 2$ mA (max)
- Power supply voltage: $V_{CC} = 15$ to 30 V
- Threshold input current : $I_{FLH} = 5$ mA (max)
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}) : 500 ns (max)
- Common mode transient immunity : 15 kV/ μs
- Isolation voltage : 3750 Vrms
- UL Recognized : UL1577, File No. E67349
- Option(D4)

VDE Approved : DIN EN 60747-5-2
 Maximum Operating Insulation Voltage : $890V_{PK}$
 Highest Permissible Over Voltage : $6000V_{PK}$

(Note):When a EN 60747-5-2 approved type is needed,
 Please designate "Option(D4)"

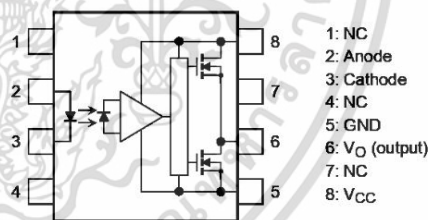


Weight: 0.54 g (typ.)

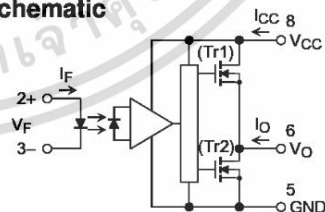
Truth Table

Input	LED	Tr1	Tr2	Output
H	ON	ON	OFF	H
L	OFF	OFF	ON	L

Pin Configuration (top view)



Schematic



A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5. (See Note 6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ข้อมูลของ Battery 12 V 7.5 Ah ที่ใช้ในการทดสอบ



PC1275

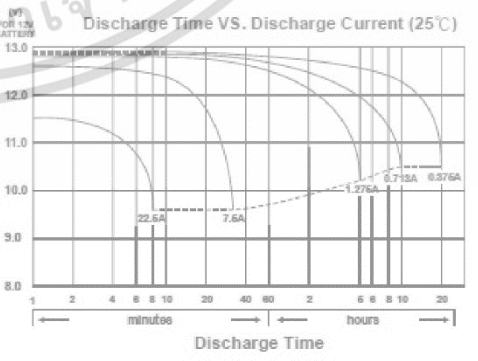
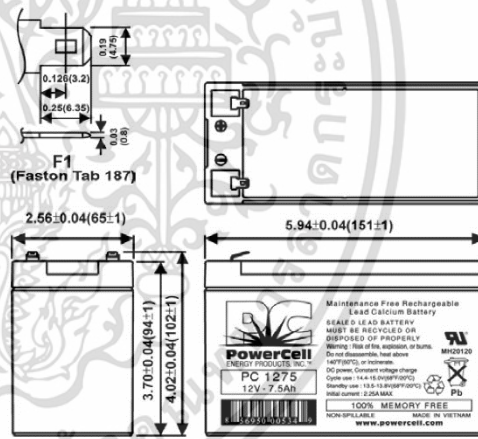
12.0 Volt 7.5 Ah
Maintenance-Free / Rechargeable
Sealed Lead-Acid Battery

Specifications

Nominal Voltage(V)	12V	
Nominal Capacity		
20 hour rate (0.36A to 10.50V)	7.5Ah	
10 hour rate (0.684A to 10.50V)	7.13Ah	
5 hour rate (1.224A to 10.20V)	6.38Ah	
1 C (7.2A to 9.60V)	4.25Ah	
3 C (21.6A to 9.60V)	3.00Ah	
Weight	Approx. 5.06Lbs. (2.3kg)	
Internal Resistance (at 1KHz)	Approx. 19 mΩ	
Maximum Discharge Current for 5 seconds: 112.5A		
Charging Methods at 77°F(25°C)		
Cycle use:		
Charging Voltage	14.4 to 15.0V	
Coefficient -5.0mV/°C/cell		
Maximum Charging Current :	2.25A	
Standby use:		
Float Charging Voltage	13.50 to 13.80V	
Coefficient -3.0mV/°C/cell		
Operating Temperature Range		
Charge	5°F(-15°C) to 104°F(40°C)	
Discharge	5°F(-15°C) to 122°F(50°C)	
Storage	5°F(-15°C) to 104°F(40°C)	
Charge Retention (shelf life) at 68°F(20°C)		
1 month	92%	
3 month	90%	
6 month	80%	
Case Material	ABS (UL94 HB)	
Terminal	F1 (Faston Tab .187")	



Dimensions inch(mm)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ข้อมูลของวงจรเรียงกระแสแบบโมดูล เบอร์ SQL50 A

Pb Free Plating Product

SQL50A thru SQL100A**50-100A GPP Three Phase Bridge Rectifiers****Features**

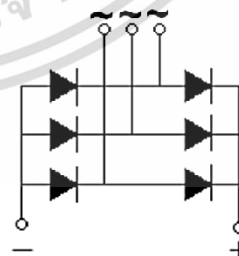
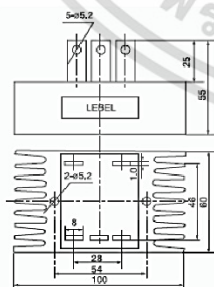
- Current: 50-100A, Voltage: 100-1600V
- All models feature the same compact dimensions to provide uniform mounting pitch
- Glass passivated diode chip
- Excellent power/volume ratio, High thermal conductivity
- Package, electrically insulated case

$I_{F(AV)}$	50-100A
V_{RRM}	100-1600V
V_F	1.1V
I_{FSM}	400A

Typical Applications

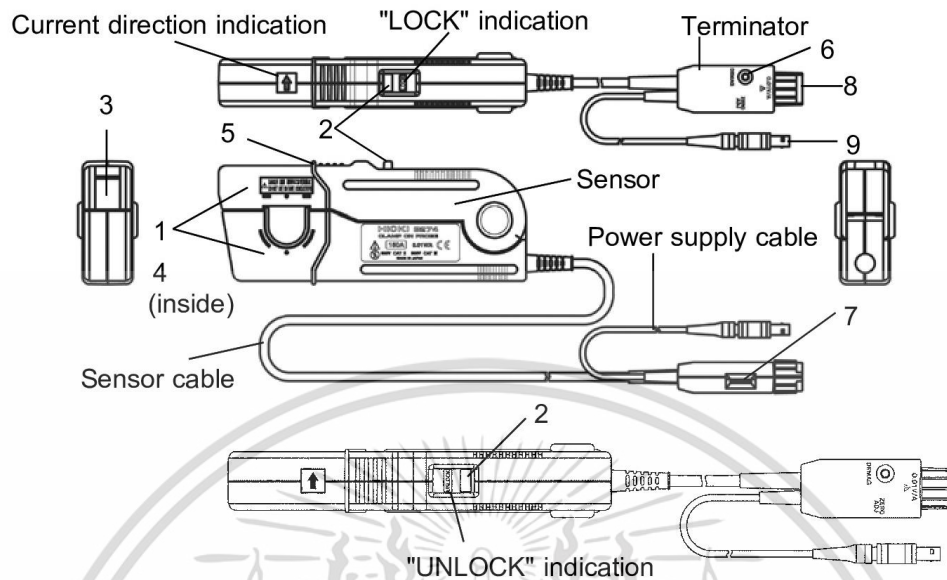
- Eliminator supply, industrial automatic control
- Numerial-controlled machinery, telecontrol system

SYMBOL	CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	VALUE		UNIT
			Min	Max	
$I_{F(AV)}$	Mean forward current	180 ° sine wave, 50HZ Double side cooled, THS=55°C	50	100	A
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	$V_{DRM} \& V_{RRM} t_p = 10ms$ $V_{DSM} \& V_{RSM} = V_{DRM} \& V_{RRM} + 100V$	100	1600	V
V_{RMS}	RMS current		70	860	V
V_{DC}	DC blocking voltage		100	1600	V
I_{FSM}	Surge on-state current	sine wave		400	A
V_F	Diode forward voltage	$I_F = 17.5A$		1.1	V
I_R	Reverse leakage current	$T_a = 25^\circ C$		10	uA
$I_{R(H)}$		$T_a = 100^\circ C$		200	uA
$R_{th(j-c)}$	Thermal impedance node to the shell	180 ° sine wave, single heat sink		5.0	°C/W
$R_{th(c-a)}$	Thermal impedance (shell to powder)	180 ° sine wave, single heat sink		8	°C/W
V_{iso}	Insulation voltage		2500		V
T_J	Stored temperature		-40	125	°C
T_{stq}	Stored temperature		-40	150	°C
W_t	Weight			315	g
Outline					

Outline**Circuit Drawing:**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ข้อมูลของอุปกรณ์วัดกระแส HIOKI 3274



2.1 Product Specifications

Guaranteed at $23^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ ($73^{\circ}\text{F} \pm 9^{\circ}\text{F}$) after the power has been on for 30 minutes.

Bandwidth	DC to 10 MHz (-3 dB) (Typical characteristics shown in Fig.1)
Rise time	35 ns or less
Maximum continuous input range	150 A Derating according to frequency shown in Fig.2
Maximum peak current value	Non-continuous 300 A peak; at pulse width $\leq 30 \mu\text{s}$, 500 A peak
Output voltage rate	0.01 V/A
Amplitude accuracy	To 150 A: $\pm 1.0\%$ rdg. ± 1 mV 150 A to 300 A peak: $\pm 2.0\%$ rdg. (DC, and 45 to 66 Hz)
Noise	Equivalent to 25 mA rms or less (for 20 MHz band measuring instrument)
Input impedance	(Typical characteristics shown in Fig.3)
Temperature coefficient for sensitivity	$\pm 2\%$ or less (Input: 55 Hz 150 A, within a range of 0 to 40°C , within a range of 32 to 104°F)
Maximum rated power	5.5 VA max. (within maximum continuous input range)
Rated supply voltage	± 12 V ± 1 V

เอกสารนี้ 8. ข้อมูลของอุปกรณ์ Agilent Technologies N2791A Differential Probe ระเบียบข้อบังคับการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance characteristics

Product number	N2790A	N2791A	N2891A
Bandwidth (-3dB)	≥100 MHz probe bandwidth*	≥ 25 MHz probe bandwidth	≥ 70 MHz
Rise time (calculated)	≤ 3.5 ns	≤ 14 ns	≤ 5 nsec
Attenuation	50:1 / 500:1	10:1 / 100:1	100:1 / 1000:1
Gain accuracy (% of reading)	± 2% at 20-30°C, ± 4% at 0-20°C and 30-50°C*		
DC CMRR	-70 dB at 500 VDC		
AC CMRR	-80 dB at 50/60 Hz -50 dB at 1 kHz -50 dB at 1 MHz	-80 dB at 50/60 Hz -40 dB at 1MHz	-80 dB at 50/60 Hz -60 dB at 20 kHz
Propagation delay	14 nsec at 50:1, 12.8 nsec at 500:1		
Input R//C (each input to ground)	4 Mohm // 7 pF	4 Mohm // 10 pF	50 Mohm // 7 pF
Input R//C (between inputs)	8 Mohm // 3.5 pF	8 Mohm // 8 pF	100 Mohm // 5 pF
Max differential operating voltage (DC+PeakAC)	±1400 V at 500:1 ±140 V at 50:1	±700 V at 100:1 ±70 V at 10:1	±7000 V at 1000:1 ±700 V at 100:1
Max common mode operating voltage (RMS or DC+PeakAC)	±1000 V (CAT II) ±600 V (CAT III)	±700 V at 100:1 ±700 V at 10:1	±7000 V at 1000:1 ±7000 V at 100:1
Max nondestructive voltage	±1500 VDC + Peak AC differential mode ±1300 Vrms (CAT II) common mode	±1000 Vrms (CAT II) differential and common mode	±7000 V (DC + Peak AC), ±2500 Vrms @ 1:100 & 1:1000 in common mode or ±5000 Vrms @ 1:100 & 1:1000 in differential mode (CAT 1)
Output maximum voltage range	±2.8V into 1 Mohm (500:1)	7V into 1 Mohm (100:1)	7V into 1 Mohm (1000:1)
Scope's input impedance	1 Mohm AutoProbe interface	1 Mohm BNC interface	1 Mohm BNC interface
Output offset	Adjustable	± 7.5 mV (typical)	±5 mV (typical)
Noise referenced to input	< 300 mVrms at 500:1 < 50 mVrms at 50:1		
Temperature - operating	-10 to 50°C	-10 to 40°C	-10 to 40°C
Temperature - non-operating	-51 to 71°C	-30 to 71°C	-30 to 71°C
Humidity - operating	80% RH at 40°C	25-85% RH	25-85% RH
Humidity - non-operating	90% RH at 65°C	25-85% RH	25-85% RH
Operating altitude	2,000 m	3,000 m	3,000 m
Nonoperating altitude	15,300 m	15,300 m	15,300 m
Vibration	Keysight class GP and MIL-PRF-28800F class 3 random		
Shock	Tip end: 400g 1/2 sine wave AutoProbe BNC End: 50g 1/2 sine wave Probe circuit box: Keysight class B1 and MIL-PRF-28800F class 3		
Standard accessories	- 2 each browser tips (black and red) - 2 each alligator plunger clips (black and red) - 2 each pincer clips (black and red) - 2 each of 4 colored ID tags - DC offset adjustment tool - manual	- 2 each alligator clips (black and red) - 2 each hook clips (black and red) - USB power cord (2m) - 4 AA batteries - manual	- 2 each high-voltage alligator clips (black and red) - 2 each safety hook adapters (black and red) - USB power cord (2m) - 4 AA batteries - manual
Safety specifications	IEC61010-031	IEC61010-031	IEC61010-031

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้ทำวิจัย

ชื่อ – นามสกุล	นายนรงค์ฤทธิ์ เสนาจิตร
วัน เดือน ปีเกิด	29 มีนาคม 2523
ที่อยู่	73/1 หมู่ 3 ต.พิจิตร อ.นาหม่อม จ.สงขลา 90310
ประวัติการศึกษา	<p>พ.ศ. 2541 สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลาย (วิทยาศาสตร์ – คณิตศาสตร์) จากโรงเรียนนวมินทราชูทิศ ทักษิณ</p> <p>พ.ศ. 2546 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร</p> <p>พ.ศ. 2551 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p> <p>พ.ศ. 2564 เข้าศึกษาหลักสูตรปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>
ประสบการณ์การทำงาน	<p>พ.ศ. 2563-ปัจจุบัน พนักงานมหาวิทยาลัย หลักสูตรสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย สงขลา</p> <p>พ.ศ. 2547-2562 อาจารย์ประจำหลักสูตร ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร</p> <p>พ.ศ. 2547 วิศวกรควบคุมงาน (inspector) ระบบ Solar Home บริษัทโซลาร์ตรอน จำกัด (มหาชน)</p>
ผลงานทางวิชาการ	<ol style="list-style-type: none"> 1. N. Sanajit and W. Meesrisuk, "A High-Frequency PWM Half-Bridge Inverter for Electrosurgical Cutting Applications," <i>2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)</i>, Jeju, Korea (South), pp. 827-830, 2018. doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549089. 2. N. Sanajit and A. Jangwanitlert, "A series-resonant half-bridge inverter for induction-iron appliances," <i>2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems</i>, Singapore, pp. 46-50, 2011. doi: 10.1109/PEDS.2011.6147222. 3. N. Sanajit and A. Jangwanitlert, "A fixed frequency PWM induction shower using the duty cycle," <i>2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)</i>, Kandy, Sri Lanka, pp. 1-4, 2010. doi: 10.1109/ICSET.2010.5684435.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้