



รายงานสหกิจศึกษาฉบับสมบูรณ์

ศึกษาและออกแบบฮาร์ดแวร์บริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์
STUDY AND DESIGN HALF-BRIDGE LLC RESONANT CONVERTER

สุชานาถ คเชนทร์สุรพันธ์

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2560



รายงานสหกิจศึกษาฉบับสมบูรณ์

ศึกษาและออกแบบฮาร์ดฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์

STUDY AND DESIGN HALF-BRIDGE LLC RESONANT CONVERTER

สุชานาถ คเชนทร์สุรพันธ์

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2560

ชื่อโครงการสหกิจศึกษา	ศึกษาและออกแบบฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์
นักศึกษา	นางสาวสุชานาถ คเชนทร์สุรพันธ์
ภาควิชา	วิศวกรรมการวัดและควบคุม
อาจารย์นิเทศ	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.คงศักดิ์ อนันตศิริภูริรัตน์
ผู้นิเทศงาน	นายบัณฑิตย์ เข็มมณี
สถานประกอบการ	บริษัท ชัมมิท อิเล็กทรอนิกส์ คอมโพเนนท์ จำกัด

บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อนำเสนอเกี่ยวกับขั้นตอนการดำเนินโครงการของการศึกษา และออกแบบฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (Study and Design Half-bridge LLC Resonant Converter) ตั้งแต่ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง การออกแบบ การประกอบ หลักการทำงาน รวมไปถึงการแก้ปัญหาที่พบระหว่างดำเนินการ และข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป โดยโครงการฉบับนี้ มีวัตถุประสงค์ในการออกแบบและสร้างวงจรฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากมีความสามารถในการทำซอฟท์-สวิตชิ่งซึ่ง ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรน้อย โดยโครงการนี้ได้ออกแบบให้สามารถจ่ายกำลังงานได้ถึง 660 W โดยมี 2 เอาต์พุตคือ 48V/12A และ 12V/6.5A และมีวงจรป้องกันกลับเพื่อรักษาระดับแรงดันด้านเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งการสวิตชิ่งของวงจรมันถูกควบคุมโดยใช้ IC เบอร์ L6699 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมมอสเฟตฮาร์ฟบริดจ์ทั้ง 2 ตัว โดยการควบคุมเป็นแบบ Frequency Modulation วงจรภาคกำลังประกอบด้วยวงจรฮาร์ฟบริดจ์ ชุดเรโซแนนซ์เทงค์ หม้อแปลง และชุดวงจรเรกติไฟร์แบบฟูลเวฟ จากการทดลองวงจรสามารถทำงานได้ประสิทธิภาพเป็นที่น่าพอใจ โดยใช้งานกับแรงดันไฟฟ้าสลับ 90-265Vrms/50-60Hz

คำสำคัญ : วงจรฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์, ซอฟท์สวิตชิ่ง, วงจรป้องกันกลับ, สัญญาณพัลส์, Frequency Modulation

Project Title: Study and Design Half-bridge LLC Resonant Converter
Student: Ms. Suchanart Kachensuraphan
Department: Instrumentation and Control Engineering
Advisor: Asst. Prof. Dr.Kongsak Anuntahiranrat
Mentor: Mr.Bundit Khemmanee
Company: Summit Electronic Components Co., Ltd.

ABSTRACT

This co-operative project proposed the design and implementation of half-bridge LLC resonant converter. The proposed resonant topology is one of the most efficient topologies due to its soft-switching feature. The required outputs are designed to be 48V/12A and 12V/6.5A and output power up to 660W with features such as universal input V_{in} 90-265VAC 50/60Hz, over current protection (OCP). This project is conducted using IC L6699 resonant controller and feedback circuit to maintain regulation at the 2 outputs. The controller uses the frequency modulation method to control half-bridge DC-DC circuit. The power circuit consists of half-bridge DC-DC Circuit with MOSFETs and a center-tap transformer to isolate high input voltage side and output voltage side. The output rectifier circuit is of full-wave type. The converter performance is investigated which appears satisfactory.

Keywords : Half-bridge LLC Resonant Converter, Soft-switching, Frequency Modulation, Feedback Circuit

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำรายงานและโครงการสหกิจศึกษาในครั้งนี้ สามารถทำให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.คงศักดิ์ อนันตศิริรัตนันท์ ที่มอบโอกาสในการเข้าร่วมโครงการสหกิจศึกษา คอยให้คำปรึกษาและการสนับสนุนเป็นอย่างดี ตลอดจนการตรวจสอบความถูกต้องของโครงการจนทำให้โครงการฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณทางบริษัท ชัมมิท อีเล็คโทรนิค คอมโพเนนท์ จำกัด นายบัณฑิตย์ เข็มมณี และขอขอบคุณพี่ๆ ทุกคนทั้งในแผนก R & D และแผนกอื่นๆ ที่คอยช่วยเหลือสนับสนุนต่างๆ เช่น การให้คำปรึกษาและให้ข้อมูลในการแก้ปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นตลอดช่วงเวลาโครงการสหกิจศึกษา การช่วยหาอุปกรณ์ที่จำเป็นในการดำเนินการ คอยดูแลเฝ้าถามความคืบหน้าของโครงการอยู่เสมอ ทำให้โครงการสามารถดำเนินไปและประสบความสำเร็จลุล่วงด้วยดีได้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ เพื่อนร่วมงานทุกท่าน ที่คอยเป็นกำลังใจที่ติดตามมาจนจบโครงการ จึงขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ หากมีข้อผิดพลาดประการใดให้ถือเป็นความบกพร่องของทางผู้จัดทำ และขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

สุชานาถ คเชนทร์สุรพันธ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
สารบัญตาราง.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ.....	2
1.4 วิธีดำเนินโครงการ.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 แนวคิด ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (LLC Resonant Converter).....	3
2.2 วงจรบริดจ์ (Bridge Circuit).....	12
2.3 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit).....	13
2.4 วงจรป้อนกลับถ่วงน้ำหนัก (Weighted Feedback Circuit).....	14
2.5 พัลส์วิตท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation).....	16
2.6 การสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำ.....	16
2.7 เทคนิคการลดความสูญเสียในสวิตซ์สารกึ่งตัวนำ.....	20
2.8 เวลาฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time).....	22
2.9 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference).....	23

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีการดำเนินโครงการ.....	25
3.1 การวางแผนการดำเนินโครงการ	25
3.2 การศึกษาเงื่อนไขของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.....	26
3.3 การออกแบบฮาร์ดพริตต์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์.....	27
3.4 การออกแบบวงจรควบคุม	29
บทที่ 4 ผลการดำเนินโครงการ	31
4.1 บทนำ	31
4.2 การทดสอบ Cross/Line Regulation.....	35
4.3 การทดสอบ Output Timing.....	37
4.4 การทดสอบ Ripple and Noise	39
4.5 การทดสอบประสิทธิภาพ.....	41
4.6 การทดสอบ Thermal Derating.....	44
บทที่ 5 สรุปผลการดำเนินโครงการและข้อเสนอแนะ.....	45
5.1 สรุปผลการดำเนินงาน	45
5.2 ข้อเสนอแนะ	45
เอกสารอ้างอิง	46
ประวัติผู้เขียน.....	47

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบของวงจร 3
2.2	วงจรสมมูลของเรโซแนนซ์แทงค์..... 4
2.3	Gain Curve..... 6
2.4	รูปแบบการทำงานของเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์..... 7
2.5	รูปสัญญาณเมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ 8
2.6	รูปสัญญาณเมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์..... 8
2.7	รูปสัญญาณเมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์..... 9
2.8	FHA Two Port Model ของแอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ 10
2.9	วงจร Full-bridge และ Half-bridge 12
2.10	Full-wave Rectifier Circuit และ Full-bridge Rectifier Circuit 13
2.11	ตัวอย่างวงจรป้อนกลับถ่วงน้ำหนักโดยการรวมเอาต์พุต (Combined Feedback) 15
2.12	ตัวอย่างการคำนวณวงจรป้อนกลับถ่วงน้ำหนักโดยการรวมเอาต์พุต 15
2.13	รูปสัญญาณ PWM..... 16
2.14	วงจรการสวิตซ์อย่างง่ายของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ 17
2.15	ช่วงการทำงานของสัญญาณแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นจากการสวิตซ์ของอุปกรณ์..... 18
2.16	Hard Switching..... 21
2.17	Zero Voltage Switching..... 21
2.18	Zero Current Switching..... 22
2.19	Zero Voltage Zero Current Switching 22
2.20	Defining The Reverse Recovery Time 23
3.1	Diagram แสดงส่วนประกอบของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยรวมทั้งภาค Front End 26
3.2	L6699 Design Workbook..... 30
4.1	Schematic วงจรฮาร์ดแวร์ปริตจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์พร้อมวงจรควบคุม 32
4.2	ภาพแบบจำลอง 3D ด้วย Solidworks ของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย..... 33
4.3	ภาพถ่ายของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย 33

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4	ภาพถ่ายตัวอย่างการ Set Up เพื่อทดสอบ34
4.5	ภาพถ่ายโหนดโหลดไฟที่ใช้ทดสอบ.....34
4.6	จุดทดสอบ Cross/Line Regulation บน Schematic35
4.7	จุดทดสอบ Output Timing บน Schematic38
4.8	รูปสัญญาณ Rise Time ของแรงดันเอาต์พุต 48V (CH3 : 20V/div) และสัญญาณแรงดัน เอาต์พุต 12V (CH4 : 5V/div) ที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดิ่งโหลดสูงสุด (48V/12.28A, 12V/6.5A) 38
4.9	รูปสัญญาณ Fall Time ของแรงดันเอาต์พุต 48V (CH3 : 20V/div) และสัญญาณแรงดัน เอาต์พุต 12V (CH4 : 5V/div) ที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดิ่งโหลดสูงสุด (48V/12.28A, 12V/6.5A) 39
4.10	จุดทดสอบ Ripple and Noise บน Schematic..... 40
4.11	รูปสัญญาณ Ripple and Noise ของแรงดันเอาต์พุต 48V (CH3 : 500mV/div) และสัญญาณ แรงดันเอาต์พุต 12V (CH4 : 500mV/div) ที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดิ่งโหลดสูงสุด (48V/12.28A, 12V/6.5A)..... 40
4.12	จุดทดสอบประสิทธิภาพบน Schematic..... 41
4.13	ผล Efficiency Curve ทดสอบที่ V_{in} ต่างๆ..... 43

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	เปรียบเทียบลักษณะสำคัญของวงจร Half-bridge เทียบกับวงจร Full-bridge 13
2.2	เปรียบเทียบลักษณะสำคัญของ Full-wave Rectifier Circuit เทียบกับ Full-bridge Rectifier Circuit 14
3.1	Half-bridge LLC Resonant Converter Timeline 25
3.2	Design Input Parameter 27
3.3	ผลการคำนวณเรโซแนนซ์แชนจ์และค่าปรับแก้หลังการ Debug 29
3.4	ผลการคำนวณ Feedback Current Sharing 30
4.1	ผล Cross/Line Regulation 36
4.2	ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการให้บรรลุเงื่อนไข 37
4.3	ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยทดสอบที่ $V_{in} = 120V_{rms}/50Hz$ 42
4.4	ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยทดสอบที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ 42
4.5	ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยทดสอบที่ $V_{in} = 265V_{rms}/50Hz$ 43
4.6	ผลทดสอบ Thermal Derating 44

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

บริษัท ชัมมิท อิเล็กทรอนิกส์ คอมโพเนนท์ จำกัด หรือ SEC เป็นบริษัทคนไทยที่ดำเนินธุรกิจอิเล็กทรอนิกส์ทางด้านประกอบอุปกรณ์ลงแผ่นวงจรพิมพ์ (PCBA) ประกอบแผ่นวงจรลงกล่องสำเร็จรูป โดยทีมวิศวกรที่มีความชำนาญเฉพาะทางที่มีกระบวนการผลิตและเทคโนโลยีอันทันสมัย และมีการดูแลรักษาสภาพของเครื่องจักรให้พร้อมใช้งานอยู่เสมอ ภายใต้การควบคุมกระบวนการผลิต และการให้บริการจัดส่งผลิตภัณฑ์ให้กับลูกค้า นอกจากนี้บริษัทจะผลิตแผงวงจรอิเล็กทรอนิกส์แล้วนั้น ยังทำเกี่ยวกับผลิตภัณฑ์ยานยนต์ด้วย ซึ่งผลิตภัณฑ์ที่ทำอยู่ในปัจจุบัน ได้แก่ เสอาอากาศวิทยุ วิทยุติดรถยนต์ หน้าปัดมอเตอร์ไซค์

ทางบริษัทยังได้เล็งเห็นและมุ่งมั่นพัฒนาเพื่อก้าวทันต่อการเปลี่ยนแปลงทางด้านธุรกิจ โดยเพิ่มและพัฒนาการออกแบบผลิตภัณฑ์ (Design and Development) ด้วยทีมงานวิศวกรที่มีประสบการณ์ ในการออกแบบทั้งทางด้าน Hardware และ Software เพื่อตอบสนองความต้องการของลูกค้าที่ ต้องการให้เกิดผลิตภัณฑ์ใหม่สู่ท้องตลาดได้เป็นอย่างดี

ทางฝ่ายวิศวกรวิจัยของแผนก R & D จึงได้คิดสร้างสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีประสิทธิภาพสูงสำหรับผลิตภัณฑ์เฉพาะอย่างหนึ่ง โดยตัดสินใจเลือกใช้โทโพโลยี (Topology) แบบฮาร์ฟบริดจ์ แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีลักษณะพิเศษคือ สามารถทำซอฟต์แวร์สวิตซ์ชิงได้ ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรมีน้อย โดยเล็งเห็นว่าหากสามารถออกแบบและพัฒนาสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายด้วยวงจรมีได้ จะสามารถนำวงจรมีไปใช้ในผลิตภัณฑ์อื่นๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของงานได้ต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อการศึกษาและออกแบบสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยประยุกต์ใช้วงจรฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

จัดทำวงจรฮาร์ดฟิวรีดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะแยกชุดวงจรออกเป็น 2 ชุด

1. ชุดวงจรกำลัง

ในส่วนของวงจรชุดนี้ออกแบบโดยใช้วงจรฮาร์ดฟิวรีดจ์ ทำการสวิตซ์ซึ่งแรงดัน 400 VDC ซึ่งมาจากชุดวงจร Boost PFC ในส่วน Front End สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม 400V ไปให้แอลแอลซีเรโซแนนซ์แทงค์ แล้ว Isolate และ Step Down แรงดันลงด้วยหม้อแปลง ในส่วนวงจรฝั่งทุติยภูมิใช้แรงดันจาก Center-tab ของหม้อแปลง แล้วผ่านชุดวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น

2. ชุดวงจรควบคุม

ในส่วนของชุดนี้ออกแบบโดยนำแรงดันทั้ง 2 เอาต์พุตมาเทียบในวงจรป้อนกลับ แล้วส่งสัญญาณควบคุมผ่าน Optocoupler ไปให้ IC Resonant Controller L6699 ทำการเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ซึ่งของวงจรฮาร์ดฟิวรีดจ์ เพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตทุกสภาวะต่างๆ

1.4 วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาและออกแบบวงจรฮาร์ดฟิวรีดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์
2. จัดซื้ออุปกรณ์และสั่งทำ PCB
3. ประกอบวงจรและ Debug การทำงาน
4. ทดสอบ Performance ของวงจร
5. จัดทำ Design Report เพื่อเป็นประโยชน์ในการพัฒนางานนี้ต่อไป

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. รู้จักการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
2. รู้จักการออกแบบอุปกรณ์ Magnetic
3. รู้จักการแก้ไขปัญหาเฉพาะหน้า
4. ฝึกการวางแผนในการทำงานอย่างมีระบบกับบุคคลอื่น
5. สามารถนำประสบการณ์ไปใช้งานได้จริงในการทำงาน

บทที่ 2

แนวคิด ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

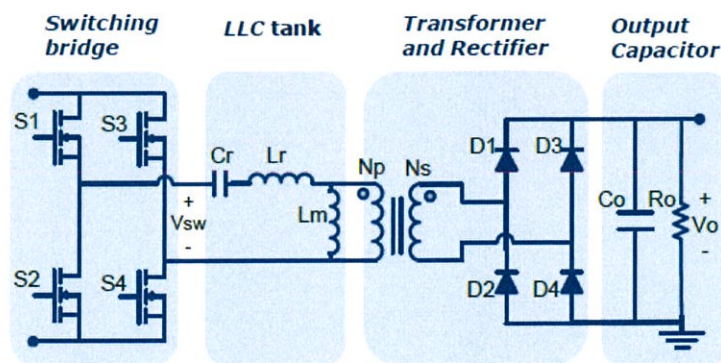
2.1 แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (LLC Resonant Converter)

2.1.1 บทนำ [1]

คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยวิธี PWM โดยทั่วไปจะรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตโดยการปรับความกว้างของพัลส์ ซึ่งในการออกแบบจะพิจารณาที่เงื่อนไขขณะแรงดันอินพุตต่ำที่สุด อย่างไรก็ตาม การออกแบบเช่นนี้ทำให้คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพลดลงเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าปกติหรือสูงกว่าปกติ ซึ่งทำให้ไม่เหมาะสมเมื่อนำไปใช้งานกับไฟฟ้าที่มีช่วงแรงดันกว้าง ในขณะที่แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถแก้ไขปัญหาการใช้งานในช่วงแรงดันกว้างนี้ได้โดยไม่ทำให้ประสิทธิภาพลดลง

ความสามารถสำคัญอีกอย่างหนึ่งของแอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์คือ การสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS) ที่อุปกรณ์สวิตช์ที่ด้านปฐมภูมิ และการสวิตช์แบบกระแสศูนย์ (Zero Current Switching : ZCS) ที่วงจรเรียงกระแสด้านทุติยภูมิ คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รับผลเสียเนื่องจาก Reverse Recovery และ Switching Noise น้อยเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบ PWM ทั่วไป เนื่องจากความสามารถของวงจรในการทำซอฟต์สวิตช์ (Soft-switching) ทำให้ลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ซึ่งได้ ด้วยเหตุนี้แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์จึงถูกนำไปใช้ใน งานสวิตช์ซึ่งความถี่สูงได้ ซึ่งการทำงานที่ความถี่สูงทำให้สามารถลดขนาดของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรได้ เช่น หม้อแปลง ขดลวดเหนี่ยวนำ รวมทั้งอุปกรณ์ สวิตช์ซึ่งด้วย

วงจรสามารถแบ่งได้เป็น 4 ส่วน ได้แก่ Switching Bridge ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Square-wave) ที่มี Duty Cycle 50 เปอร์เซ็นต์ เรโซแนนซ์แทงค์ (Resonant Tank) ขุดหม้อแปลงกับวงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) และ Output Filter ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบของวงจร [1]

2.1.2 Converter Voltage Gain [2]

กำลังขยายแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ ($K_{converter}$) สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.1)

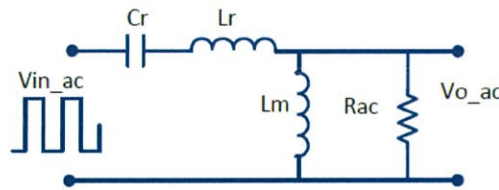
$$K_{converter} = K_b K_r n \quad (2.1)$$

โดยที่

K_b คือ Switching Bridge Gain มีค่า 1 (Full-bridge), 0.5 (Half-bridge)

n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบขดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบขดปฐมภูมิ

K_r คือ Resonant Tank Gain สามารถคำนวณจากวิเคราะห์วงจรเรโซแนนซ์แทงค์สมมูล (Equivalent Resonant Circuit) ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของเรโซแนนซ์แทงค์ [2]

$$K_r(Q, m, F_x) = \left| \frac{V_{o_ac}(s)}{V_{in_ac}(s)} \right| = \frac{F_x^2 (m-1)}{\sqrt{(mF_x^2 - 1)^2 + F_x^2 (F_x^2 - 1)^2 (m-1)^2 Q^2}} \quad (2.2)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} \quad (2.3)$$

$$R_{ac} = \frac{8R_0 N_P^2}{\pi^2 N_S^2} \quad (2.4)$$

$$F_x = \frac{f_s}{f_r} \quad (2.5)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.6)$$

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad (2.7)$$

โดยที่

Q คือ ตัวประกอบคุณภาพ

R_{ac} คือ โหลดตัวต้านทานสะท้อน

F_x คือ ความถี่สวิตช์ซิงปกติ

m คือ อัตราส่วนความเหนี่ยวนำรวมด้านปฐมภูมิต่อความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์

N_P คือ จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

N_S คือ จำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

R_O คือ โหลดตัวต้านทานที่ด้านเอาต์พุต

f_S คือ ความถี่สวิตช์ซิง

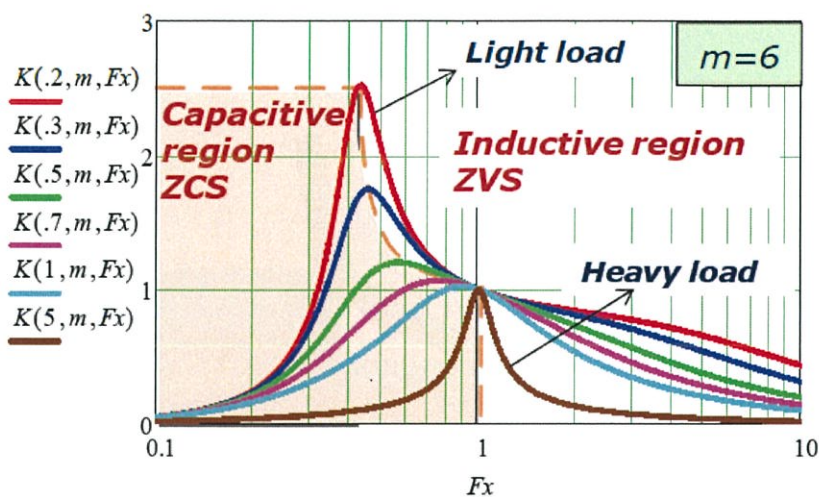
f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์

L_r คือ ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์

C_r คือ ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์

L_m คือ ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ

ซึ่งค่า Resonant Tank Gain (K_r) เป็นค่าที่แปรผันตาม 3 ปัจจัยคือ ตัวประกอบคุณภาพ (Q) อัตราส่วนความเหนี่ยวนำรวมด้านปฐมภูมิต่อความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (m) และความถี่สวิตช์ซิง (f_S) เมื่อกำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) และอัตราส่วนความเหนี่ยวนำรวมด้านปฐมภูมิต่อความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์มีค่าคงที่ค่าหนึ่งจะสามารถวาดกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Resonant Tank Gain ณ ความถี่สวิตช์ซิงใดๆ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงจากน้อยไปมากได้ดังรูปที่ 2.3

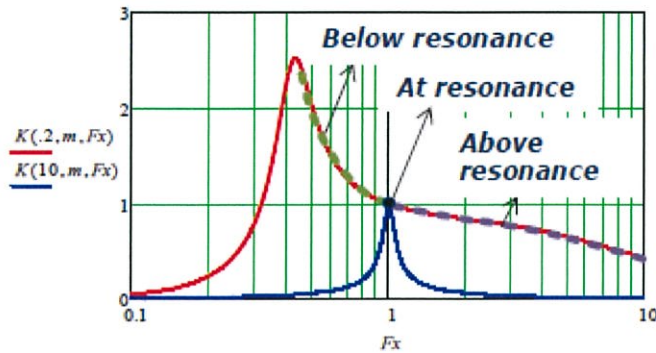


รูปที่ 2.3 Gain Curve [2]

จากรูปที่ 2.3 กราฟที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพน้อยหมายถึงโหลดน้อย (Light Load) เมื่อพิจารณาลักษณะกราฟสามารถสรุปได้ว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ ทุกสภาพโหลดมีค่า Resonant Tank Gain เท่ากันเท่ากับหนึ่ง และที่จุดสูงสุดของทุกกราฟเป็นจุดแบ่งขอบเขตการทำงานแบบ Zero Voltage Switching (ZVS) และ Zero Current Switching (ZCS) ซึ่งในการใช้งานจริง ต้องออกแบบคอนเวอร์เตอร์ให้ทำงานอยู่ในช่วง Inductive Region เสมอ เพื่อให้วงจรทำงานแบบ Zero Voltage Switching (ZVS) และป้องกันไม่ให้คอนเวอร์เตอร์เข้าสู่ช่วง Capacitive Region เนื่องจากการทำงานแบบ Zero Current Switching (ZCS) จะทำให้ Body Diode ของ MOSFET เกิด Reverse Recovery และกระแสไปค์สูง (Current Spike) สร้างความเสียหายให้ MOSFET ได้ และเกิดฮาร์ดสวิตช์ (Hard-switching) ที่ MOSFET ส่งผลให้เกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference)

2.1.3 Modes of Operation [2]

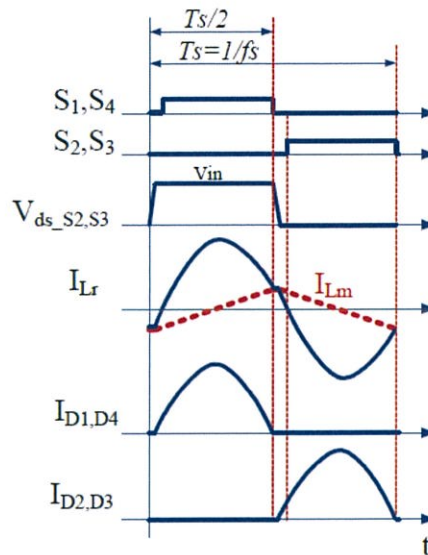
เนื่องจาก Resonant Tank Gain มีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่สวิตซ์ซิ่ง ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จึงมี การทำงาน 3 รูปแบบ ดังรูปที่ 2.4 โดยขึ้นกับแรงดันอินพุตและสภาพโหลด ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.4 รูปแบบการทำงานของเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ [2]

1. ความถี่สวิตซ์ซิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ (At Resonant Frequency)

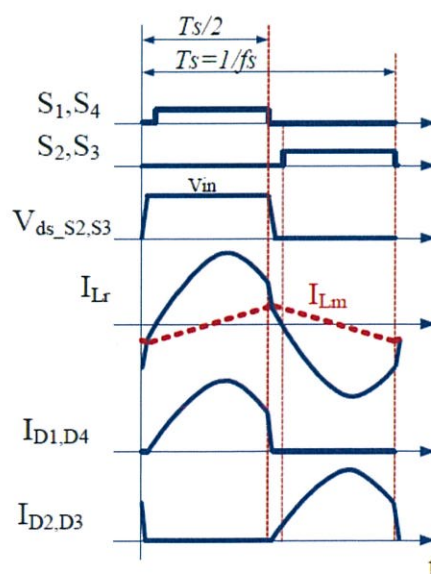
จากรูปที่ 2.5 ครึ่งคาบแรกของการสวิตซ์ซิ่งสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้เต็มที่ โดยสังเกตจากรูปกระแสเรโซแนนซ์แทงค์ (I_{Lr}) เต็มครึ่งลูกคลื่น สาเหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะความถี่สวิตซ์ซิ่งมีค่าเท่ากับ ความถี่เรโซแนนซ์ รูปกระแสจึงจบลูกได้พอดี เมื่อสิ้นสุดครึ่งคาบแรกกระแสเรโซแนนซ์แทงค์จะ เท่ากับกระแสเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก (I_{Lm}) และกระแสที่ไดโอดวงจรเรียงกระแสเป็นศูนย์ การทำงาน รูปแบบนี้จะมี Resonant Tank Gain เท่ากับหนึ่ง และเป็นจุดเหมาะสมที่สุดที่ใช้ในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด คอนเวอร์เตอร์จะทำงานในรูปแบบนี้เมื่อแรงดันอินพุตปกติ



รูปที่ 2.5 รูปสัญญาณเมื่อความถี่สวิตช์ซึ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ [2]

2. ความถี่สวิตช์ซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (Above Resonant Frequency)

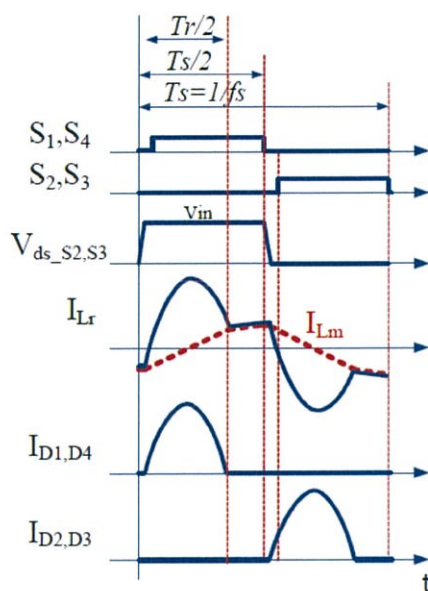
จากรูปที่ 2.6 ครึ่งคาบแรกของการสวิตช์ซึ่งสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้ไม่เต็มที่ เนื่องจากลูกคลื่นกระแสเรโซแนนซ์ทางค์กรบววก่อนครบครึ่งลูกด้วยการเริ่มสวิตช์ซึ่งครึ่งคาบหลัง ทำให้เกิดผลเสียคือเพิ่ม Turn Off Loss ที่ Half-bridge MOSFET และ Hard Commutation ที่ไดโอดวงจรเรียงกระแส คอนเวอร์เตอร์จะทำงานในรูปแบบนี้เมื่อแรงดันอินพุตสูงกว่าปกติ และมี Resonant Tank Gain น้อยกว่าหนึ่ง หรือเป็นบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)



รูปที่ 2.6 รูปสัญญาณเมื่อความถี่สวิตช์ซึ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ [2]

3. ความถี่สวิตซ์ซึ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (Below Resonant Frequency)

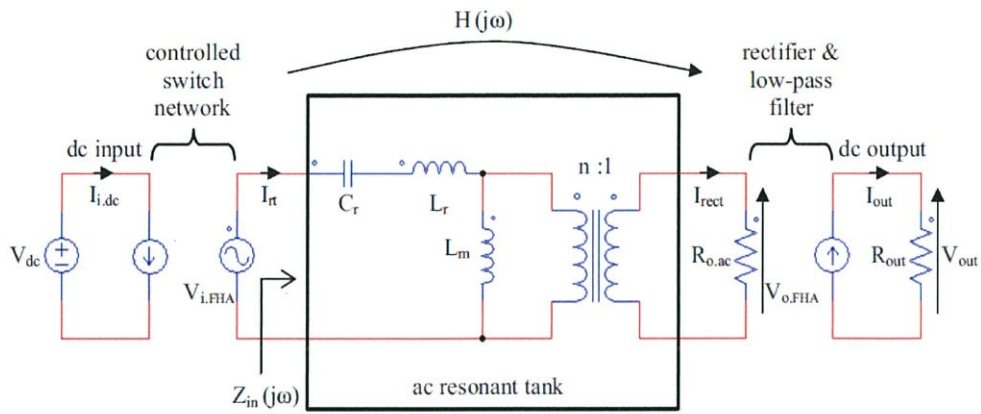
จากรูปที่ 2.7 ลูกคลื่นกระแสเรโซแนนซ์ทางค์ถูกส่งถ่ายครบครึ่งลูกก่อนครบเวลาครึ่งคาบแรกของการสวิตซ์ซึ่งและมีค่าเท่ากับกระแสเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก จากนั้นจึงเกิด Freewheeling Operation ซึ่งทำให้เกิดผลเสียคือ Conduction Loss เนื่องจาก Circulating Energy ที่วงจรด้านปฐมภูมิ คอนเวอร์เตอร์จะทำงานในรูปแบบนี้เมื่อแรงดันอินพุตต่ำกว่าปกติ และมี Resonant Tank Gain มากกว่าหนึ่ง หรือเป็นบูสคอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter)



รูปที่ 2.7 รูปสัญญาณเมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ [2]

2.1.4 FHA Circuit Model [4]

First Harmonic Approximation (FHA) คือวิธีการหนึ่งที่ใช้ในการวิเคราะห์เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยอนุมานว่าพลังงานที่ส่งถ่ายจากแหล่งจ่ายไปที่โหลดผ่านเรโซแนนซ์ทางค์นั้นเทียบได้เท่ากับองค์ประกอบฟูเรียร์ฮาร์โมนิกที่หนึ่งของแรงดันและกระแส ซึ่งเป็นลักษณะโดยธรรมชาติของเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.8 FHA Two Port Model ของแอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ [4]

FHA Circuit Model ดังรูปที่ 2.8 สามารถคำนวณได้บนโดเมนความถี่ (s) ซึ่งสุดท้ายแล้วมีสมการสำคัญที่ใช้ในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ดังต่อไปนี้

$$M_{nom} = \frac{2nV_{out}}{V_{dcnom}} \quad (2.8)$$

$$M_{max} = \frac{2nV_{out}}{V_{dcmin}} \quad (2.9)$$

$$M_{min} = \frac{2nV_{out}}{V_{dcmax}} \quad (2.10)$$

$$f_{n,max} = \frac{f_{max}}{f_r} \quad (2.11)$$

$$R_{ac} = \frac{8n^2V_{out}^2}{\pi^2P_{out}} \quad (2.12)$$

$$\lambda = \frac{(1-M_{min})f_{n,max}^2}{M_{min}(f_{n,max}^2-1)} \quad (2.13)$$

$$Q_{ZVS.1} = 95\% \cdot Q_{max} = 95\% \cdot \frac{\lambda}{M_{max}} \sqrt{\frac{1}{\lambda} + \frac{M_{max}^2}{M_{max}^2-1}} \quad (2.14)$$

$$Q_{ZVS.2} = \frac{2\lambda f_{n,max}T_D}{\pi R_{ac}C_{ZVS}[(\lambda+1)f_{n,max}^2-\lambda]} \quad (2.15)$$

$$Q_{ZVS} \leq \min\{Q_{ZVS.1}, Q_{ZVS.2}\} \quad (2.16)$$

$$f_{min} = f_r \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{\lambda} \left(1 - \frac{1}{M_{max}^2 + \left(\frac{Q_{ZVS}}{Q_{max}}\right)^4}\right)}} \quad (2.17)$$

$$Z_o = Q_{ZVS} R_{ac} \quad (2.18)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_o} \quad (2.19)$$

$$L_r = \frac{Z_o}{2\pi f_r} \quad (2.20)$$

$$L_m = \frac{L_r}{\lambda} \quad (2.21)$$

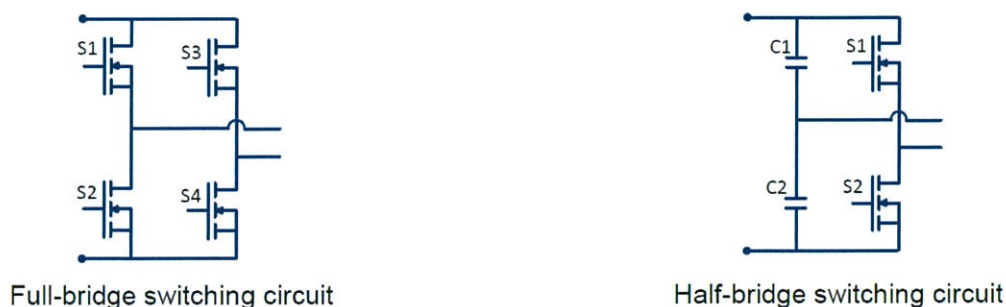
โดยที่

M_{nom}	คือ Resonant Tank Gain ที่แรงดันอินพุตปกติซึ่งมีค่าเท่ากับหนึ่ง
M_{max}	คือ Resonant Tank Gain สูงที่สุดซึ่งเกิดเมื่อแรงดันอินพุตต่ำที่สุด และโหลดสูงที่สุด
M_{min}	คือ Resonant Tank Gain ต่ำที่สุดซึ่งเกิดเมื่อแรงดันอินพุตสูงที่สุด และโหลดที่น้อยที่สุด
V_{out}	คือ แรงดันเอาต์พุต (V)
$V_{dc.nom}$	คือ แรงดันอินพุตปกติ (V)
$V_{dc.min}$	คือ แรงดันอินพุตต่ำที่สุด (V)
$V_{dc.max}$	คือ แรงดันอินพุตสูงที่สุด (V)
n	คือ อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดของหม้อแปลง
$f_{n.max}$	คือ ความถี่ปกติที่สูงที่สุดเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์ (Maximum Normalized Operating Frequency) (kHz)
f_{max}	คือ ความถี่สวิทซ์ซิ่งที่สูงที่สุด (kHz)
f_r	คือ ความถี่เรโซแนนซ์ (kHz)
R_{ac}	คือ โหลดตัวต้านทานสะท้อน (Ohm)
P_{out}	คือ กำลังไฟฟ้าที่เอาต์พุต (Watt)
λ	คือ อัตราส่วนความเหนี่ยวนำ
Q_{max}	คือ ตัวประกอบกำลังที่สูงที่สุด

- $Q_{ZVS.1}$ คือ ตัวประกอบกำลังที่ทำให้คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถทำงานใน ZVS Region ได้เมื่อแรงดันอินพุตต่ำที่สุดและโหลดสูงที่สุด
- $Q_{ZVS.2}$ คือ ตัวประกอบกำลังที่ทำให้คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถทำงานใน ZVS Region ได้เมื่อแรงดันอินพุตสูงที่สุดและโหลดน้อยที่สุด
- T_D คือ Fixed Dead-time ของสัญญาณขับ Half-bridge MOSFET (ns)
- C_{ZVS} คือ ค่าความจุไฟฟ้ารวมที่จุด Half-bridge Switching (pF)
- Q_{ZVS} คือ ตัวประกอบกำลังที่มากที่สุดที่คอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานใน ZVS Region ได้ทุกเงื่อนไข
- f_{min} คือ ความถี่สวิตซ์ซิ่งที่ต่ำที่สุด (kHz)
- Z_o คือ อิมพีแดนซ์ที่เอาต์พุตของเรโซแนนซ์ทางค์
- C_r คือ ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์
- L_r คือ ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์
- L_m คือ ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ

2.2 วงจรบริดจ์ (Bridge Circuit) [2]

วงจร Switching Bridge ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมให้กับเรโซแนนซ์ทางค์สามารถใช้ได้ทั้งแบบ Full-bridge และ Half-bridge ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจร Full-bridge และ Half-bridge [2]

จากตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบลักษณะสำคัญของ Half-bridge เทียบกับ Full-bridge ได้ว่า ค่าเฉลี่ยกำลังสองของกระแสเรโซแนนซ์ทางค์สูงกว่าเป็นสองเท่า ทำให้มี Conduction Loss ที่

MOSFET รวมทั้ง Copper Loss จากขดลวดปฐมภูมิที่หม้อแปลงสูงกว่าเมื่อเทียบกับ Full-bridge แต่มีข้อได้เปรียบคือใช้จำนวน MOSFET น้อยกว่าและจำนวนขดลวดปฐมภูมิน้อยกว่า

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบลักษณะสำคัญของวงจร Half-bridge เทียบกับวงจร Full-bridge [2]

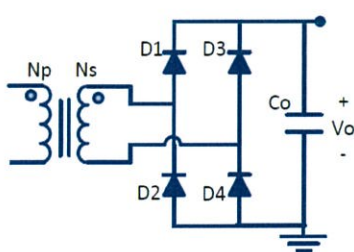
Primary Bridge - Half-Bridge compared to Full-Bridge						
I_{rms}	I_{rms}^2	Number of FETs	Total FETs conduction losses	N_p	R_{pri}	Transformer primary copper loss
$\times 2$	$\times 4$	$+ 2$	$\times 2$	$+ 2$	$+ 2$	$\times 2$

*Comparison assumes same FET and same transformer core

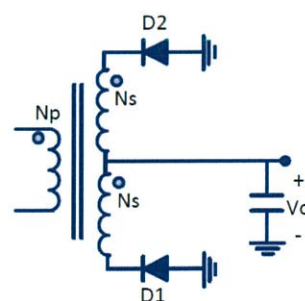
2.3 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) [2]

วงจรเรียงกระแสเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติในการแปลงค่ากระแสไฟฟ้า จากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยนิยมใช้สารกึ่งตัวนำเป็นตัวควบคุมทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้า สำหรับอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่นิยมใช้ทั่วไปคือ ไดโอด (Diode)

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 3 ชนิด คือ วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบครึ่งคลื่น (Half-wave Rectifier Circuit) วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น (Full-wave Rectifier Circuit) และวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ (Full-bridge Rectifier Circuit) ซึ่งแอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถใช้งานได้กับทั้ง Full-wave Rectifier Circuit และ Full-bridge Rectifier Circuit ดังรูปที่ 2.10



Full-bridge Rectifier



Full-wave Rectifier

รูปที่ 2.10 Full-wave Rectifier Circuit และ Full-bridge Rectifier Circuit [2]

จากตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบลักษณะสำคัญของ Full-wave Rectifier Circuit เทียบกับและ Full-bridge Rectifier Circuit ได้ว่าไดโอดที่ใช้ใน Full-wave Rectifier Circuit มีพิกัดแรงดัน

(Voltage Rating) สูงกว่าเป็นสองเท่าของพิกัดแรงดันไดโอดที่ใช้ใน Full-bridge Rectifier Circuit และมีจำนวนขดลวดทุติยภูมิมากกว่า ทำให้มี Copper Loss สูงกว่า แต่มีข้อได้เปรียบคือใช้ไดโอดจำนวนน้อยกว่าสองเท่า ทำให้มี Conduction Loss ที่ไดโอดน้อยกว่า

อย่างไรก็ตาม Full-bridge Rectifier Circuit จะมีข้อได้เปรียบกว่าเมื่อใช้กับงานที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตสูง เนื่องจากไดโอดต้องการพิกัดแรงดันน้อยกว่า ในขณะที่ Full-wave Rectifier Circuit นิยมใช้กับงานแรงดันเอาต์พุตต่ำแต่กระแสเอาต์พุตสูง ทั้งนี้โดยทั่วไปจะพบ Full-wave Rectifier Circuit ได้มากกว่า เนื่องจากเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์น้อยกว่า ทำให้ช่วยลดต้นทุนการผลิต รวมทั้งยังมีประสิทธิภาพสูงเพราะ Conduction Loss น้อย

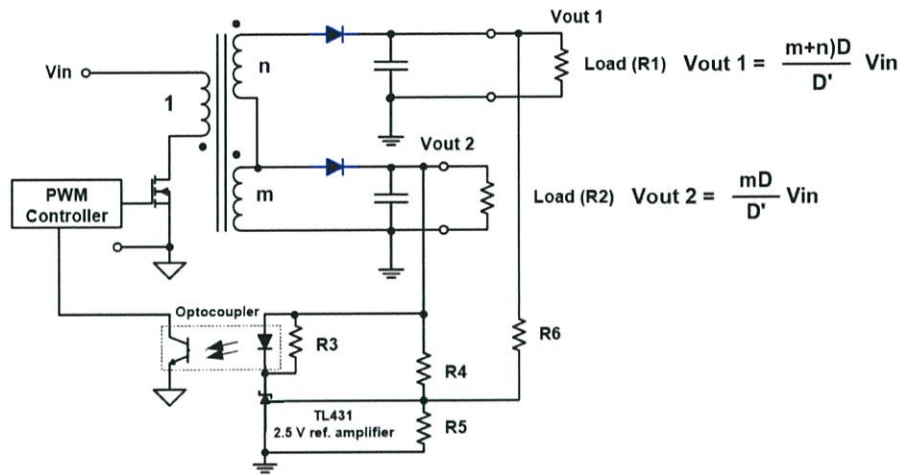
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบลักษณะสำคัญของ Full-wave Rectifier Circuit เทียบกับ Full-bridge Rectifier Circuit [2]

Secondary Rectifier - Full-Wave compared to Full-Bridge						
Diode voltage rating	Number of diodes	Diode conduction losses	Number of secondary windings	R_{sec} per winding	I_{rms} per winding	Transformer secondary copper loss
$\times 2$	$\div 2$	$\div 2$	$\times 2$	$\times 2$	$\times \sqrt{0.5}$	$\times 2$

*Comparison assumes same diode voltage drop and same transformer core

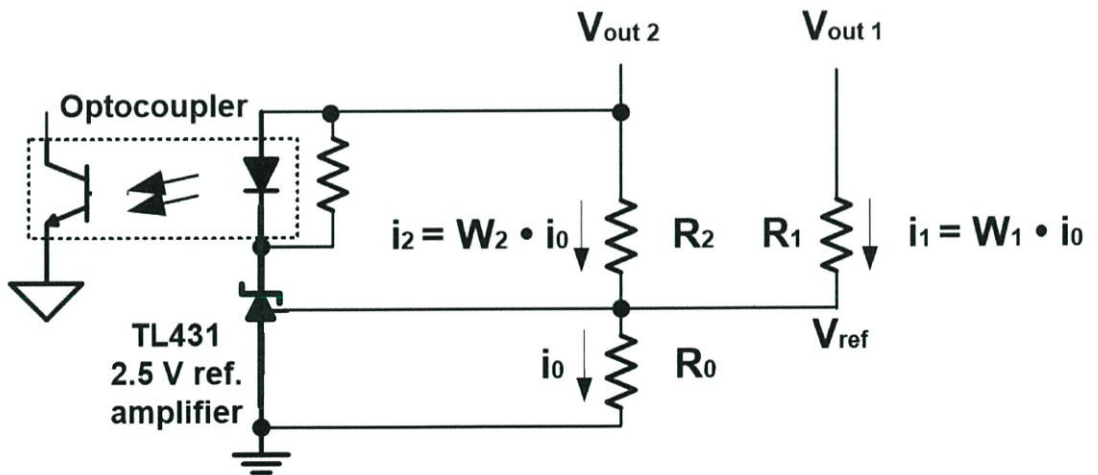
2.4 วงจรป้อนกลับถ่วงน้ำหนัก (Weighted Feedback Circuit) [3]

สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีมากกว่าหนึ่งเอาต์พุต จะมีผลกระทบจากการดึงโหลดที่ไม่สมดุล (Unbalanced Load) ของแต่ละเอาต์พุต ทำให้แรงดันบางเอาต์พุตไม่อยู่ในช่วงที่ออกแบบในบางเงื่อนไขการดึงโหลด จึงมีวิธีการออกแบบให้นำแรงดันเอาต์พุตต่างๆ มาป้อนกลับไปยังวงจรควบคุมโดยถ่วงน้ำหนักด้วยเปอร์เซ็นต์ที่แตกต่างกัน โดยในที่นี้จะกล่าวถึงวิธีออกแบบวงจรป้อนกลับแรงดันโดยการรวมเอาต์พุต (Combined Feedback) ซึ่งใช้ในโครงงานนี้



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างวงจรป้อนกลับถ่วงน้ำหนักโดยการรวมเอาต์พุต (Combined Feedback) [3]

จากรูปที่ 2.11 เป็นวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีการรวมแรงดันจาก 2 เอาต์พุตมาที่จุดเดียวให้กับ IC Shunt Regulator TL431 ซึ่งทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณผ่าน Optocoupler ไปยังวงจรควบคุม Switching Bridge ด้านปฐมภูมิ



$$i_0 = i_1 + i_2 = W_1 \cdot i_0 + W_2 \cdot i_0 = i_0 (W_1 + W_2)$$

รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการคำนวณวงจรป้อนกลับถ่วงน้ำหนักโดยการรวมเอาต์พุต [3]

จากรูปที่ 2.12 กระแส i_1 และ i_2 คือ กระแสป้อนกลับจาก 2 เอาต์พุต ซึ่งรวมกันเท่ากับ i_0 โดยกระแสแต่ละกิ่งถูกแบ่งเปอร์เซ็นต์น้ำหนักด้วย W_1 และ W_2 ซึ่งรวมกันเท่ากับหนึ่ง เมื่อแรงดัน

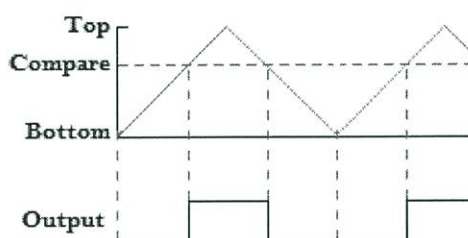
อ้างอิง (V_{ref}) ของ IC Shunt Regulator TL431 มีค่าคงที่จะสามารถเขียนสมการเพื่อคำนวณหา ค่า R_1 , R_2 ที่ต้องใช้ในวงจรได้ดังสมการที่ (2.22) และ (2.23)

$$R_1 = \frac{V_{out1} - V_{ref}}{i_1} = \frac{V_{out1} - V_{ref}}{W_1 i_0} \quad (2.22)$$

$$R_2 = \frac{V_{out2} - V_{ref}}{i_2} = \frac{V_{out2} - V_{ref}}{W_2 i_0} \quad (2.23)$$

2.5 พัลส์วิดมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) [5]

PWM ย่อมาจาก Pulse Width Modulation คือ การนำสัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณที่ต้องการปรับความกว้างของพัลส์มาเปรียบเทียบกัน ตัวอย่างเช่น ถ้านำสัญญาณสามเหลี่ยมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง จะได้ความกว้างของพัลส์คงที่ และความกว้างของพัลส์นั้นจะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 2.13



Phase Correct PWM

รูปที่ 2.13 รูปสัญญาณ PWM

[ที่มา: <https://www.thitiblog.com/blog/6142>]

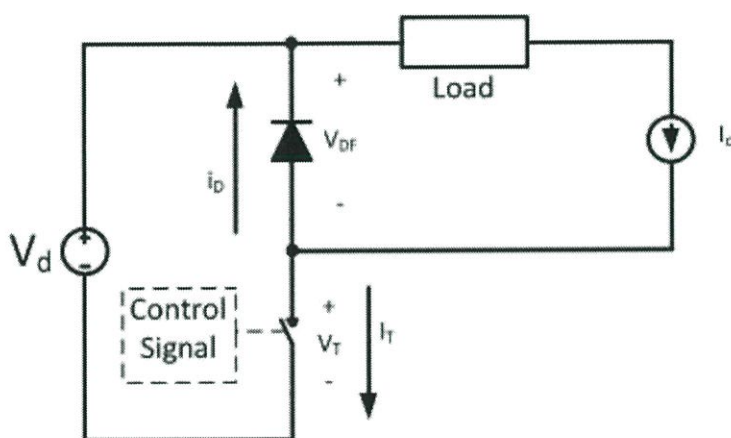
2.6 การสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำ [6]

ความร้อนที่เกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์ไฟฟ้านั้นมาจากไหนบ้าง หากพิจารณาดูจะพบว่า ความร้อนที่เกิดขึ้นบนอุปกรณ์ไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าทั่วไป เครื่องจักรกลไฟฟ้า หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ มักจะมาจากสาเหตุสำคัญ 2 สาเหตุหลัก คือ

1. ความร้อนเนื่องมาจากกระแสไฟฟ้าไหลผ่านความต้านทาน ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่ทำให้เกิดความร้อนนี้จะมีค่าแปรผันตามขนาดกระแสยกกำลังสอง และความต้านทานสามารถเขียนเป็นสมการได้ คือ $P = I^2 R$ เนื่องจากความร้อนในส่วนนี้จะเกิดเนื่องมาจากการนำกระแสตามปกติ จึงเรียกการสูญเสียไปเป็นความร้อนในส่วนนี้ว่า Conduction Loss

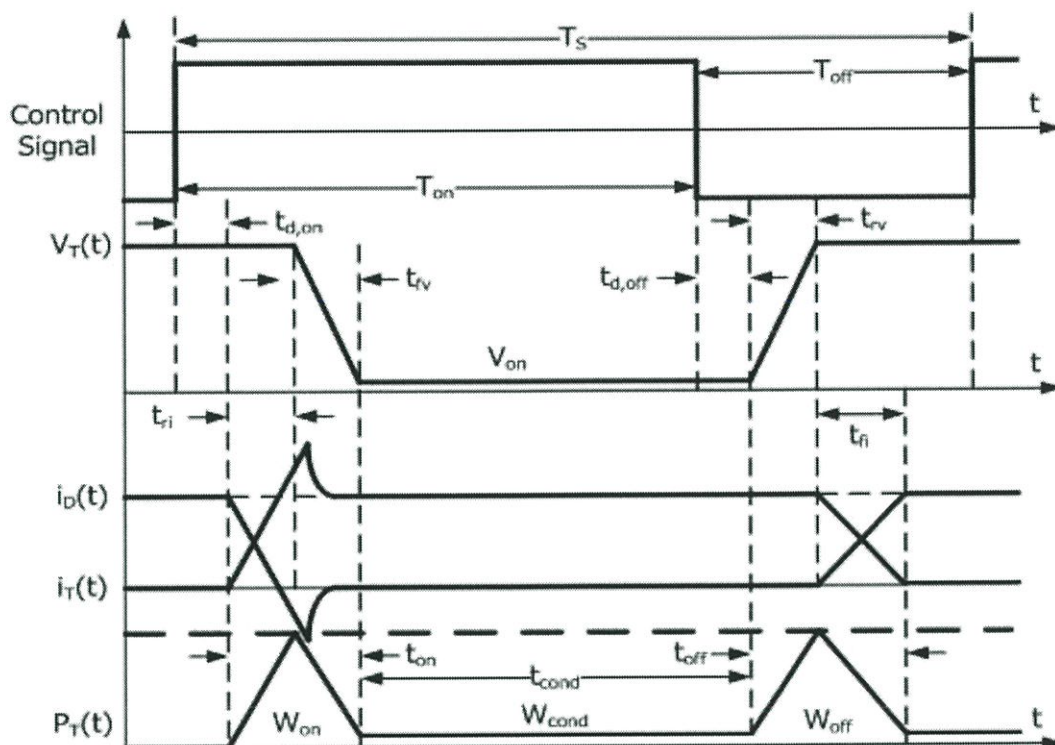
2. ความร้อนเนื่องมาจากการกลับตัวไปมาของโมเลกุล หรือการเคลื่อนไหวของโมเลกุล เนื่องมาจากความถี่ ความร้อนในส่วนนี้จะมีค่ามากขึ้นตามความถี่ ตัวอย่างของความร้อนในกรณีนี้ถ้าเป็นพวกเครื่องจักรกลไฟฟ้า เช่น มอเตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้าหรือเครื่องกำเนิด จะมี Loss ประเภท Hysteresis Loss แต่ถ้าเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรืออิเล็กทรอนิกส์กำลังจะมี Loss ในส่วนนี้เรียกว่า Switching Loss ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้เกิดความร้อนขึ้นในตัวอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำมีกำลังการสูญเสียมากในขณะสวิตซ์ ส่งผลทำให้ประสิทธิภาพของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น MOSFET หรือ IGBT มีค่าต่ำลง เนื่องจากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำดังกล่าวต้องทำงานภายใต้การสวิตซ์ที่ค่อนข้างสูง (ใช้กับความถี่สูง) จึงเกิดความร้อนได้ง่าย จึงจำเป็นต้องมีการเลือกใช้อุปกรณ์ Switch และความถี่ให้เหมาะสมกับวงจรที่ต้องการออกแบบเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงที่สุด ในบทความนี้จะพูดถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำ เพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น จากรูปที่ 2.14 เป็นวงจรการสวิตซ์อย่างง่ายของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ



รูปที่ 2.14 วงจรการสวิตซ์อย่างง่ายของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ [6]

จากรูปที่ 2.14 ถ้าให้คุณสมบัติ Free-wheeling Diode (D_F) เป็นไดโอดในอุดมคติและไม่มีกระแสไหลย้อนกลับเมื่อสวิตซ์นำกระแส ไดโอดถูก Reverse Bias ทำให้กระแส I_T เพิ่มขึ้นจนถึงค่า I_o หลังจากนั้นเมื่อสวิตซ์หยุดนำกระแส ไดโอดจะยังไม่นำกระแสจนกว่าแรงดันตกคร่อมสวิตซ์ (V_T) มีค่าเท่ากับ V_d แล้วไดโอดจึงค่อยนำกระแส โดยสามารถอธิบายกระบวนการสภาวะการทำงานที่เกิดขึ้นได้ ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ช่วงการทำงานของสัญญาณแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นจากการสวิตช์ของอุปกรณ์ [6]

สำหรับการสูญเสียที่ตัวอุปกรณ์สวิตช์ สามารถแบ่งออกได้ 2 ช่วงดังนี้ ช่วงแรกเป็นส่วนของการสูญเสียขณะนำกระแส (Conduction Loss : $W_{Loss,cond}$) และช่วงที่สองจะเป็นการสูญเสียขณะสวิตช์ซิ่ง (Switching Loss : $W_{s,Loss}$) โดยการสูญเสียขณะสวิตช์ซิ่งจะสามารถแบ่งออกได้เป็นสองช่วงเวลาด้วยกันคือ ช่วงเวลาขณะเริ่มนำกระแส (Turn-on Loss : $W_{Loss,on}$) และช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแส (Turn-off Loss : $W_{Loss,off}$) ซึ่งสามารถหาค่ากำลังสูญเสียรวม (P_T) ได้ โดยแบ่งเป็นช่วงเวลาต่างๆ ได้ดังนี้

ช่วงเวลา Turn-on ($t_{on} = t_{ri} + t_{fv}$)

$$W_{loss,on} = \frac{1}{2} V_d I_o f_s t_{on} \quad (2.24)$$

ช่วงเวลา Conduction ($t_{cond} = T_{on} - t_{d,on} - t_{ri} - t_{fv} + t_{d,off}$)

$$W_{loss,cond} = V_{on} I_{ofs} t_{cond} \quad (2.25)$$

ช่วง Turn-off ($t_{off} = t_{rv} + t_{ri}$)

$$W_{loss,off} = \frac{1}{2} V_{on} I_{ofs} t_{off} \quad (2.26)$$

ดังนั้นกำลังสูญเสียรวมในช่วง Switching (P_{sw}) จะได้

$$P_{loss,sw} = (W_{loss,on} + W_{loss,off}) f_s = \frac{1}{2} V_d I_{ofs} (t_{on} + t_{off}) \quad (2.27)$$

และกำลังสูญเสียในช่วงนำกระแส (P_{cond}) จะได้

$$P_{loss,cond} = W_{loss,cond} f_s = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.28)$$

สรุปได้ว่า กำลังสูญเสียที่อุปกรณ์สวิตช์รวม (P_T) จะได้

$$P_{loss,total} = P_{loss,sw} + P_{loss,cond} \quad (2.29)$$

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าการสูญเสียในตัวอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำจะมีการสูญเสียมากขึ้นตามความถี่ของการสวิตช์ซึ่ง ซึ่งเป็นปัญหาหลักที่ทำให้อุปกรณ์ดังกล่าวมีความร้อนสูงขึ้นไปด้วย โดยทั่วไปความร้อนส่วนใหญ่จะมาจากส่วนของ Switching Loss (ดังแสดงในรูปที่ 2.15) ซึ่งจะเห็นได้จากรูปว่าในขณะที่นำกระแสปกติ จะมีกำลังสูญเสียที่เกิดจากการนำกระแส หรือ Conduction Loss เพียงแค่นิดเดียว แต่ที่ Switching Loss นั้น จะมีขนาดมากกว่าอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้นถ้าความถี่ยิ่งมากขึ้น การ Switch ON-OFF ก็จะทำให้เกิดบ่อยขึ้น สัดส่วนของ Switching Loss ต่อ Loss ทั้งหมดก็ยิ่งมากขึ้นตามไปด้วย

อย่างไรก็ตามเมื่อปริมาณความร้อนของอุปกรณ์มีมากขึ้นก็จำเป็นที่จะต้องหาทางระบายความร้อนออกไป เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์เกิดความเสียหาย ซึ่งโดยปกติการระบายความร้อนจะทำได้ 3 วิธีด้วยกันคือ การนำ การพา และการแผ่รังสี โดยธรรมชาติแล้วเมื่อมีความร้อนเกิดขึ้น ณ จุดใด การเคลื่อนตัวของความร้อนจะเกิดขึ้นทั้ง 3 วิธี แต่จะไปด้วยวิธีไหนมากกว่ากันนั้นก็ขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมในขณะนั้นๆ เช่น ถ้ามีลมพัดเข้ามาแรงๆ การระบายอากาศด้วยการพาก็จะมีมากที่สุด เป็นต้น วิธีการระบายความร้อนด้วยการพานี้นับได้ว่าเป็นวิธีได้รับความนิยมมากที่สุด เพราะถ้าผู้อ่านสังเกตตามอุปกรณ์ไฟฟ้าที่กำเนิดความร้อนสูงๆ ไม่ว่าจะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้า คอมพิวเตอร์ ต่างก็ติดตั้งลมเอาไว้เป่าลมเพื่อพาความร้อนออกไปจากตัวอุปกรณ์

ส่วนกรณีการระบายความร้อนโดยการนำและการแผ่รังสีนั้นจะใช้หลักการตามธรรมชาติ โดยอาศัยความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิของวัสดุที่เป็นแหล่งสะสมความร้อนกับอุณหภูมิของสิ่งแวดล้อม เช่น อากาศ หากอุณหภูมิสองสิ่งนี้แตกต่างกันมากการระบายความร้อนด้วยวิธีนี้ก็จะได้ดี แต่ถ้าแตกต่างกันไม่มากก็ทำได้ไม่ดี สิ่งที่จะช่วยได้ก็คือ การเพิ่มผิวสัมผัสระหว่างวัสดุที่เป็นแหล่งสะสมความร้อนกับอากาศ เช่น การทำครีปให้มอเตอร์ การติดตั้ง Heat Sink ให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้ระบายความร้อนให้ดีขึ้น ซึ่งหากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำดังกล่าวมีความร้อนสูงกว่าความสามารถที่ตัวอุปกรณ์ทนได้ก็จะทำให้เกิดการไหม้และพังเสียหายในที่สุด

ตามที่ได้กล่าวมาทั้งหมดจะเห็นว่าการเกิดความร้อนในตัวอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ จะนำไปสู่การเกิดความร้อนในตัวอุปกรณ์ ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรให้ต่ำลง และหากความร้อนนั้นสูงเกิดพิกัดที่ตัวอุปกรณ์ทนได้ก็จะเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ได้ ดังนั้นการออกแบบวงจรที่เหมาะสมและการระบายความร้อนที่ดีให้ตัวอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ จึงมีความสำคัญต่อประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรที่ทำการออกแบบ

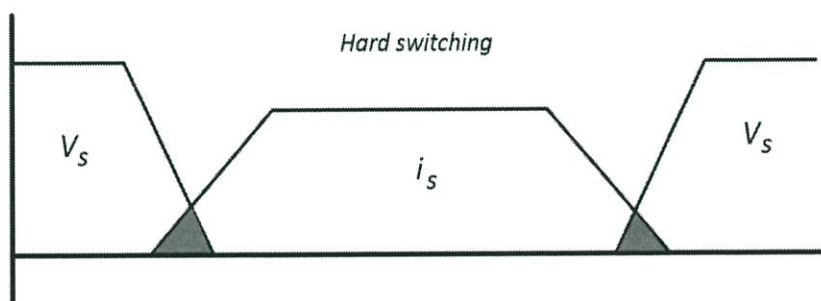
2.7 เทคนิคการลดความสูญเสียในสวิตช์สารกึ่งตัวนำ [7]

ในปัจจุบันนี้ไม่มีเทคนิคการสวิตช์หลายวิธีในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ส่วนใหญ่มักจะเกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในช่วงระหว่างการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์สารกึ่งตัวนำ (Switching Losses) ซึ่งจะเรียกการสวิตช์ในลักษณะนี้ว่าการสวิตช์แบบ Hard-switching ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ดังนั้นงานวิจัยต่างๆ จึงมีการนำเสนอเทคนิคการสวิตช์เพื่อที่จะลดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในช่วงของการสวิตช์ซึ่งเรียกว่าเทคนิคการสวิตช์แบบ Soft-switching ยกตัวอย่างเช่น Zero Voltage Switching , Zero Current Switching และการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ (Zero Voltage Zero Current Switching : ZVZCS) เป็นต้น แนวคิดของการสวิตช์แบบ Soft-switching นั่นคือ ทำให้ไม่เกิดการซ้อนเหลื่อมกันของรูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์จึงทำให้ไม่เกิดความสูญเสียขึ้นนั่นเอง ลักษณะของการสวิตช์แบบ Zero Voltage Switching นั้นจะเกิดในช่วงระหว่างการเริ่มนำกระแส (Turn On) สามารถสังเกตได้เมื่อทำการวัดรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะพบว่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ลดลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะกระแสจะเริ่มไหลผ่านสวิตช์ดังรูปที่ 2.17 ลักษณะเช่นนี้จะทำให้ไม่เกิดการซ้อนทับกันระหว่างแรงดันและกระแส ดังนั้นจึงไม่เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงของการเริ่มนำกระแส ส่วนลักษณะของ Zero Current Switching นั้นมักจะเกิดในช่วงระหว่างการหยุดนำกระแส (Turn Off)

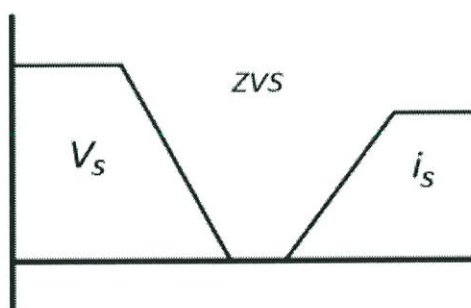
โดยรูปคลื่นกระแสจะลดลงจนเป็นศูนย์ก่อนที่จะมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์เกิดขึ้นดังนั้นจึงไม่เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงของการหยุดนำกระแสซึ่งแสดงได้รูปที่ 2.18

Zero Voltage Zero Current Switching เป็นการนำเทคนิค Zero Voltage Switching และ Zero Current Switching รวมเข้าด้วยกัน ดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าทั้งในช่วงของการเริ่มนำกระแส (Turn On) และในช่วงของการหยุดนำกระแส (Turn off) ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.19

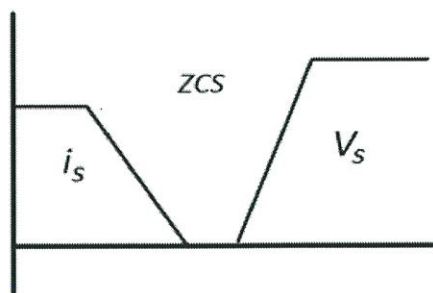
เทคนิคการสวิตช์ที่ได้กล่าวถึงในข้างต้นนั้น สามารถช่วยลดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากการสวิตช์ ดังนั้นจะส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น จึงมีความเหมาะสมที่จะนำแต่ละวิธีการนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์ต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ โดยจำเป็นต้องมีการคำนึงถึงข้อดีและข้อเสียของเทคนิคต่างๆ ด้วย



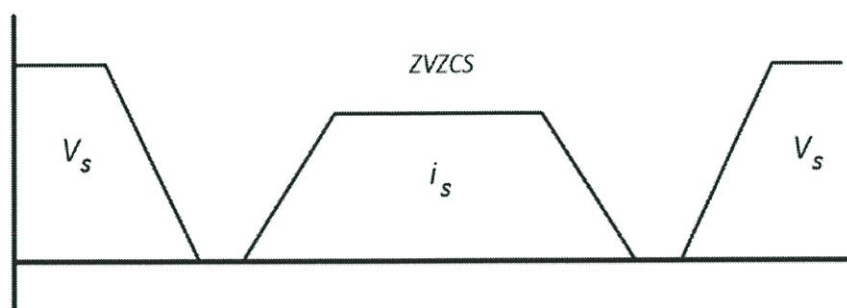
รูปที่ 2.16 Hard-switching [7]



รูปที่ 2.17 Zero Voltage Switching [7]



รูปที่ 2.18 Zero Current Switching [7]



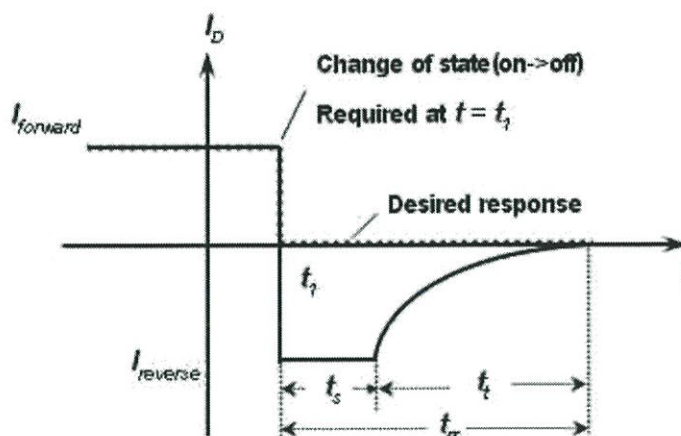
รูปที่ 2.19 Zero Voltage Zero Current Switching [7]

2.8 เวลาฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time) [8]

ในกรณีอุดมคติ ถ้าแรงดันป้อนให้กับไดโอดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก Forward Bias เป็น Reverse Bias ไดโอดจะเปลี่ยนสภาวะทันทีทันใดจากการนำไฟฟ้าเป็นไม่นำไฟฟ้า แต่อย่างไรก็ตามในความเป็นจริงเนื่องจากการมี Minority Carriers จำนวนมากในแต่ละวัสดุ กระแสไฟฟ้าของไดโอดจะไหลย้อนกลับและยังคงค้างค่ากระแสย้อนกลับ $I_{reverse}$ ไว้เช่นนั้นในช่วงเวลาหนึ่ง เท่ากับ Storage Time, t_s ซึ่งเป็นเวลาที่ใช้เพื่อเปลี่ยน Minority Carriers ให้เป็น Majority Carriers ใน Opposite Material ซึ่งเป็นช่วงเวลา Short-circuit หลังจากนั้นเมื่อช่วงเวลา Storage Phase ผ่านไป กระแสจะค่อยๆ ลดระดับลงเข้าสู่ภาวะไม่นำกระแสอย่างที่ควรจะเป็นโดยใช้เวลาเท่ากับ Transition Interval, t_{rr}

จากรูปที่ 2.20 Reverse Recovery Time (t_{rr}) จะเป็นเวลารวมของ Storage Time (t_s) และ Transition Interval (t_t): $t_{rr} = t_s + t_t$

ค่า t_{rr} มีความสำคัญในงานประยุกต์ที่ทำให้การสวิตช์ที่มีความเร็วสูงถูกจำกัดลง ไดโอดที่ผลิตออกมาใช้โดยทั่วไปจะมีค่า t_{rr} อยู่ระหว่างไม่กี่ ns จนถึง us



รูปที่ 2.20 Defining The Reverse Recovery Time [8]

2.9 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference) [9]

สัญญาณรบกวน (Noise) คือ สัญญาณไฟฟ้าในวงจรที่เกิดขึ้นนอกเหนือไปจากสัญญาณที่ได้ ออกแบบไว้ การยอมรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าหรือ Electromagnetic Compatibility (EMC) คือ ความสามารถของผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถทำงานได้โดยที่ไม่ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และในขณะเดียวกันต้องสามารถทนต่อการถูกรบกวนจากปรากฏการณ์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอก ซึ่งการแพร่สัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ออกสู่ภายนอกเรียกว่า Electromagnetic Interference หรือ EMI และความสามารถในการต้านทานการรบกวนของอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ถูกเรียกว่า Electromagnetic Susceptibility หรือ Electromagnetic Immunity หรือ EMS

กลไกการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์สามารถแบ่งแยก ออกเป็น 4 แบบใหญ่ๆ คือ

1. การรบกวนซึ่งมีสาเหตุมาจากความต่างศักย์ระหว่างกราวด์ของระบบ โดยปกติแล้วระบบไฟฟ้าหลายๆ ระบบที่นำมาต่อกันเพื่อทำงานร่วมกันจะใช้ระบบกราวด์ของตน ซึ่งเป็นการแยกหรือใช้งานระบบกราวด์คนละระบบ แต่ถ้านำมาต่อเชื่อมกันจะทำให้เกิดความต่างศักย์คร่อมระหว่างกราวด์ขึ้น ผลของความต่างศักย์ของระบบกราวด์นี้เองทำให้เกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้น ซึ่งการรบกวนในโหมดนี้เรียกว่า Common Ground Impedance Coupling

2. การรบกวนซึ่งมีสาเหตุมาจากกระแสสูงๆ เมื่อกระแสไหลผ่านเส้นลวดตัวนำจะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นโดยรอบตัวนำตามแนวรัศมี ผลของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะไปเหนี่ยวนำให้เกิดการ

ไหลของกระแสบนตัวนำหรือวงจรถูกอยู่ใกล้เคียง ซึ่งการรบกวนในโหมดนี้เรียกว่า Inductive Coupling

3. การรบกวนซึ่งมีสาเหตุมาจากกระแสสูงๆ มาวางใกล้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ อากาศซึ่งมีค่าความซึมซาบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Permeability) ซึ่งอยู่ระหว่างแหล่งกำเนิดและวงจรอิเล็กทรอนิกส์ จะมีพฤติกรรมเสมือนเป็นตัวเก็บประจุขนาดเล็ก และสามารถส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งกำเนิดมายังวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ ซึ่งการรบกวนในโหมดนี้เรียกว่า Capacitive Coupling

4. การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสาเหตุมาจากคลื่นระนาบ ซึ่งประกอบด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเคลื่อนที่ไปรบกวนการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ข้างเคียง ซึ่งการรบกวนในโหมดนี้เรียกว่า Radiate Field Coupling

บทที่ 3

วิธีการดำเนินโครงการ

การดำเนินโครงการสร้างฮาร์ดแวร์บอร์ดอัลเลอซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ เริ่มดำเนินการทำโครงการตั้งแต่ ศึกษาเงื่อนไขของคอนเวอร์เตอร์ที่ต้องการ ศึกษาการทำงานและการออกแบบ รวมถึงการประกอบและทดสอบวงจร หลังจากทำการ Debug และทดสอบแล้วจึงได้ทำเอกสารผลทดสอบและกระบวนการ Debug เพื่อสามารถใช้อ้างอิงในการพัฒนางานต่อไป

3.1 การวางแผนการดำเนินโครงการ

ในการจัดทำโครงการมีการวางแผนงานเป็นขั้นตอน และจัดช่วงเวลาของแต่ละส่วนงาน เพื่อให้งานดำเนินไปตามแผนที่วางไว้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยแผนงานที่วางไว้ เป็นช่วงเวลาที่ดำเนินโครงการสหกิจศึกษา ณ บริษัท ชัมมิท อีเล็กทรอนิกส์ คอมโพเนนท์ จำกัด คือ ช่วงเวลาระหว่างวันที่ 7 สิงหาคม 2560 ถึงวันที่ 15 ธันวาคม 2560 แสดงแผนการดำเนินงานดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 Half-bridge LLC Resonant Converter Timeline

ลำดับ	หัวข้องาน	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.
1	ศึกษาและออกแบบ Schematic	■	■			
2	ออกแบบ PCB และจัดทำ BOM		■	■		
3	ประกอบวงจรและทดสอบ			■	■	■
4	จัดทำเอกสารผลทดสอบ					■
5	ปรับแก้วงจรและ Schematic					■
6	จัดทำรูปเล่มรายงาน					■

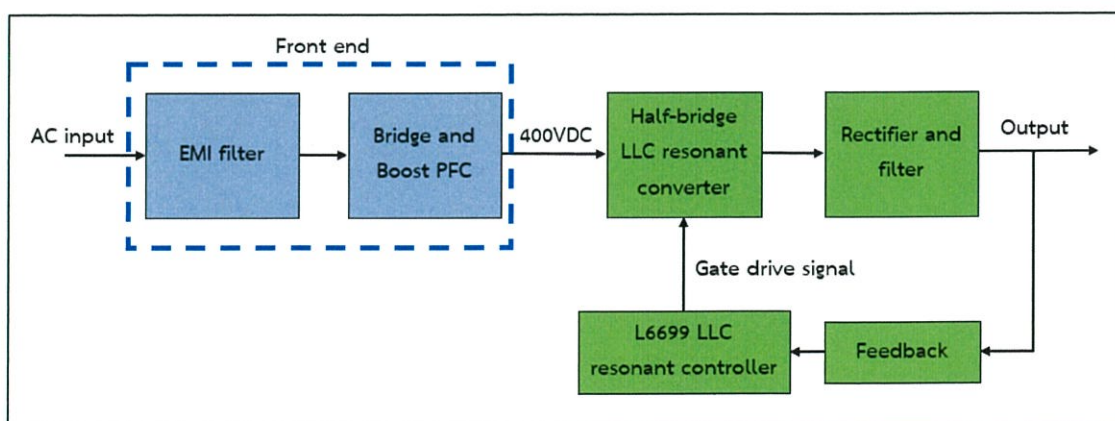
3.2 การศึกษาเงื่อนไขของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ในการออกแบบสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายหนึ่ง ผู้ออกแบบจำเป็นต้องทราบเงื่อนไขหรือข้อกำหนดที่ต้องการ เพื่อใช้ออกแบบวงจรให้สามารถทำงานบรรลุตามเงื่อนไขนั้นๆ ได้ โดยสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทางบริษัทเลือกที่จะใช้โทโพโลยีแบบฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ จำเป็นต้องทราบรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. 660W Open Frame Power Supply
2. Universal $V_{in} = 90-265$ VAC, 50/60 Hz PFC Voltage 400VDC
3. Output : 48V/12A (+/- 5%), 12V/6.5A (+/- 5%)
4. Protection : Over Power Protection (OPP), Over Current Protection (OCP), Over Voltage Protection (OVP)

จากเงื่อนไขข้างต้น ผู้ออกแบบจึงได้ออกแบบดังแสดงในรูปที่ 3.1 ให้ชุดวงจรภาคกำลังมีส่วน Front End ซึ่งประกอบด้วยชุดวงจร EMI Filter และ Boost PFC ซึ่งทำหน้าที่สร้างแรงดัน 400VDC เข้าสู่วงจรฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ และเลือกใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับเอาต์พุตของหม้อแปลงเลือกใช้ชุดขดลวดทุติยภูมิของแต่ละเอาต์พุตแยกกัน

สำหรับชุดวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับถ่วงน้ำหนัก ซึ่งรับแรงดัน 2 เอาต์พุตเป็นสัญญาณป้อนกลับผ่าน Optocoupler ไปยังด้านปฐมภูมิ และเลือกใช้ IC Resonant Controller L6699 สำหรับรับสัญญาณป้อนกลับและขับ Half-bridge MOSFET



รูปที่ 3.1 Diagram แสดงส่วนประกอบของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยรวมทั้งภาค Front End

3.3 การออกแบบฮาร์ดแวร์พรีดิคัลแอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ [4]

3.3.1 Design Specification

ในโครงการนี้ได้ออกแบบโดยมีตัวแปรของวงจรซึ่งจะใช้ในการคำนวณส่วน Resonant Tank Calculation ต่อไป ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 Design Input Parameter

Design Input Parameter	Value
$V_{dc.nom}$	400 V
$V_{dc.min}$	380 V
$V_{dc.max}$	420 V
V_{out}	48 V
P_{out}	660 W
f_{max}	120 kHz
f_r	90 kHz
T_D (L6599 Datasheet)	270 ns
C_{ZVS} (ประมาณการ)	350 pF

3.3.2 Resonant Tank Calculation

จากการวิเคราะห์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ด้วย First Harmonic Approximation (FHA) [4] จะสามารถนำสมการมาใช้ในการคำนวณเพื่อออกแบบหาค่าอุปกรณ์ได้ตามขั้นตอนดังนี้

1. จากสมการที่ (2.8) คำนวณอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง (n) โดยออกแบบให้ Resonant Tank Gain ที่แรงดันอินพุตปกติ (M_{nom}) มีค่าเป็นหนึ่ง
2. จากสมการที่ (2.9) และ (2.10) คำนวณ Resonant Tank Gain สูงที่สุดซึ่งเกิดเมื่อแรงดันอินพุตต่ำที่สุดและโหลดสูงที่สุด (M_{max}) และ Resonant Tank Gain ต่ำที่สุดซึ่งเกิดเมื่อแรงดันอินพุตสูงที่สุดและโหลดน้อยที่สุด (M_{min})
3. จากสมการที่ (2.11) คำนวณความถี่ปกติที่สูงที่สุดเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์ ($f_{n.max}$)
4. จากสมการที่ (2.12) คำนวณโหลดตัวต้านทานสะท้อน (R_{ac}) ที่ปรากฏที่หม้อแปลงด้านปฐมภูมิ
5. จากสมการที่ (2.13) คำนวณอัตราส่วนความเหนี่ยวนำ (λ)

6. จากสมการที่ (2.14) จำนวนตัวประกอบกำลังที่ทำให้คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถทำงานใน ZVS Region ได้เมื่อแรงดันอินพุตต่ำที่สุดและโหลดสูงที่สุด ($Q_{ZVS.1}$)

7. จากสมการที่ (2.15) จำนวนตัวประกอบกำลังที่ทำให้คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถทำงานใน ZVS Region ได้เมื่อแรงดันอินพุตสูงที่สุดและโหลดน้อยที่สุด ($Q_{ZVS.2}$)

8. จากสมการที่ (2.16) เลือกค่าตัวประกอบกำลังที่มากที่สุดที่คอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานใน ZVS Region ได้ทุกเงื่อนไข (Q_{ZVS}) โดยเลือกค่าน้อยที่สุดจากค่าตัวประกอบกำลัง 2 ค่าที่คำนวณจากขั้นตอนที่ 6 และ 7

9. จากสมการที่ (2.17) จำนวนความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ต่ำที่สุด (f_{min}) ซึ่งเกิดเมื่อแรงดันอินพุตต่ำที่สุดและโหลดสูงที่สุด

10. จากสมการที่ (2.18) จำนวนอิมพีแดนซ์ที่เอาต์พุตของเรโซแนนซ์แทงค์ (Z_o)

11. จากสมการที่ (2.19) จำนวนตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r)

12. จากสมการที่ (2.20) จำนวนตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r)

13. จากสมการที่ (2.21) จำนวนค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ (L_m)

จากขั้นตอนการคำนวณข้างต้นจะได้ผลการคำนวณดังในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ผลการคำนวณเรโซแนนซ์ทางค้และค่าปรับแก้หลังการ Debug

ขั้นตอนที่	ผลการคำนวณ	ค่าปรับแก้หลังการ Debug
1	$n = 4.167$	$n = 4.0$
2	$M_{max} = 1.053$ $M_{min} = 0.952$	
3	$f_{n.max} = 1.33$	
4	$R_{ac} = 49.175$	
5	$\lambda = 0.114$	
6	$Q_{ZVS.1} = 0.45$	
7	$Q_{ZVS.2} = 0.82$	
8	$Q_{ZVS} = 0.45$	
9	$f_{min} = 67.5 \text{ kHz}$	
10	$Z_o = 22.1 \text{ Ohm}$	
11	$C_r = 80 \text{ nF}$	$C_r = 80 \text{ nF}$
12	$L_r = 39 \text{ uH}$	$L_r = 39 \text{ uH}$
13	$L_m = 342 \text{ uH}$	$L_m = 270 \text{ uH}$

3.4 การออกแบบวงจรควบคุม

3.4.1 IC Resonant Controller L6699

IC L6699 คือ วงจรรวมสำหรับควบคุมการทำงานของฮาร์ดพบริดจ์เรโซแนนซ์โทโพโลยี โดยเฉพาะ ซึ่งสามารถใช้งานได้กับวงจรเรโซแนนซ์ทั้งแบบแอลแอลซีและแอลซีซี มีหลักการทำงานคือ ควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยการเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ซึ่งซึ่งไปขับ Half-bridge MOSFET โดยสัญญาณขับมีเฟสต่างกัน 180 องศา ขนาด Duty Cycle 50 เปอร์เซ็นต์ และมีการปรับ Dead Time อัตโนมัติ

ผู้ออกแบบสามารถจัดช่วงความถี่สวิตซ์ซึ่งใช้งานของวงจรได้โดยการปรับค่าอุปกรณ์ ออสซิลเลเตอร์ภายนอกวงจรรวม

อุปกรณ์ภายนอกวงจรรวมทั้งหมดสามารถคำนวณได้โดยใช้โปรแกรมช่วยคำนวณสำหรับ IC L6699 ซึ่งได้รับการสนับสนุนจากบริษัทผู้ผลิตวงจรโดยตรง โดยมีการใช้งานดังรูปที่ 3.2

Parameter	Name	Value	Unit
Minimum operating frequency from design	$f_{sw.MIN}$	45.0	kHz
Maximum operating frequency from design	$f_{sw.MAX}$	122.9	kHz

Insert data in YELLOW cells			
Please insert data	Name	Value	Unit
Minimum oscillator frequency	$f_{osc.MIN}$	45	kHz
Maximum oscillator frequency	$f_{osc.MAX}$	123	kHz
Oscillator start-up frequency (about four times $f_{sw.MIN}$)	$f_{osc.MAX-stup}$	150	kHz
Select the oscillator capacitor (typical values in 200pF - 1000pF range)	C_f	680	pF

Insert data in YELLOW cells			
Parameter	Name	Value	Unit
Minimum oscillator frequency setting resistor	$R_{f.min}$	10.89	k Ω
	Select =>	10	k Ω
Minimum oscillator frequency recalculation after $R_{f.min}$ selection	$f_{osc.min}$	49	kHz
Soft-start frequency setting resistor	R_{ss}	4.85	k Ω
	Select =>	4.7	k Ω
Soft-start frequency recalculation after R_{SS} selection	$f_{osc.max-stup}$	153	kHz
Soft-start timing capacitor (empirically)	C_{ss}	0.700	μ F

รูปที่ 3.2 L6699 Design Workbook

3.4.2 Feedback Current Sharing

สำหรับวงจรป้อนกลับแรงดันได้เลือกใช้อิพออนกลับแบบถ่วงน้ำหนัก โดยรวมสัญญาณแรงดันจาก 2 เอาต์พุต ซึ่งสามารถคำนวณค่าตัวต้านทานที่ใช้ในการจำกัดน้ำหนักของแต่ละเอาต์พุตได้จากสมการที่ (2.22), (2.23) และ (2.24) โดยมีตัวแปรในการออกแบบและผลการคำนวณดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ผลการคำนวณ Feedback Current Sharing

Design input parameter	ผลการคำนวณ	ค่าปรับแก้หลังการ Debug
$i_0 = 1 \text{ mA}$ $W_1 = 0.5$ $W_2 = 0.5$ $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$ (TL431 datasheet) $V_{out1} = 48 \text{ V}$ $V_{out2} = 12 \text{ V}$	$R_0 = 2.5 \text{ k}\Omega$ $R_1 = 91 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 19 \text{ k}\Omega$	$R_0 = 2.4 \text{ k}\Omega$ $R_1 = 91 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$

บทที่ 4

ผลการดำเนินโครงการ

4.1 บทนำ

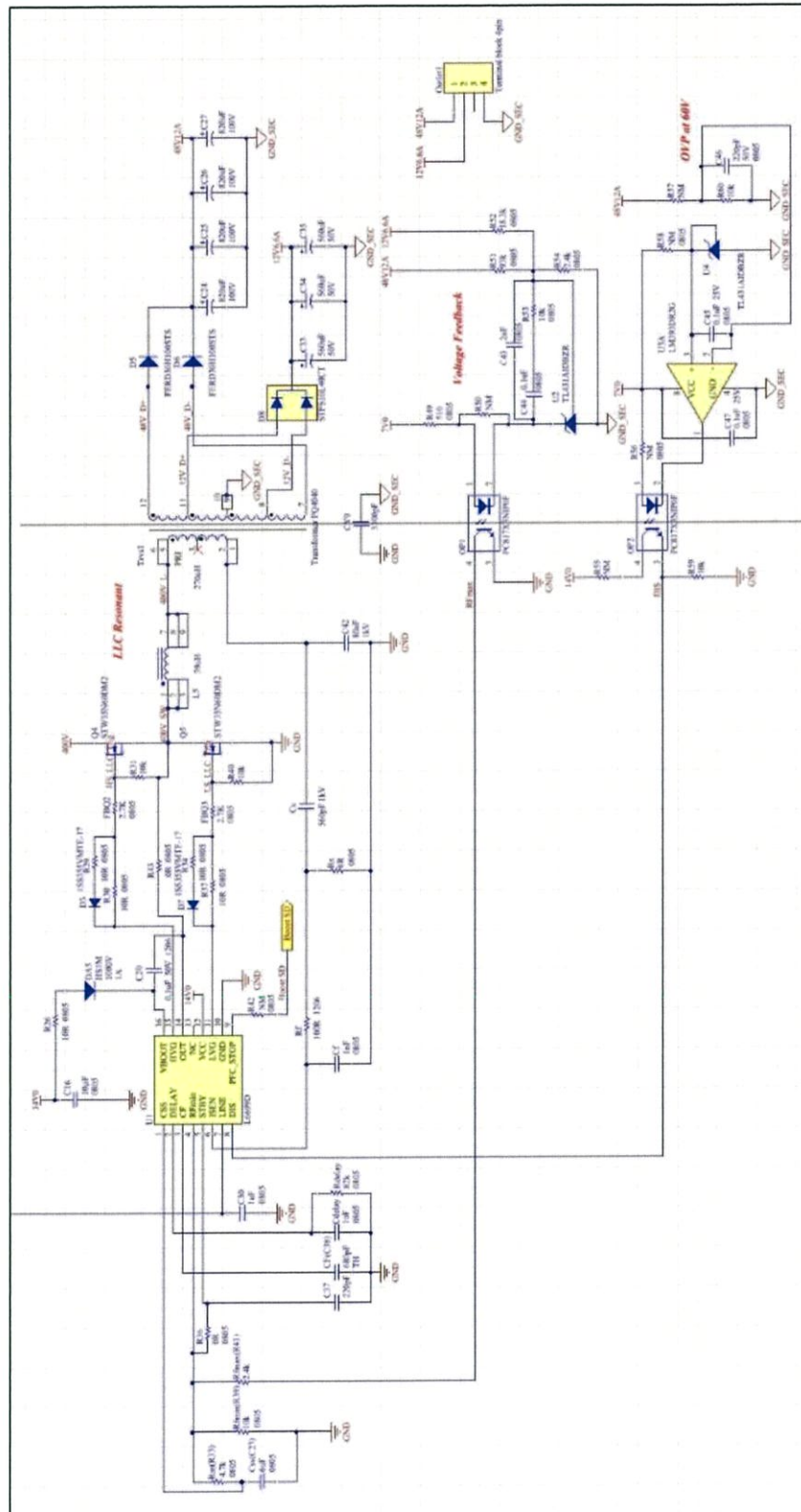
บทนี้นำเสนอผลการทดสอบการทำงานของวงจรฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นโดยวัสดุปัญญาในวงจร และพิจารณาลักษณะที่สำคัญของวงจรดังนี้

1. การทดสอบ Cross/Line Regulation
2. การทดสอบ Output Timing
3. การทดสอบ Ripple and Noise
4. การทดสอบประสิทธิภาพ
5. การทดสอบ Thermal Derating

อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลองได้แก่

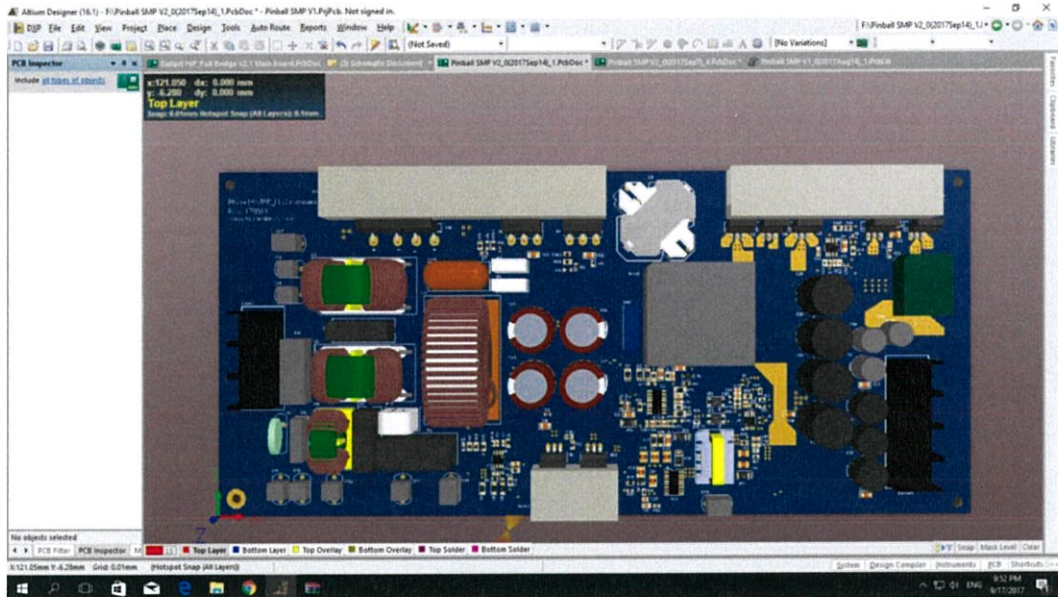
1. Programmable AC Source 1000VA ของ CHROMA รุ่น 61602
2. DC Electronic Load 100W x 2(Dual) ของ CHROMA รุ่น 63600
3. Digital Oscilloscope ของ Keysight รุ่น DSO-X 3024T
4. Digital Multimeter ของ Fluke รุ่น 189
5. Digital Clamp Multimeter ของ Fluke รุ่น 325
6. Differential Probe
7. Current Probe
8. Signaling Probe
9. Data Logger GRAPHTEC Midi Logger GL820

ทั้งนี้ การทดสอบนี้ถูกทดสอบโดยใช้ทั้งระบบของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซีฟฟลาย โดยมีวงจรส่วน Front End ซึ่งประกอบด้วยชุดวงจร EMI Filter และ Boost PFC ด้วย ซึ่งวงจรส่วน Front End นี้เป็นวงจรที่ทางบริษัทได้ทำการทดสอบผ่านแล้ว

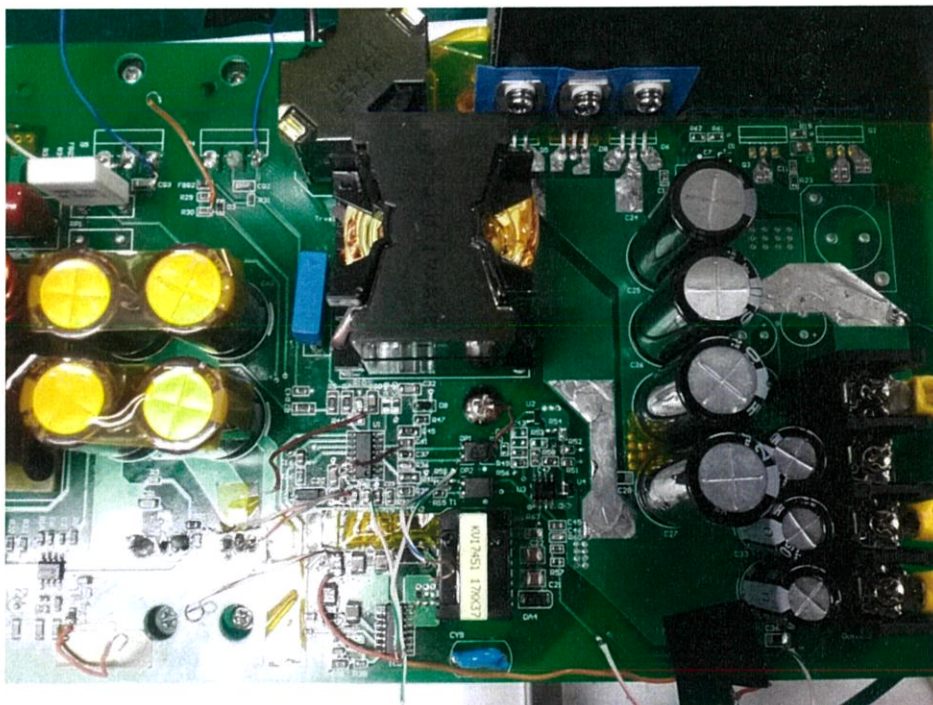


รูปที่ 4.1 Schematic วงจรฮาร์ดแวร์ที่แอลแลคซีโรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์พร้อมวงจรควบคุม

จากรูปที่ 4.1 เป็น Schematic ของวงจรทั้งหมดในสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งออกแบบบนโปรแกรม Altium Designer และทำการวางอุปกรณ์จำลองดังรูปที่ 4.2 จากนั้นจึงทำการประกอบวงจรจริงได้เป็นดังรูปที่ 4.3

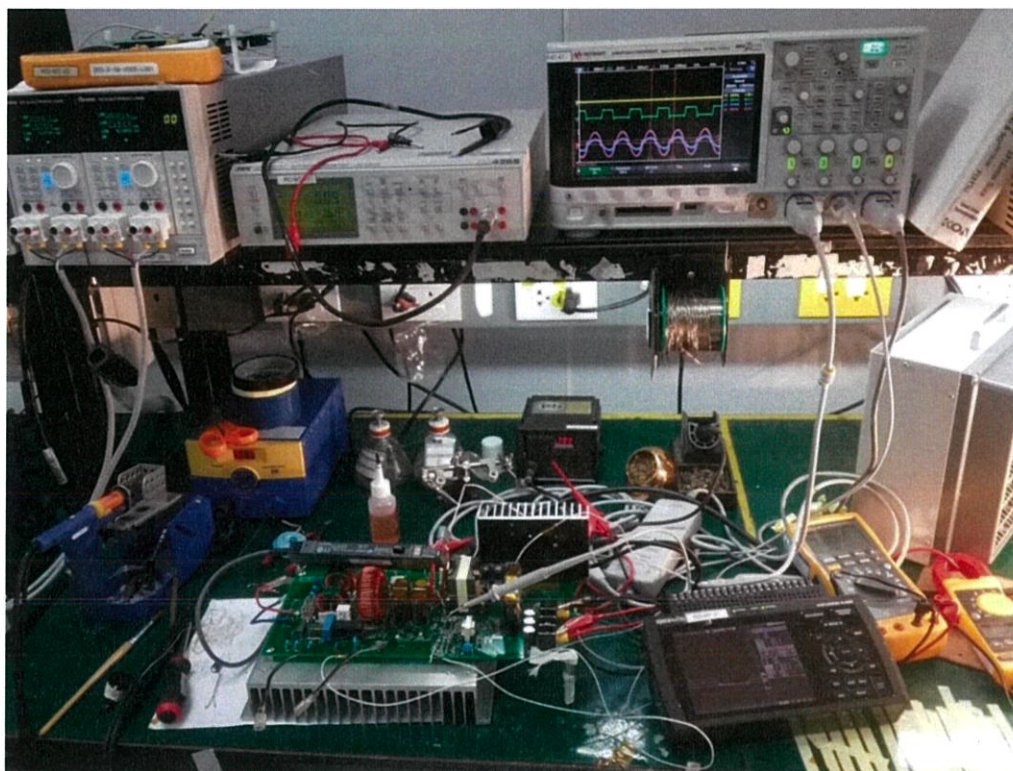


รูปที่ 4.2 ภาพแบบจำลอง 3D ด้วย Solidworks ของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

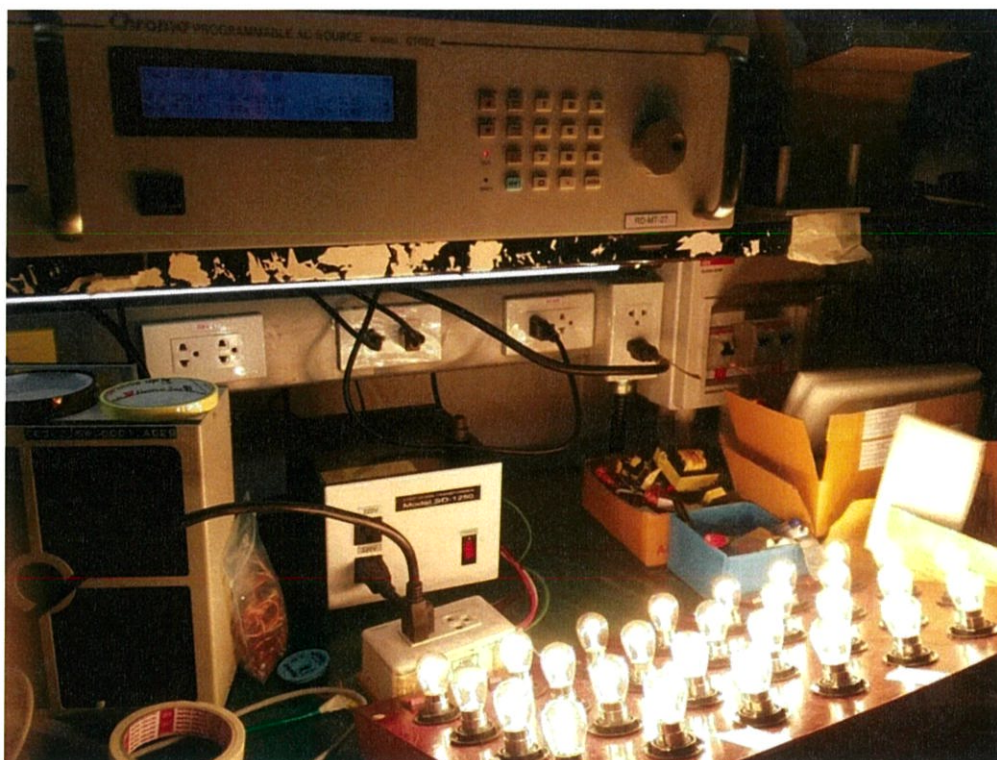


รูปที่ 4.3 ภาพถ่ายของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

รูปที่ 4.4 และ 4.5 แสดงตัวอย่างการ Set Up สวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายเพื่อทดสอบ
สมรรถนะการทำงานด้านต่างๆ



รูปที่ 4.4 ภาพถ่ายตัวอย่างการ Set Up เพื่อทดสอบ

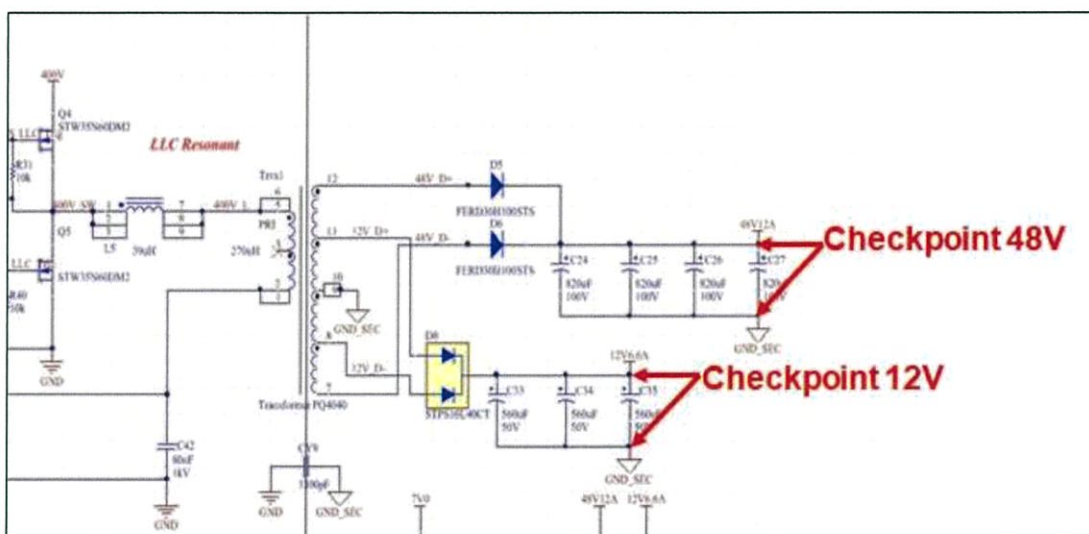


รูปที่ 4.5 ภาพถ่ายโหลดหลอดไฟที่ใช้ทดสอบ

4.2 การทดสอบ Cross/Line Regulation

วิธีการทดลอง

1. ต่อ AC Source เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
2. ต่อสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายกับโหลดโดยนำเอาต์พุต 48V ต่อกับชุดโหลดหลอดไฟที่เตรียมไว้ และนำเอาต์พุต 12V ต่อกับ DC Electronic Load
3. ต่อ Digital Multimeter วัดแรงดันเอาต์พุตที่ Checkpoint 48V และ 12V ในวงจร ดังรูปที่ 4.6
4. คล้อง Digital Clamp Multimeter กับสายไฟที่ต่อโหลดทั้ง 2 เอาต์พุต เพื่อวัดกระแส
5. เริ่มเปิด AC Source และตั้งโหลดตามเงื่อนไขต่างๆ ดังตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.6 จุดทดสอบ Cross/Line Regulation บน Schematic

ตารางที่ 4.1 ผล Cross/Line Regulation

Load condition			Output voltage (V)					
No.	12V	48V	$V_{in}=120V_{rms}$		$V_{in}=220V_{rms}$		$V_{in}=265V_{rms}$	
			48V	12V	48V	12V	48V	12V
1	No load	No load	50.22	12.2	50.22	12.2	50.22	12.2
2	0.1A	0.1A	50.1	12.2	50.1	12.2	50.1	12.2
3		1.77A	48.81	12.1	48.79	12.1	48.8	12.1
4		5.27A	48.19	12.1	48.2	12.1	48.21	12.1
5		12.28A	46.74	12.1	46.77	12.1	46.77	12.1
6	0.2A	0.1A	50.56	12.1	50.56	12.1	50.56	12.1
7		0.2A	49.84	12.2	49.84	12.2	49.84	12.2
8		0.1A	51.58	11.8	51.59	11.8	51.57	11.8
9	1A	0.2A	49.95	12.0	49.94	12.0	49.93	12.0
10		1.77A	49.08	12.0	49.09	12.0	49.09	12.0
11		5.27A	48.58	11.9	48.58	11.9	48.57	11.9
12		12.28A	47.55	11.8	47.55	11.3	47.55	11.8
13		0.1A	51.99	11.6	51.99	11.6	52.01	11.6
14	3A	0.2A	50.32	11.7	50.32	11.7	50.32	11.7
15		1.77A	49.37	11.7	49.35	11.7	49.36	11.7
16		5.27A	48.85	11.7	48.85	11.7	47.86	11.7
17		12.28A	47.86	11.6	47.88	11.6	47.89	11.6
18		0.1A	50.87	11.4	50.87	11.4	50.88	11.4
19	6.5A	0.4A	50.36	11.4	50.36	11.4	50.36	11.4
20		1.77A	49.84	11.4	49.85	11.4	49.86	11.4
21		5.27A	49.25	11.4	49.26	11.4	49.26	11.4
22		12.28A	48.28	11.4	48.3	11.4	48.31	11.4
Output voltage	Max		51.99	12.2	51.99	12.2	52.01	12.2
	Min		46.74	11.4	46.77	11.4	46.77	11.4
Remark color: Fail								

ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการให้บรรลุเงื่อนไข

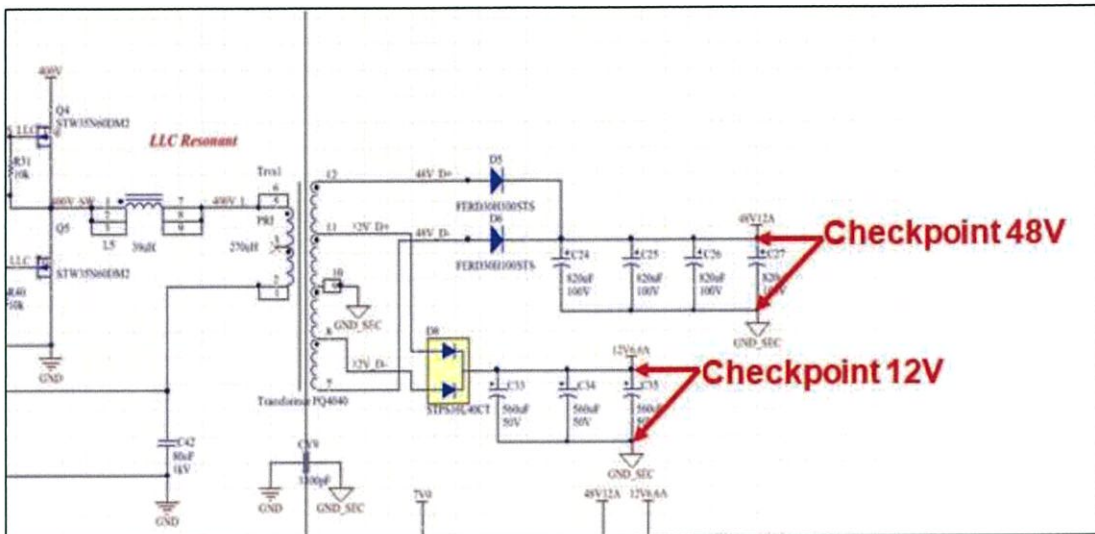
Require output tolerance (5%)		
48V+/- 2.4	Max	50.4
	Min	45.6
12V+/- 0.6	Max	12.6
	Min	11.4

จากผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ V_{in} และโหลดต่างๆ ตามในตารางที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต 12V ได้คงที่อยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ตามข้อกำหนด แต่แรงดันเอาต์พุต 48V มีบางเงื่อนไขที่แรงดันไม่อยู่ในช่วงที่ต้องการตามข้อกำหนดตามตารางที่ 4.2 ดังจะเห็นได้ในช่องตารางสีแดง ซึ่งเกิดขึ้นที่เงื่อนไขที่ดึงโหลดจากเอาต์พุต 48V น้อยๆ จะทำให้แรงดันเกิน 50.4V ที่ยอมรับได้

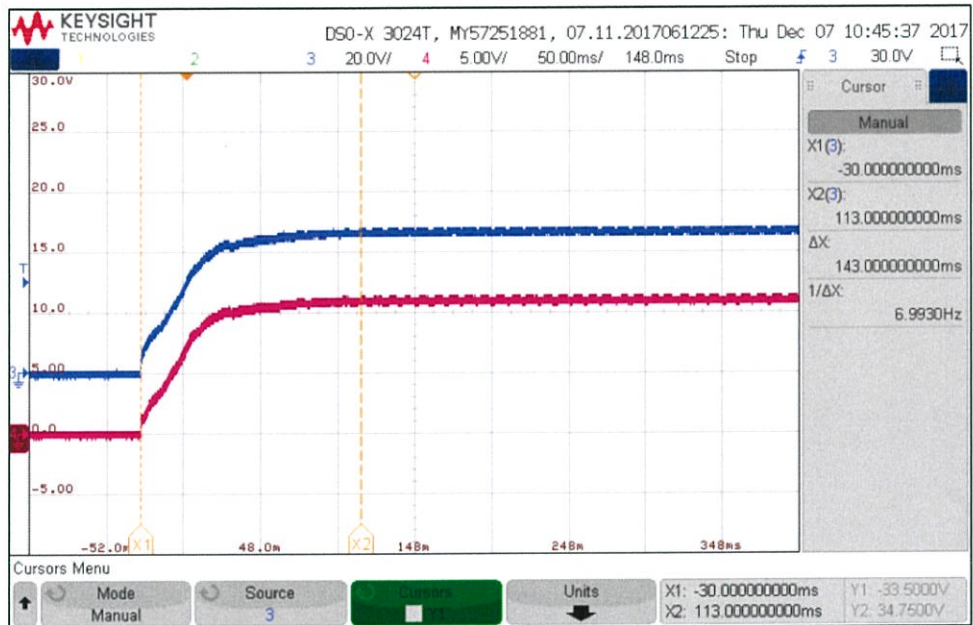
4.3 การทดสอบ Output Timing

วิธีการทดลอง

1. ต่อ AC Source เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
2. ต่อสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายกับโหลดโดยนำเอาต์พุต 48V ต่อกับชุดโหลดหลอดไฟที่เตรียมไว้ และนำเอาต์พุต 12V ต่อกับ DC Electronic Load
3. ต่อ Signaling Probe เพื่อจับรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ Checkpoint 48V และ 12V ในวงจรดังรูปที่ 4.7
4. เริ่มเปิด AC Source โดยให้ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดึงโหลดสูงที่สุด (48V/12.28A, 12V/6.5A) จับสัญญาณขณะ Rise Time และ Fall Time ตามลำดับ



รูปที่ 4.7 จุดทดสอบ Output Timing บน Schematic



รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณ Rise Time ของแรงดันเอาต์พุต 48V (CH3 : 20V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต 12V (CH4 : 5V/div) ที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดิ่งโหลดสูงที่สุด (48V/12.28A, 12V/6.5A)



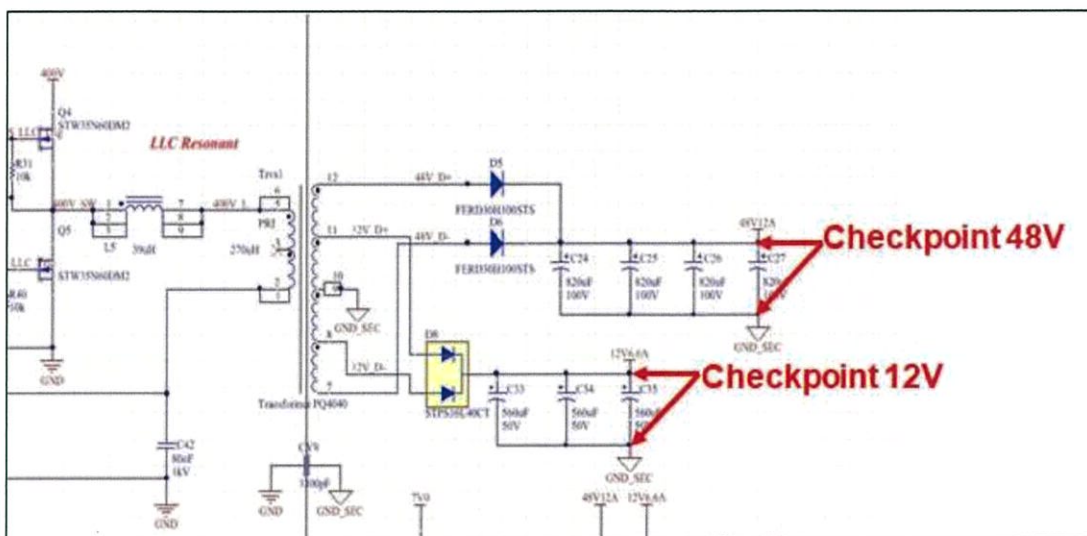
รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณ Fall Time ของแรงดันเอาต์พุต 48V (CH3 : 20V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต 12V (CH4 : 5V/div) ที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดิ่งโหลดสูงที่สุด (48V/12.28A, 12V/6.5A)

จากรูปที่ 4.8 ทำการวัด Rise Time ได้เท่ากับ 143 ms และจากรูปที่ 4.9 ทำการวัด Fall Time ได้เท่ากับ 80 ms

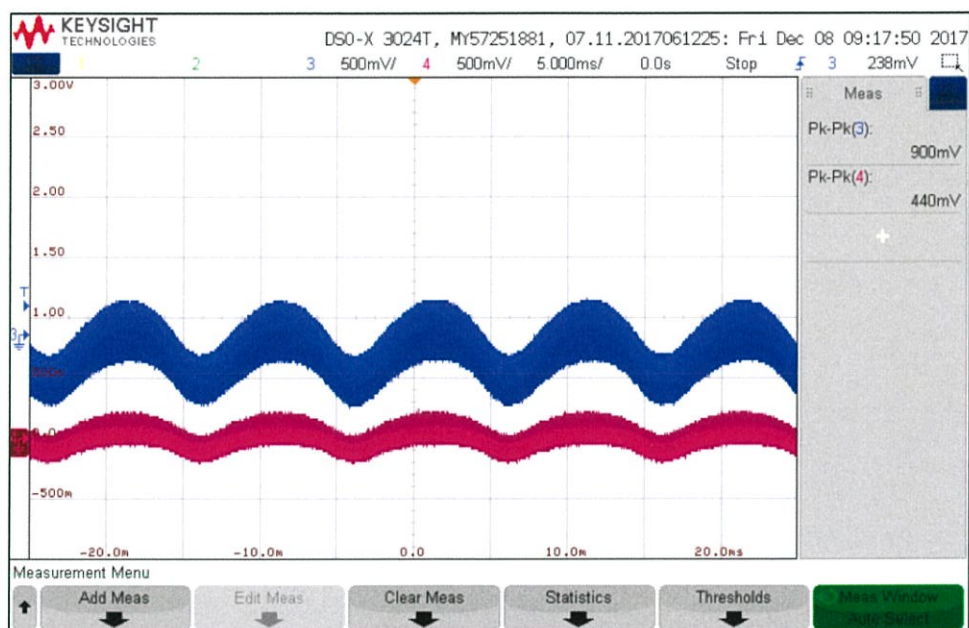
4.4 การทดสอบ Ripple and Noise

วิธีการทดลอง

1. ต่อ AC Source เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย
2. ต่อสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายกับโหลดโดยนำเอาต์พุต 48V ต่อกับชุดโหลดหลอดไฟที่เตรียมไว้ และนำเอาต์พุต 12V ต่อกับ DC Electronic Load
3. ต่อ Signaling Probe และปรับ Coupling Mode ที่ Oscilloscope เป็น AC Coupling เพื่อจับรูปสัญญาณ Ripple and Noise ของเอาต์พุตที่ Checkpoint 48V และ 12V ดังในรูปที่ 4.10
4. เริ่มเปิด AC Source โดยให้ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดิ่งโหลดสูงที่สุด (48V/12.28A, 12V/6.5A) จับสัญญาณ Ripple ของทั้ง 2 เอาต์พุต ที่ Steady State



รูปที่ 4.10 จุดทดสอบ Ripple and Noise บน Schematic



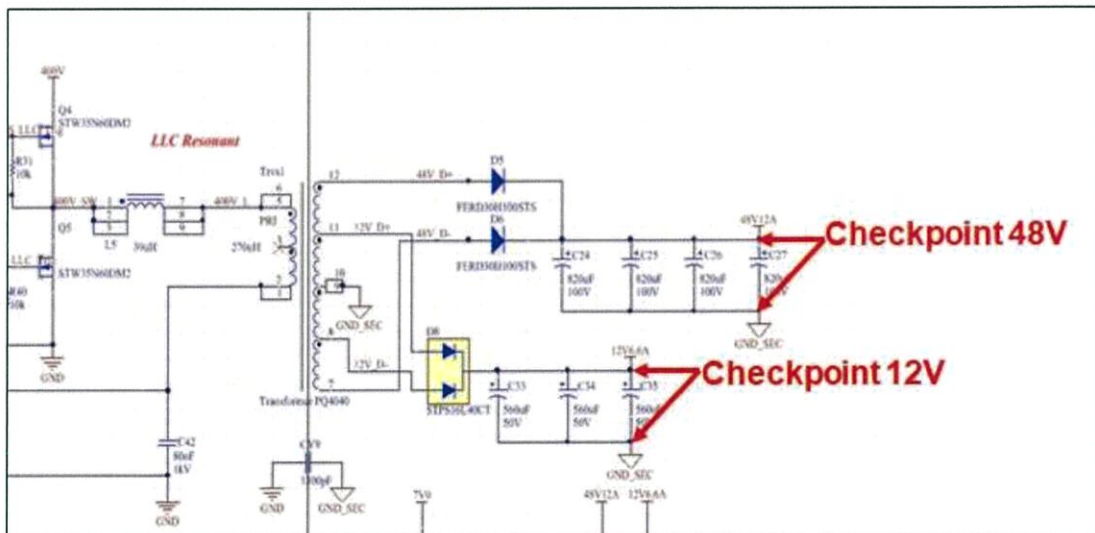
รูปที่ 4.11 รูปสัญญาณ Ripple and Noise ของแรงดันเอาต์พุต 48V (CH3 : 500mV/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต 12V (CH4 : 500mV/div) ที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และดึงโหลดสูงสุดที่สุด ($48V/12.28A$, $12V/6.5A$)

จากรูปที่ 4.11 ที่สภาวะการดึงโหลดสูงสุดที่สุดจากสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ทำการวัดขนาดแรงดัน Ripple ของเอาต์พุต 48V และ 12V ได้เท่ากับ 900mV และ 440mV ตามลำดับ

4.5 การทดสอบประสิทธิภาพ

วิธีการทดลอง

1. ต่อ AC Source เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับสวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย
2. ต่อสวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายกับโหลดโดยนำเอาต์พุต 48V ต่อกับชุดโหลดหลอดไฟที่เตรียมไว้ และนำเอาต์พุต 12V ต่อกับ DC Electronic Load
3. ต่อ Digital Multimeter วัดแรงดันเอาต์พุตที่ Checkpoint 48V และ 12V ในวงจร ดังรูปที่ 4.12
4. คล้อง Digital Clamp Multimeter กับสายไฟที่ต่อโหลดทั้ง 2 เอาต์พุต เพื่อวัดกระแส
5. เริ่มเปิด AC Source โดยทดสอบที่แรงดันอินพุต $V_{in} = 120V_{rms}/50Hz, 220V_{rms}/50Hz, 265V_{rms}/50Hz$ และดึงโหลดตามเงื่อนไขต่างๆ พร้อมทั้งบันทึกกำลังไฟฟ้า (P_{in}) ที่ AC Source ดังตารางที่ 4.3, 4.4 และ 4.5



รูปที่ 4.12 จุดทดสอบประสิทธิภาพบน Schematic

ตารางที่ 4.3 ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยทดสอบที่ $V_{in} = 120V_{rms}/50Hz$

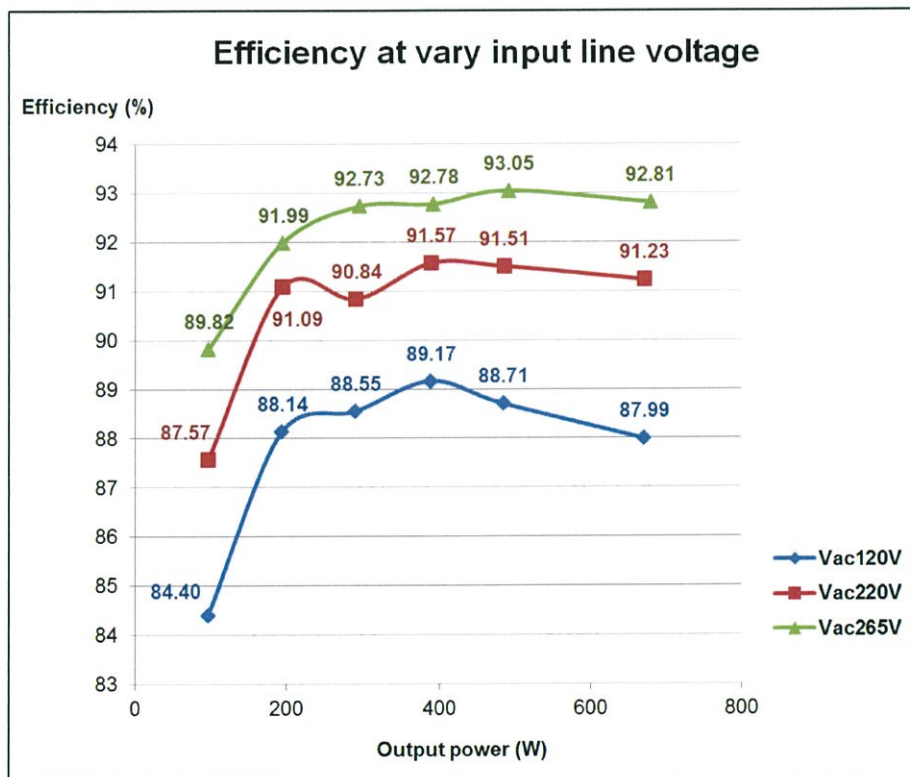
Load condition	48V		12V		P_{out}	P_{in}	Efficiency (%)
	V	I	V	I			
1	49.02V	1.72A	11.9V	1A	96.22W	114W	84.40%
2	48.94V	3.48A	11.8V	2A	193.90W	220W	88.14%
3	48.84V	5.21A	11.7V	3A	289.56W	327W	88.55%
4	48.77V	7.02A	11.6V	4A	388.77W	436W	89.17%
5	48.66V	8.79A	11.5V	5A	485.22W	547W	88.71%
6	48.33V	12.34A	11.4V	6.5A	670.49W	762W	87.99%

ตารางที่ 4.4 ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยทดสอบที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$

Load condition	48V		12V		P_{out}	P_{in}	Efficiency (%)
	V	I	V	I			
1	49.03V	1.72A	12.0V	1A	96.33W	110W	87.57%
2	48.95V	3.5A	11.8V	2A	194.93W	214W	91.09%
3	48.87V	5.23A	11.7V	3A	290.69W	320W	90.84%
4	48.83V	7.02A	11.6V	4A	389.19W	425W	91.57%
5	48.73V	8.81A	11.5V	5A	486.81W	532W	91.51%
6	48.41V	12.34A	11.4V	6.5A	671.48W	736W	91.23%

ตารางที่ 4.5 ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง โดยทดสอบที่ $V_{in} = 265V_{rms}/50Hz$

Load condition	48V		12V		P_{out}	P_{in}	Efficiency (%)
	V	I	V	I			
1	49.14V	1.73A	12.0V	1A	97.01W	108W	89.82%
2	49.06V	3.49A	11.9V	2A	195.02W	212W	91.99%
3	48.96V	5.30A	11.8V	3A	294.89W	318W	92.73%
4	48.89V	7.07A	11.7V	4A	392.45W	423W	92.78%
5	48.79V	8.90A	11.6V	5A	492.23W	529W	93.05%
6	48.46V	12.49A	11.4V	6.5A	679.37W	732W	92.81%



รูปที่ 4.13 ผล Efficiency Curve ทดสอบที่ V_{in} ต่างๆ

4.6 การทดสอบ Thermal Derating

วิธีการทดลอง

1. ต่อ AC Source เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย
2. ต่อสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายกับโหลดโดยนำเอาต์พุต 48V ต่อกับชุดโหลดหลอดไฟที่เตรียมไว้ และนำเอาต์พุต 12V ต่อกับ DC Electronic Load
3. ติดสาย Thermocouple Type K เพื่อวัดอุณหภูมิที่อุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร ดังตารางที่ 4.6
4. เริ่มเปิด AC Source โดยให้ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และตั้งโหลดสูงสุด (48V/12.28A, 12V/6.5A) ทดสอบเป็นเวลา 1 ชั่วโมงแล้วบันทึกผลอุณหภูมิที่อ่านได้จาก Data Logger ตารางที่ 4.6 ผลการวัดอุณหภูมิที่อุปกรณ์ในวงจร โดยทดสอบที่ $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz$ และตั้งโหลดสูงสุด (48V/12.28A, 12V/6.5A) เป็นเวลา 1 ชั่วโมง

ตารางที่ 4.6 ผลทดสอบ Thermal Derating

Design No.	Functional	Standard	Measure
		Max Rating Tmax (°C)	temperature (°C)
L5 (Resonant inductor)	RM12 core	-	65
	Wire	-	75
Trvs1 (Transformer)	PQ40 core	-	64
	Wire	-	73.1
Q4	High side half-bridge	150	48.9
Q5	Low side half-bridge	150	47.1
D5	Rectify diode	175	67.4
D6	Rectify diode	175	59.7
D8	Rectify diode (STPS10L40CT)	175	59.9
Secondary track (48V12A track)		-	65

บทที่ 5

สรุปผลการดำเนินโครงการและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการดำเนินงาน

จากการทดสอบวงจรฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ข้อสรุปดังนี้

1. วงจรฮาร์ฟบริดจ์แอลแอลซีเรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้เมื่อกระแสเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงดังตารางที่ 4.1 ทั้งนี้ยังมีบางเงื่อนไขของโหลดที่ทำให้แรงดันเอาต์พุต 48V ไม่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการ ($48V \pm 5\%$) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อทำการตั้งโหลดจากเอาต์พุต 48V น้อยๆ สาเหตุเกิดจากการ Balance Current Sharing ในวงจร Feedback ที่ยังไม่เหมาะสม

2. ผลการวัดประสิทธิภาพที่สภาวะต่างๆดังตารางที่ 4.3, 4.4 และ 4.5 และสรุปได้เป็น Efficiency curves ดังในรูปที่ 4.13 พบว่าประสิทธิภาพของทั้งระบบของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายสูงเป็นที่น่าพอใจ คือ 87.99% ที่แรงดัน Low Line ($V_{in} = 120V_{rms}/50Hz$) และสูงกว่า 90% ที่แรงดัน $V_{in} = 220V_{rms}/50Hz, 265V_{rms}/50Hz$ โดยทดสอบที่โหลดสูงที่สุด ($48V/12.28A, 12V/6.5A$)

3. จากผลการทดสอบ Thermal Derating ดังตารางที่ 4.6 พบว่าเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเป็นความร้อนที่อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำน้อย รวมทั้งอุปกรณ์อื่นๆ ซึ่งเป็นผลลัพธ์ที่ทำให้วงจรนี้เหมาะสมอย่างยิ่งที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายอื่นๆ

4. โครงการนี้สามารถใช้เป็นแนวทางในการศึกษาวิจัยและพัฒนาวงจรแอลแอลซีเรโซแนนซ์ต่อไป

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. การวางแผนการดำเนินงานที่ดี มีการเผื่อระยะเวลาสำหรับส่วนงานที่ซับซ้อน จะทำให้เวลาการทำงานลงตัวและสำเร็จลุล่วงด้วยดี

2. การวางตัวและสื่อสารกับคนในองค์กรเป็นสิ่งสำคัญ เพราะในการทำงานจำเป็นต้องพึ่งพาความสามารถและความร่วมมือของเพื่อนร่วมงาน รวมทั้งรับคำแนะนำจากผู้อาวุโสที่ดูแล

3. ความรู้พื้นฐานในสายงานที่ปฏิบัติเป็นสิ่งจำเป็น เพราะจะช่วยให้สามารถทำงานออกมาได้อย่างราบรื่น ทั้งนี้ยังมีองค์ความรู้ใหม่หลายอย่างที่ต้องเรียนรู้ใหม่จากการทำงานจริงด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] Jin, Jeff. **Application Note for an LLC Resonant Converter Using Resonant Controller HR1000**. Monolithic Power System, 2554.
- [2] Abdel-Rahman, Sam. **Resonant LLC Converter: Operation and Design**. Infineon Technologies North America (IFNA) Corp, 2555.
- [3] **Multi-Output Flyback Off-line Power supply** (Online). 25 มกราคม 2561.
Available: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND351-D.PDF>
- [4] **LLC resonant half-bridge converter design guideline AN2450**. 5th ed. STMicroelectronics, 2550.
- [5] **PWM คืออะไร** (Online). 30 มกราคม 2561.
Available: <https://www.thitiblog.com/blog/6142>
- [6] อาจารย์ณรงค์ฤทธิ์ เสนาจิตร. (2559). **การสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำ**. กรุงเทพฯ: คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- [7] อาจารย์วาทัญญู มีศรีสุข. **เทคนิคการลดความสูญเสียในสวิตซ์สารกึ่งตัวนำ**. กรุงเทพฯ: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- [8] **เวลาฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time)** (Online). 30 มกราคม 2561.
Available: <https://fivedots.coe.psu.ac.th/~kpatimakorn/240-206/chap2/chap2-6.html>
- [9] สายัณห์ เกลี้ยงสิน และ นิวัฒน์ ไชยด่าง. (2550). **สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า**. กรมวิทยาศาสตร์บริการ ฝ่ายเครื่องมือวิทยาศาสตร์

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวสุชานาถ คเชนทร์สุรพันธ์
วัน เดือน ปีเกิด	22 กรกฎาคม พุทธศักราช 2538
ที่อยู่ปัจจุบัน	93/57 ถ.ศรีชมชื่น ต.หมากแข้ง อ.เมือง จ.อุดรธานี 41000
เบอร์โทรศัพท์	094-1861874
E-mail	suchanart895@gmail.com

ประวัติการศึกษา

พุทธศักราช 2546-2551	สำเร็จการศึกษาระดับชั้นประถมศึกษา จาก โรงเรียนอุดรคริสเตียนวิทยา อุดรธานี
พุทธศักราช 2552-2554	สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้น สายการเรียนคณิตศาสตร์ วิทยาศาสตร์ จาก โรงเรียนอุดรพิทยานุกูล อุดรธานี
พุทธศักราช 2555-2557	สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย สายการเรียนคณิตศาสตร์-วิทยาศาสตร์ จาก โรงเรียนอุดรพิทยานุกูล อุดรธานี
พุทธศักราช 2558-2561	ศึกษาระดับอุดมศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์ ภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร

ประวัติการทำงาน

พุทธศักราช 2560	ฝึกงานบริษัท ไทยเจอร์เทค จำกัด ฝ่ายออกแบบและพัฒนาฮาร์ดแวร์
พุทธศักราช 2560	ฝึกงานบริษัท ชัมมิท อีเล็กทรอนิกส์ คอมโพเนนท์ จำกัด ฝ่ายวิจัยและพัฒนา