

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบสามระดับสองเอาต์พุต
ที่ถูกดัดแปลงสำหรับประยุกต์ใช้งานกับเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ

A MODIFIED TWO-OUTPUT THREE-LEVEL SERIES-RESONANT INVERTER
FOR INDUCTION MELTING APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-D-018-190

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบสามระดับสองเอาต์พุต
ที่ถูกดัดแปลงสำหรับประยุกต์ใช้งานกับเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ

A MODIFIED TWO-OUTPUT THREE-LEVEL SERIES-RESONANT INVERTER
FOR INDUCTION MELTING APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-D-018-190

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A MODIFIED TWO-OUTPUT THREE-LEVEL SERIES-RESONANT INVERTER
FOR INDUCTION MELTING APPLICATIONS



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

2017

KMITL-2017-EN-D-018-190

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบสามระดับสองเอาต์พุตที่ถูกดัดแปลงสำหรับ
ประยุกต์ใช้งานกับเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ
Thesis Title A Modified Two-Output Three-Level Series-Resonant Inverter for Induction
Melting Applications
นักศึกษา นายทัญญู มีศรีสุข
รหัสประจำตัว 57601022
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม) ผศ.ดร.วราชาติ สุวรรณงาม
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMIL-2017-EN-D-018-190

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.สลิทธิพิทย์	สินธุสนธิชาติ	ศิริศิริพงษ์
รศ.ดร.วิจิตร	กนิมเรศ	Amr
ดร.ภพ	จันทร์เจริญสุข	อนุวัฒน์
รศ.ดร.สมยศ	เกียรติวินชวิไล	
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 7 ธันวาคม พ.ศ. 2560 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 7 ธันวาคม พ.ศ. 2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

วงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบสามระดับ
สองเอาต์พุตที่ถูกดัดแปลงสำหรับประยุกต์ใช้งานกับ
เครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ

นักศึกษา

นายวาทัญญู มีศรีสุข

รหัสประจำตัว

57601022

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2560

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ.ดร.วรชาติ สุวรรณงาม

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์สามระดับแบบสองเอาต์พุตซึ่งใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมพร้อมด้วยผลการทดสอบการทำงานของวงจรโดยการนำไปประยุกต์ใช้กับงานหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ โดยวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์สามระดับถูกนำมาใช้งานสำหรับกึ่งอินเวอร์เตอร์ในแต่กึ่งเนื่องจากมีข้อดีคือสามารถขนาดของแรงดันแค้นที่เกิดขึ้นกับสวิตช์ในวงจรในการควบคุมการทำงานของวงจรมีจะเลือกใช้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสพร้อมด้วยเทคนิคการควบคุมแบบปรับความถี่เข้ามาใช้งานเพื่อรักษาสภาวะการทำงานแบบแรงดันศูนย์ตลอดช่วงของการทำงานในทุกย่านโหลด นอกจากนั้นแล้วสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสนั้นยังสามารถให้รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เป็นรูปคลื่นที่มีความสมมาตร ซึ่งนำไปสู่การลดค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสของวงจร รวมไปถึงการลดความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์โมนิกส์ในแกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงลงได้เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบอื่นๆ วงจรที่ได้นำเสนอได้ถูกออกแบบ สร้างและทดสอบการทำงานโดยมีพิกัดกำลังไฟฟ้ารวมสูงสุดที่ 3 กิโลวัตต์ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขาเข้า 380 โวลต์ (ไลน์-ไลน์) 50 เฮิร์ตซ์ ความถี่การทำงานของสวิตช์ตั้งแต่ 45.28 ถึง 62.79 กิโลเฮิร์ตซ์ จากการทดสอบพบว่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรมีค่าเท่ากับ 93.64 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	A MODIFIED TWO-OUTPUT THREE-LEVEL SERIES- RESONANT INVERTER FOR INDUCTION MELTING APPLICATIONS
Student	Mr. Watanyu Meesrisuk
Student ID.	57601022
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Anuwat Jangwanitlert
Thesis Co-advisor	Asst. Prof. Dr. Warachart Suwan-ngam

ABSTRACT

This thesis aims to present a two-output three-level series-resonant inverter (TOTL SR inverter) together with an implementation and experiments for an induction melting application. A three-level circuit is applied for each branch of inverter in order to decrease the voltage stress on switching devices. A phase-shifted pulse-width modulation with variable frequency control (PSPWM with VFC) is applied for providing and maintaining a zero-voltage switching (ZVS) condition over a wide load range. In addition, the PSPWM could provide symmetrical output voltage and current waveforms which results in decreasing the THD_v and THD_i of output waveforms and harmonic losses of high frequency (HF) transformer cores comparing to other PWM schemes. Finally, the prototype was designed, built and tested to verify the consistency between the experimental results and theories of the proposed inverter. The proposed inverter was designed and tested at 3 kW of rated power, input ac voltage of 380 V_{L-L} 50 Hz, switching frequency from 45.28 to 62.79 kHz. It is found that the maximum efficiency is 93.64 %.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประสบความสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษารศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ และอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ผศ.ดร.วรชาติ สุวรรณงาม ที่ได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยของข้าพเจ้ามาโดยตลอดและได้กรุณาตรวจพิจารณาแก้ไขจนกระทั่งวิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้าสำเร็จสมบูรณ์เป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ ดร.ธรรมฉัตร กงวิรัตน์และน้องๆนักศึกษาในห้องปฏิบัติการที่คอยช่วยเหลือตลอดจนให้คำปรึกษาจนกระทั่งข้าพเจ้าสามารถก้าวผ่านปัญหาที่เกิดขึ้นได้เป็นอย่างดี

นอกจากนั้นข้าพเจ้าต้องขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่อนุญาตให้เบิกใช้เครื่องมือ ตลอดจนเจ้าหน้าที่ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่านที่อำนวยความสะดวกในสิ่งที่จำเป็นต่อการทำวิจัยของข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้า ขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา และบุคคลในครอบครัวซึ่งให้กำลังใจและให้การสนับสนุนข้าพเจ้าในด้านการเรียน ตลอดจนถึงครูบาอาจารย์ที่รักและเคารพทุกท่านตั้งแต่ชั้นอนุบาลจนถึงปัจจุบัน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทถ่ายทอดวิชาความรู้และประสบการณ์ที่ดีให้กับข้าพเจ้า จนทำให้ข้าพเจ้าประสบความสำเร็จดังที่ตั้งเป้าหมายไว้ จึงขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

วทัณญ มี่ศรีสุข

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูปภาพ.....	VII
สารบัญตาราง.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	7
2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ.....	10
2.3 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	12
2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบต่างๆ.....	14
2.4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์.....	15
2.4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์.....	20
2.4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ.....	22
2.5 การสวิตช์แบบแรงดันศูนย์.....	24
2.6 หลักการพื้นฐานของเฟสล็อกสำหรับงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	25
2.6.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเฟสล็อก.....	27
2.6.2 วงจรตรวจจับเฟส.....	27
2.6.3 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และเผยแพร่ไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร.....	30
3.1 หลักการทำงานของวงจร.....	30
3.2 การวิเคราะห์หาสมการแรงดัน, กระแสต้านออกและกำลังงานไฟฟ้า.....	44
3.2.1 การหาสมการแรงดันไฟฟ้า.....	44
3.2.2 การหาสมการกระแสไฟฟ้า.....	45
3.2.3 การหาสมการกำลังไฟฟ้า.....	47
3.3 การวิเคราะห์หาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	47
3.4 มุมเลื่อนเฟส.....	52
3.5 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เอาต์พุต.....	53
3.5.1 ชุดโพลาร์โซแนนซ์สำหรับให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	54
3.5.2 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต.....	58
3.5.3 วงจรควบคุม.....	60
3.6 การจำลองการทำงาน.....	65
บทที่ 4 ผลการทดสอบ.....	70
4.1 การทดสอบการทำงานของวงจร.....	70
4.1.1 การทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจร.....	71
4.1.2 การทดสอบหลอมโลหะอลูมิเนียมโดยการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	78
4.2 การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในวงจร.....	80
4.2.1 เงื่อนไขขอบของการทำงานแบบแรงดันศูนย์.....	80
4.2.2 การรักษาสภาวะการทำงานแบบ ZVS ด้วยการควบคุมแบบปรับความถี่....	83
4.3 การทดสอบการควบคุมมุมเฟสคงที่อย่างง่ายด้วยหลักการเฟสล็อกกลุ๊ป.....	87
4.4 การเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดรวมทางฮามอนิกส์ของรูปคลื่นและผลของการสูญเสีย อันเนื่องจากฮามอนิกส์.....	91
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	94
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และหึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	95
เอกสารอ้างอิง.....	96
ภาคผนวก	101
ภาคผนวก ก.	102
ภาคผนวก ข.	127
ภาคผนวก ค.	130
ประวัติผู้ทำวิจัย.....	133



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และนำอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาท์พุต.....	3
1.2 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาท์พุตแบบทั่วไป.....	4
1.3 วงจรกำลังของวงจรที่ได้นำเสนอ.....	4
2.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	8
2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันไฟฟ้ากับค่าความถี่บรรทัดฐานที่ค่า Q ต่างๆ.....	9
2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบต่างๆ.....	11
2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ใช้ในงานวิจัย.....	12
2.5 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	13
2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์.....	15
2.7 การควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมพีดับลิวเอ็มแบบสี่เหลี่ยม (Square wave PWM).....	16
2.8 การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (PSPWM).....	17
2.9 การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับลิวเอ็มแบบ AVC (Asymmetrical voltage cancellation PWM).....	18
2.10 การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับลิวเอ็มแบบ ADC (Asymmetrical duty cycle PWM).....	19
2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์.....	20
2.12 คลื่นการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์.....	21
2.13 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์.....	22
2.14 คลื่นการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์.....	23
2.15 ลักษณะการสวิตช์แบบต่างๆ.....	25
2.16 หลักการเบื้องต้นของเฟสล็อกกลูป (PLL).....	26
2.17 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกกลูป.....	27
2.18 ตารางค่าความจริงและสัญลักษณ์ของ XOR gate.....	28
2.19 สัญญาณการทำงานของ XOR gate.....	28
2.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RC.....	29
2.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Lead – Lag.....	29
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาท์พุต.....	30
3.2 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาท์พุต.....	32
3.3 วงจรสมมูลอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาท์พุต.....	33
3.4 คลื่นการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอ.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VII อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 1.....	35
3.6 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 2.....	36
3.7 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 3.....	37
3.8 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 4.....	38
3.9 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 5.....	39
3.10 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 6.....	40
3.11 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 7.....	41
3.12 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 8.....	42
3.13 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 9.....	43
3.14 คลื่นแรงดันไฟฟ้าแบบ 5 ระดับ.....	44
3.15 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่ได้นำเสนอ.....	50
3.16 แผนภาพโบทแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าด้านออกต่อความถี่ของการทำงาน.....	51
3.17 แผนภาพโบทแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าขาเข้า.....	51
3.18 ความสัมพันธ์ของมุมเลื่อนเฟสกับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออก.....	52
3.19 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม $\alpha_1, \alpha_2, \theta$ และรูปร่างของแรงดันด้านออกที่มุมต่างๆ.....	53
3.20 การออกแบบขดลวดให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ.....	54
3.21 ขดลวดให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้งานจริง.....	55
3.22 คลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์.....	58
3.23 มอสเฟตเบอร์ SPW32N50C3.....	59
3.24 ไดโอดแบบ Ultrafast diode เบอร์ MUR1540.....	59
3.25 หลักการของวงจรควบคุมแบบมุมต่างเฟสคงที่.....	61
3.26 วงจรตรวจจับกระแส LEM LA25P.....	62
3.27 วงจร PD จากไอซีเบอร์ 4046.....	63
3.28 ผังการทำงานของโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์.....	64
3.29 วงจรขับเกต.....	65
3.30 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	66
3.31 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่สภาวะเริ่มต้น.....	66

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.32 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านนอกของวงจรรินเวอร์เตอร์ ขณะมีการเปลี่ยนแปลง ค่าพารามิเตอร์.....	66
3.33 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านนอกของวงจรรินเวอร์เตอร์ ที่สภาวะสุดท้าย.....	67
3.34 ค่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสด้านนอกของวงจรรินเวอร์เตอร์.....	67
3.35 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_1	68
3.36 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_2	68
3.37 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_5	68
3.38 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_6	69
4.1 จุดวัดกำลังงานไฟฟ้าของวงจร.....	71
4.2 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	72
4.3 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	72
4.4 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	73
4.5 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	73
4.6 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	74
4.7 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	74
4.8 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	75
4.9 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5 μ s/div).....	75
4.10 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	77
4.11 เบ้าหลอมโลหะของโหลดทั้ง 2 ชุดขณะทำงาน.....	79
4.12 สภาวะการทำงานของสวิตซ์ในแต่ละกรณี.....	81
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและมุมต่างๆ ($\alpha_1, \alpha_2, \theta$).....	82
4.14 เงื่อนไขการทำงานแบบแรงดันศูนย์ของโหลดทั้งสองชุด.....	83
4.15 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div).....	84
4.16 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div).....	84
4.17 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div).....	85
4.18 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตซ์กึ่ง A (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div).....	86
4.19 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตซ์กึ่ง B (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div).....	86
4.20 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตซ์กึ่ง C (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div).....	86

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.21 สัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกที่ผ่าน XOR gate ที่ความถี่ 45.28 kHz.....	88
4.22 สัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกที่ผ่าน XOR gate ที่ความถี่ 47.31 kHz.....	88
4.23 สัญญาณขาออกที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน.....	89
4.24 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อ ที่สภาวะเริ่มต้น ($\theta = 66.19^\circ$).....	89
4.25 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อ ที่สภาวะเริ่มต้น ($\theta = 65.43^\circ$).....	90
4.26 ผลตอบสนองแบบ Step ของการควบคุมมุมต่างเฟสด้วยตัวควบคุมแบบเฟสล็อกกลูป (0.2V/div and time 50ms/div).....	90
4.27 คลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อถูกควบคุมด้วยมุม θ	91
4.28 ค่า THDv และค่า THDi ของรูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	92
4.29 การเปรียบเทียบความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์มอนิกส์.....	93

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร.....	70
4.2 ผลการทดสอบการหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจร.....	76
4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาที่ใช้ไปของโหลดแต่ละชุดที่พิกัดกำลังไฟฟ้า.....	78



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ XI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงแบบเรโซแนนซ์คือวงจรในการแปลงผันกำลังงานไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับจากการไฟฟ้าซึ่งเป็นความถี่ต่ำ (50 Hz) ให้อยู่ในรูปไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูง (> 20 kHz) ในปัจจุบันนี้วงจรดังกล่าวได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายในลักษณะของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ เพื่อใช้ในงานอุตสาหกรรม หรือ ในอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าในชีวิตประจำวัน ซึ่งในอดีตที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงแบบเรโซแนนซ์ที่ประยุกต์ใช้กับงานให้ความร้อนเหนี่ยวนำ ในรูปแบบของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge inverter) [1]-[4] และวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ (Full-bridge inverter) [5]-[7] ซึ่งสามารถทำงาน ได้เพียงหนึ่งเอาต์พุตต่อหนึ่งวงจรเท่านั้น ซึ่งหากมีความต้องการใช้งานมากกว่าหนึ่งเอาต์พุตก็จำเป็นต้องใช้วงจรดังกล่าวเพิ่มเติมขึ้นมาหรือต้องมีการลงทุนเพิ่มเพื่อให้เพียงพอต่อความต้องการในการใช้งาน ดังนั้นเพื่อที่จะเป็นการประหยัดต้นทุนในการลงทุนและลดจำนวนอุปกรณ์ในการสร้างวงจร งานวิจัยในอดีตจึงได้มีการนำเสนอวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุต (Multi-output inverter) ขึ้นมา ซึ่งสามารถใช้งานได้พร้อมๆกันหลายเอาต์พุตภายในวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เพียงวงจรเดียวเท่านั้น

อย่างไรก็ตามวงจรที่ได้มีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้ทั้งวงจรแบบหนึ่งเอาต์พุตและวงจรแบบหลายเอาต์พุตนั้นมักจะใช้วงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์แบบสองระดับแรงดัน (Two-level inverter) ซึ่งมักจะเกิดปัญหาเมื่อนำไปใช้กับงานที่มีลักษณะแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูงๆ (>500 V_{dc}) เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์สารกึ่งตัวนำจำพวกมอสเฟต (MOSFET) และไอจีบีที (IGBT) ที่นำมาใช้ต้องแบกรับภาระแรงดันสูงในช่วงของการหยุดนำกระแส (เท่ากับ V_{dc}) จึงทำให้เกิดอันตรายต่อตัวอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำดังกล่าว และหากต้องการให้วงจรทำงานได้ดีจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทนแรงดันได้ค่อนข้างสูงซึ่งมีราคาแพงกว่าอุปกรณ์โดยทั่วไป ดังนั้นเพื่อที่จะลดปัญหาดังกล่าวงานวิจัยนี้จะนำวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ (Three-level inverter) เข้ามาใช้งานแบบสองเอาต์พุตโดยใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมในการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าของวงจร เนื่องจากวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์มีข้อดีคือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำหรือสวิตช์ในช่วงของการหยุดนำกระแสเพียงนั้นจะมีค่าเท่ากับครึ่งเดียวของแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาเข้า (V_{dc}) เท่านั้น จึงทำให้มีความเหมาะสมกับการใช้งานที่แรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูง ซึ่งข้อดีดังกล่าวจึงสามารถนำอุปกรณ์ที่มีพิกัดต่ำลงมาใช้ได้กับงานดังกล่าวจึงทำให้สามารถลดต้นทุนของค่าใช้จ่ายสำหรับอุปกรณ์ลงได้ งานวิจัยนี้มีเป้าหมายเพื่อนำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบสองเอาต์พุตซึ่งใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมในการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าของวงจร และควบคุมการทำงานของสวิตช์โดยใช้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted pulse width modulation : PSPWM) โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะจัดเรียงลำดับเนื้อหา ดังนี้ ในบทที่ 1 กล่าวถึงบทนำ วัตถุประสงค์ แนวคิดของการวิจัย ขอบเขตของการวิจัยและขั้นตอนดำเนินงานวิจัย บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย รวมทั้งงานวิจัยในอดีตต่างๆที่เกี่ยวข้อง ในบทที่ 3 เป็นการนำเสนอลักษณะและส่วนประกอบของวงจร รวมทั้งการวิเคราะห์การทำงานและโหมดการทำงาน ของวงจร สมการแรงดัน กระแสและเอาต์พุตของวงจร การออกแบบของวงจรรวมถึงผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink บทที่ 4 เป็นผลการทดสอบการทำงานของวงจรจริงของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอ การเกิดการสวิตช์แบบนุ่มนวล (Soft-switching condition) ในสวิตช์แต่ละตัว ซึ่งมีความสำคัญต่อการลดความสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในวงจร ผลของมมูมเลื่อนเฟสที่มีผลต่อการเกิดการสวิตช์แบบนุ่มนวล รวมทั้งประสิทธิภาพการทำงานของวงจร เป็นต้น และบทที่ 5 เป็นการสรุปผลของการวิจัย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาวิเคราะห์การทำงาน ออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุตที่ใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมสำหรับประยุกต์ใช้งานกับเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ

1.2.2 เพื่อออกแบบและเลือกอุปกรณ์ที่จะนำมาสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ได้อย่างเหมาะสม เช่น การเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์สารกึ่งตัวนำ การเลือกแกนเฟอร์ไรต์ในการสร้างหม้อแปลงไฟฟ้า ความถี่สูง การเลือกใช้ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ เป็นต้น

1.2.3 เพื่อศึกษาวิธีการปรับกำลังงานไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยวิธีการปรับความถี่ สวิตช์ของการทำงาน

1.2.4 เพื่อศึกษาผลของมมูมเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มที่มีผลต่อการเกิดการสวิตช์แบบนุ่มนวล

1.2.5 เพื่อศึกษาประสิทธิภาพการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ได้ทำการสร้างขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

1.3.1 สามารถเข้าใจวิเคราะห์การทำงานและอธิบายการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุตที่ใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมสำหรับประยุกต์ใช้งานกับเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ

1.3.2 สามารถออกแบบและเลือกใช้งานวัสดุในการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงได้อย่างเหมาะสมกับพิกัดกำลังงานไฟฟ้าของวงจร

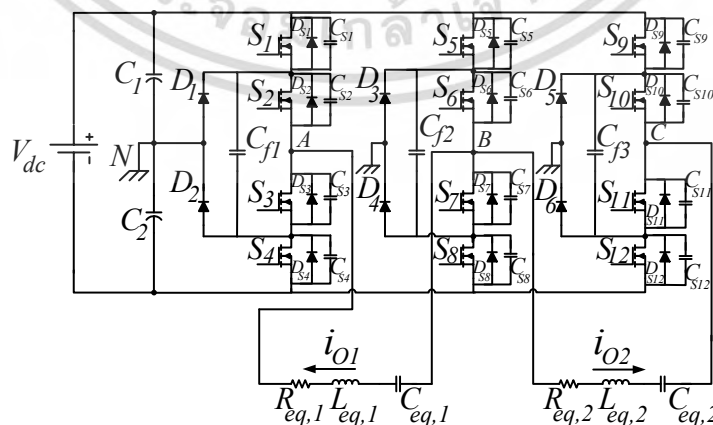
1.3.3 สามารถเข้าใจและอธิบายการปรับกำลังงานไฟฟ้าโดยปรับความถี่สวิตช์หรือความถี่การทำงานของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมได้ โดยเมื่อความถี่สวิตช์มีค่ามากขึ้นกำลังงานไฟฟ้าของวงจรจะมีค่าต่ำลง

1.3.4 สามารถเข้าใจและอธิบายได้ถึงผลของมุมเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมพีดีบีทวิเอ็มที่มีผลต่อการเกิดการสวิตช์แบบนุ่มนวล จากเงื่อนไขขอบเขตการทำงานแบบนุ่มนวลหรือแบบแรงดันศูนย์ (Zero-voltage switching boundary condition)

1.3.5 ค่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่น้อยกว่า 90 %

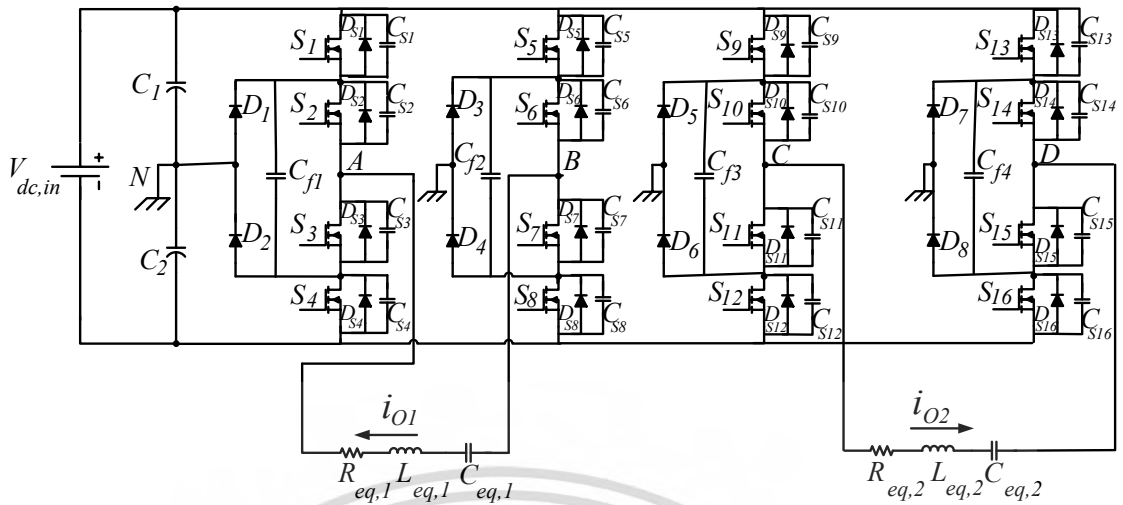
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย

แนวคิดที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้คือการนำวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ (Three-level inverter) จำนวน 3 กิ่งมาต่อกันให้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต (Two-output Three-level inverter) เพื่อให้วงจรสามารถทำงานจ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดได้ 2 เอาต์พุตพร้อมกันดังแสดงในรูปที่ 1.1

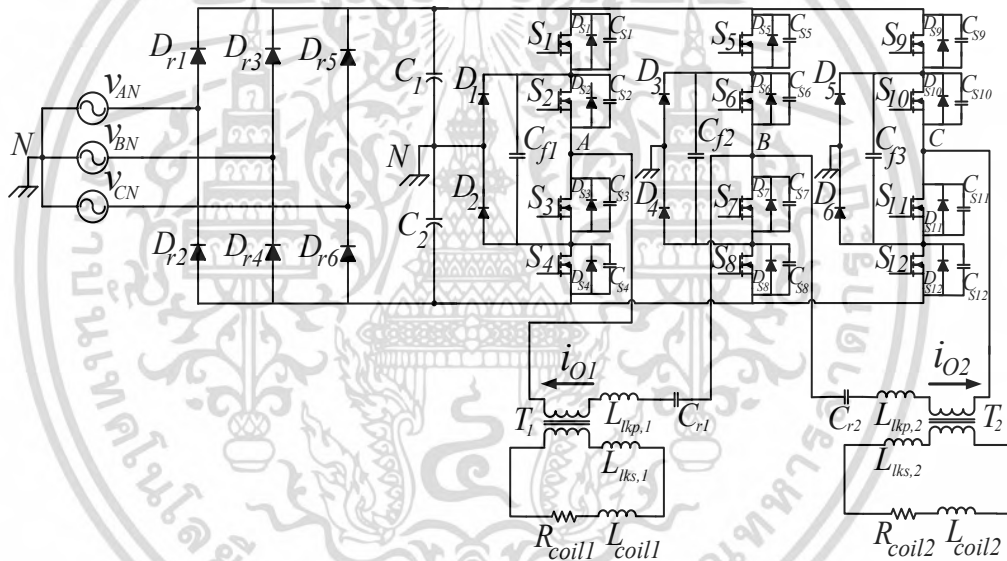


รูปที่ 1.1 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอ้าท์พุทแบบทั่วไป



รูปที่ 1.3 วงจรกำลังของวงจรที่ได้นำเสนอ

โดยข้อดีของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอ้าท์พุทนั้นคือสามารถลดจำนวนอุปกรณ์สวิตซ์ลงได้เมื่อทำการเปรียบเทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับโดยทั่วไปดังรูปที่ 1.2 กล่าวคือถ้ามีความต้องการใช้งานโหลดจำนวน 2 โหลด ถ้าหากเลือกใช้อินเวอร์เตอร์สามระดับโดยทั่วไปจะต้องใช้อุปกรณ์สวิตซ์มอสเฟตกำลังพร้อมทั้งวงจรขับเคลื่อนจำนวนทั้งสิ้น 16 ชุด ในทางตรงกันข้ามวงจรที่ได้นำเสนอนั้นจะใช้อุปกรณ์ดังกล่าวเพียง 12 ชุดเท่านั้นแต่สามารถตอบสนองความต้องการการใช้งานโหลดจำนวน 2 โหลดเช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้นำเสนอแนะนี้จะถูกนำไปประยุกต์ใช้กับงานให้ความร้อนสำหรับหลอมโลหะซึ่งจะใช้หลักการเหนี่ยวนำความร้อนให้เกิดขึ้นที่เบ้าหลอมโลหะซึ่งจะทำหน้าที่เป็นโหลดทั้งสองของวงจร นอกจากนั้นการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าของวงจรนั้นจะใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพื่อให้เกิดการถ่ายโอนกำลังจากด้านอินพุตไปยังโหลดทั้งสองที่ด้านเอาต์พุต ที่ด้านอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับจะถูกเชื่อมต่อกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสเพื่อรับกำลังงานไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้าสามเฟส โดยรูปวงจรกำลังที่สมบูรณ์ของวงจรที่ได้กล่าวถึงนั้นสามารถแสดงดังรูปที่ 1.3

1.5 ขอบเขตการวิจัย

งานวิจัยนี้จะทำการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต จากนั้นทำการทดสอบการทำงานของวงจรถัดกล่าวโดยทำการหลอมโลหะอลูมิเนียมทั้ง 2 โหลด ที่พิกัดกำลังไฟฟารวม 3 กิโลวัตต์ (โหลดละ 1.5 กิโลวัตต์) โดยรับแรงดันไฟฟ้าสามเฟสขาเข้า 380 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์จากระบบของการไฟฟ้า ความถี่สวิตช์มีค่าระหว่าง 45 - 52 กิโลเฮิร์ตซ์ และใช้วิธีการปรับกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิตช์โดยใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จากนั้นทำการเก็บบันทึกผลการทดสอบเพื่อหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอพร้อมทั้งสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

ในการดำเนินงานของงานวิจัยชิ้นนี้นั้น ผู้วิจัยจะเริ่มศึกษาและดำเนินการวิจัยอย่างเป็นขั้นตอน โดยแต่ละแต่ละขั้นตอนจะสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

1. ทำการสืบค้นผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งในอดีตและปัจจุบัน เกี่ยวกับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงแบบสามระดับและหลักการการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากวารสาร บทความทางวิชาการ งานวิจัย วิทยานิพนธ์ หนังสือ และทางอินเทอร์เน็ต ทั้งที่เป็นผลงานภาษาไทยและเป็นผลงานภาษาต่างประเทศ เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ครบถ้วนและถูกต้องในการทำงานวิจัย

2. ศึกษารายละเอียดของผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อวิเคราะห์หาข้อดีและข้อเสีย และนำมาสังเคราะห์หาประเด็นและความสำคัญของหัวข้อวิจัย โดยมีอาจารย์ที่ปรึกษาให้คำแนะนำ

3. ทำการวางแผนงานและระบุขอบเขตรวมทั้งระยะเวลาดำเนินการวิจัย จากหัวข้อและประเด็นที่อาจารย์ที่ปรึกษาเห็นชอบ

4. ทำการจัดสร้างวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่จะใช้ในการวิจัย ซึ่งจำเป็นต้องมีการออกแบบเพื่อจัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ที่เป็นส่วนประกอบของทั้งวงจรถูกกำลังและวงจรควบคุมของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการนำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ทำการทดสอบการทำงานของวงจรในภาคส่วนต่างๆ ได้แก่วงจรกำลัง วงจรควบคุมที่ได้ทำการสร้างขึ้น

6. ทำการทดสอบการทำงานของวงจรที่ได้ทำการสร้างขึ้น จากนั้นทำการเก็บบันทึกผลการทดสอบ เพื่อวิเคราะห์ผลการทดลองและสรุปผลการวิจัยเพื่อทำการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์เป็นลำดับถัดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

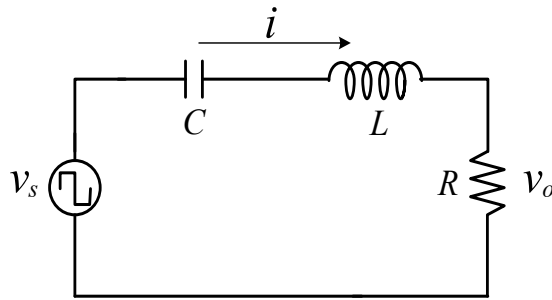
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการศึกษาวิจัยวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาร์ทพุต ซึ่งจะประกอบไปด้วยทฤษฎีทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง อันได้แก่ หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ วงจรอินเวอร์เตอร์ให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบต่างๆ การสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ และหลักการของเฟสล็อกลูป เป็นต้น ซึ่งหลักการและทฤษฎีข้างต้นนั้นมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการศึกษาวิจัยและออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาร์ทพุต สำหรับประยุกต์ใช้กับเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ

2.1 หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonant Principle)

หลักการพื้นฐานของการส่งกำลังงานไฟฟ้าของวงจรที่จะนำมาใช้ในงานวิจัยนี้เรียกว่า วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series resonant circuit) [3] โดยมีรูปวงจรสมมูลอย่างง่ายเป็นไปตามรูปที่ 2.1 ซึ่งจะประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้กับโหลด โดยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่ใช้ในงานวิจัยนี้หมายถึง วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง ซึ่งจะมีหน้าที่สร้างรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงโดยมีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (Switching frequency, f_s) จ่ายให้กับโหลดเรโซแนนซ์ RLC แบบอนุกรม (RLC resonant load) โดยทั่วไปแล้วค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุภายในวงจรจะมีผลทำให้เกิดความถี่ค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency, f_r) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.5 หากความถี่ทั้งสอง (f_s และ f_r) ของวงจรมีค่าเท่ากัน จะส่งผลให้ค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ (Inductive impedance, X_L) และค่าอิมพีแดนซ์ตัวเก็บประจุ (Capacitive impedance, X_C) มีค่าเท่ากันพอดี ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานจินตภาพ (Imaginary impedance) ของวงจรมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นที่สภาวะเรโซแนนซ์ค่าความต้านทานรวมของโหลดเรโซแนนซ์ RLC แบบอนุกรมจะเสมือนว่ามีเฉพาะค่าความต้านทานจริง (Real impedance, R) เท่านั้น จากผลดังกล่าวทำให้เกิดการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าได้สูงสุดที่สภาวะเรโซแนนซ์ นอกจากนี้ขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับสูงในรูปคลื่นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการสวิตช์จะถูกกรองให้เหลือเฉพาะความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) โหลดผ่านเท่านั้น ดังนั้นทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าตกร่วมตัวต้านทานและกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานเป็นรูปคลื่นไซน์บริสุทธิ์ (Pure sinusoidal waveform)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากรูปที่ 2.1 เมื่อทำการพิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จะได้อัตราขยายแรงดันของวงจรถัดสมการที่ (2.1) ดังนี้

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}} \quad (2.1)$$

โดยค่าความต้านทานรวมของวงจร (Total impedance, Z) มีค่าเท่ากับ

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2} \quad (2.2)$$

เมื่อพิจารณาที่สภาวะเรโซแนนซ์กล่าวคือความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์จะได้ว่า

$$\omega_s = \omega_r \quad (2.3)$$

จากสมการที่ (2.3) ที่สภาวะเรโซแนนซ์เมื่อพิจารณาเฉพาะความต้านทานจินตภาพจะได้ว่า

$$\omega_r L - \frac{1}{\omega_r C} = 0 \quad (2.4)$$

ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์สามารถหาได้จาก

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Quality factor, Q) ถูกนิยามดังนี้

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.6)$$

จากนิยามของค่าตัวประกอบคุณภาพจะได้อัตราขยายแรงดันดังสมการ

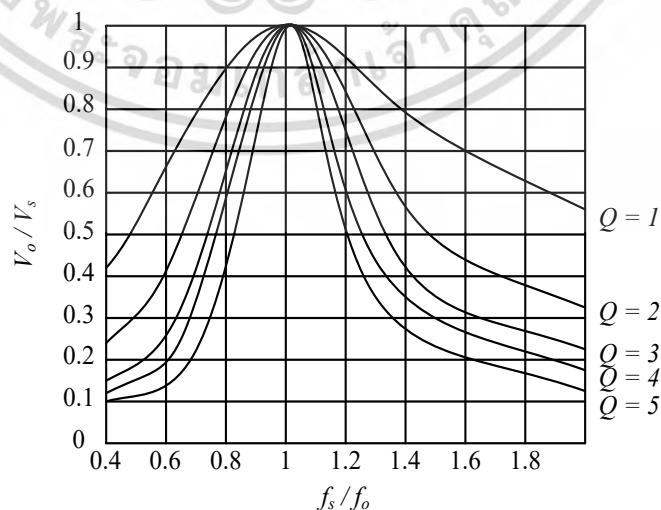
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2}} \quad (2.7)$$

หรือ

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (2.8)$$

เมื่อ ω_n คือค่าความถี่บรรทัดฐาน (Normalized frequency) มีค่าเท่ากับ $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_r}$

จากสมการความสัมพันธ์ข้างต้นดังสมการที่ (2.8) นั้น เมื่อนำมาพล็อตกราฟเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันไฟฟ้ากับค่าความถี่บรรทัดฐาน (Normalized frequency) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ต่างๆ จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันไฟฟ้ากับค่าความถี่บรรทัดฐานที่ค่า Q ต่างๆ

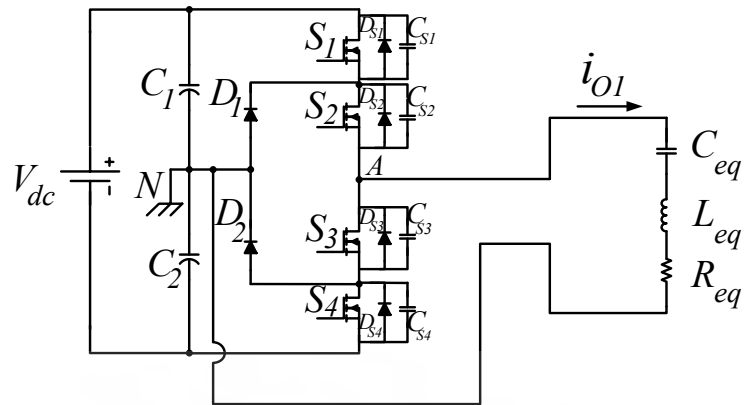
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.2 พบว่าจุดที่ค่าความถี่บรรทัดฐานมีค่าเท่ากับ 1 จะถูกเรียกว่าสถานะเรโซแนนซ์ซึ่งเป็นจุดที่อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมมีค่าสูงที่สุด ดังนั้นที่สภาวะนี้วงจรอินเวอร์เตอร์จะสามารถส่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าไปยังโหลดได้สูงสุดและนอกจากนี้เมื่อพิจารณาที่ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ต่างๆ พบว่าที่ค่าตัวประกอบคุณภาพสูงๆ จะส่งผลให้ค่าแบนวิดท์ (Bandwidth) ของกราฟมีลักษณะที่แคบลงจากลักษณะเช่นนี้แสดงให้เห็นว่าโหลดอนุกรมเรโซแนนซ์ RLC จะสามารถที่จะกรองความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆที่ไม่ใช่ความถี่หลักมุลออกไปได้มาก อย่างไรก็ตามการที่จะสามารถออกแบบค่าตัวประกอบคุณภาพให้มีค่าสูงๆนั้นจะส่งผลให้ราคาต้นทุนในการผลิตวงจรสูงขึ้น ดังนั้นการออกแบบ Q จึงควรคำนึงถึงความเหมาะสมต่อการใช้งานทั้งคุณภาพไฟฟ้าและราคาต้นทุนอีกด้วย

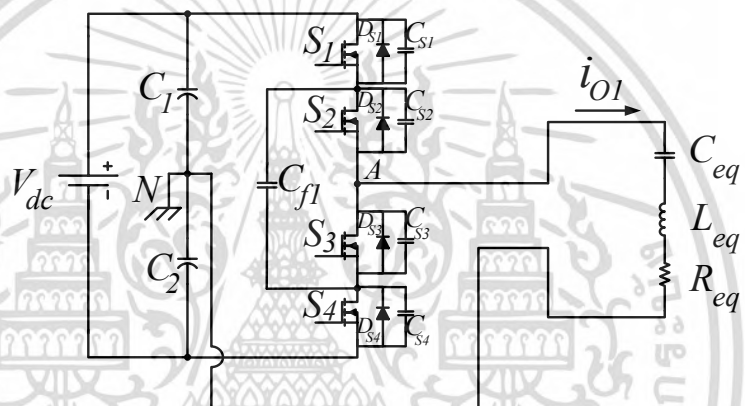
2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ (Multi-level inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ (Multi-level inverter) สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 แบบใหญ่ๆ ได้แก่ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ (Diode clamped inverter) หรือแบบ NPC (Neutral-point clamped inverter) แบบที่สองคือ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบตัวเก็บประจุลอยอิง (Flying capacitor inverter) และแบบที่สามคือวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์แบบคาสเคด (Cascaded H-bridge inverter) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 โดยในงานวิจัยนี้จะพิจารณาวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ (Three-level inverter) เท่านั้น โดยทั่วไปแล้ววงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับนั้นมักจะถูกนำมาใช้กับงานที่มีแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูง เนื่องจากข้อดีของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับที่เหนือกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับโดยทั่วไปนั่นคือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ในช่วงหยุดนำกระแสจะลดลงเหลือเพียงครึ่งเดียวของแรงดันไฟฟ้าขาเข้าเท่านั้นต่างจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับซึ่งแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ในช่วงหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าจึงทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งานกับงานที่มีแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูงเนื่องจากจะทำให้เกิดอันตรายต่ออุปกรณ์สวิตช์อันเนื่องมาจากแรงดันเค้นมีค่าสูง ดังนั้นด้วยข้อดีดังกล่าวนี้วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับจึงมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้กับงานที่มีแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูง โดยทั่วไปมีค่าสูงกว่า $500 V_{dc}$ นอกจากนี้แล้วข้อดีอีกประการหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับนั่นคือ รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขาออกของวงจรจะมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal waveform) มากกว่ารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือค่าความผิดเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกส์ (Total harmonics distortion) ของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า (THD_v) และกระแสไฟฟ้า (THD_i) ขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับจะมีค่าต่ำกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับ ด้วยเหตุนี้วงจรกรอง (Filter circuit) ที่ใช้ในการกรองรูปคลื่นด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับจึงมีขนาดเล็กกว่าวงจรกรองที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับอีกด้วย

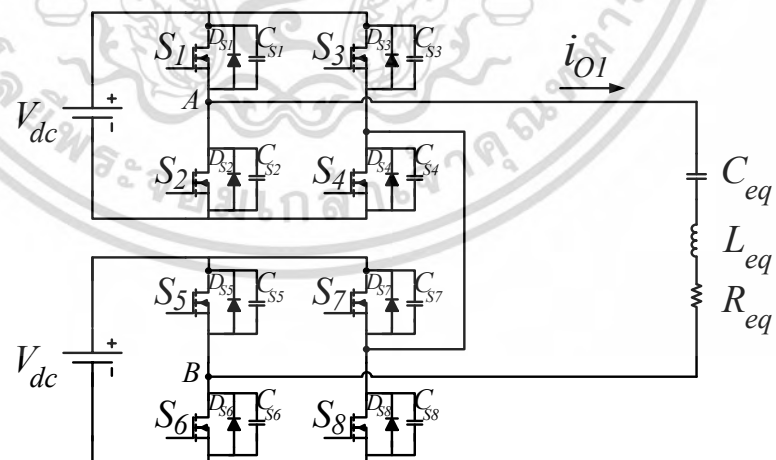
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลมป์ (Diode clamped inverter)



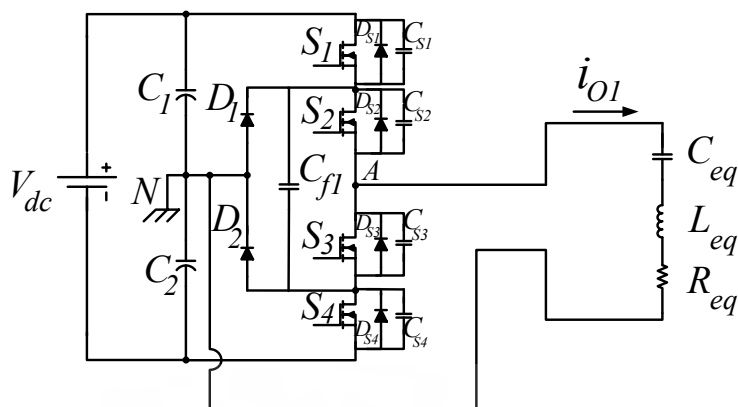
(ข) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบตัวเก็บประจุลอย (Flying capacitor inverter)



(ค) วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์แบบคาสเคด (Cascaded H-bridge inverter)

รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ใช้ในงานวิจัย

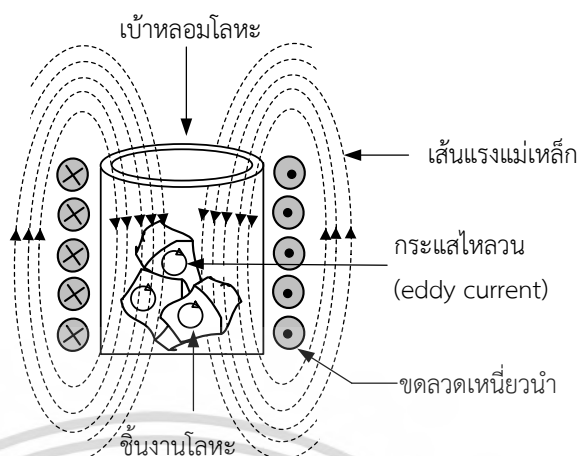
ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับที่จะถูกนำมาใช้ในงานวิจัยนี้จะเป็นวงจรที่เกิดจากการรวมระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบไดโอดแคลัมป์กับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบตัวเก็บประจุฟลายอิง โดยจะใช้ข้อดีของไดโอดแคลัมป์ในการแบ่งแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ในช่วงหยุดนำกระแสให้มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้าขาเข้า นอกจากนั้นยังใช้ประโยชน์จากตัวเก็บประจุฟลายอิงโดยจะเป็นตัวเก็บประจุที่ใส่ถ่ายโอนประจุในช่วงเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ในวงจร โดยวงจรที่จะนำมาใช้ในงานวิจัยนี้จะประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{dc}) ตัวเก็บประจุแบ่งแรงดัน (C_1 และ C_2) จำนวน 2 ตัวซึ่งจะทำหน้าที่แบ่งแรงดันไฟฟ้าขาเข้าจากแหล่งจ่ายให้มีค่าเพียงครึ่งหนึ่ง ($V_{dc}/2$) เท่านั้น โดยจุดเชื่อมต่อระหว่างตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันทั้งสองจะถูกเรียกว่า จุดนิวทรัล (Neutral point) จากนั้นจะเป็นส่วนของอุปกรณ์สวิตซ์ซมอสเฟตจำนวน 4 ตัว (S_1-S_4) ตัวเก็บประจุฟลายอิง (C_f) และไดโอดแคลัมป์จำนวน 2 ตัว (D_1 และ D_2) ตามลำดับ โดยวงจรดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4

2.3 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction heating principle)

หลักการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ (Induction heating) [8]-[10] หมายถึง กระบวนการทำให้เกิดความร้อนที่วัสดุหรือชิ้นงานโลหะโดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะถูกสร้างขึ้นมาจากหลักการเหนี่ยวนำของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ซึ่งจะก่อให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กหรือสนามแม่เหล็กไหลกลับไปกลับมาตัดผ่านตัววัสดุหรือชิ้นงานโลหะซึ่งโดยทั่วไปแล้ววัสดุหรือชิ้นงานเหล่านี้จะมีความต้านทานภายในค่าหนึ่งๆ หลักการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้นมีข้อดีคือสามารถให้ความร้อนได้เฉพาะจุดเหมาะแก่การใช้งานได้หลากหลายประเภท ตั้งแต่ระดับครัวเรือนตลอดจนถึงระดับ

อุตสาหกรรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

เช่น เตาไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำสำหรับประกอบอาหาร เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำสำหรับอุตสาหกรรมเหล็ก การอบอ่อนเหล็ก รวมทั้งการหลอมโลหะ เป็นต้น หลักการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำแต่ละแบบนี้มีหลักการคล้ายคลึงกัน โดยสามารถพิจารณาตัวอย่างการใช้งานได้จากรูปที่ 2.5 ซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดเหนี่ยวนำขดล้อมรอบชิ้นงานไว้ โดยทั่วไปนั้นขดลวดเหนี่ยวนำมักถูกทำขึ้นจากตัวนำไฟฟ้า เช่น สายไฟ ท่อทองแดง เป็นต้น ในส่วนของตัวชิ้นงานที่ต้องการให้ความร้อนนั้นมักจะใช้วัสดุคือโลหะหรือเป็นเบ้าหลอมโลหะซึ่งสร้างมาจากกราไฟต์ โดยทั่วไปแล้วตัวชิ้นงานจะต้องสร้างมาจากสารเฟอร์โรแมกเนติก โดยหลักการทำงานนั้นจะมีหลักการพิจารณาคลายคลึงกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้ากล่าวคือ เมื่อทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่พันล้อมรอบเบ้าหลอมโลหะกราไฟต์ ที่บรรจุวัสดุที่ต้องการหลอมละลาย ขดลวดเหนี่ยวนำนั้นจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (Magnetic Flux) ขึ้นที่ชิ้นงาน ซึ่งสนามแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องที่เกิดขึ้นนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงขนาดอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นเมื่อเส้นแรงแม่เหล็กดังกล่าวไหลตัดผ่านเนื้อของเบ้าหลอมโลหะกราไฟต์ จะทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ที่เนื้อสารของกราไฟต์ โดยกระแสไหลวนดังกล่าวนี้จะไหลในลักษณะเป็นเส้นทางปิด (Close loop) จึงทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy current loss) ส่งผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวเบ้าหลอมโลหะ โดยหากวัสดุภายในเป็นเศษโลหะก็จะเกิดความสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนดังกล่าวที่เศษโลหะด้วยจนมีอุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้นถึงจุดหลอมเหลว (Melting point) ของโลหะนั้นๆ แต่หากวัสดุภายในเบ้าหลอมนั้นเป็นสารที่ไม่ใช่โลหะความร้อนที่เกิดขึ้นที่เบ้าหลอมก็จะถูกถ่ายโอนไปยังวัสดุดังกล่าวจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดการหลอมเหลว และเนื่องจากการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ดังนั้นผลของปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) จึงต้องถูกนำมาพิจารณาอีกด้วย ซึ่งจากปรากฏการณ์ผิวนั้นจะส่งผลให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณผิวด้านนอกของชิ้นงานโลหะและเข้าหลอมโลหะ โดยความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในตัวชิ้นงานเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหล ซึ่งหมายถึงความถี่เดียวกันกับความถี่ของรูปคลื่นที่จ่ายเข้าไปในขดลวดเหนี่ยวนำดังกล่าว สำหรับองค์ประกอบของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงนี้จะประกอบไปด้วยความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ อันได้แก่ ความถี่ (Frequency : f) สภาพต้านทานไฟฟ้า (Resistivity : ρ) และ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ (Relative Permeability : μ_r) โดยค่าความลึกผิวของการไหลวนของกระแส (Skin depth : δ) สามารถอธิบายได้โดยสมการที่ (2.9)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu_r f \pi}} \quad (2.9)$$

เมื่อ δ คือค่าความลึกผิว (m)

ρ คือสภาพความต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน ($\Omega \cdot m$)

f คือความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่บ้อน (Hz)

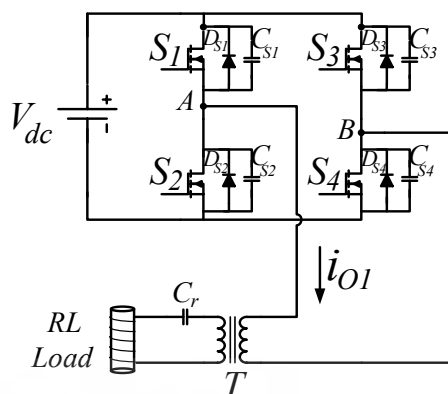
μ_r คือค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์

μ_0 คือค่าคงที่มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ และมีหน่วยเป็นเฮนรีต่อเมตร (H/m)

2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบต่างๆ (Induction heating inverters)

งานวิจัยในอดีตที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำมาประยุกต์ใช้ในงานการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบต่างๆ อย่างมากมาย ได้แก่ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ (Full-bridge inverter) วงจรอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์ (Two-output full-bridge inverter) และวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ (Three-level inverter) เป็นต้น ซึ่งแต่ละวงจรก็จะมีลักษณะวงจรและเทคนิควิธีการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าที่แตกต่างกันออกไป โดยในหัวข้อนี้จะได้ทำการอธิบายเกี่ยวกับรายละเอียดและหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้ความร้อนเหนี่ยวนำแบบต่างๆ พอสังเขป โดยมีรายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



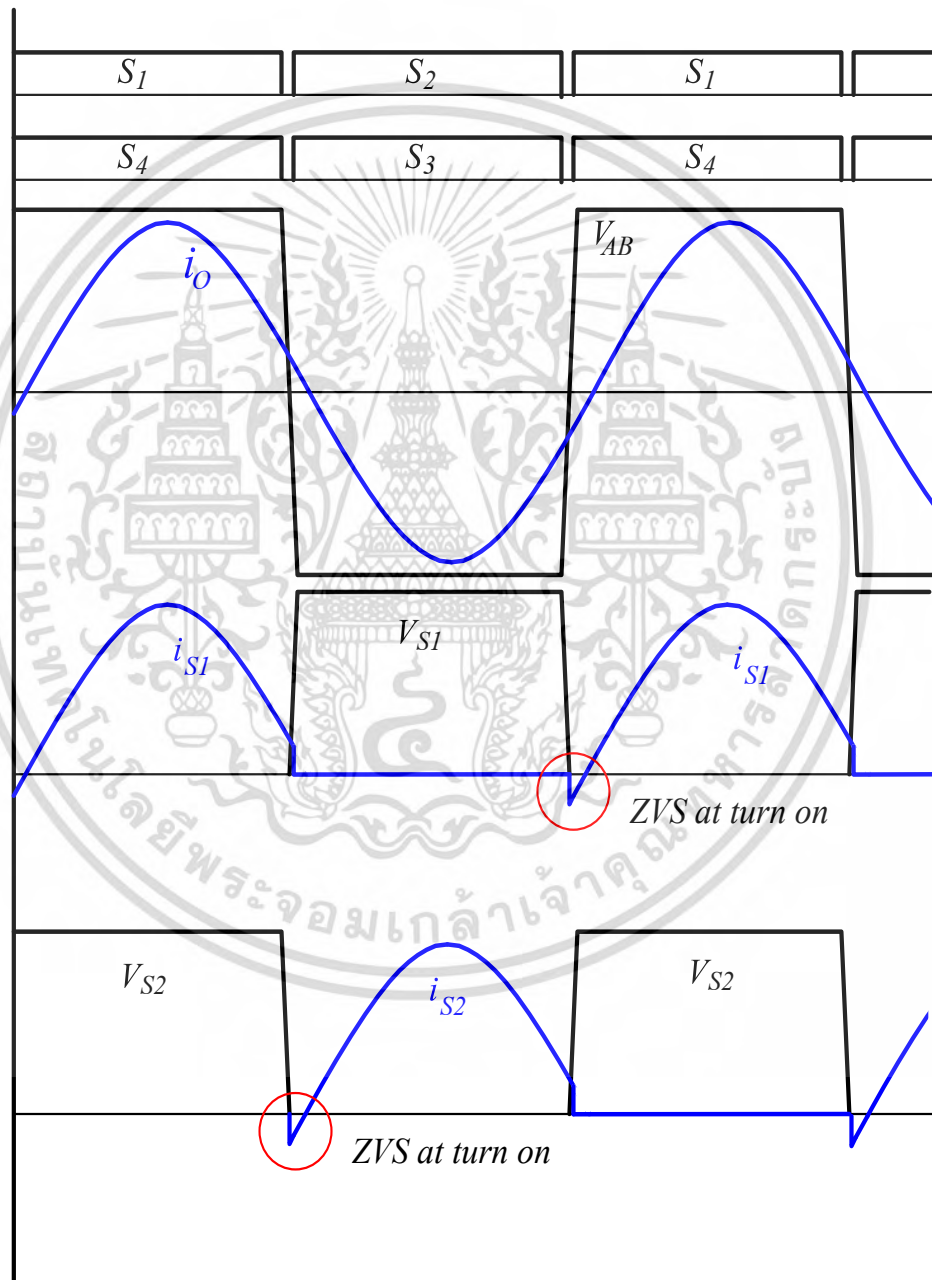
รูปที่ 2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์

2.4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ (Full-bridge inverter) [7]

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์นั้นเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังพื้นฐานที่ถูกนำมาใช้งานในการแปลงผันกำลังงานไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับยกตัวอย่างเช่นเครื่องอินเวอร์เตอร์แบบไซน์บริสุทธิ์ (Pure sine inverter) เป็นต้น โดยทั่วไปแล้ววงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์นี้มีข้อดีคือสามารถส่งผ่านกำลังงานได้สูงกว่าวงจรแบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge inverter) ถึง 2 เท่า ซึ่งเหมาะกับงานที่ใช้กำลังงานไฟฟ้าสูงเช่นงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ดังนั้นงานวิจัยในอดีตจึงมีการนำเสนอการนำวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์มาใช้งาน โดยลักษณะของวงจรนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งจะประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{dc}) ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้กับวงจร ส่วนถัดมาเป็นส่วนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งจะประกอบไปด้วยสวิตช์มอสเฟต (MOSFET) จำนวน 4 ตัว (S_1-S_4) ที่ด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จะเป็นส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบ Step down เพื่อใช้สำหรับลดแรงดันและเพิ่มกระแสไฟฟ้าที่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจะเป็นส่วนของโหลดซึ่งประกอบขึ้นจากขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานที่เป็นแท่งโลหะ โดยมีตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ (C_r) ต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดเพื่อใช้ในการทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำรวมภายในวงจรกับตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ดังกล่าว เพื่อให้เกิดการถ่ายโอนกำลังงานสูงสุดจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โดยรูปคลื่นการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งประกอบไปด้วยสัญญาณขับของสวิตช์ ($G_{S1}-G_{S4}$) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) กระแสไฟฟ้าด้านออกอินเวอร์เตอร์ (i_o) รวมไปถึงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสของสวิตช์ S_1 และ S_2 ตามลำดับ นอกจากนั้นแล้วเทคนิคการควบคุมการทำงานของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

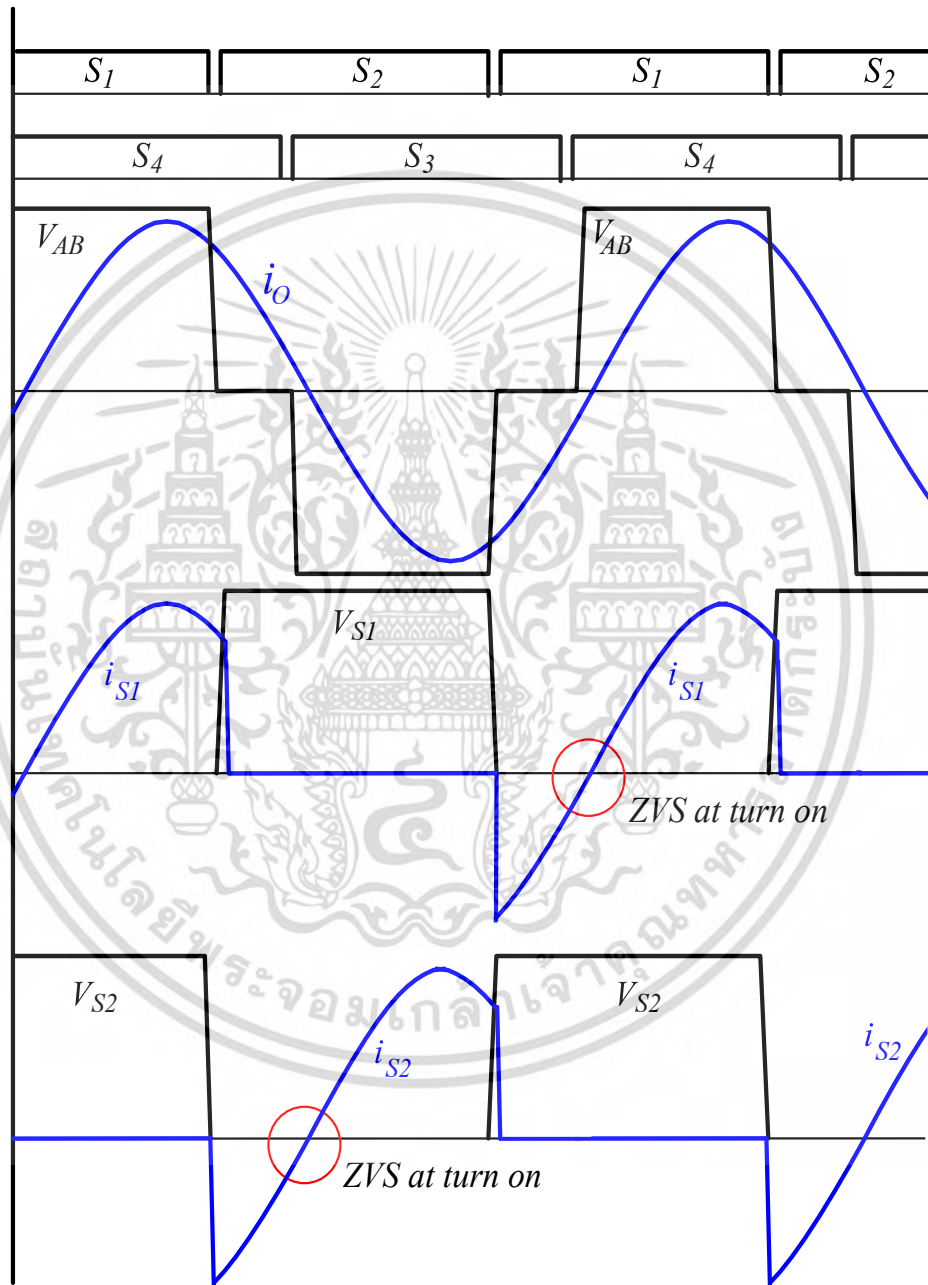
อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ยังสามารถจำแนกได้ 4 เทคนิค อันได้แก่ การควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มแบบสี่เหลี่ยม (Square wave PWM) การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted PWM, PSPWM) การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ AVC (Asymmetrical voltage cancellation PWM) และการควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ ADC (Asymmetrical duty cycle PWM) ซึ่งแต่ละวิธีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 – 2.10 ตามลำดับ



รูปที่ 2.7 การควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มแบบสี่เหลี่ยม
(Square wave PWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

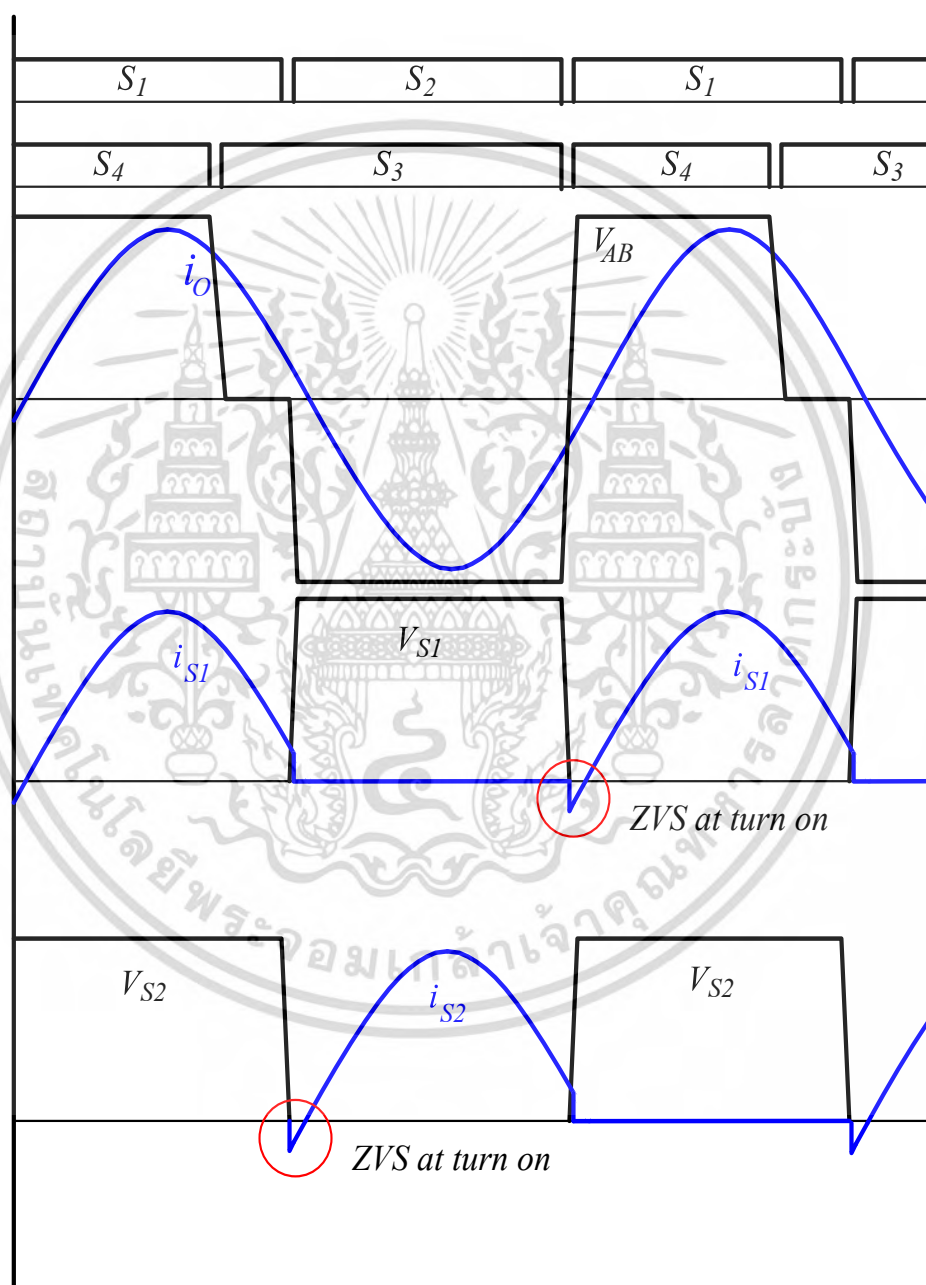
รูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่นการทำงานในกรณีที่วงจรมอเตอร์ถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมพีดับลิวเอ็มแบบสี่เหลี่ยม (Square wave PWM) ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_1 กับ S_4 ซึ่งจะทำงานตรงกันข้ามกับสวิตช์ S_2 และ S_3 โดยแรงดันไฟฟ้าด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม



รูปที่ 2.8 การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (PSPWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

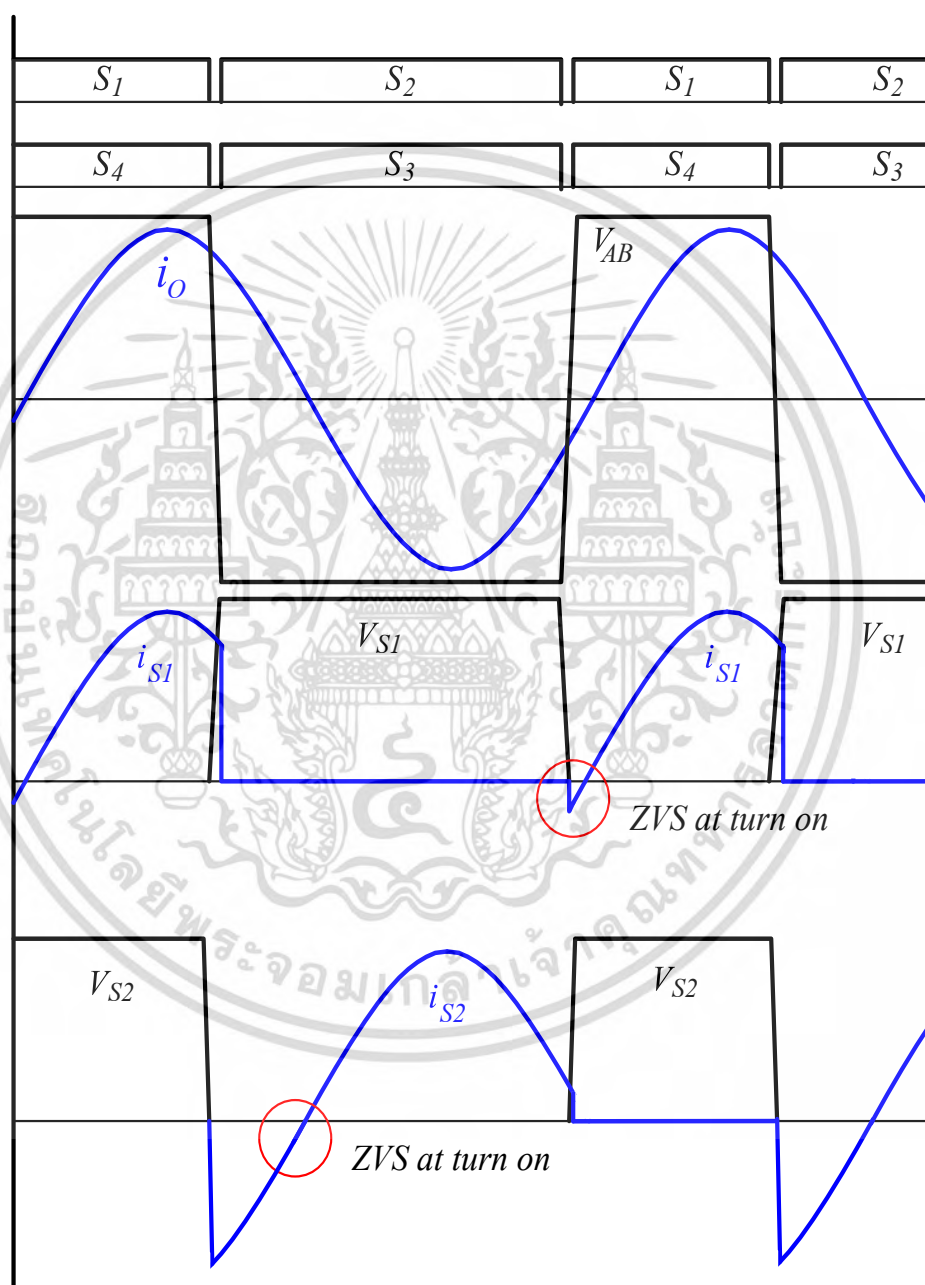
รูปที่ 2.8 แสดงรูปคลื่นการทำงานในกรณีที่วงจรถูกควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (Phase-shifted PWM, PSPWM) ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวจะไม่ตรงกันแต่สวิตช์ที่อยู่ในกิ่งเดียวกันจะทำงานตรงกันข้ามเสมอเพื่อหลีกเลี่ยงการลัดวงจรที่บัสดีซี โดยแรงดันไฟฟ้าด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม



รูปที่ 2.9 การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ AVC (Asymmetrical voltage cancellation PWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.9 แสดงรูปคลื่นการทำงานในกรณีที่วงจรถูกควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ AVC (Asymmetrical voltage cancellation PWM) [30], [31] ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวจะทำงานด้วยวัฏจักรทำงาน (Duty cycle) ที่ไม่เท่ากัน โดยสวิตช์ S_3 และ S_4 จะมีวัฏจักรทำงานน้อยกว่า S_1 และ S_2 โดยแรงดันไฟฟ้าด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะมีลักษณะเป็นแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical waveform)



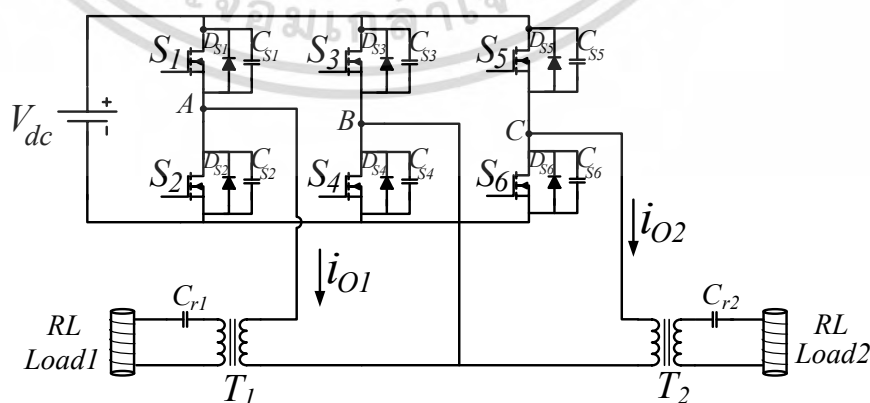
รูปที่ 2.10 การควบคุมด้วยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบ ADC (Asymmetrical duty cycle PWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.10 แสดงรูปคลื่นการทำงานในกรณีที่วงจรถูกควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์แบบลิวดิวตี้แบบ ADC (Asymmetrical duty cycle PWM) [28], [29] ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวจะทำงานด้วยวัฏจักรทำงาน (Duty cycle) ที่เท่ากันแต่จะมีวัฏจักรทำงานแตกต่างกันโดยสวิตช์ S_1 กับ S_4 มีวัฏจักรทำงานไม่ถึง 50 % โดยจะทำงานตรงกันข้ามกับสวิตช์ S_2 และ S_3 โดยแรงดันไฟฟ้าด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะมีลักษณะเป็นแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical waveform) เช่นเดียวกันกับการควบคุมแบบ AVC

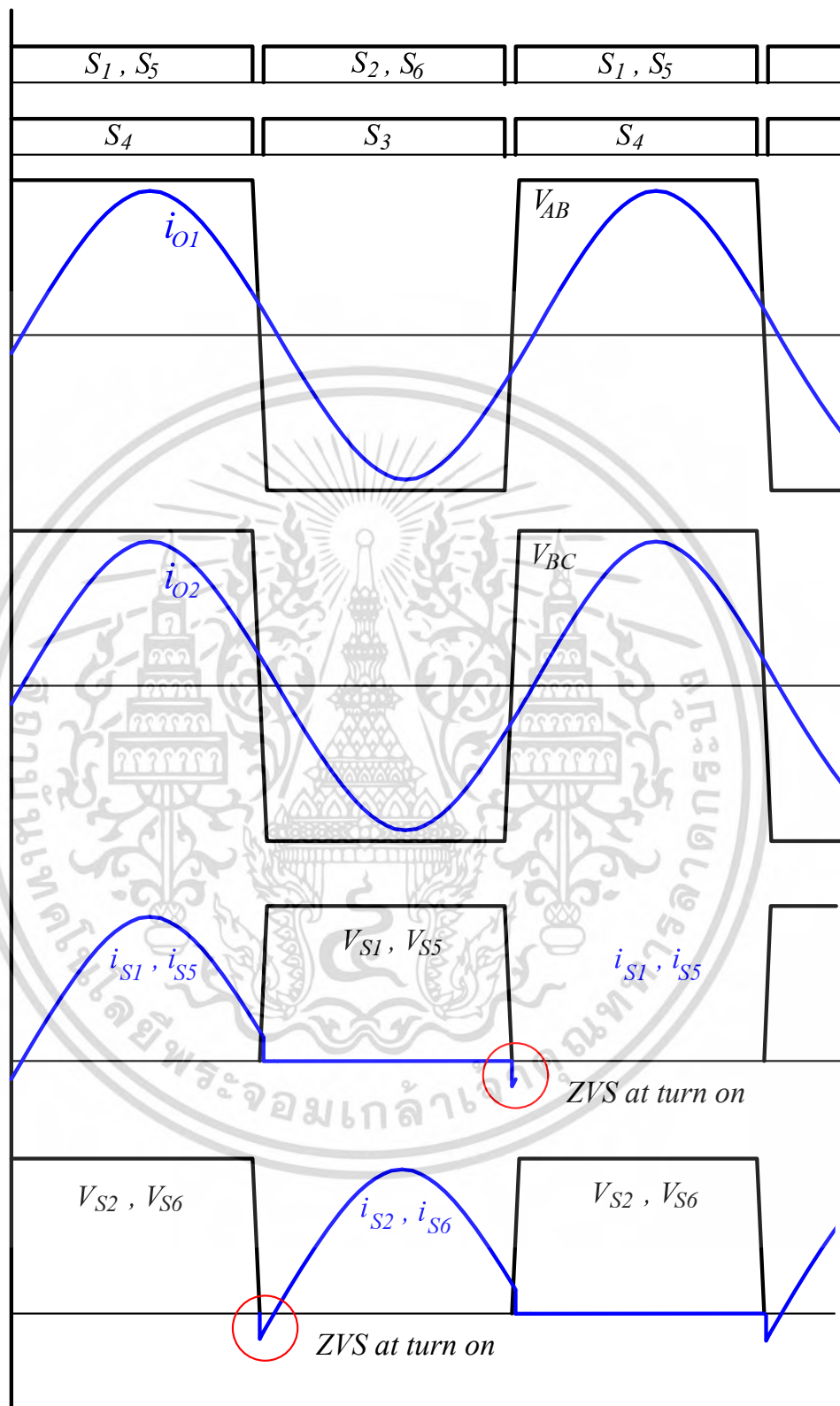
2.4.2 วงจรถูกอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์ (Two-output full-bridge inverter)

แม้ว่าวงจรถูกอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์นั้นจะสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีก็งานให้ความร้อนแบบเหนียวเนื่องจากสามารถให้กำลังงานไฟฟ้าได้สูง แต่อย่างไรก็ตามวงจรถูกดังกล่าวเป็นวงจรถูกที่สามารถจ่ายกำลังงานได้เพียง 1 โหลดต่อเครื่องอินเวอร์เตอร์ 1 เครื่องเท่านั้น หากมีความต้องการใช้แบบหลายโหลดพร้อมกันก็จำเป็นที่จะต้องลงทุนซื้อเครื่องอินเวอร์เตอร์มากกว่า 1 เครื่อง ดังนั้นเพื่อลดต้นทุนและจำนวนอุปกรณ์ในวงจรถูกที่ใช้จึงได้มีการนำเสนอวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ 2 หัวหรือวงจรถูกอินเวอร์เตอร์แบบหลายหัว (Multi-output inverter) [11]-[15] เพื่อตอบสนองความต้องการการใช้งานโหลดมากกว่า 1 โหลดด้วยอินเวอร์เตอร์เพียง 1 เครื่องเท่านั้น โดยวงจรถูกดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าวงจรถูกดังกล่าวจะมีกิ่งของสวิตช์จำนวน 3 กิ่งได้แก่กิ่ง A, กิ่ง B และ กิ่ง C โดยกิ่ง B จะถูกใช้เป็นกิ่งร่วม (Common branch) โดยโหลดที่ 1 จะถูกต่อเชื่อมระหว่างกิ่ง A และกิ่ง B ส่วนโหลดที่ 2 จะถูกต่ออยู่ระหว่างกิ่ง B และกิ่ง C ตามลำดับ โดยเทคนิคการควบคุมการทำงานของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์แบบ 2 หัวนั้นจะใช้เทคนิคเดียวกันกับวงจรถูกอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์โดยทั่วไปโดยรูปคลื่นการทำงานของวงจรถูกสำหรับการควบคุมแต่ละแบบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 วงจรถูกอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

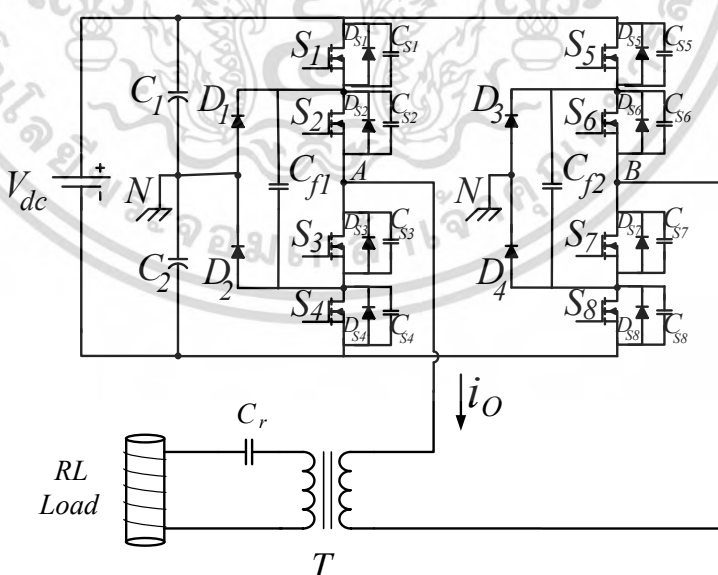


รูปที่ 2.12 คลื่นการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

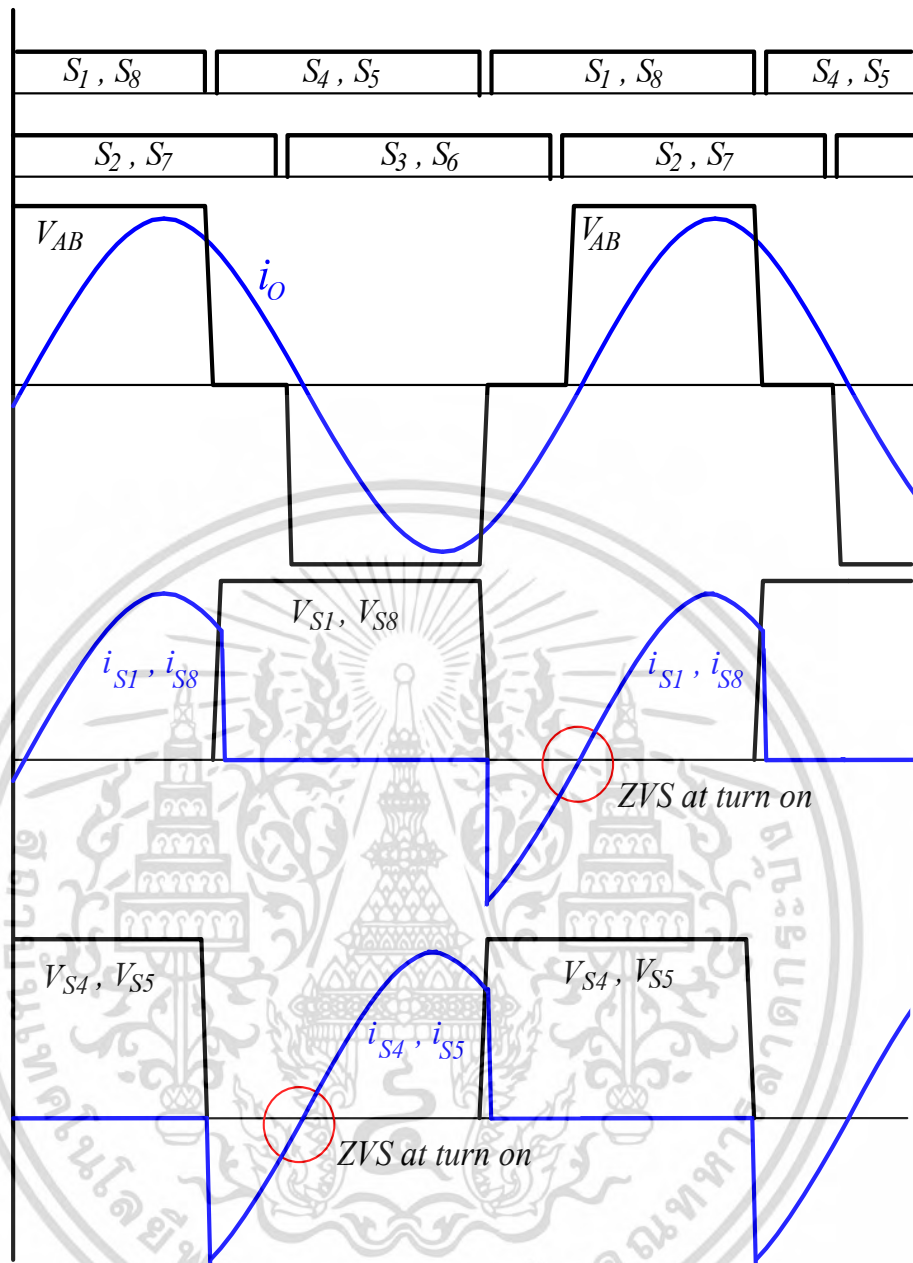
2.4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ (Three-level inverter) [16]-[21]

ในหัวข้อก่อนหน้านี้ได้มีการกล่าวถึงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่วงจรที่สามารถจ่ายกำลังงานได้ 1 หัวและ 2 หัว แต่อย่างไรก็ดีวงจรทั้งสองเป็นเพียงวงจรแบบสองระดับเท่านั้นซึ่งไม่มีความเหมาะสมต่อการนำไปใช้ที่แรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูงๆ เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์จะมีแรงดันตกคร่อมสูงมากในช่วงของการหยุดนำกระแส ดังนั้นเพื่อให้วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้กับงานที่มีแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูง วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับจึงถูกนำเสนอเพื่อประยุกต์ใช้กับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ เนื่องจากวงจรแบบสามระดับนี้มีข้อดีคือแรงดันตกคร่อมในช่วงของการหยุดนำกระแสของสวิตช์นั้นมีค่าน้อยลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้าขาเข้าเท่านั้น ในทำนองเดียวกันกับวงจรแบบสองระดับ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับสามารถใช้งานได้ทั้งรูปแบบที่เป็นวงจรแบบกึ่งบริดจ์และวงจรแบบเต็มบริดจ์ โดยลักษณะวงจรแบบเต็มบริดจ์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 นอกจากนี้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับนั้นจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมพีดีบีลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส (PSPWM) โดยสัญญาณควบคุมสวิตช์ช่วงใน (S_2, S_3, S_6 และ S_7) จะถูกเลื่อนออกจากสัญญาณสวิตช์ช่วงนอก (S_1, S_4, S_5 และ S_8) โดยจากลักษณะการควบคุมด้วยสัญญาณควบคุม PSPWM จะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) มีลักษณะรูปร่างเป็นแรงดันแบบ 3 ระดับซึ่งมีความใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากกว่ารูปคลื่นแรงดันจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 คลื่นการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์

อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาลักษณะวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์ดังกล่าวแล้วพบว่าวงจรดังกล่าวสามารถจ่ายกำลังงานได้เพียง 1 โหลดเท่านั้น ดังนั้นหากมีความต้องการใช้งานหลายโหลดพร้อมกัน ก็จำเป็นต้องใช้วงจรหรือเครื่องอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวมากกว่า 1 เครื่อง ดังนั้นเพื่อที่จะเป็นการประหยัดต้นทุนการผลิต งานวิจัยนี้จะนำแนวคิดของวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 หัวแบบเต็มบริดจ์มาใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับเพื่อให้วงจรดังกล่าวสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูงๆและสามารถจ่ายกำลังงานไฟฟ้าได้ 2 โหลดพร้อมกัน โดยวงจรนี้มีข้อดีคือ

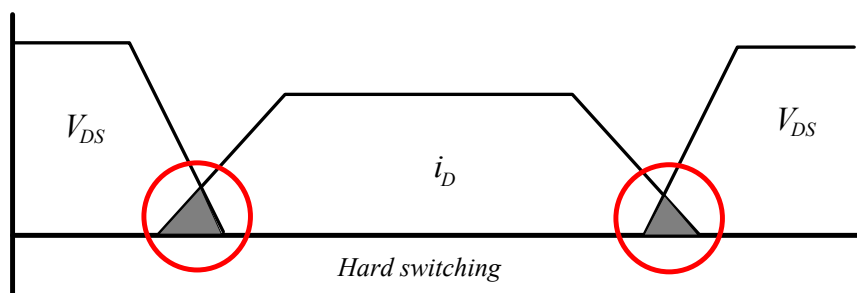
สามารถประหยัดอุปกรณ์สวิตซ์และวงจรขับได้ถึง 4 ชุด โดยวงจรที่จะได้นำเสนอนี้จะใช้อุปกรณ์สวิตซ์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และวงจรซัพจำนวน 12 ชุด ซึ่งน้อยกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบเต็มบริดจ์จำนวน 2 วงจรที่ใช้จำนวนอุปกรณ์ทั้งหมด 16 ชุด โดยลักษณะวงจรจะได้กล่าวถึงในหัวข้อการออกแบบวงจรในบทถัดไป

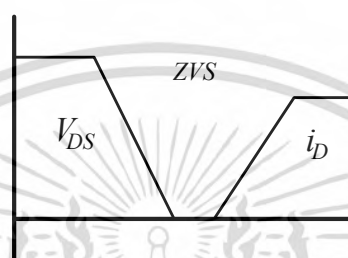
2.5 การสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ (Zero-voltage switching, ZVS)

โดยทั่วไปนั้นการเปลี่ยนสถานะการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรแปลงผันกำลังงานไฟฟ้าแบบต่างๆ ยังคงเป็นลักษณะที่เป็นการสวิตช์แบบแข็ง (Hard switching) ยกตัวอย่างเช่นจากสภาวะเปิดวงจร (Turning-OFF) ไปเป็นสภาวะปิดวงจร (Turning-ON) เป็นต้น ซึ่งจะก่อให้เกิดความสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าที่เรียกว่า กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ (Switching power loss) ซึ่งเกิดจากการทับซ้อนกันระหว่างรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์และกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ในช่วงของการเริ่มนำกระแสและในช่วงของการเริ่มหยุดนำกระแส โดยจากพฤติกรรมดังกล่าวจะส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรแปลงผันกำลังงานไฟฟ้ามีค่าต่ำลง ดังนั้นงานวิจัยในอดีตจึงได้มีการนำเสนอเทคนิคการลดความสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์หรือที่เราเรียกกันว่า เทคนิคการสวิตช์แบบนุ่มนวล (Soft-switching method) โดยเทคนิคดังกล่าวจะประกอบไปด้วย 2 เทคนิค ได้แก่ การสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ (Zero-voltage switching, ZVS) [32]-[38] และการสวิตช์แบบกระแสศูนย์ (Zero-current switching, ZCS) โดยในงานวิจัยนี้จะนำเพียงเทคนิคการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์มาใช้งานเท่านั้น ดังนั้นจึงไม่ขอกล่าวถึงเทคนิคการสวิตช์แบบกระแสศูนย์ เทคนิคการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ (ZVS) โดยทั่วไปแล้วจะมีแนวคิดคือการบังคับให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่กระแสจะเริ่มไหลผ่านสวิตช์ ซึ่งจะทำให้ไม่เกิดกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียในช่วงของการสวิตช์ ซึ่งการทำให้เกิดสภาวะการทำงานแบบแรงดันศูนย์นั้นสามารถทำให้เกิดได้ด้วยกัน 2 วิธี ได้แก่ การใช้หลักการเรโซแนนซ์ โดยทำการปรับค่าความถี่การสวิตช์ของวงจรเพื่อให้กระแสล้าหลังแรงดันไฟฟ้าอยู่ตลอดเวลา ลักษณะเช่นนี้จะทำให้เกิดสภาวะการทำงานแบบแรงดันศูนย์ และอีกวิธีหนึ่งที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายคือการใช้สัญญาณการควบคุมแบบที่มีการเลื่อนเฟสโดยบังคับให้กระแสไหลผ่านสวิตช์หลังที่สวิตช์ตัวดังกล่าวได้ถูกสั่งให้นำกระแสเป็นที่เรียบร้อยแล้วแล้วกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ เป็นการหน่วงให้กระแสไหลผ่านสวิตช์หลังจากสวิตช์ถูกสั่งให้นำกระแสแล้วเป็นระยะเวลาหนึ่งลักษณะเช่นนี้จึงไม่ก่อให้เกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในช่วงของการเริ่มนำกระแส โดยลักษณะรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแสที่ไหลผ่านสามารถแสดงเป็นตัวอย่างได้ดังรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) การสวิตช์ฮาร์ดสวิตช์



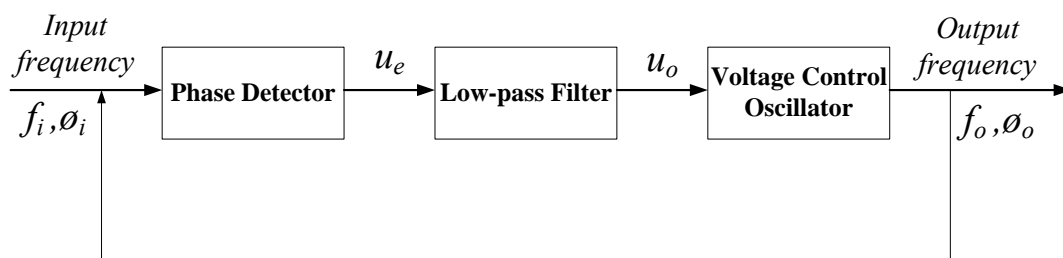
(ข) การสวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์

รูปที่ 2.15 ลักษณะการสวิตช์แบบต่างๆ

2.6 หลักการพื้นฐานของเฟสล็อกกลูปสำหรับงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Phase lock loop for induction heating)

เนื่องจากงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนั้น ที่ด้านโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอยู่ตลอดเวลา การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิดังกล่าวนั้นจะส่งผลโดยตรงต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆโดยรวมของวงจรดังนั้นจะทำให้สภาวะการทำงานของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่วงจรทำงานที่สภาวะเรโซแนนซ์ เนื่องจากค่าความถี่เรโซแนนซ์นั้นจะเปลี่ยนแปลงตามพารามิเตอร์ของวงจรดังนั้นหากมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์จากสาเหตุใดก็ตาม จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของระบบนั้นเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งส่งผลต่อการถ่ายโอนกำลังงานไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์หรือแม้กระทั่งเป็นสาเหตุให้เกิดสภาวะการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์เป็นการสวิตช์แบบแข็ง (Hard switching) ซึ่งทำให้เกิดความเสียหายของอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรได้ ดังนั้นเพื่อที่จะให้วงจรสามารถติดตามความเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่เรโซแนนซ์ของระบบและสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพได้นั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรตรวจและติดตามค่าความถี่เรโซแนนซ์ของระบบซึ่งวงจรดังกล่าวนั้นจะใช้หลักการของเฟสล็อกกลูป (Phase lock loop, PLL)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 หลักการเบื้องต้นของเฟสล็อกกลูป (PLL)

เนื่องจากเป็นที่ทราบกันดีว่าค่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านออกและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรและความถี่ของการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นหากมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวแต่ความถี่ของการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นยังใช้ค่าคงที่ จะทำให้ค่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านออกและกระแสไฟฟ้าด้านออกมีค่าเปลี่ยนไป ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการปรับค่าความถี่ของการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้ชดเชยผลการเปลี่ยนแปลงค่ามุมต่างเฟสนั้น โดยส่วนประกอบที่สำคัญของวงจรเฟสล็อกกลูป (PLL) นั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่วนต่างๆ ดังนี้ วงจรตรวจจับเฟส (Phase detector) ซึ่งจะทำหน้าที่ตรวจจับและเปรียบเทียบค่ามุมต่างเฟสระหว่างความถี่ด้านเข้าหรือมุมเฟสด้านเข้า (ϕ_i) และความถี่ด้านออกหรือมุมเฟสด้านออก (ϕ_o) เพื่อทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อน (u_e) ซึ่งสามารถเขียนแทนได้ดังสมการที่ (2.10)

$$u_e = K_\phi (\phi_i - \phi_o) = K_\phi \Delta\phi \quad (2.10)$$

จากนั้นค่าความคลาดเคลื่อน (u_e) จะถูกส่งไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - pass filter) ซึ่งจะทำหน้าที่กรองสัญญาณที่มีความถี่สูงที่ปนเข้ามากับค่าความคลาดเคลื่อนโดยสมการสัญญาณด้านของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (u_o) สามารถแสดงได้ดังสมการดังนี้

$$u_o(t) = \frac{1}{T_0} \int_0^t u_e(t) dt \quad (2.11)$$

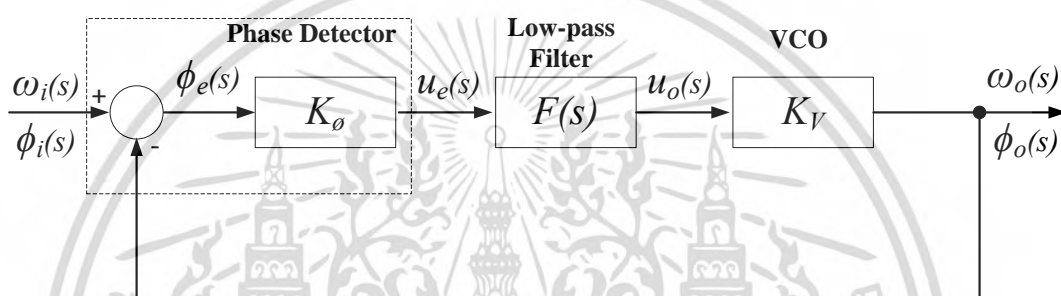
สัญญาณด้านออกของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (u_o) จะถูกส่งต่อไปยังส่วนกำเนิดสัญญาณแรงดันควบคุมที่เรียกว่า VCO (Voltage control oscillator) ซึ่งจะสร้างความถี่ด้านออก (f_o) ซึ่งจะมีค่าเป็นสัดส่วนกับสัญญาณด้านออกของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (u_o) โดยสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$f_o = K_f (u_o) \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการทำงานของวงจรถ่วงจะเริ่มต้นจากสภาวะการทำงานแบบอิสระ (Free running) โดยความถี่เริ่มต้นนี้จะถูกกำหนดจากโครงสร้างของวงจรถ่วงกำเนิดสัญญาณของวงจรถ่วงเฟสล็อกกลุ่บ จากนั้นเมื่อวงจรถ่วงทำงานจะทำให้ความถี่ด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางที่ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าน้อยลงเรื่อยๆ ในขณะที่ความถี่ด้านออกมีค่าเข้าใกล้ความถี่ด้านเข้าจะเรียกสภาวะนี้ว่า สภาวะจับ (Capture state) จากนั้นเมื่อความถี่ด้านออกมีค่าเท่ากับความถี่ด้านเข้าของวงจรถ่วงเฟสล็อกกลุ่บไม่มีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ด้านออกอีกในสภาวะนี้จะถูกเรียกว่า สภาวะเฟสล็อก (Phase-lock state)

2.6.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรถ่วงเฟสล็อกกลุ่บ



รูปที่ 2.17 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกกลุ่บ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกกลุ่บสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งประกอบไปด้วยความถี่ด้านเข้าหรือมุมเฟสด้านเข้า (ω_i) และความถี่ด้านออกหรือมุมเฟสด้านออก (ω_o) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถ่วงจับเฟส (K_o) วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ($F(s)$) และส่วนกำเนิดสัญญาณแรงดันควบคุมที่เรียกว่า VCO (K_v) โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถ่วงเฟสล็อกกลุ่บสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\frac{\phi_o(s)}{\phi_i(s)} = \frac{K_o K_v F(s)}{s + K_o K_v F(s)} \quad (2.13)$$

2.6.2 วงจรถ่วงจับเฟส (Phase detector)

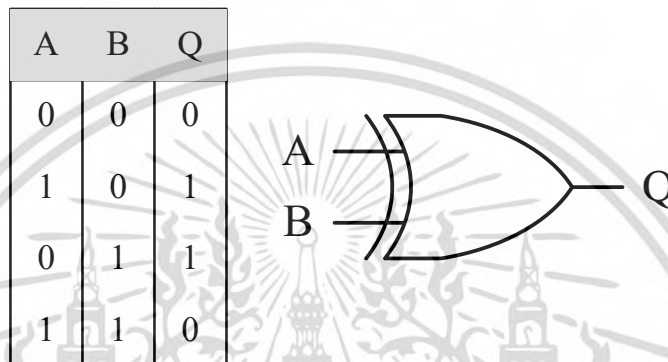
สำหรับวงจรถ่วงจับเฟสที่ใช้งานกันโดยส่วนใหญ่จะใช้เกตแบบเอ็กซคลูซีฟ-ออร์ (Exclusive-OR gate, XOR) เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณสี่เหลี่ยมจากสัญญาณอ้างอิง (Reference signal) กับสัญญาณด้านออกของวงจรถ่วง VCO โดยสัญญาณทั้งสองดังกล่าวจะถูกป้อนเข้าไปที่ขา A และ B ของ XOR gate เพื่อให้ได้สัญญาณด้านออกเป็น Q ซึ่งจะมีความกว้างของสัญญาณพัลส์เป็นไปตามสัดส่วนของความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่ A และ B โดยความถี่ของสัญญาณ Q ที่ได้จะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

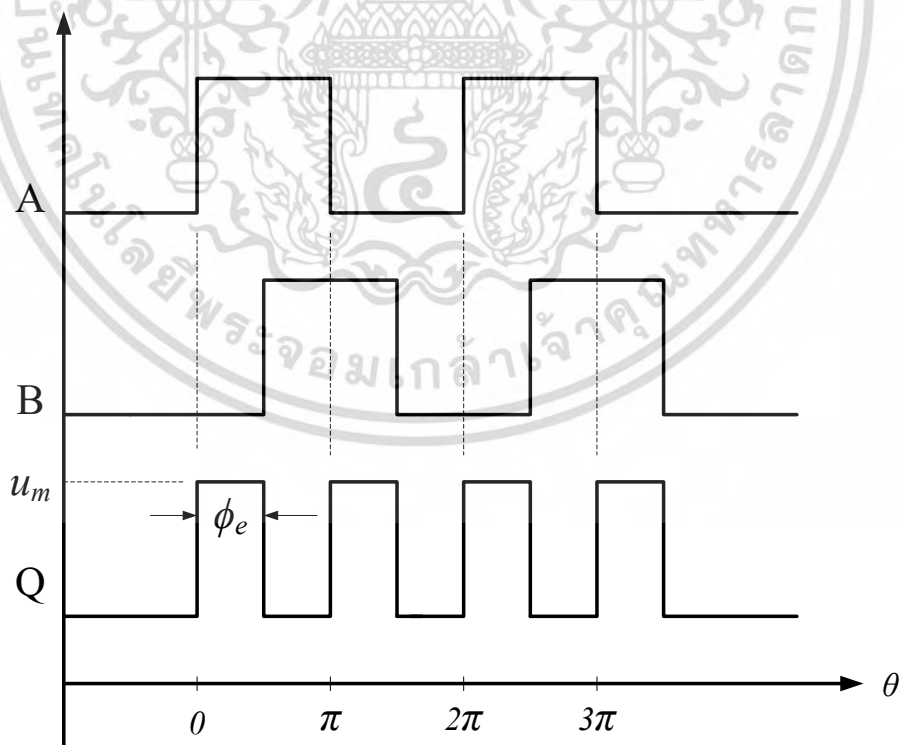
เป็น 2 เท่าของสัญญาณด้านเข้า โดยตารางค่าความจริง สัญลักษณ์ของ XOR gate และรูปสัญญาณการทำงานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 ค่าสัญญาณด้านออก Q แสดงได้ดังสมการดังนี้

$$u_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\phi_e} u_m \cdot d\theta = \frac{u_m \cdot \phi_e}{\pi} \quad (2.14)$$

$$u_e = K_\phi \cdot \phi_e \quad ; \quad 0 \leq \phi_e \leq \pi \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.18 ตารางค่าความจริงและสัญลักษณ์ของ XOR gate



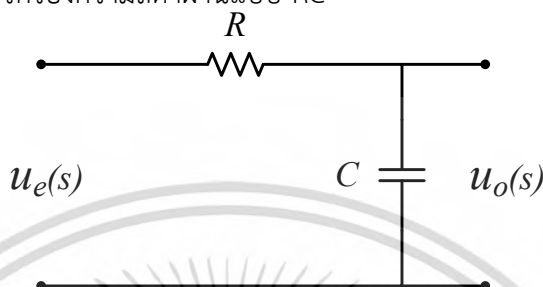
รูปที่ 2.19 สัญญาณการทำงานของ XOR gate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter)

ในส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในกรณีที่ใช้งานเป็นแบบพาสซีฟ (Passive) สามารถแบ่งได้ดังนี้

1) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RC



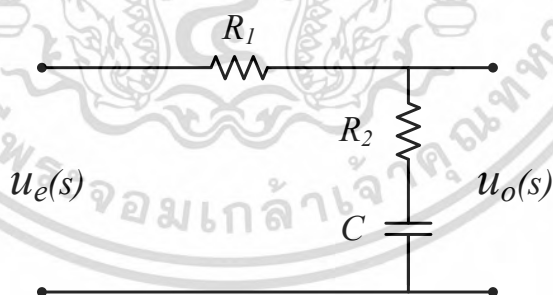
รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RC

วงจรกรองดังรูปที่ 2.20 นั้นสามารถเขียนแทนด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$F(s) = \frac{u_o(s)}{u_e(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2.16)$$

เมื่อค่าคงที่เวลา $\tau = 1/RC$

2) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบนำหน้า-ล่าหลัง (Lead - Lag)



รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Lead - Lag

วงจรกรองดังรูปที่ 2.21 นั้นสามารถเขียนแทนด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$F(s) = \frac{u_o(s)}{u_e(s)} = \frac{\tau_2 s}{(\tau_1 + \tau_2)s + 1} \quad (2.17)$$

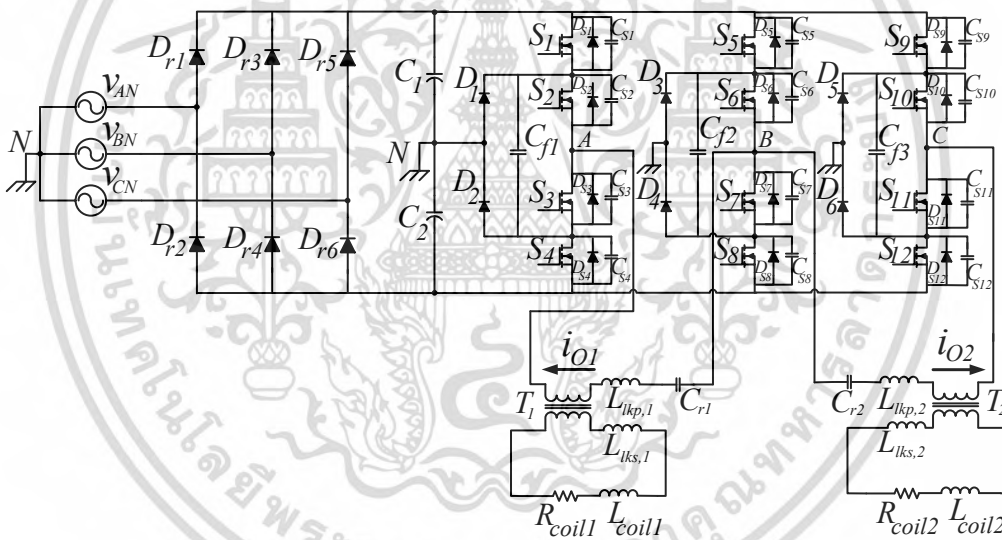
เมื่อค่าคงที่เวลา $\tau_1 = 1/R_1C$ และ $\tau_2 = 1/R_2C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานและการออกแบบวงจร

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทํางานและการออกแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอ๊าท์พุท ซึ่งจะเป็นการนำทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องมาใช้ โดยจะได้กล่าวถึงส่วนประกอบของวงจร การวิเคราะห์โหมดการทํางาน การวิเคราะห์หาสมการแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าของวงจร การวิเคราะห์หาวงจรสัญญานขนาดเล็กของวงจรที่ได้นำเสนอ ขั้นตอนการออกแบบของวงจรกำลัง วงจรควบคุมของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอ รวมไปถึงการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยรายละเอียดแต่ละหัวข้อมีดังนี้

3.1 หลักการทํางานของวงจร



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอ๊าท์พุท

ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่จะนำมาใช้ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับนั้นมีข้อดีที่เหนือกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับนั่นคือแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีค่าลดลงเหลือเพียงครึ่งเดียวของแรงดันไฟฟ้าขาเข้า ซึ่งจะส่งผลให้สามารถลดพิคคของอุปกรณ์สวิตซ์ที่จะนำมาใช้งานลงได้ในกรณีที่นำวงจรไปใช้กับแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสูงๆ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบสองระดับและนอกจากนี้แล้วรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอ๊าท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับนั้นจะมีระดับของแรงดันมากกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับโดยทั่วไปส่งผลให้ค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดรวมทางฮามอนิกส์ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าลดลง [22]-[25] โดยในงานวิจัยนี้จะนำวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ จำนวน 3 กิ่งมาต่อกันเพื่อให้สามารถใช้งานแบบสองเอาต์พุตพร้อมๆกันซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีส่วนประกอบของวงจรดังนี้ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสจากระบบของการไฟฟ้า (V_{an} , V_{bn} และ V_{cn}) ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากนั้นจะเป็นส่วนของวงจรเรียงกระแส 3 เฟส (Three-phase rectifier circuit) เพื่อใช้ทำหน้าที่แปลงผันกำลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ถัดมาเป็นส่วนของตัวเก็บประจุแบ่งแรงดัน (C_1 และ C_2) เพื่อใช้ในการแบ่งแรงดันให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากการเรียงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้าแบบสามระดับโดยมีจุดนิวทรัล (Neutral point, N) คือจุดที่เป็นจุดเชื่อมต่อของตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันทั้งสอง จากนั้นเป็นส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ ซึ่งจะประกอบไปด้วยกิ่งอินเวอร์เตอร์จำนวน 3 กิ่งได้แก่ กิ่ง A, B และ C โดยแต่ละกิ่งอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีลักษณะที่เหมือนกันทั้ง 3 กิ่ง โดยแต่ละกิ่งจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ดังต่อไปนี้ ยกตัวอย่างกิ่ง A จะประกอบไปด้วย สวิตช์ 4 ตัว ($S_1 - S_4$) ซึ่งจะใช้ออสเฟต (MOSFET) ในการสวิตช์ โดยที่สวิตช์ S_1 และ S_4 จะถูกเรียกว่าสวิตช์วงนอก (Outer switches) ซึ่งจะทำงานตรงข้ามกันตลอดเวลา และสวิตช์ S_2 และ S_3 จะถูกเรียกว่าสวิตช์วงใน (Inner switches) ซึ่งจะทำงานตรงข้ามกันตลอดเวลา นอกจากนี้ยังมี ไดโอดแคลมป์ (Clamping diodes) D_1 และ D_2 ต่อคร่อมสวิตช์วงในเพื่อใช้เป็นทางเดินของกระแสต้านปฏิกิริยาของหม้อแปลงในช่วงฟรีวิลลิง (Freewheeling time) และทำหน้าที่แคลมป์แรงดันไฟฟ้าให้ตกคร่อมสวิตช์เพียงครั้งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส นอกจากนี้ยังมีตัวเก็บประจุฟลายอิง (Flying capacitor) C_{f1} ที่ใช้สำหรับการถ่ายโอนประจุระหว่างคู่สวิตช์วงนอก (S_1 และ S_4) และคู่สวิตช์วงใน (S_2 และ S_3) ในช่วงจังหวะของการเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยตัวเก็บประจุฟลายอิงจะต่อขนานเข้ากับไดโอดแคลมป์อีกด้วย โดยกิ่งอินเวอร์เตอร์ B และ C ก็จะมีลักษณะเหมือนกับกิ่ง A ที่กล่าวข้างต้น ที่ด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ จุดเชื่อมต่อโหลดที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีด้วยกัน 2 จุดได้แก่ จุดเชื่อมต่อโหลดระหว่างจุด A และ B และจุดเชื่อมต่อโหลดระหว่างจุด C และ B โดยจะมีกิ่งอินเวอร์เตอร์ B ทำหน้าที่เป็นกิ่งร่วม (Common branch) ระหว่างจุดเชื่อมต่อโหลดทั้งสอง โดยที่จุดเชื่อมต่อโหลดทั้งสองนี้จะมีหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบสเต็ปดาวน์ (Step-down high-frequency transformer) T1 และ T2 ซึ่งจะมีตัวเก็บประจุโซแนนซ์ (C_{r1} และ C_{r2}) ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำรั้วไหลฝั่งปฐมภูมิ ($L_{kp,1}$ และ $L_{kp,2}$) ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแต่ละลูกเพื่อทำให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำสมมูลภายในวงจร ที่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงโหลดจะ

เป็นส่วนหนึ่งของโหลดความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดเหนี่ยวนำและเข้าหาลอมโลหะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราไฟต์ ซึ่งสามารถเขียนแทนได้ด้วยตัวต้านทาน (R_{coil}) อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำของโหลด (L_{coil}) ดังที่แสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งจากรูปดังกล่าวจะสังเกตเห็นว่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำและเก็บห่อมโลหะกราไฟต์มีจำนวนหลายตัวทำให้เกิดความซับซ้อนหากจะวิเคราะห์ด้วยวงจรดังกล่าว ดังนั้นเพื่อทำให้การวิเคราะห์การทำงานรวมถึงการวิเคราะห์หาสมการกระแสไฟฟ้าและกำลังงานไฟฟ้าได้ง่ายขึ้น ฝั่งด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถแสดงได้ด้วยวงจรสมมูลอนุกรม RLC ($R_{eq,1}$, $L_{eq,1}$, $C_{eq,1}$, $R_{eq,2}$, $L_{eq,2}$ และ $C_{eq,2}$) ซึ่งสามารถอธิบายได้โดยใช้สมการดังนี้

$$R_{eq,1} \approx n^2 R_{coil,1} \quad (3.1)$$

$$R_{eq,2} \approx n^2 R_{coil,2} \quad (3.2)$$

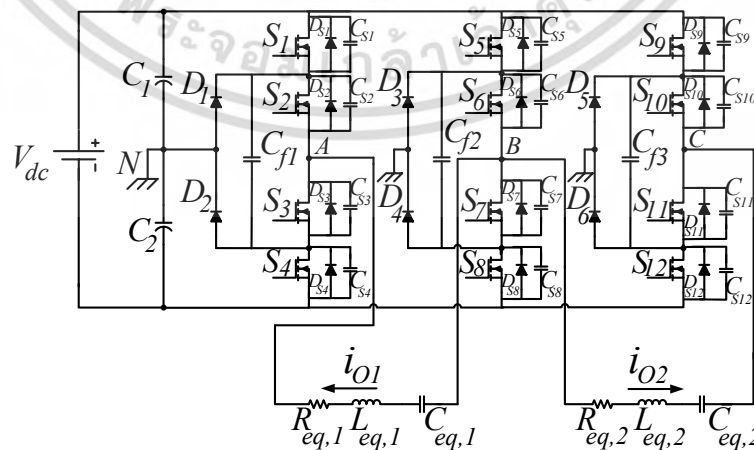
$$L_{eq,1} \approx L_{lkp,1} + n^2 (L_{lks,1} + L_{coil,1}) \quad (3.3)$$

$$L_{eq,2} \approx L_{lkp,2} + n^2 (L_{lks,2} + L_{coil,2}) \quad (3.4)$$

$$C_{eq,1} = C_{r1} \quad (3.5)$$

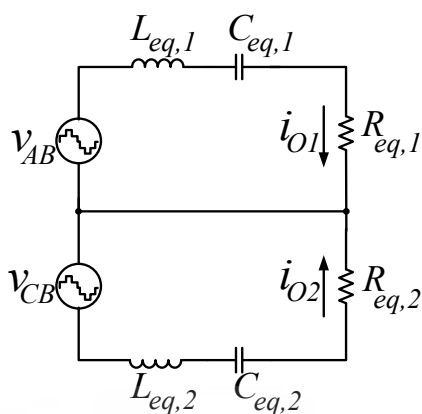
$$C_{eq,2} = C_{r2} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.1) – (3.6) วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุตจะสามารถแสดงใหม่ได้ดังรูปที่ 3.2 โดยจะสังเกตเห็นว่าด้านขาเข้าของวงจรจะถูกแสดงด้วยแรงดันไฟฟ้าขาเข้ากระแสตรง (V_{dc})



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



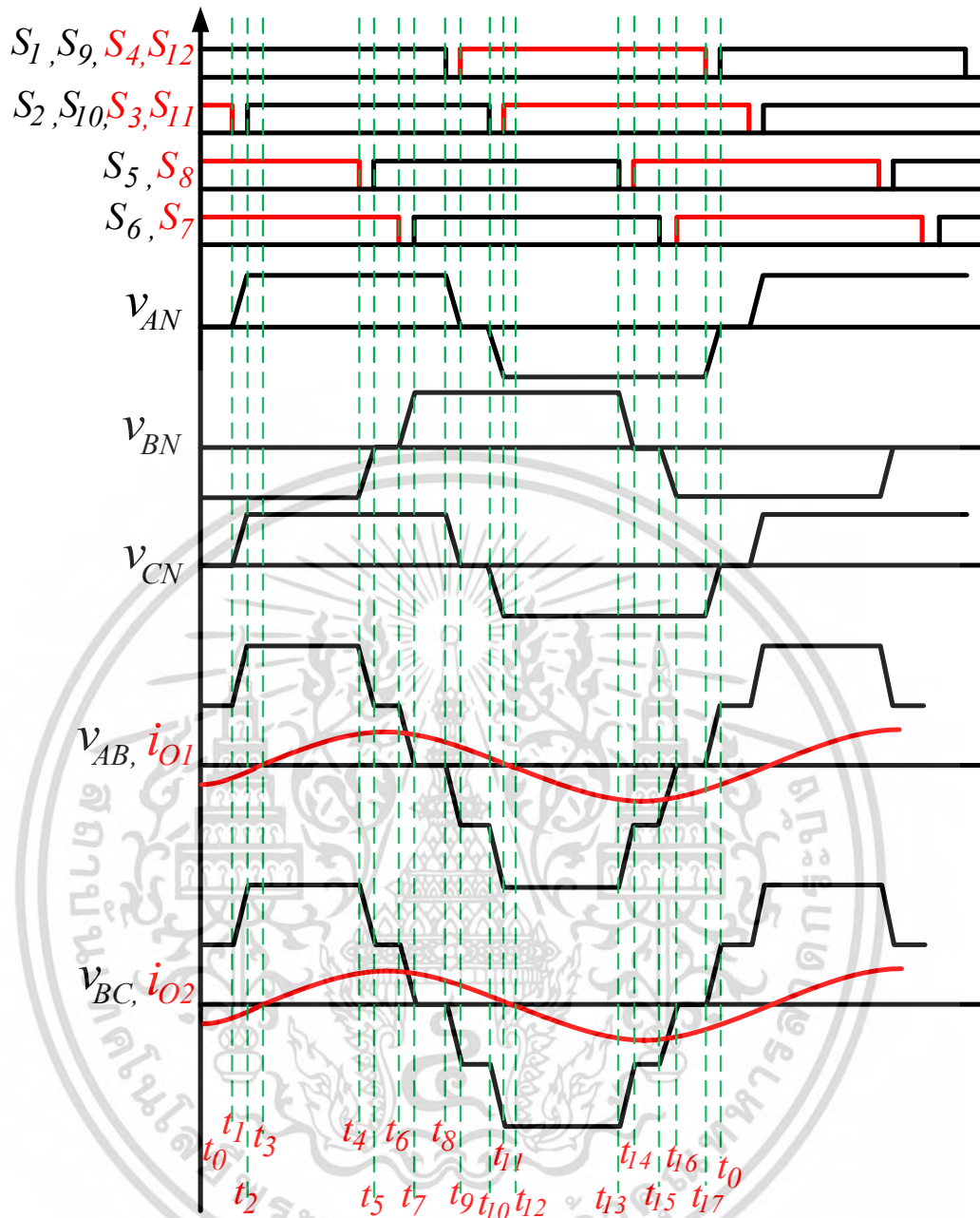
รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต

นอกจากนั้นแล้วเมื่อพิจารณาวงจรสมมูลอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรมันสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยวงจรถ่ายสมมูลอย่างง่ายดังแสดงได้ในรูปที่ 3.3 ซึ่งส่วนประกอบของวงจรมันจะถูกแทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (V_{AB} และ V_{CB}) ก่อนจ่ายให้กับโหลดเรโซแนนซ์อนุกรม RLC ทั้ง 2 ชุด

ในรูปที่ 3.4 แสดงรูปคลื่นการทำงานของวงจรมันอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาต์พุต โดยจากรูปนั้นประกอบไปด้วยสัญญาณขั้วเกิดของสวิตช์มอสเฟต ($S_1 - S_{12}$) ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสัญญาณขั้วเกิดของสวิตช์มอสเฟตในกึ่งอินเวอร์เตอร์ A ($S_1 - S_4$) และสวิตช์ในกึ่งอินเวอร์เตอร์ C ($S_9 - S_{12}$) จะใช้สัญญาณขั้วเดียวกันในสวิตช์ตำแหน่งที่ตรงกัน ส่วนสัญญาณขั้วของสวิตช์ในกึ่งอินเวอร์เตอร์ B ($S_5 - S_8$) จะถูกเลื่อนเฟสจากสัญญาณขั้วเกิดสวิตช์ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ A และ C เป็นมุม 120 องศาทางไฟฟ้า นอกจากนี้แล้วสัญญาณขั้วเกิดของสวิตช์วงในของสวิตช์แต่ละกึ่งจะถูกเลื่อนเฟสจากสวิตช์วงนอกเป็นมุมค่าหนึ่งซึ่งมุมดังกล่าวนี้จะถูกเรียกว่า “มุมเลื่อนเฟส” (Phase-shifted angle) ซึ่งจะการควบคุมสวิตช์มอสเฟตในลักษณะเช่นนี้จะทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นแรงดันไฟฟ้าแบบ 5 ระดับซึ่งจะส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกส์ของแรงดันไฟฟ้าจะมีค่าลดลงและจะส่งผลให้เกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงอันเนื่องมาจากฮาร์มอนิกส์ลำดับสูงของแรงดันไฟฟ้าซึ่งจะกล่าวถึงในภายหลัง

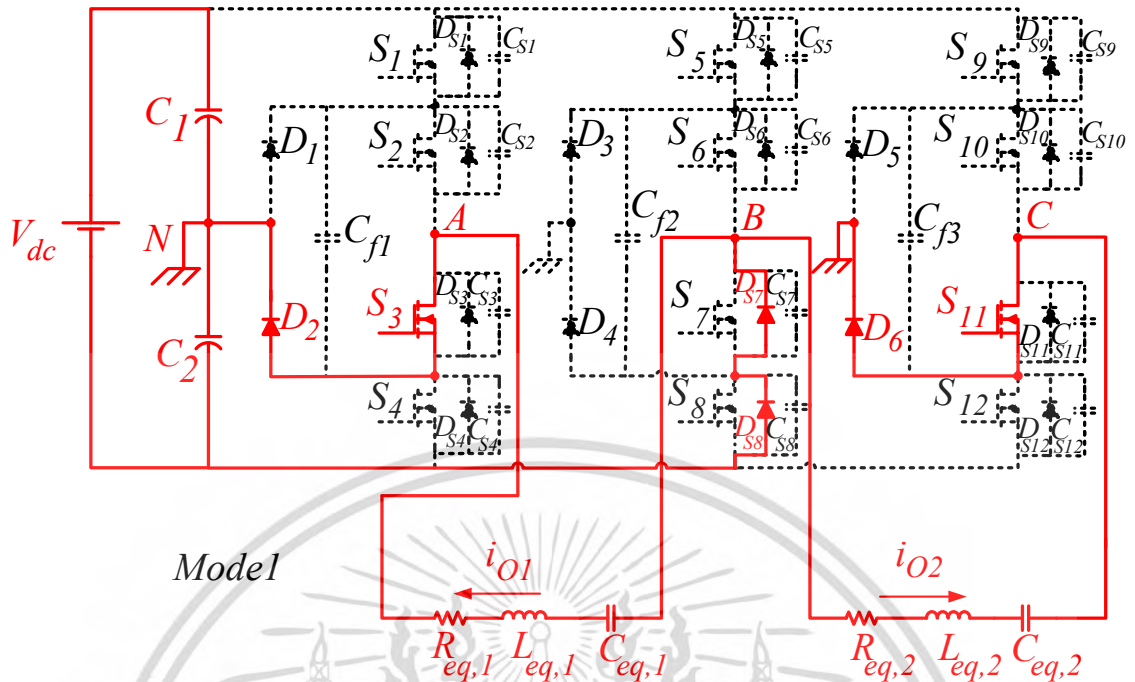
การวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรมันได้นำเสนอข้างต้นนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 18 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลดังรูปที่ 4 ซึ่งในบทความนี้จะนำเสนอเฉพาะ 9 โหมดการทำงานในครึ่งไซเคิล โดยแต่ละโหมดการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 คลื่นการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอ

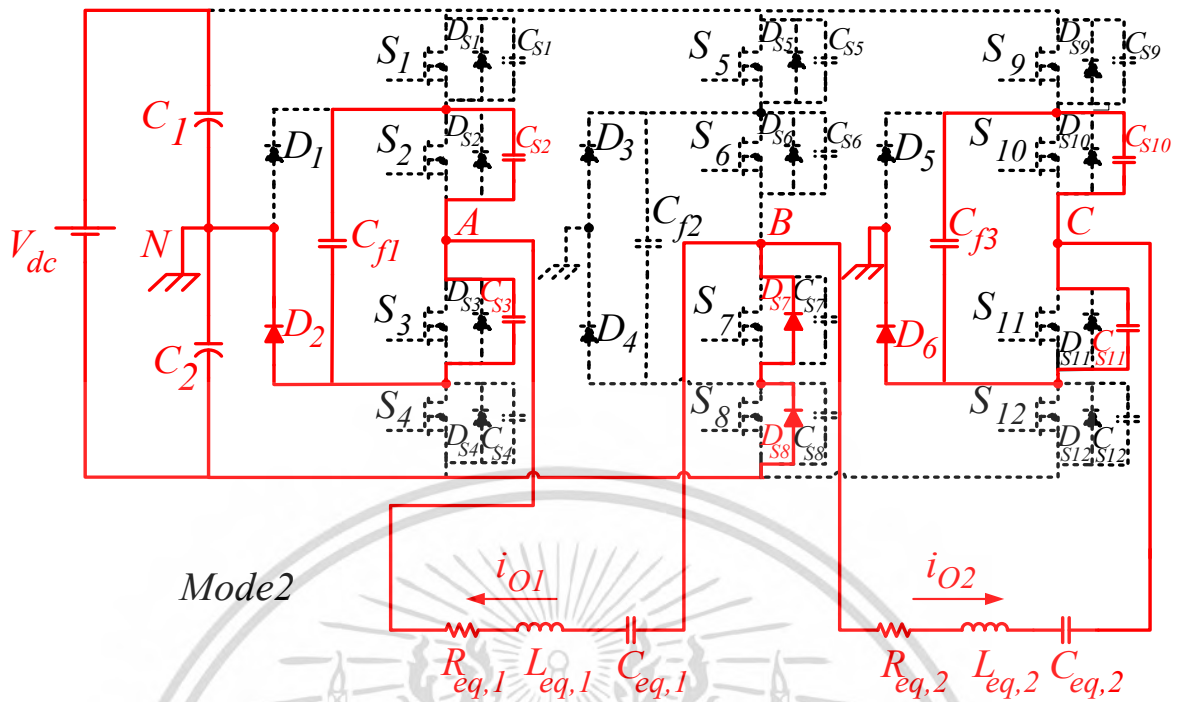
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 1

โหมดที่ 1 ($t_0 - t_1$)

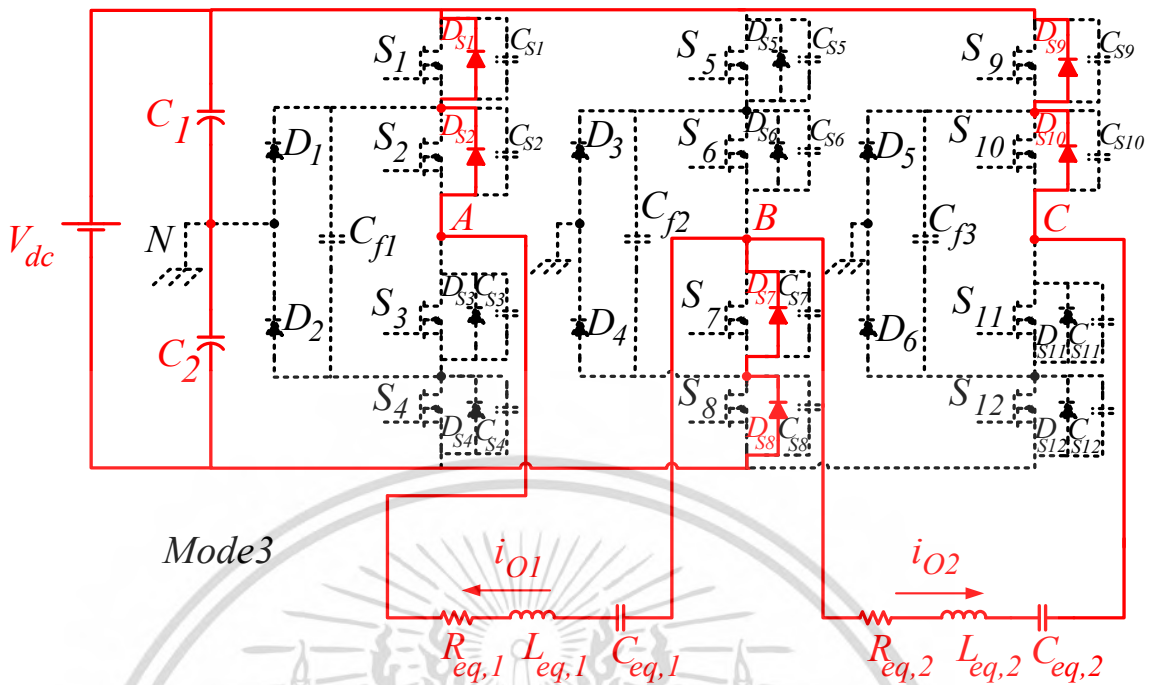
ที่เวลา $t_0 - t_1$ ช่วงเวลาที่กระแสด้านปฐมภูมิ i_{O1} และ i_{O2} ของโหลดทั้งสองชุดจะไหลวนผ่าน ไดโอดแคสึมป์ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ A และ C ตามลำดับกล่าวคือ กระแสปฐมภูมิ i_{O1} ของโหลดชุดที่ 1 จะไหลผ่านทางไดโอดแฝง D_{s7} และ D_{s8} ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ B ไปยังโหลด จากนั้นจะไหลผ่านสวิตช์ S_3 และไดโอดแคสึมป์ล่าง D_2 ส่วนกระแสปฐมภูมิ i_{O2} ของโหลดชุดที่ 2 จะไหลผ่านทางไดโอดแฝง D_{s7} และ D_{s8} ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ B รวมถึงไหลผ่านสวิตช์ S_{10} และไดโอดแคสึมป์ล่าง D_6 ในช่วงเวลานี้แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ตกรวมโหลดทั้งสองชุดมีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$



รูปที่ 3.6 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 2

โหมดที่ 2 ($t_1 - t_2$)

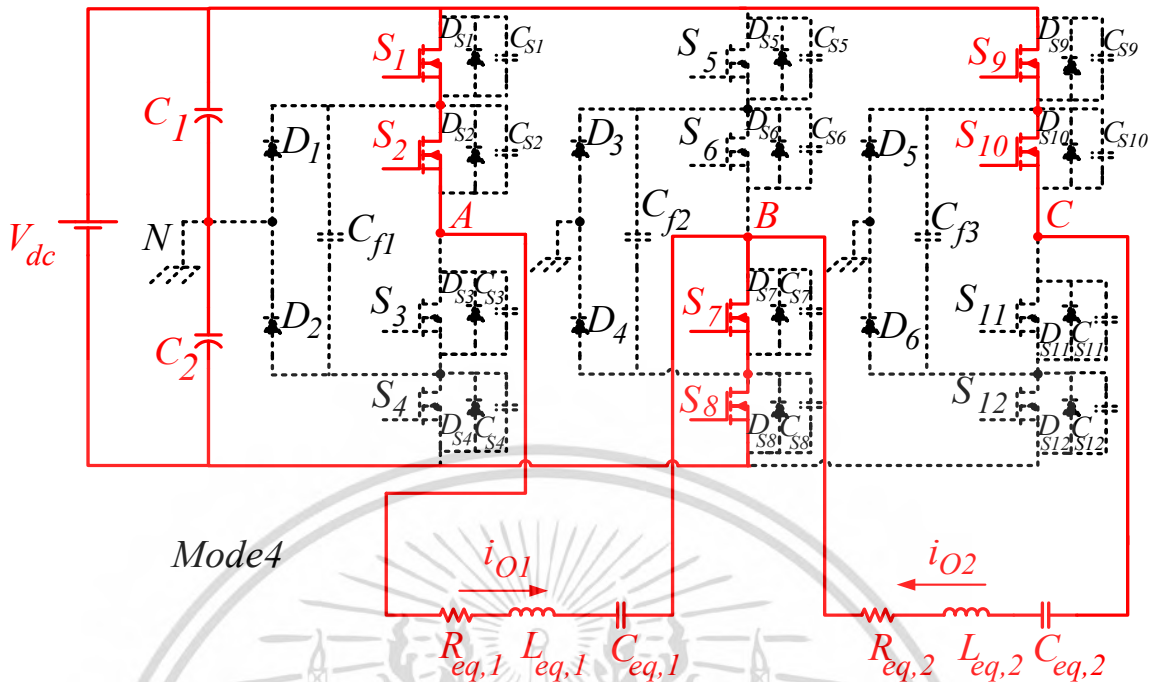
ที่เวลา t_1 สวิตช์ S_3 และ S_{11} จะถูกสั่งให้หยุดนำกระแส จากนั้นจะเกิดการขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุแฝงของสวิตช์ช่วงในของกึ่งอินเวอร์เตอร์ A และกึ่งอินเวอร์เตอร์ C โดยที่โหนดชุดที่ 1 กระแส i_{O1} จะทำการชาร์จตัวเก็บประจุ C_{s3} ภายในสวิตช์ S_3 และดีจชาร์จตัวเก็บประจุ C_{s2} ภายในสวิตช์ S_2 ผ่านทางตัวเก็บประจุฟลายอิงคาปาซิเตอร์ C_{f1} และยังไหลผ่านไดโอดแค้มป์ปล่าง D_2 ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ A และไดโอดแฝง D_7, D_8 ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ร่วม B ในขณะเดียวกันที่โหนดชุดที่ 2 กระแส i_{O2} จะทำการชาร์จตัวเก็บประจุ C_{s11} ภายในสวิตช์ S_{11} และคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{s10} ภายในสวิตช์ S_{10} ผ่านทางตัวเก็บประจุฟลายอิงคาปาซิเตอร์ C_{f3} ไดโอดแค้มป์ปล่าง D_6 ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ C และไดโอดแฝง D_7, D_8 ของกึ่งอินเวอร์เตอร์ร่วม B อีกด้วย ในช่วงเวลานี้แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ตกคร่อมโหนดทั้งสองชุดมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเส้นตรงจนมีค่าเท่ากับ V_{dc} ที่เวลา t_2



รูปที่ 3.7 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 3

โหมดที่ 3 ($t_2 - t_3$)

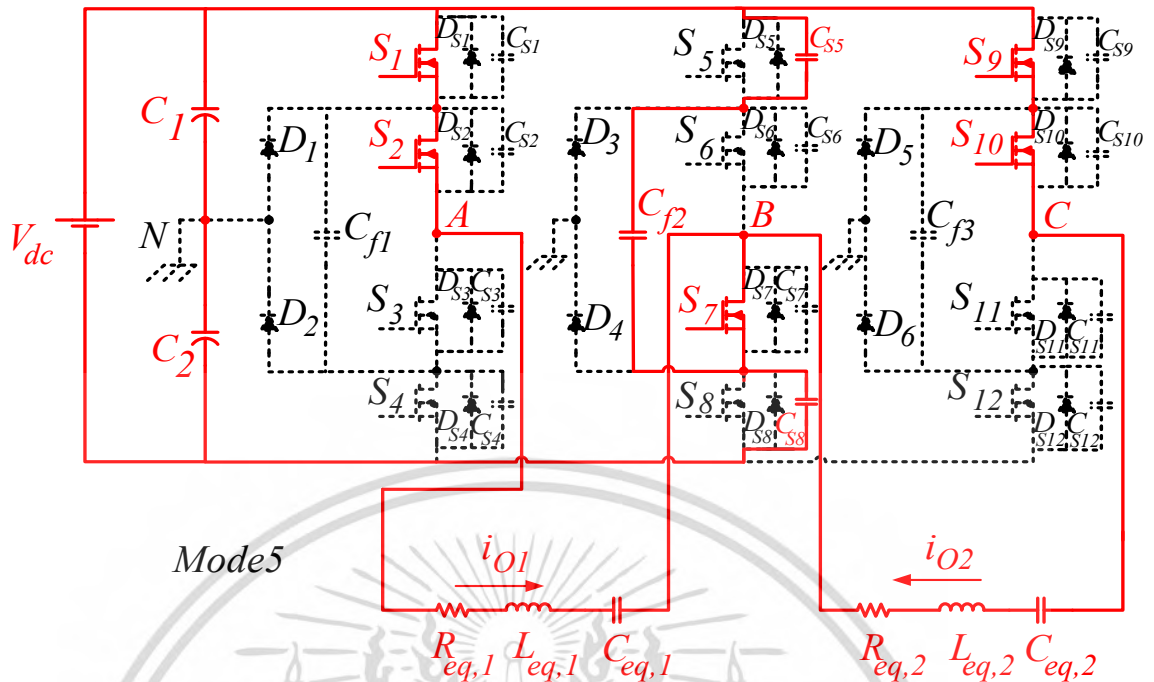
หลังจากเสร็จสิ้นการถ่ายโอนประจุระหว่างสวิตช์วงในของกึ่งอินเวอร์เตอร์ A และกึ่งอินเวอร์เตอร์ C ที่เวลา t_2 จะเกิดการคืนกลับพลังงานจากโหลดทั้ง 2 ชุดคืนกลับสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้าหรือที่เรียกว่า (Regenerative mode) โดยโหลดชุดที่ 1 กระแส i_{O1} จะไหลจากโหลดผ่านทางไดโอดแฝง D_{s1}, D_{s2}, D_{s7} และ D_{s8} คืนสู่แหล่งจ่าย โดยโหลดชุดที่ 2 กระแส i_{O2} จะไหลจากโหลดผ่านทางไดโอดแฝง D_{s7}, D_{s8}, D_{s9} และ D_{s10} ในช่วงเวลานี้แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ตกคร่อมโหลดทั้งสองชุดยังคงมีค่าเท่ากับโหมดก่อนหน้านี้



รูปที่ 3.8 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 4

โหมดที่ 4 ($t_3 - t_4$)

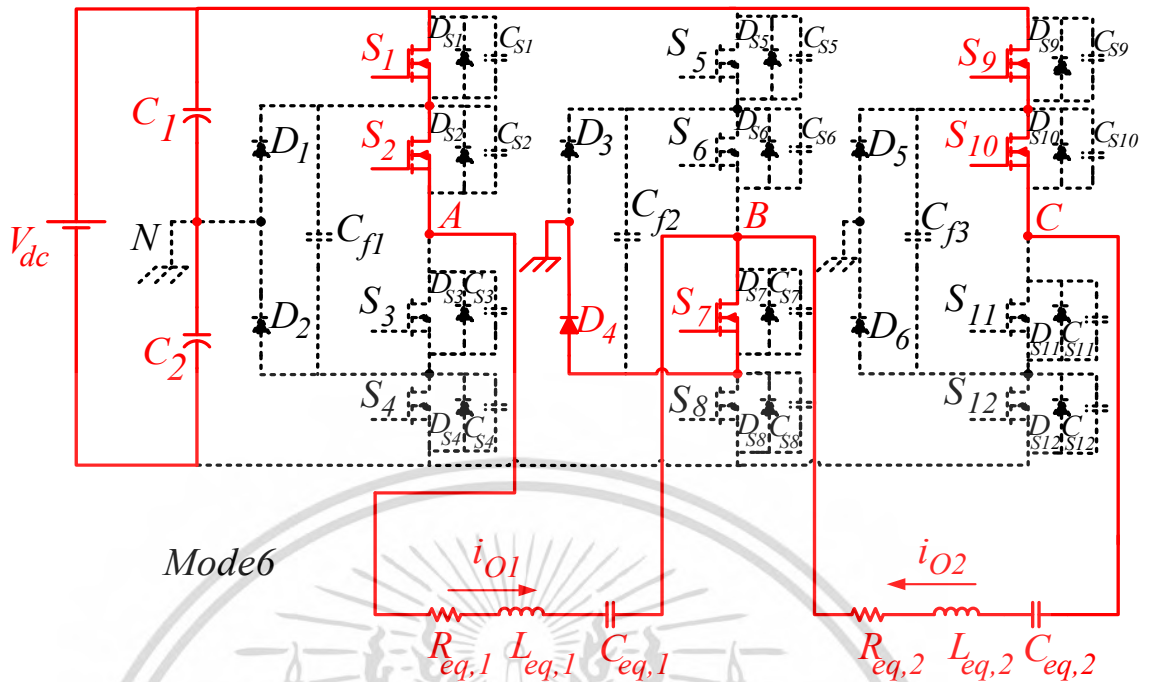
เมื่อสิ้นสุดการคืนกลับพลังงานที่เวลา t_3 หลังจากนั้น สวิตช์ S_1 , S_2 , S_7 และ S_8 จะเริ่มนำกระแส i_{O1} ไปยังโหลดชุดที่ 1 ในส่วนของโหลดชุดที่ 2 สวิตช์ S_7 , S_8 , S_9 และ S_{10} จะเริ่มนำกระแส i_{O2} ไปยังโหลดชุดที่ 2 เราจะสามารถพิจารณาได้ว่าสวิตช์ S_1 , S_2 , S_7 , S_8 , S_9 และ S_{10} จะนำกระแสภายใต้เงื่อนไขการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ (ZVS) ในช่วงนี้จะเป็นช่วงที่แหล่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้า เริ่มส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าไปยังโหลดทั้งสองชุด แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ตกคร่อมโหลดทั้งสองชุดยังคงเท่ากับ V_{dc}



รูปที่ 3.9 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 5

โหมดที่ 5 ($t_4 - t_5$)

ที่เวลา t_4 สวิตช์ S_8 จะถูกสั่งให้หยุดนำกระแส ทำให้เกิดการขนถ่ายประจุระหว่างสวิตช์ขั้วนอกของสวิตช์ขั้ว B กระแส i_{O1} และ i_{O2} จะทำการชาร์จประจุ C_{S8} ภายในสวิตช์ S_8 และดีจชาร์จ C_{S5} ภายในสวิตช์ S_5 ผ่านทางตัวเก็บประจุ C_{f2} และสวิตช์ S_7 ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโพลต์ทั้งสองมีค่าลดลงจนมีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$ ที่เวลา t_5 หลังจากนั้นแรงดันตกคร่อม S_8 จะมีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$ ส่วนสวิตช์ S_5 จะมีแรงดันตกคร่อมมีค่าเป็นศูนย์และพร้อมที่จะนำกระแสภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์ในโหมดการทำงานหลังจากนี้ กระแสไฟฟ้าทั้งสองชุดยังคงไหลผ่านโพลต์ในทิศทางเดียวกันกับโหมดก่อนหน้านี้

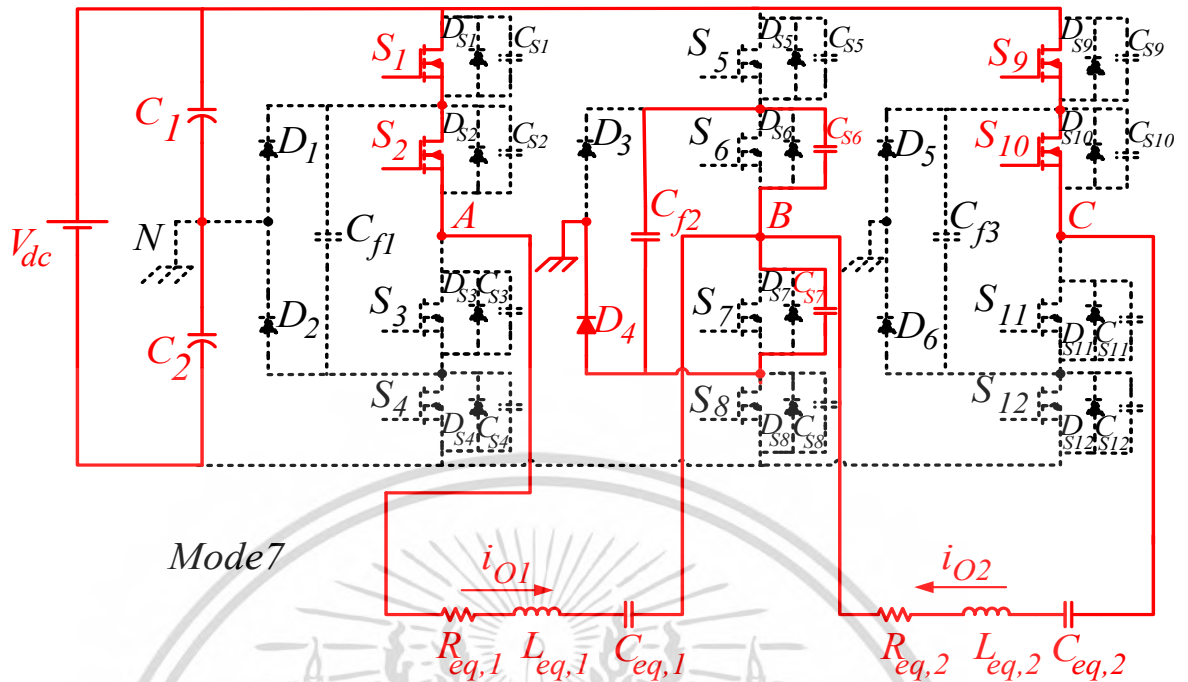


รูปที่ 3.10 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 6

โหมดที่ 6 ($t_5 - t_6$)

เมื่อสิ้นสุดการขนถ่ายประจุที่เวลา t_5 สวิตช์ S_8 จะหยุดนำกระแส ทำให้สวิตช์ S_7 และไดโอด แคล้มป์ล่าง D_4 จะนำกระแส i_{O1} และ i_{O2} ไปยังโหลดทั้งสองชุดในทิศทางเดียวกันกับโหมดที่ 5 แรงดันไฟฟ้าของโหลดทั้งสองมีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$ ในโหมดนี้

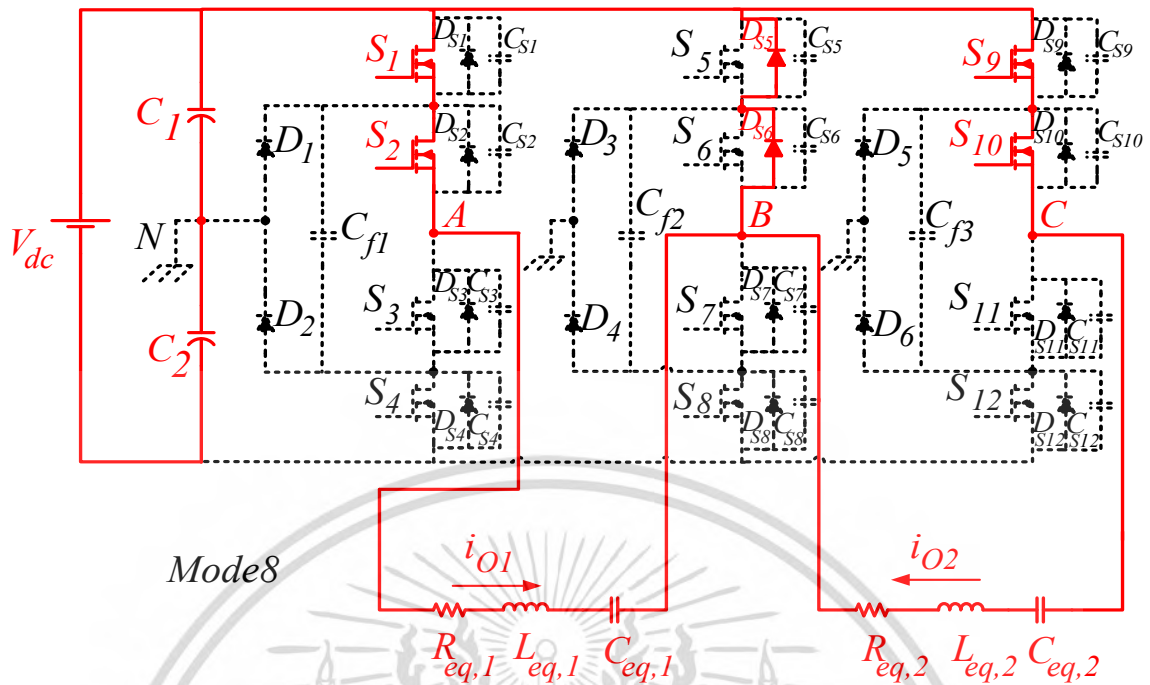
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 7

โหมดที่ 7 ($t_6 - t_7$)

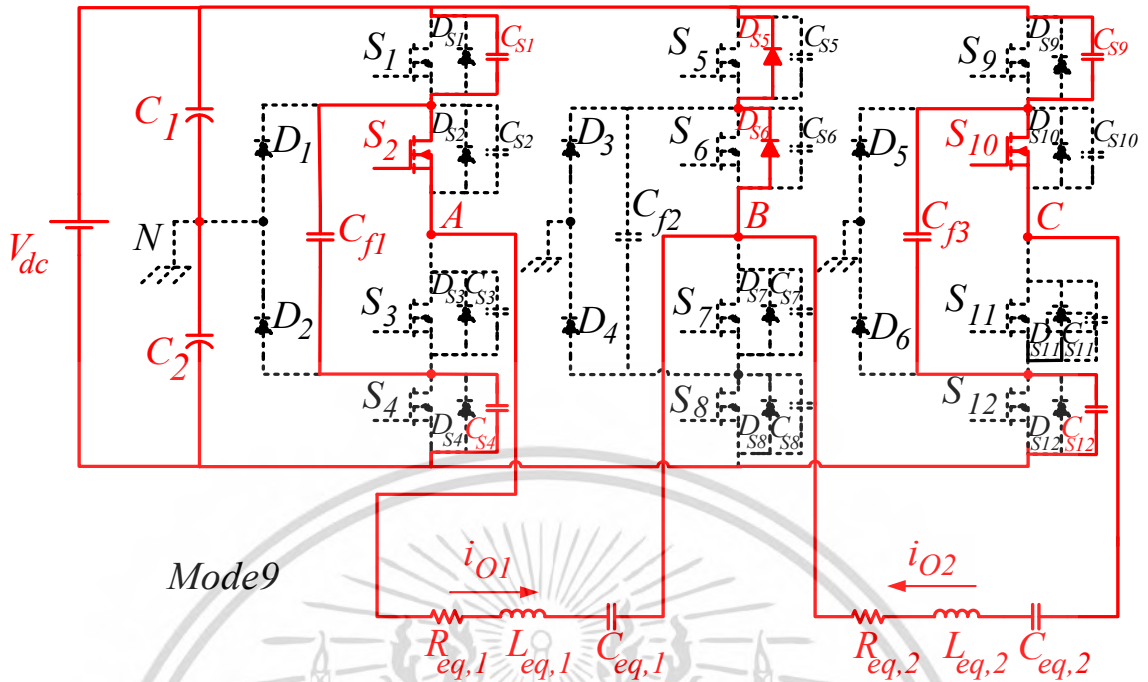
ที่เวลา t_6 สวิตช์ S_7 จะถูกสั่งให้หยุดนำกระแส กระแส i_{O1} และ i_{O2} ยังคงไหลในทิศทางเดียวกันกับโหมดก่อนหน้านี้และจะทำการชาร์จประจุ C_{s7} ภายในสวิตช์ S_7 และดีจชาร์จประจุ C_{s6} ภายในสวิตช์ S_6 ผ่านทางตัวเก็บประจุฟลายอิง C_{f2} ทำให้แรงดันไฟฟ้าของโหนดทั้งสองชุด ลดลงเรื่อยๆจนมีค่าเท่ากับ 0 ที่เวลา t_7 หลังจากนั้นสวิตช์ S_6 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับศูนย์และพร้อมที่จะนำกระแสภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์ (ZVS)



รูปที่ 3.12 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 8

โหมดที่ 8 ($t_7 - t_8$)

หลังจากการขนถ่ายประจุระหว่างสวิตช์วงในของกึ่งอินเวอร์เตอร์ B เสร็จสิ้น แรงดันตกคร่อมโหลดทั้งสองชุดจะมีค่าเท่ากับ 0 แต่กระแส i_{O1} และ i_{O2} ยังคงไหลต่อเนื่องโดยอาศัยพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำของโหลดเรโซแนนซ์ โดยโหลดชุดที่ 1 กระแส i_{O1} จะไหลผ่านทางสวิตช์ S_1, S_2 ไดโอดแฝง D_5 และ D_6 ส่วนโหลดชุดที่ 2 กระแส i_{O2} จะไหลผ่านทางสวิตช์ S_9, S_{10} ไดโอดแฝง D_5 และ D_6 ตามลำดับ



รูปที่ 3.13 การทำงานของวงจรในโหมดการทำงานที่ 9

โหมดที่ 9 ($t_8 - t_9$)

ที่เวลา t_8 สวิตช์ S_1 และ S_9 จะถูกสั่งให้หยุดนำกระแส ดังนั้นจะเกิดการขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุแฝงของสวิตช์ช่วงในของกึ่ง A และกึ่ง C โดยที่โหนดชุดที่ 1 กระแส i_{O1} จะทำการชาร์จตัวเก็บประจุ C_{S1} ภายในสวิตช์ S_1 และดีจชาร์จตัวเก็บประจุ C_{S4} ภายในสวิตช์ S_4 ผ่านทางตัวเก็บประจุฟลายอิง C_{f1} และไดโอดแฝง D_5, D_6 ของกึ่งร่วม B ในขณะเดียวกันที่โหนดชุดที่ 2 กระแส i_{O2} จะทำการชาร์จตัวเก็บประจุ C_{S9} ภายในสวิตช์ S_9 และดีจชาร์จตัวเก็บประจุ C_{S12} ภายในสวิตช์ S_{12} ผ่านทางตัวเก็บประจุฟลายอิง C_{f3} และไดโอดแฝง D_5, D_6 ของกึ่งร่วม B อีกด้วย ในช่วงเวลานี้ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหนดทั้งสองมีค่าเปลี่ยนแปลงจนมีค่าเท่ากับ $-V_{dc}/2$ ที่เวลา t_9 เป็นอันสิ้นสุดโหมดการทำงานในโหมดที่ 9

โหมดการทำงานที่ 10 - 18 พฤติกรรมการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอ จะมีลักษณะคล้ายคลึงกับโหมดการทำงานที่ 1 - 9 แตกต่างกันที่ทิศทางของกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าจะตรงข้ามกันดังนั้นจึงขอไม่กล่าวถึงโหมดการทำงานดังกล่าวในวิทยานิพนธ์เล่มนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การวิเคราะห์หาสมการแรงดัน, กระแสต้านออกและกำลังงานไฟฟ้า

การวิเคราะห์หาสมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตในสภาวะคงตัวของโหลด แต่ละชุดสามารถกระทำได้ดังนี้

3.2.1 การหาสมการแรงดันไฟฟ้า

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่ได้นำเสนอนั้นเป็นอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ ซึ่งเมื่อทำการวัดแรงดันเอาต์พุตของแต่ละกิ่งเทียบกับจุดนิวทรัลก็จะพบว่าแรงดันที่ได้นั้นเป็นแรงดันแบบสามระดับ $(-V_{dc}/2, 0, V_{dc}/2)$ ซึ่งแรงดันของกิ่งร่วม B (V_{BN}) จะมีเฟสต่างจากกิ่ง A (V_{AN}) และ C (V_{CN}) 120 องศา เพราะฉะนั้นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดชุดที่หนึ่ง (V_{AB}) และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดชุดที่สอง (V_{CB}) จะมีลักษณะเป็นแรงดันแบบห้าระดับ $(-V_{dc}, -V_{dc}/2, 0, V_{dc}/2, V_{dc})$ ดังรูปที่ 3.14 ดังนั้นจะสามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยอาศัยหลักการของอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งจะได้ดังนี้

$$v_{o1,o2}(t) = V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} [V_{an} \cos(n\omega_s t) + V_{bn} \sin(n\omega_s t)] \quad (3.7)$$

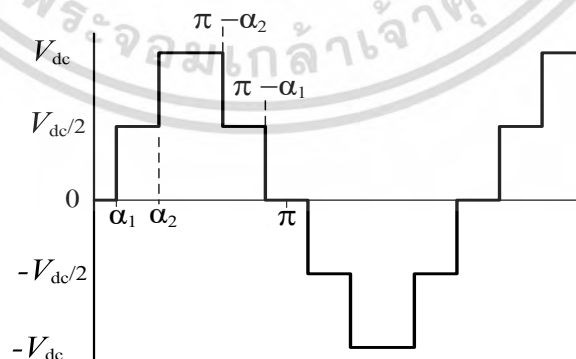
เนื่องจากรูปคลื่นแรงดันที่ได้มีความสมมาตรดังนั้น $V_{dc} = V_{an} = 0$ จะได้ว่า

$$v_{o1,o2}(t) = \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_s t)}{n} \cdot [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2)] \quad (3.8)$$

เมื่อ

ω_s หมายถึง ความถี่เชิงมุมเรโซแนนซ์

$\alpha_2 - \alpha_1$ หมายถึง มุมเลื่อนเฟส



รูปที่ 3.14 คลื่นแรงดันไฟฟ้าแบบ 5 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การหาสมการกระแสไฟฟ้า

จากวงจรสมมูลอย่างง่ายของวงจรดังรูปที่ 3.3 สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสได้จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟ (KVL) [39] ซึ่งจะได้สมการดังนี้

$$v_o = L_{eq} \frac{di_o}{dt} + v + i_o R_{eq} \quad (3.9)$$

$$i_o = C_{eq} \frac{dv}{dt} \quad (3.10)$$

เมื่อทำการเขียนกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุและแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในรูปของฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันโคไซน์จะได้ว่า

$$i_o \approx I_c \cos(\omega_s t) + I_s \sin(\omega_s t) \quad (3.11)$$

$$v \approx V_c \cos(\omega_s t) + V_s \sin(\omega_s t) \quad (3.12)$$

เนื่องจากในสภาวะเรโซแนนซ์ของโหลดแรงดันที่มีผลต่อกระแสคือแรงดันฮาร์โมนิกอันดับหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นจากสมการแรงดันเอาท์พุทเราจะได้แรงดันที่ความถี่หลักมูลดังนี้

$$v_{o,hl}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \cdot \sin(\omega_s t) \quad (3.13)$$

$$v_{o,hl}(t) = V_e \sin(\omega_s t) \quad (3.14)$$

เมื่อ
$$V_e = \frac{2V_{dc}}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)]$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.11), (3.12) และ (3.14) แทนในสมการที่ (3.9) และ (3.10) หลังจากนั้นทำการจัดรูปเทียบสัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันโคไซน์จะได้ว่า

$$V_s = \frac{V_e(1 - \omega_s^2 C_{eq} L_{eq})}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \quad (3.15)$$

$$V_c = \frac{-\omega_s C_{eq} L_{eq} R_{eq}}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \quad (3.16)$$

$$I_s = \frac{R_{eq} \omega_s^2 C_{eq}^2 V_e}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_c = \frac{\omega_s C_{eq} V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq} L_{eq})}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \quad (3.18)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.15) และ (3.16) ลงในสมการที่ (3.12) และนำสมการที่ (3.17) และ (3.18) แทนลงในสมการที่ (3.11) จะได้สมการของกระแสที่ไหลผ่านโหลดดังนี้

$$i_o = \left(\frac{\omega_s C_{eq} V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq} L_{eq})}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \right) \cos(\omega_s t) + \left(\frac{R_{eq} \omega_s^2 C_{eq}^2 V_e}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \right) \sin(\omega_s t) \quad (3.19)$$

ดังนั้นสำหรับโหลดเรโซแนนซ์ชุดที่ 1

$$i_{o1} = \left(\frac{\omega_s C_{eq,1} V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1})}{[(\omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1} - 1)^2 + (R_{eq,1} \omega_s C_{eq,1})^2]} \right) \cos(\omega_s t) + \left(\frac{R_{eq,1} \omega_s^2 C_{eq,1}^2 V_e}{[(\omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1} - 1)^2 + (R_{eq,1} \omega_s C_{eq,1})^2]} \right) \sin(\omega_s t) \quad (3.20)$$

และสำหรับโหลดเรโซแนนซ์ชุดที่ 2 จะได้

$$i_{o2} = \left(\frac{\omega_s C_{eq,2} V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2})}{[(\omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2} - 1)^2 + (R_{eq,2} \omega_s C_{eq,2})^2]} \right) \cos(\omega_s t) + \left(\frac{R_{eq,2} \omega_s^2 C_{eq,2}^2 V_e}{[(\omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2} - 1)^2 + (R_{eq,2} \omega_s C_{eq,2})^2]} \right) \sin(\omega_s t) \quad (3.21)$$

นอกจากนี้จะได้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของโหลดเรโซแนนซ์ดังนี้

$$v = \left(\frac{-\omega_s C_{eq} L_{eq} R_{eq}}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \right) \cos(\omega_s t) + \left(\frac{V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq} L_{eq})}{[(\omega_s^2 C_{eq} L_{eq} - 1)^2 + (R_{eq} \omega_s C_{eq})^2]} \right) \sin(\omega_s t) \quad (3.22)$$

ดังนั้นสำหรับโหลดเรโซแนนซ์ชุดที่ 1

$$v_{o1} = \left(\frac{-\omega_s C_{eq,1} L_{eq,1} R_{eq,1}}{[(\omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1} - 1)^2 + (R_{eq,1} \omega_s C_{eq,1})^2]} \right) \cos(\omega_s t) + \left(\frac{V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1})}{[(\omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1} - 1)^2 + (R_{eq,1} \omega_s C_{eq,1})^2]} \right) \sin(\omega_s t) \quad (3.23)$$

และสำหรับโหลดเรโซแนนซ์ชุดที่ 2 จะได้

$$v_{o2} = \left(\frac{-\omega_s C_{eq,2} L_{eq,2} R_{eq,2}}{[(\omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2} - 1)^2 + (R_{eq,2} \omega_s C_{eq,2})^2]} \right) \cos(\omega_s t) + \left(\frac{V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2})}{[(\omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2} - 1)^2 + (R_{eq,2} \omega_s C_{eq,2})^2]} \right) \sin(\omega_s t) \quad (3.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 การหาสมการกำลังไฟฟ้า

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านโหลดเรโซแนนซ์มีลักษณะใกล้เคียงสัญญาณไซน์ ดังนั้นจึงสามารถประมาณได้ว่ามีเพียงกระแสที่ลำดับฮาร์มอนิกมูลฐานเท่านั้นที่จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าขึ้นที่โหลดเรโซแนนซ์แต่ละชุด ดังนั้นสามารถหาลงกำลังไฟฟ้าของโหลดแต่ละชุดได้จากสมการ

$$P = \left(\frac{\hat{V}_{o,h1} \cdot \hat{I}_{o,h1}}{2} \right) \cos \phi \quad (3.25)$$

ดังนั้นจะได้สมการกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 1

$$P_1 = \left(\frac{V_e}{2} \right) \cdot \sqrt{\left(\frac{\omega_s C_{eq,1} V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1})}{[(\omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1} - 1)^2 + (R_{eq,1} \omega_s C_{eq,1})^2]} \right)^2 + \left(\frac{R_{eq,1} \omega_s^2 C_{eq,1}^2 V_e}{[(\omega_s^2 C_{eq,1} L_{eq,1} - 1)^2 + (R_{eq,1} \omega_s C_{eq,1})^2]} \right)^2} \cdot \cos \phi \quad (3.26)$$

เมื่อ $\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_{eq,1} - (1 / \omega C_{eq,1})}{R_{eq,1}} \right)$

และสมการกำลังไฟฟ้าของโหลดชุดที่ 2

$$P_2 = \left(\frac{V_e}{2} \right) \cdot \sqrt{\left(\frac{\omega_s C_{eq,2} V_e (1 - \omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2})}{[(\omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2} - 1)^2 + (R_{eq,2} \omega_s C_{eq,2})^2]} \right)^2 + \left(\frac{R_{eq,2} \omega_s^2 C_{eq,2}^2 V_e}{[(\omega_s^2 C_{eq,2} L_{eq,2} - 1)^2 + (R_{eq,2} \omega_s C_{eq,2})^2]} \right)^2} \cdot \cos \phi_2 \quad (3.27)$$

เมื่อ $\phi_2 = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_{eq,2} - (1 / \omega C_{eq,2})}{R_{eq,2}} \right)$

ดังนั้นกำลังไฟฟารวมของวงจรที่ได้นำเสนอจะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$P_{total} = P_1 + P_2 \quad (3.28)$$

3.3 การวิเคราะห์หาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรอินเวอร์เตอร์

จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.3 และสมการที่ (3.11) และ (3.12) จะได้สมการอนุพันธ์ของกระแสและแรงดันด้านออกของโหลดชุดที่ 1 และ 2 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพลดชุดที่ 1

$$i_{o,AB}(t) \approx \left(\frac{di_{s,AB}}{dt} - \omega_s i_{c,AB} \right) \sin(\omega_s t) + \left(\frac{di_{c,AB}}{dt} - \omega_s i_{s,AB} \right) \cos(\omega_s t) \quad (3.29)$$

$$v_{o,AB}(t) \approx \left(\frac{dv_{s,AB}}{dt} - \omega_s v_{c,AB} \right) \sin(\omega_s t) + \left(\frac{dv_{c,AB}}{dt} - \omega_s v_{s,AB} \right) \cos(\omega_s t) \quad (3.30)$$

และโพลดชุดที่ 2

$$i_{o,BC}(t) \approx \left(\frac{di_{s,BC}}{dt} - \omega_s i_{c,BC} \right) \sin(\omega_s t) + \left(\frac{di_{c,BC}}{dt} - \omega_s i_{s,BC} \right) \cos(\omega_s t) \quad (3.31)$$

$$v_{o,BC}(t) \approx \left(\frac{dv_{s,BC}}{dt} - \omega_s v_{c,BC} \right) \sin(\omega_s t) + \left(\frac{dv_{c,BC}}{dt} - \omega_s v_{s,BC} \right) \cos(\omega_s t) \quad (3.32)$$

นำสมการที่ (3.29) - (3.32) แทนค่าลงในสมการที่ (3.11) และ (3.12) และทำการจัดรูปสมการโดยใช้สัมประสิทธิ์หน้าฟังก์ชันไซน์และฟังก์ชันโคไซน์ ดังนั้นจะได้ว่า

โพลดชุดที่ 1

$$L_{AB} \frac{di_{s,AB}}{dt} - \omega_s L_{AB} i_{c,AB} + R_{AB} i_{s,AB} + v_{s,AB} = \frac{2V_{dc}}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \quad (3.33)$$

$$L_{AB} \frac{di_{c,AB}}{dt} + \omega_s L_{AB} i_{s,AB} + R_{AB} i_{c,AB} + v_{c,AB} = 0 \quad (3.34)$$

$$C_{AB} \frac{dv_{s,AB}}{dt} - \omega_s C_{AB} v_{c,AB} = i_{s,AB} \quad (3.35)$$

$$C_{AB} \frac{dv_{c,AB}}{dt} + \omega_s C_{AB} v_{s,AB} = i_{c,AB} \quad (3.36)$$

และโพลดชุดที่ 2

$$L_{BC} \frac{di_{s,BC}}{dt} - \omega_s L_{BC} i_{c,BC} + R_{BC} i_{s,BC} + v_{s,BC} = \frac{2V_{dc}}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \quad (3.37)$$

$$L_{BC} \frac{di_{c,BC}}{dt} + \omega_s L_{BC} i_{s,BC} + R_{BC} i_{c,BC} + v_{c,BC} = 0 \quad (3.38)$$

$$C_{BC} \frac{dv_{s,BC}}{dt} - \omega_s C_{BC} v_{c,BC} = i_{s,BC} \quad (3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเชิงวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{BC} \frac{dv_{c,BC}}{dt} + \omega_s C_{BC} v_{s,BC} = i_{c,BC} \quad (3.40)$$

และเมื่อกำหนดให้ตัวแปร H เป็นค่าที่สภาวะคงตัวและ $\tilde{h}(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนจะได้ว่า

$$\omega_s = \Omega_s + \tilde{\omega}_s \quad (3.41)$$

$$i = I_s + \tilde{i} \quad (3.42)$$

$$v_{dc} = V_{dc} + \tilde{v}_{dc} \quad (3.43)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.41) ถึง (3.43) แทนค่าในสมการที่ (3.33) จนถึง (3.40) จากนั้นทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรดังนี้

โพลชุดที่ 1

$$\frac{d\tilde{i}_{s,AB}}{dt} = -\frac{R_{AB}}{L_{AB}} \tilde{i}_{s,AB} + \Omega_s \tilde{i}_{c,AB} - \frac{\tilde{v}_{s,AB}}{L_{AB}} + \frac{2}{\pi L_{AB}} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \tilde{v}_{dc} + I_{c,AB} \tilde{\omega}_s \quad (3.44)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{c,AB}}{dt} = -\Omega_s \tilde{i}_{s,AB} - \frac{R_{AB}}{L_{AB}} \tilde{i}_{c,AB} - \frac{\tilde{v}_{c,AB}}{L_{AB}} - I_{s,AB} \tilde{\omega}_s \quad (3.45)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{s,AB}}{dt} = \frac{\tilde{i}_{s,AB}}{C_{AB}} + \Omega_s \tilde{v}_{c,AB} + V_{c,AB} \tilde{\omega}_s \quad (3.46)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{c,AB}}{dt} = \frac{\tilde{i}_{c,AB}}{C_{AB}} - \Omega_s \tilde{v}_{s,AB} - V_{s,AB} \tilde{\omega}_s \quad (3.47)$$

และโพลชุดที่ 2

$$\frac{d\tilde{i}_{s,BC}}{dt} = -\frac{R_{BC}}{L_{BC}} \tilde{i}_{s,BC} + \Omega_s \tilde{i}_{c,BC} - \frac{\tilde{v}_{s,BC}}{L_{BC}} + \frac{2}{\pi L_{BC}} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \tilde{v}_{dc} + I_{c,BC} \tilde{\omega}_s \quad (3.48)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{c,BC}}{dt} = -\Omega_s \tilde{i}_{s,BC} - \frac{R_{BC}}{L_{BC}} \tilde{i}_{c,BC} - \frac{\tilde{v}_{c,BC}}{L_{BC}} - I_{s,BC} \tilde{\omega}_s \quad (3.49)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{s,BC}}{dt} = \frac{\tilde{i}_{s,BC}}{C_{BC}} + \Omega_s \tilde{v}_{c,BC} + V_{c,BC} \tilde{\omega}_s \quad (3.30)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{c,BC}}{dt} = \frac{\tilde{i}_{c,BC}}{C_{BC}} - \Omega_s \tilde{v}_{s,BC} - V_{s,BC} \tilde{\omega}_s \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.44) ถึง (3.45) สามารถนำมาเขียนอยู่ในรูปสมการสถานะ (State space equation) สำหรับโพลแต่ละชุดได้ดังนี้ ยกตัวอย่าง โพลชุด A จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dot{x} = Ax + B_{dc}u_{dc} + B_{\omega}u_{\omega} \tag{3.32}$$

$$y = Cx \tag{3.33}$$

เมื่อ

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{AB}}{L_{AB}} & \Omega_s & -\frac{1}{L_{AB}} & 0 \\ -\Omega_s & -\frac{R_{AB}}{L_{AB}} & 0 & -\frac{1}{L_{AB}} \\ \frac{1}{C_{AB}} & 0 & 0 & \Omega_s \\ 0 & \frac{1}{C_{AB}} & -\Omega_s & 0 \end{bmatrix}$$

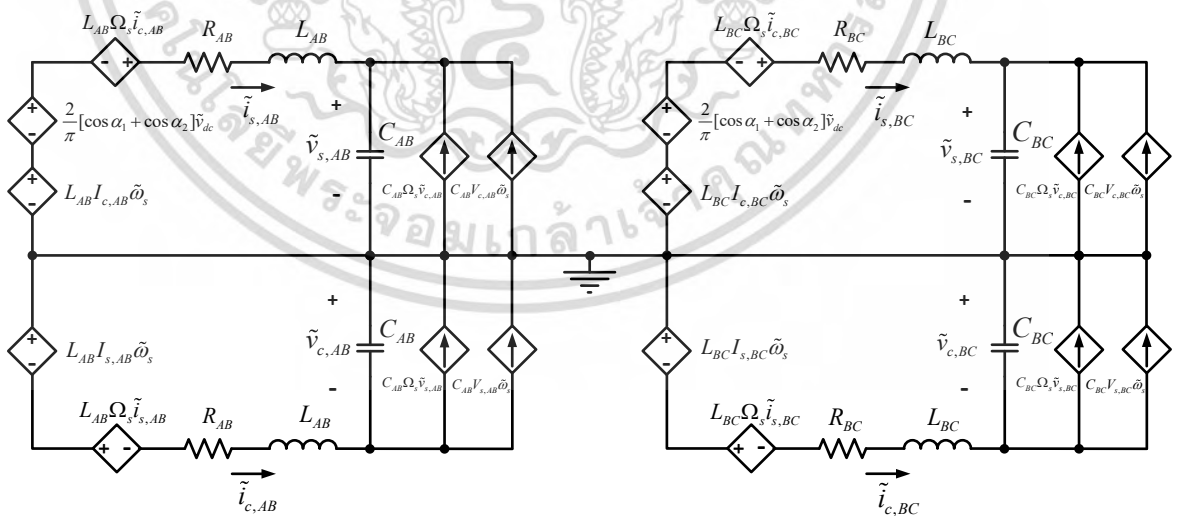
$$B_{dc} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\pi L_{AB}} [\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2] \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{\omega} = \begin{bmatrix} I_{c,AB} \\ -I_{s,AB} \\ V_{c,AB} \\ -V_{s,AB} \end{bmatrix}$$

และ

$$C = \begin{bmatrix} R_{AB} I_{s,AB} & R_{AB} I_{c,AB} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

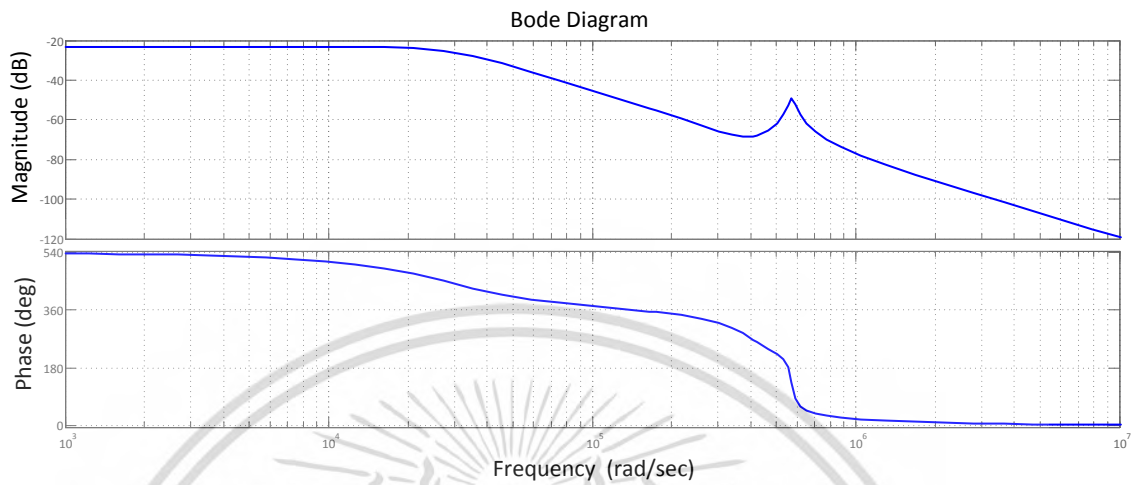
จากสมการสถานะดังกล่าวสามารถนำมาวาดเป็นวงจรได้ดังนี้



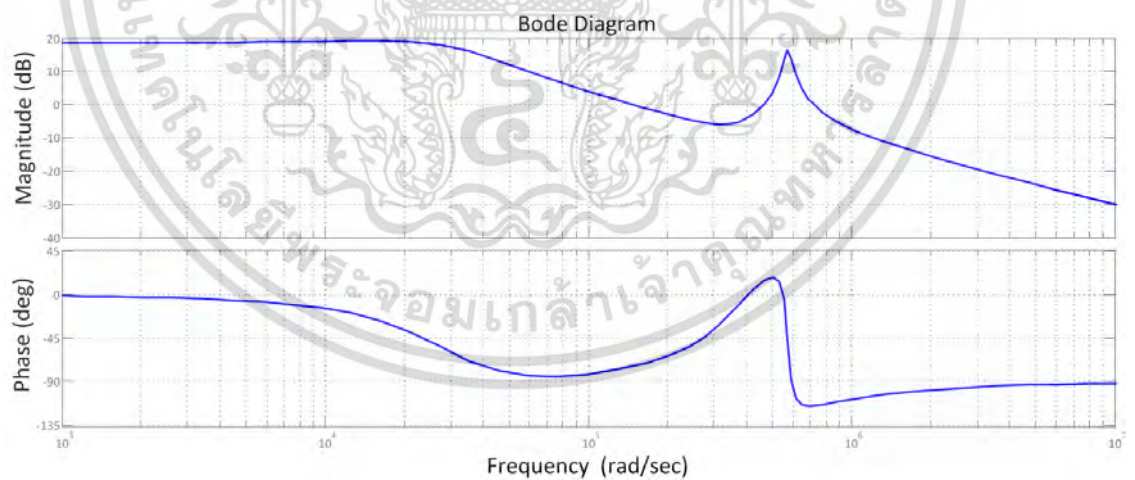
รูปที่ 3.15 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของกำลังไฟฟ้านอกต่อความถี่ของการทำงานสามารถนำมาพล็อตแผนภาพโบด (Bode plot) ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้านอกต่อความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ได้ดังนี้



รูปที่ 3.16 แผนภาพโบดแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้านอกต่อความถี่ของการทำงาน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของกำลังไฟฟ้านอกต่อแรงดันไฟฟ้าขาเข้าสามารถนำมาพล็อตแผนภาพโบด (Bode plot) ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้านอกต่อแรงดันไฟฟ้าขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ได้ดังนี้ โดยพบว่าเฟสมาร์จิน (PM) มีค่าเท่ากับ 121 องศา

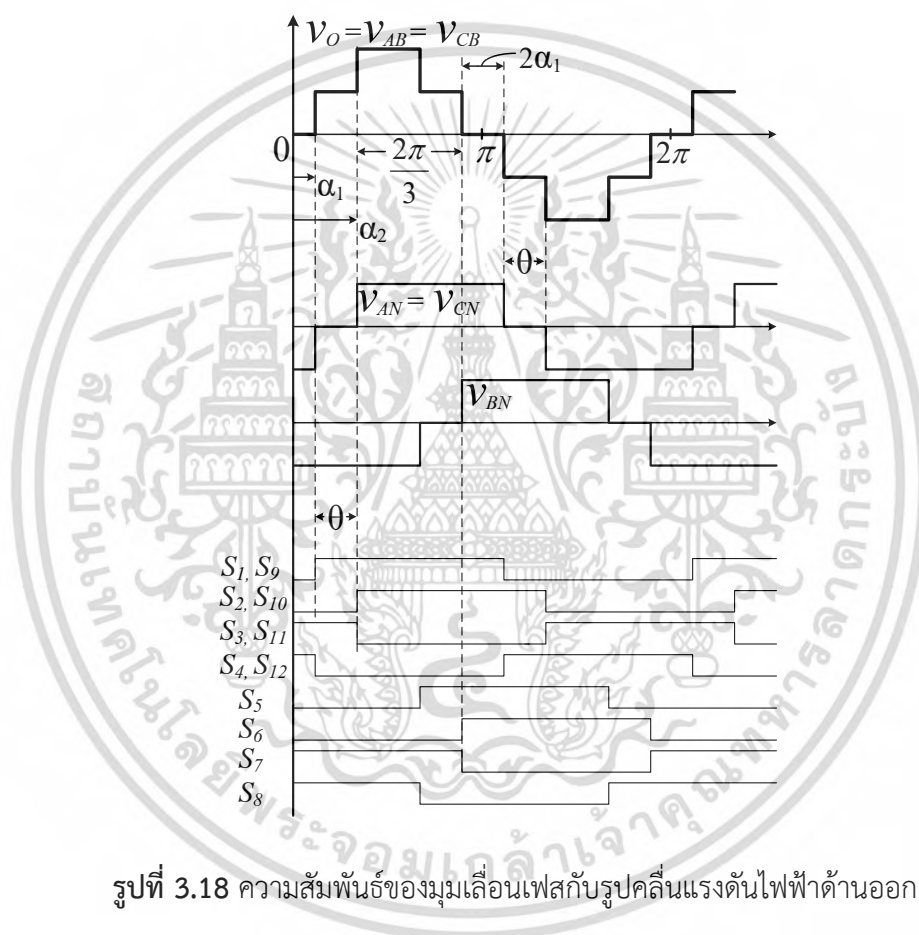


รูปที่ 3.17 แผนภาพโบดแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้านอกต่อแรงดันไฟฟ้าขาเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 มุมเลื่อนเฟส (Phase-shifted angle)

เพื่อให้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เอ้าท์พุทนั้นมีค่าความผิดเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกส์ของแรงดันมีค่าต่ำที่สุด สัญญาณควบคุมที่ใช้ในวงจรนี้จะใช้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส ซึ่งมุมเลื่อนเฟส (θ) ระหว่างสัญญาณสวิตช์ช่วงนอกและสัญญาณสวิตช์ช่วงใน แต่ละค่านี้นจะส่งผลต่อรูปร่างของแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ นอกจากนั้นจะมีผลโดยตรงต่อมุม α_1, α_2 ทำให้รูปร่างของแรงดันเอ้าท์พุทนั้นเปลี่ยนไป ซึ่งสามารถพิจารณาได้ดังรูปต่อไปนี้



จากรูปที่ 3.18 จะได้ว่า

$$\theta = \alpha_2 - \alpha_1 \quad (3.34)$$

$$\frac{2\pi}{3} + 2\alpha_1 + \theta = \pi \quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.35) จะได้ว่า

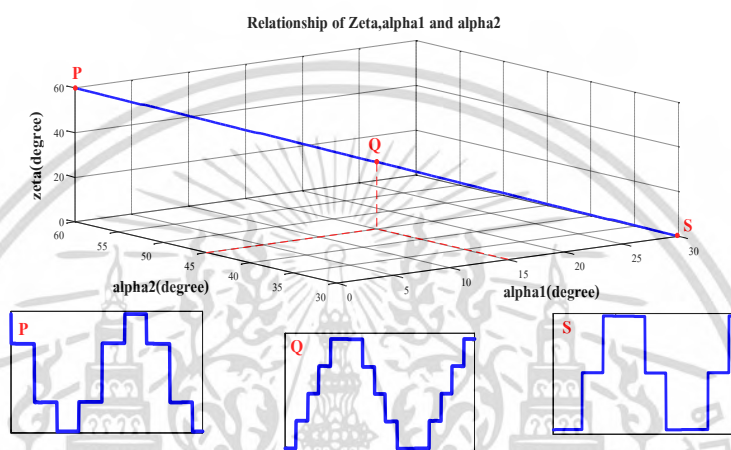
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta = \frac{\pi}{3} - 2\alpha_1 \quad (3.36)$$

นำสมการที่ (3.34) บวกกับสมการที่ (3.36)

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างมุม α_1, α_2 และ θ ดังสมการที่ (3.37) และรูปที่ 3.19

$$2\theta = \frac{\pi}{3} - 3\alpha_1 + \alpha_2 \quad (3.37)$$



รูปที่ 3.19 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม $\alpha_1, \alpha_2, \theta$ และรูปร่างของแรงดันด้านออกที่มุมต่างๆ

3.5 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เอ้าท์พุท

ในการออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เอ้าท์พุท สำหรับงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในการหลอมโลหะนั้นสามารถแบ่งออกได้ 3 ส่วนดังนี้

- 1) ชุดโหลดเรโซแนนซ์สำหรับให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
- 2) วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอ้าท์พุท
- 3) วงจรควบคุม

โดยในการออกแบบวงจรดังกล่าวนั้นจะใช้พิกัดกำลังไฟฟารวมของวงจรเท่ากับ 3 กิโลวัตต์ ซึ่งสามารถแบ่งเป็นชุดโหลดละ 1.5 กิโลวัตต์ โดยใช้รับแรงดันไฟฟ้าขาเข้าจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 3 เฟส ขนาด 380 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ โดยจ่ายกำลังงานให้กับโหลดให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โดยใช้เข้าหลอมโลหะกราไฟท์ทรงกระบอกซึ่งมีขนาดความกว้างรัศมี 3 เซนติเมตร และมีความสูงของเบ้าเท่ากับ 10 เซนติเมตร

3.5.1 ชุดโพลีเรโซแนนซ์สำหรับให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

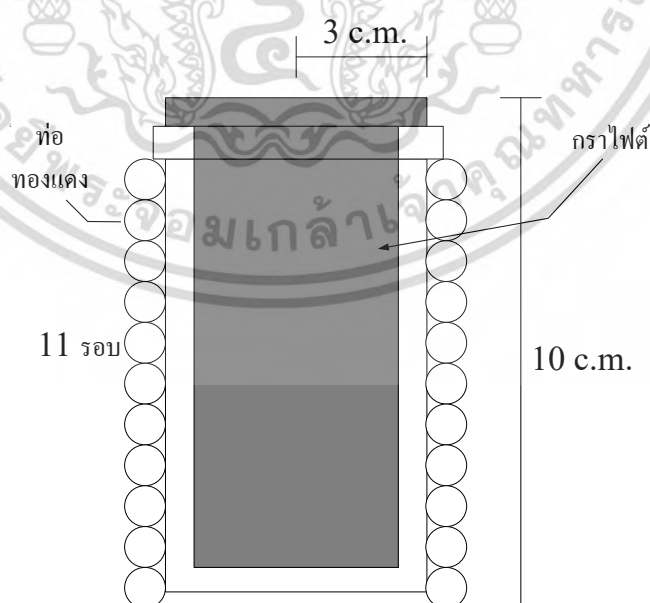
ในงานวิจัยชิ้นนี้ได้เลือกใช้ท่อทองแดงที่ใช้ในเครื่องปรับอากาศพันล้อมรอบแก้วหลอมโลหะกราไฟต์ โดยใช้ท่ออย่างพร้อมกับปั้มน้ำในการระบายความร้อนออกจากท่อทองแดงในขณะทำงานให้ความร้อนแก่แก้วหลอมโลหะ โดยกระแสต้านออกของวงจรจะไหลผ่านผิวของท่อทองแดงเท่านั้น โดยขนาดรัศมีของท่อทองแดงและความหนาของท่อทองแดงสามารถคำนวณหาได้จากสมการความลึกผิวของการไหลวนของกระแส (Skin depth : δ) โดยใช้ความถี่ของกระแสไฟฟ้าประมาณ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของทองแดง (μ_r) ประมาณ 1 และมีค่าคงที่ (μ_0) เท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร

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

$$\delta = \sqrt{\frac{1.7 \times 10^{-8}}{4\pi \times 10^{-7} \times 1 \times 40 \times 10^3 \times \pi}}$$

$$\delta = 0.328 \text{ mm}$$

โดยทำการเลือกท่อทองแดงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกเท่ากับ 8 มิลลิเมตร และมีความหนาของท่อทองแดงเท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร โดยรูปของชุดโพลีเรโซแนนซ์สำหรับให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.20 และ 3.21 ตามลำดับ



รูปที่ 3.20 การออกแบบชุดลวดให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 ขดลวดให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้งานจริง

โดยเมื่อทำการนำขดลวดทั้งสองที่ประกอบไปด้วยขดลวดแบบเหนี่ยวนำพร้อมกับเบ้าหลอมโลหะกราไฟต์ไปวัดค่าพารามิเตอร์โดยใช้เครื่องวัดอิมพีแดนซ์ HP 4194A ที่อุณหภูมิห้องปฏิบัติการประมาณ 27 องศา พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดแต่ละขดมีค่าดังนี้

ขดลวดชุดที่ 1	ความต้านทานสมมูล ($R_{coil,1}$) เท่ากับ 219.22 m Ω
	ความเหนี่ยวนำขดลวดเหนี่ยวนำ ($L_{coil,1}$) เท่ากับ 1.65 μ H
ขดลวดชุดที่ 2	ความต้านทานสมมูล ($R_{coil,2}$) เท่ากับ 188.97 m Ω
	ความเหนี่ยวนำขดลวดเหนี่ยวนำ ($L_{coil,2}$) เท่ากับ 1.57 μ H

เมื่อต้องการกำลังไฟฟ้าที่พิกัดโหลดละ 1.5 กิโลวัตต์ จากค่าพารามิเตอร์ของขดลวดแต่ละชุดสามารถนำมาคำนวณหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งเป็นกระแสต้านพหุติยภูมิ ($I_{s,rms}$) ของหม้อแปลงไฟฟ้าได้จากสมการดังนี้

$$I_{s,rms} = \sqrt{\frac{P_L}{R_{coil}}} \quad (3.38)$$

$$\text{ขดลวดชุดที่ 1} \quad I_{s,rms1} = \sqrt{\frac{P_L}{R_{coil,1}}} = \sqrt{\frac{1.5 \times 10^3}{219.22 \times 10^{-3}}} = 82.71 \text{ A}$$

$$\text{ขดลวดชุดที่ 2} \quad I_{s,rms2} = \sqrt{\frac{P_L}{R_{coil,2}}} = \sqrt{\frac{1.5 \times 10^3}{188.97 \times 10^{-3}}} = 89.09 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังสามารถหากระแสด้านปฐมภูมิ ($I_{P,rms}$) ของหม้อแปลงไฟฟ้าได้จากสมการที่ (3.25) โดยใช้ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าอินเวอร์เตอร์ 540 V_{dc} และเมื่อกำหนดค่ามุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 30 องศา จะได้ว่ามุม α_1 เท่ากับ 15 องศาและ α_2 เท่ากับ 45 องศา โดยมุมต่างเฟส ϕ ประมาณ 60 องศาตามลำดับ โดยการคำนวณค่ากระแสปฐมภูมิสามารถกระทำดังนี้

$$I_{P,rms} = \frac{\pi P}{\sqrt{2} \cdot V_{dc} \cdot [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)] \cdot \cos \phi} \quad (3.39)$$

$$I_{P,rms1} = I_{P,rms2} = \frac{\pi(1500)}{\sqrt{2} \cdot 540 \cdot [\cos(15^\circ) + \cos(45^\circ)] \cdot \cos 60^\circ} = 7.45 \text{ A}$$

จากนั้นนำค่ากระแสด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าที่คำนวณได้มาคำนวณหาอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้า (Turn ratio, n) ดังนี้

$$n = \frac{I_{S,rms}}{I_{P,rms}} \quad (3.40)$$

โหลดชุดที่ 1 $n = \frac{82.71}{7.45} = 11.1$

โหลดชุดที่ 2 $n = \frac{89.09}{7.45} = 11.9$

ดังนั้นเพื่อการออกแบบให้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงของโหลดทั้งสองชุดมีความสมดุลกันมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้จึงเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 11 รอบ หลังจากนั้นทำการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่ (Area product) ซึ่งจะไม่ถูกแสดงไว้ในบทนี้ หลังจากนั้นเมื่อทำการพันหม้อแปลงเป็นที่เรียบร้อยแล้วจึงนำหม้อแปลงไปวัดค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่อง เครื่องวัดอิมพีแดนซ์ HP 4194A ซึ่งพบว่าได้ค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงไฟฟ้าแต่ละลูกดังนี้

หม้อแปลงไฟฟ้าโหลดชุดที่ 1

ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านปฐมภูมิ ($L_{lkp,1}$) เท่ากับ 123.39 μH

ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านทุติยภูมิ ($L_{lks,1}$) เท่ากับ 1.05 μH

หม้อแปลงไฟฟ้าโหลดชุดที่ 2

ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านปฐมภูมิ ($L_{lkp,2}$) เท่ากับ 118.98 μH

ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านทุติยภูมิ ($L_{lks,2}$) เท่ากับ 0.97 μH

โดยเมื่อคำนึงถึงค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L_{eq}) ของแต่ละวงจร จะสามารถหาได้จาก

$$L_{eq} \approx L_{lkp} + n^2(L_{lks} + L_{coil}) \quad (3.41)$$

โหลดชุดที่ 1

$$L_{eq,1} \approx L_{lkp,1} + n^2(L_{lks,1} + L_{coil,1}) = 450.10 \mu H$$

โหลดชุดที่ 2

$$L_{eq,2} \approx L_{lkp,2} + n^2(L_{lks,2} + L_{coil,2}) = 426.32 \mu H$$

และจะได้ค่าความต้านทานสมมูล (R_{eq}) ของแต่ละวงจรดังนี้

$$R_{eq} \approx n^2 R_{coil} \quad (3.42)$$

โหลดชุดที่ 1

$$R_{eq,1} \approx n^2 R_{coil,1} = 26.43 \Omega$$

โหลดชุดที่ 2

$$R_{eq,2} \approx n^2 R_{coil,2} = 22.99 \Omega$$

จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์สมมูลที่ได้มาคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) เมื่อกำหนดให้ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor, Q) ที่ต้องการมีค่าไม่น้อยกว่า 4 ดังนั้นจึงลองทดสอบคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ที่มีความเป็นไปได้จากสมการที่ (3.43) พบว่าค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ที่ควรจะใช้มีค่าเท่ากับ 0.04 μF ซึ่งจะพบว่าเมื่อเลือกตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ค่านี้จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลดแต่ละชุดเท่ากับ

$$Q = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \quad (3.43)$$

โหลดชุดที่ 1

$$Q_1 = \frac{1}{R_{eq1}} \sqrt{\frac{L_{eq1}}{C_{eq1}}} = 4.01$$

โหลดชุดที่ 2

$$Q_2 = \frac{1}{R_{eq2}} \sqrt{\frac{L_{eq2}}{C_{eq2}}} = 4.49$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่าตัวประกอบคุณภาพมีค่ามากกว่า 4 ตามที่ต้องการ นอกจากนั้นแล้วยังสามารถคำนวณหาความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแต่ละชุดได้เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดชุดที่ 1

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq1} \cdot C_{eq1}}} = 37.51 \text{ kHz}$$

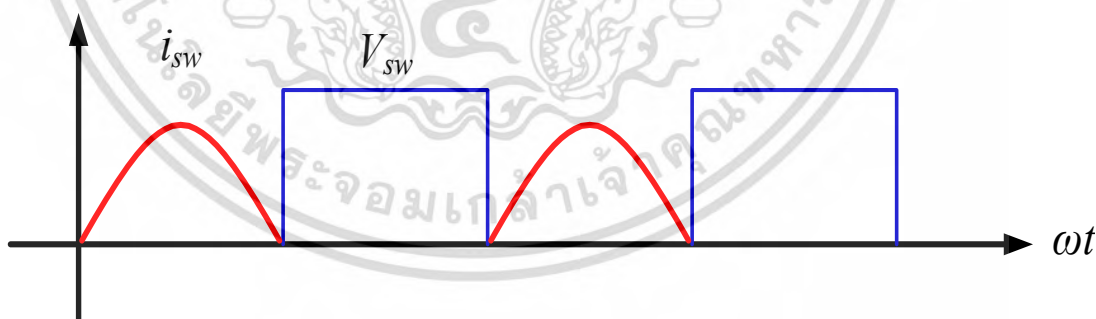
โหลดชุดที่ 1

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq2} \cdot C_{eq2}}} = 38.54 \text{ kHz}$$

3.5.2 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอ้าท์พุท

ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอ้าท์พุทที่ใช้ในงานวิจัยชิ้นนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 นั้น สามารถเลือกอุปกรณ์ที่ใช้ต่างๆได้ดังต่อไปนี้

1. สวิตช์มอสเฟสกำลัง (Power MOSFET) จากรูปที่ 3.22 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ ซึ่งจากการคำนวณจากสมการที่ (3.39) พบว่าค่ายอดของกระแสจะมีค่าเท่ากับ $7.45(1.414) = 10.53 \text{ A}$ เท่านั้น ดังนั้นจึงเลือกพิกัดอุปกรณ์สวิตช์โดยเผื่อกระแสที่ไหลผ่านประมาณ 2-3 เท่า ดังนั้นจึงเลือกสวิตช์มอสเฟตเบอร์ SPW32N50C3 เนื่องจากทนกระแสได้มากที่สุดถึง 32 A โดยสวิตช์มอสเฟตเบอร์นี้จะถูกนำมาใช้ในวงจรน้ำหรับสวิตช์ทุกตัวในวงจร รวมไปถึงสวิตช์กึ่ง B ซึ่งเป็นกึ่งร่วมที่จะมีกระแสไหลผ่านพร้อมๆกันทั้งสองโหลดแต่อย่างไรก็ตามกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กึ่งร่วมจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ $10.53(2) = 21.06 \text{ A}$ ซึ่งมอสเฟตเบอร์ SPW32N50C3 ยังสามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย โดยรูปมอสเฟตเบอร์ SPW32N50C3 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.22 คลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์



รูปที่ 3.23 มอสเฟตเบอร์ SPW32N50C3

2) ไดโอดแคลมป์ (Clamping diode) จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรพบว่าไดโอดแคลมป์ทั้งสองตั้งของสวิตช์แต่ละกิ่งนั้นจะทำหน้าที่สองประการได้แก่ 1) สลับกันนำกระแสซึ่งส่งผลทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและตัวมันเองมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้าขาเข้า ($V_{dc}/2$) 2) ทำหน้าที่เป็นทางเดินกระแสในช่วงคืนกลับพลังงานจากโหลดเรโซแนนซ์ไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Regenerative Mode) ดังนั้นการคำนวณเพื่อเลือกอุปกรณ์ไดโอดแคลมป์จึงต้องเป็นไดโอดเบอร์ที่สามารถทนแรงดันได้มากกว่า $540/2 = 270$ V และทนกระแสได้เท่ากับกระแสค่ามากที่สุดที่ไหลผ่านสวิตช์ซึ่งเท่ากับ 10.53 A ดังนั้นจึงทำการเลือกไดโอดแบบ Ultrafast diode เบอร์ MUR1540 ซึ่งสามารถทนแรงดันได้ถึง 400 V และนำกระแสได้สูงสุด 15 A โดยไดโอดเบอร์ดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 ไดโอดแบบ Ultrafast diode เบอร์ MUR1540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) ตัวเก็บประจุฟลายอิง (Flying capacitor) จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรพบว่าตัวเก็บประจุฟลายอิงของสวิตช์แต่ละกึ่งนั้นจะทำหน้าที่ ในช่วงของการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ระหว่างคู่สวิตช์วงนอกและคู่สวิตช์วงในของสวิตช์แต่ละกึ่ง ดังนั้นจะเกิดการอัด (Charge) และคายประจุ (Discharge) ของตัวเก็บประจุฟลายอิงอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นเพื่อไม่ให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ในทางทฤษฎีนั้นตัวเก็บประจุฟลายอิงจำเป็นต้องมีขนาดใหญ่พอสมควร เพื่อที่จะสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าของตกรวมตัวมันให้เท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้าขาเข้าตลอดเวลา โดยในทางปฏิบัตินั้นจะกำหนดแรงดันระลอกไม่เกิน 5 % ของแรงดันไฟฟ้าตกรวมตัวเก็บประจุดังกล่าว โดยจะสามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$C_f = \frac{(I_{CSW} / 2) \cdot (t_6 - t_5)}{0.05(V_{dc} / 2)} \quad (3.44)$$

$$C_f \geq \frac{C_{ds}}{0.05} = 20 \cdot C_{ds} \quad (3.45)$$

จากข้อมูลทางเทคนิคของมอสเฟตเบอร์ SPW32N50C3 จะได้ว่า $C_{ds} = 1610 \text{ pF}$

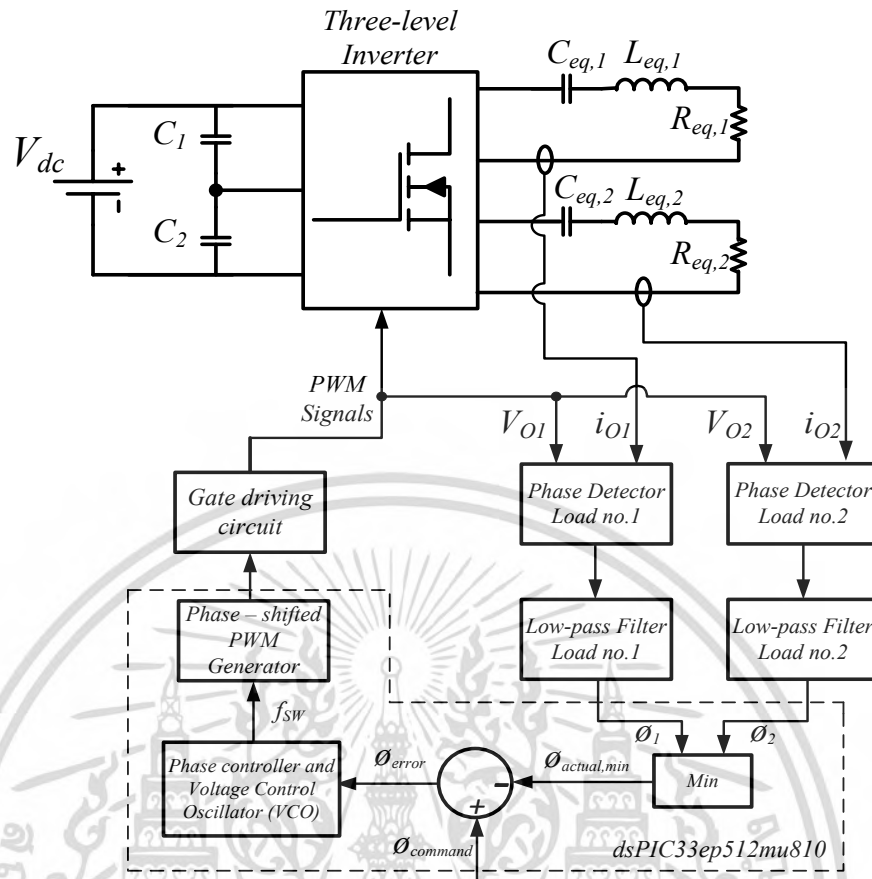
จะได้ว่า $C_f \geq 20 \cdot 1610 \times 10^{-12} = 0.032 \text{ } \mu\text{F}$

ดังนั้นจึงทำการเลือกตัวเก็บประจุฟลายอิงเท่ากับ $0.1 \text{ } \mu\text{F}$ มาใช้งานในวงจรอินเวอร์เตอร์

3.5.3 วงจรควบคุม

เนื่องจากวงจรที่ได้นำเสนอนี้จะต้องถูกใช้ในงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยทำการหลอมโลหะ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่าพารามิเตอร์ของโหลดเรโซแนนซ์แต่ละชุดจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป โดยเฉพาะที่อุณหภูมิควีรี่ (Queries' point, T_Q) จะทำให้ค่าพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดเรโซแนนซ์แต่ละชุด ซึ่งจะทำให้มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์แต่ละชุดมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งหากมุมต่างเฟสดังกล่าวนั้นมีค่าน้อยลงจนทำให้กระแสไฟฟ้ามืดหน้าหน้าแรงดันไฟฟ้านั้นจะเกิดสภาวะการทำงานแบบแข็ง (Hard switching) ซึ่งจะทำให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์สวิตซ์โดยตรง ดังนั้นแล้วงานวิจัยวิจัยนี้จะทำการควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้หลักการของมอดูเลชันที่ ซึ่งจะอาศัยหลักการของเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop, PLL) ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยวงจรควบคุมดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



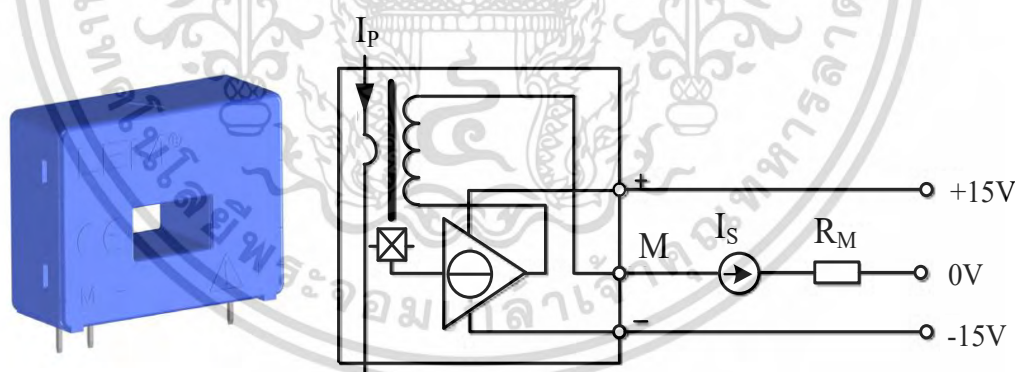
รูปที่ 3.25 หลักการของวงจรควบคุมแบบมมต่างเฟสคงที่

หลักการทํางานของวงจรควบคุมแบบมมต่างเฟสคงที่นั้นสามารถอธิบายได้ดังนี้ จากรูปที่ 3.25 ประกอบไปด้วยเซ็นเซอร์กระแสซึ่งจะถูกส่งไปยังวงจร Zero crossing detector เพื่อทำหน้าที่ตรวจจับมุมเฟสของกระแส จากนั้นจะถูกส่งไปเปรียบเทียบมุมเฟสกับสัญญาณแรงดันโดยใช้วงจรตรวจจับเฟส (Phase detector circuit) โดยจะใช้ไอซีแบบ XOR Gate สัญญาณเอาต์พุตของไอซี XOR Gate ที่ได้จะหมายถึงสัญญาณมมต่างเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่สัญญาณที่ได้ยังเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีขนาดความกว้างค่าหนึ่ง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องถูกส่งไปผ่านวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่านเพื่อทำให้เป็นสัญญาณแรงดันกระแสตรงเฉลี่ยซึ่งหมายถึงค่ามมต่างเฟส (ϕ) ระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ก่อนจะถูกส่งเข้าไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC33ep512mu810 ซึ่งค่ามมต่างเฟสของโหลดทั้งสอง (ϕ_1 และ ϕ_2) จะถูกนำมาเปรียบเทียบเพื่อหาค่าน้อยสุดเนื่องจากค่าดังกล่าวนี้จะหมายถึงกระแสไฟฟ้าที่มีมุมเฟสเข้าใกล้แรงดันไฟฟ้ามากกว่าจึงทำให้มีแนวโน้มที่จะเกิดสภาวะการสวิตช์แบบแข็ง (Hard switching) มากที่สุด เมื่อได้ค่ามมต่างเฟสค่าน้อยสุด (ϕ_{min}) แล้วค่าดังกล่าวจะถูกนำไปเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาผลต่างกับค่ามุมต่างเฟสอ้างอิง (ϕ_{ref}) ซึ่งค่าผลต่างที่ได้จะหมายถึงค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟส (ϕ_{error}) จากนั้นค่าผิดพลาดดังกล่าวนี้จะถูกใช้เป็นเงื่อนไขในการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วยส่วนโปรแกรมควบคุมเฟสและ VCO เอาท์พุทที่ได้จากวงจรดังกล่าวจะหมายถึงค่าความถี่ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มค่าใหม่จากนั้นความถี่ค่าดังกล่าวจะถูกนำไปสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสด้วยโมดูลสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสจำนวน 12 สัญญาณ จากนั้นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มทั้งหมดจะถูกส่งออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์ไปยังวงจรขับเกต (Gate driving circuit) ก่อนจะถูกนำไปขับสวิตช์มอสเฟตทั้ง 12 ตัวต่อไป โดยส่วนประกอบของวงจรควบคุมแต่ละส่วนสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

1) เซนเซอร์ตรวจจับกระแส (Hall effect current sensor) ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เซนเซอร์ตรวจจับกระแสเบอร์ LEM LA25P ซึ่งใช้ในการตรวจจับกระแสด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์หรือกระแสไฟฟ้าฝั่งปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแต่ละชุด โดยมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 3.26 และสามารถคำนวณหาความต้านทาน R_M ได้ดังนี้ เมื่อ $I_p = 25 \text{ A}$ จะได้ว่า $I_s = 25 \text{ mA}$ จาก Datasheet และเมื่อต้องการแรงดันไฟฟ้าสูงสุดขนาด 5 V จะได้ว่า

$$R_M = \frac{V}{I_s} = \frac{5}{0.025} = 200 \ \Omega \quad (3.46)$$

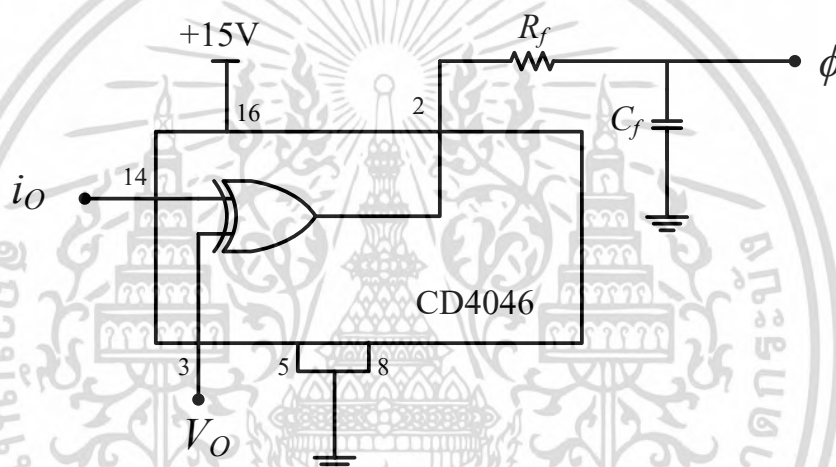


รูปที่ 3.26 วงจรตรวจจับกระแส LEM LA25P

2) วงจรตรวจจับตัดผ่านศูนย์ (Zero crossing detector, ZCD) ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ไอซีเบอร์ 741 เพื่อใช้ในการตรวจจับมุมเฟสของกระแสโดยสัญญาณกระแสที่ได้จากวงจรตรวจจับกระแส (Hall effect current sensor) จะถูกส่งเข้าไปยังวงจร ZCD เมื่อสัญญาณกระแสมีการเปลี่ยนแปลงจนเกิดการตัดผ่านแกนศูนย์จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของลอจิกของสัญญาณพัลส์ด้านออกของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ZCD ดังนั้นจากรูปสัญญาณไซน์ที่ด้านขาเข้าของวงจรจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นตัวแทนของมุมเฟสกระแสนั่นเอง

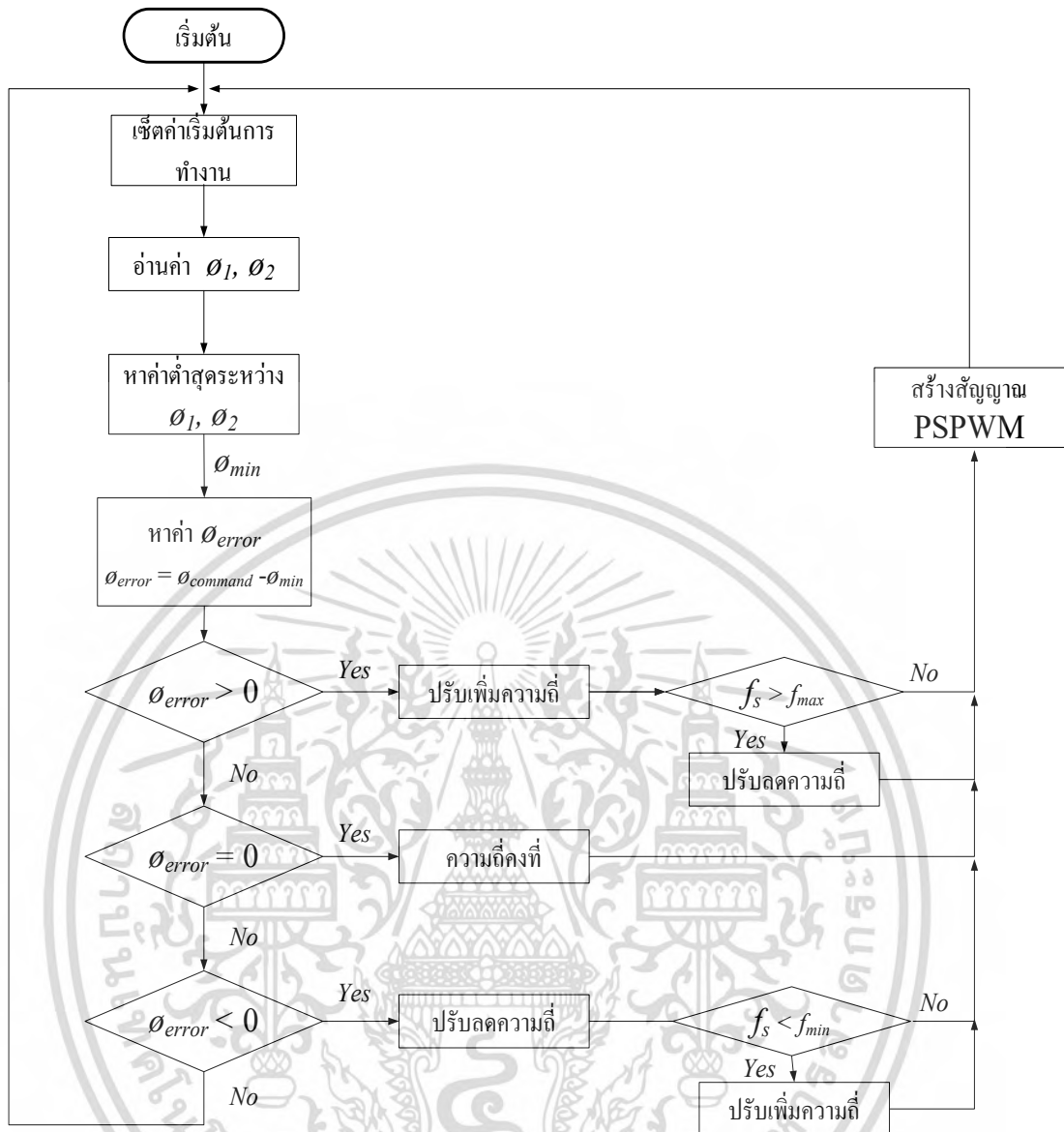
3) วงจรตรวจจับมุมต่างเฟส (Phase detector, PD) ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ใช้งานวงจร PD จากไอซีเบอร์ CD4046 ซึ่งโครงสร้างภายในจะมีอุปกรณ์ XOR Gate ซึ่งสัญญาณพัลส์ที่เป็นตัวแทนของมุมเฟสกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่ตรวจจับมาจะถูกส่งเข้ามายังด้านขาเข้าของวงจร CD4046 จากนั้นสัญญาณที่ได้จากวงจร CD4046 จะเป็นสัญญาณพัลส์ที่เป็นมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าและจะถูกส่งไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำ RC ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 วงจร PD จากไอซีเบอร์ 4046

4) ภาคโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) หลังจากที่ได้สัญญาณแรงดันที่เป็นค่าตัวแทนของมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านออกและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ สัญญาณดังกล่าวจะเป็นสัญญาณที่ใช้เป็นสัญญาณขาเข้าของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC33ep512mu810 ซึ่งใช้ในการคำนวณหาความถี่ที่เหมาะสมและสร้างสัญญาณพีดีบลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟสที่ใช้สำหรับขับสวิตช์มอเตอร์ ซึ่งผังการทำงานของโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.28 โดยหลักการทำงานของโปรแกรมนั้นจะเป็นไปตามหลักการของวงจรควบคุมแบบมุมเฟสคงที่ดังที่กล่าวถึงในข้างต้น

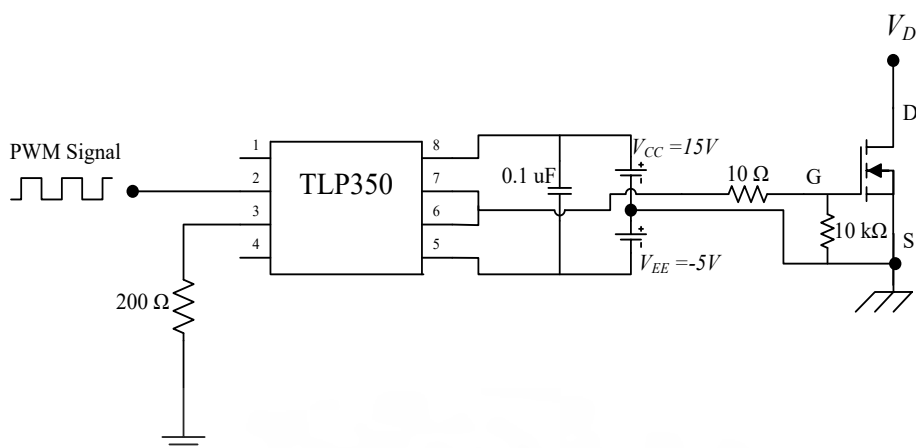
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 ผังการทำงานของโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์

5) วงจรขับเกต (Gate driving circuit) ในงานวิจัยนี้ใช้วงจรถับเกตสวิตช์มอสเฟตโดยใช้ IC TLP250 ซึ่งใช้หลักการแยกแยกโหนดทางแสงระหว่างสัญญาณของวงจรถับคุมกับสัญญาณของวงจรกำลัง โดยสัญญาณ PWM ที่สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์จะถูกต่อเข้ากับขาที่ 2 ของ IC TLP350 ซึ่งขาที่ 6 ของ TLP350 จะจ่ายสัญญาณด้านออกที่ใช้สำหรับขับขาเกตของมอสเฟต โดยวงจรถับคุมในงานวิจัยนี้จะเป็นการขับเกตแบบบวกโดยจะต่อสัญญาณไฟเลี้ยง +15 V เข้าที่ขา 8 และ -5V เข้าที่ขา 5 ของ IC TLP350 โดยรูปวงจรถับคุมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

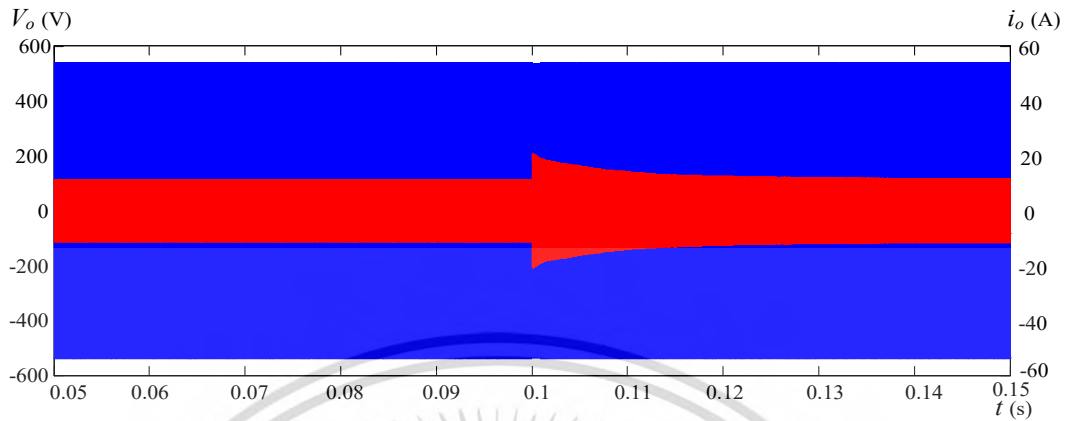


รูปที่ 3.29 วงจรขับเกต

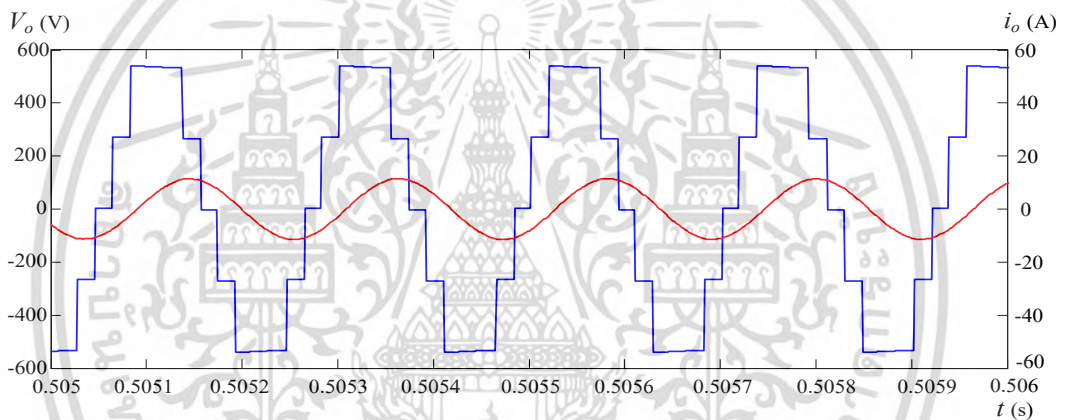
3.6 การจำลองการทำงาน

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการออกแบบดังที่กล่าวถึงก่อนหน้านี้ ได้ถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ดังนี้ แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{dc}) เท่ากับ 540 V ตัวเก็บประจุแบ่งแรงดัน (C_1 และ C_2) เท่ากับ 2500 μF ตัวเหนี่ยวนำรีวไหลสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า ความถี่สูง (L_{lk1} และ L_{lk2}) เท่ากับ 250 μH ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_{r1} และ C_{r2}) เท่ากับ 0.04 μF ตัวเหนี่ยวนำขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน (L_{coil1} และ L_{coil2}) เท่ากับ 1.65 μH ความต้านทานขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน (R_{coil1} และ R_{coil2}) เท่ากับ 219 $\text{m}\Omega$ และใช้ความถี่สวิตช์ระหว่าง 45 - 55 kHz ตามลำดับ เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอ โดยจะได้ทำการวัดค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่จุดต่างๆของวงจร และทำการทดสอบวงจรควบคุมแบบเฟสล็อกกลูบที่ได้ออกแบบ เพื่อดูความสอดคล้องของผลการจำลองที่ได้กับทฤษฎีที่ได้กล่าวถึงก่อนหน้านี้ก่อนที่จะทำการสร้างและทดสอบการทำงานของวงจรจริงต่อไป โดยทำการจำลองการทำงานดังนี้ การทดสอบการทำงานโดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink นั้นจะเริ่มจากการจำลองสถานการณ์ให้วงจรทำงานในสภาวะเริ่มต้นโดยใช้พารามิเตอร์ดังกล่าวข้างต้น จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงโดยลดค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรลงเปรียบเสมือนมีการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์อันเนื่องมาจากอุณหภูมิ ในขณะที่ให้ความร้อนแก่เข้าหลอม รูปที่ 3.30 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าเมื่อถึงเวลาที่ 0.1 วินาที ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรจะเปลี่ยนจาก 450 μH ไปที่ 310 μH ดังนั้นจะสังเกตเห็นว่ากระแสจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเนื่องจากการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของระบบ โดยค่ารูปคลื่นกระแสและแรงดันในสภาวะเริ่มต้นสามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.31 พบว่ามุมเฟสระหว่างแรงดันกับกระแสมีค่าเท่ากับ 60 องศา ที่เวลา 0.1 วินาทีที่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.32 แต่เมื่อเวลาผ่านเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

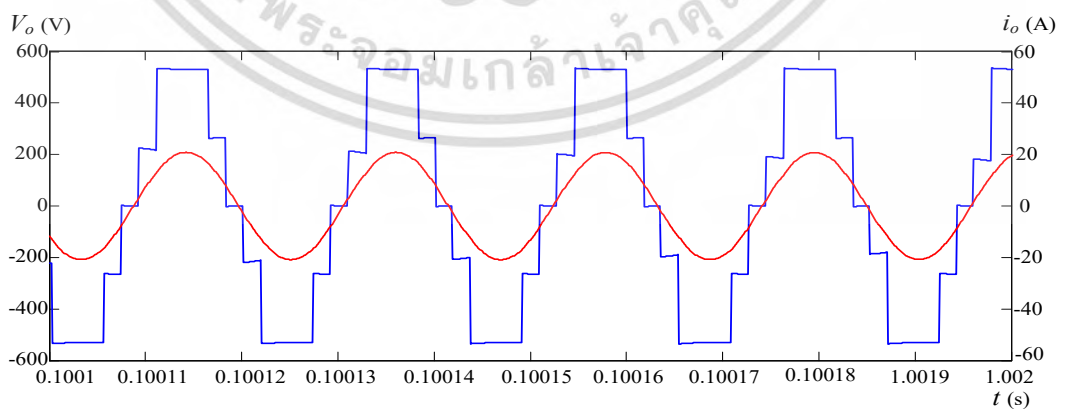
ไประบบควบคุมการทำงานแบบเฟสล็อกกลุ๊ปจะทำการปรับมุมเฟสระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับกระแสให้มีค่าเท่ากับค่าเริ่มต้นดังแสดงได้ในรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.30 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์

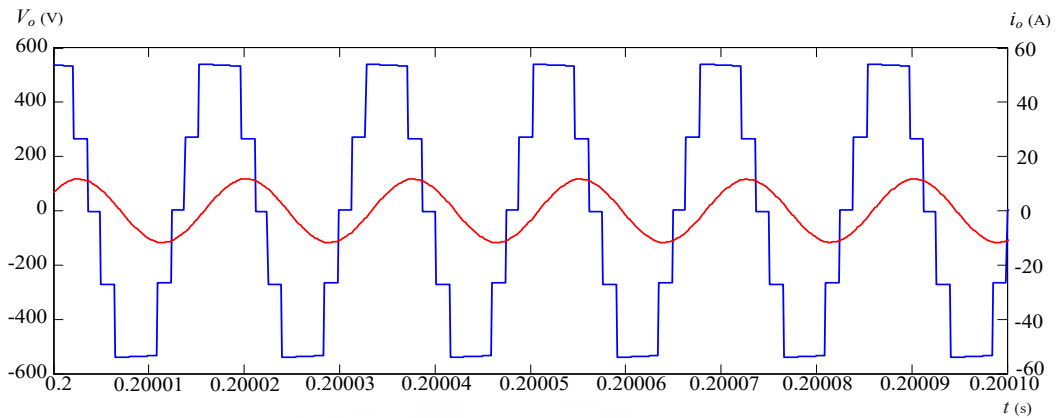


รูปที่ 3.31 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่สภาวะเริ่มต้น
($L_{eq} = 450 \mu\text{H}$)



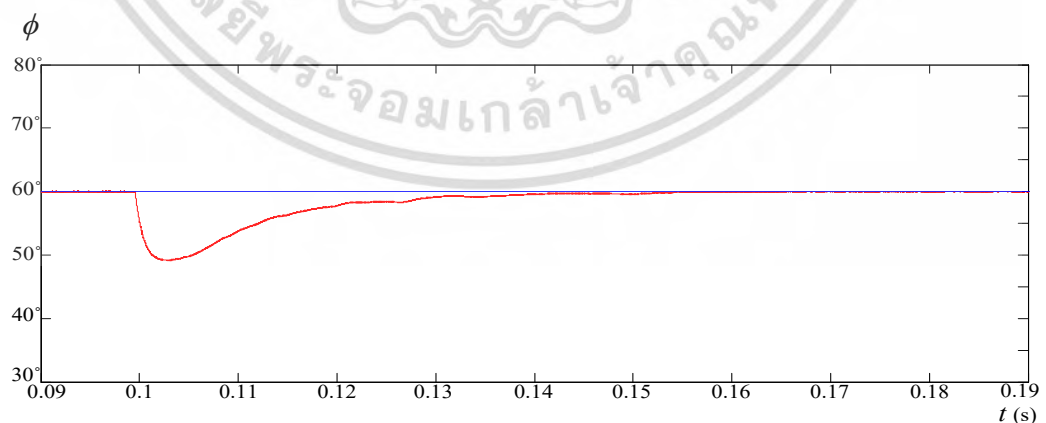
รูปที่ 3.32 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ขณะมีการเปลี่ยนแปลง
ค่าพารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

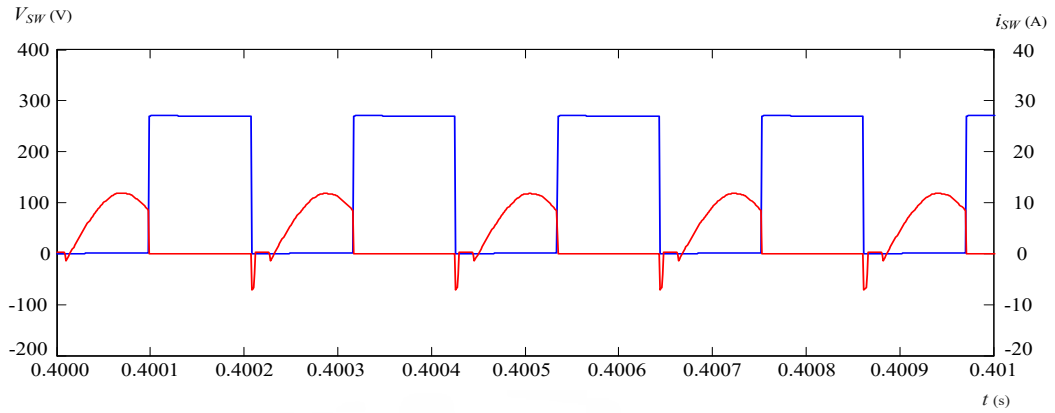


รูปที่ 3.33 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่สภาวะสุดท้าย
($L_{eq} = 310 \mu\text{H}$)

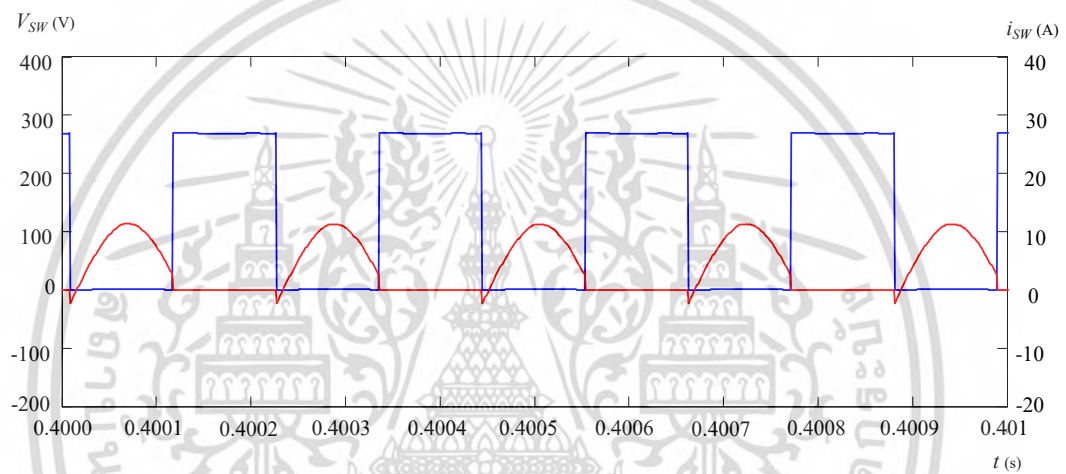
รูปที่ 3.34 แสดงการเปลี่ยนแปลงของค่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยจะสังเกตเห็นได้ว่ามุมต่างเฟสดังกล่าวจะถูกควบคุมด้วยหลักการของเฟสล็อกลูปให้มีค่าเท่ากับ 60 องศา เมื่อถึงเวลาที่ 0.1 วินาที เมื่อค่าความเหนี่ยวนำสมมูลมีค่าเปลี่ยนแปลงจาก 450 μH เป็น 310 μH จะทำให้มุมต่างเฟสมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ระบบควบคุมเฟสล็อกลูปก็จะทำหน้าที่ปรับมุมต่างเฟสให้มีค่าเท่ากับ 60 องศาเท่ากับสภาวะเริ่มต้น นอกจากนั้นแล้ว รูปที่ 3.35 – 3.38 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟของสวิตช์ S_1 , S_2 , S_5 และ S_6 ตามลำดับพบว่าสวิตช์ดังกล่าวสภาวะการทำงานภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์ (ZVS) ในช่วงของการเริ่มนำกระแสของสวิตช์ลักษณะเช่นจึงทำให้ไม่เกิดความสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าในช่วงของการเริ่มนำกระแสของสวิตช์มีความปลอดภัยในการทำงานมากขึ้น



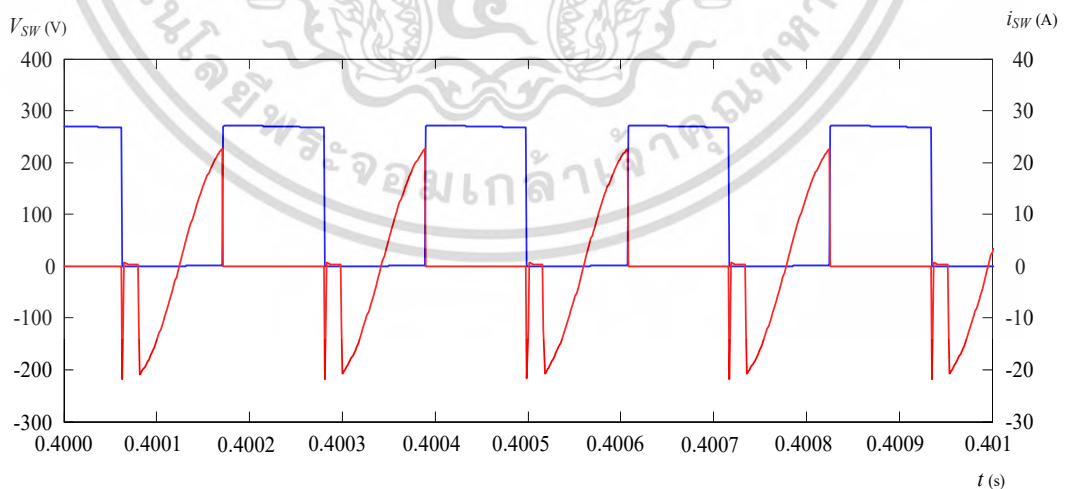
รูปที่ 3.34 ค่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.35 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_1

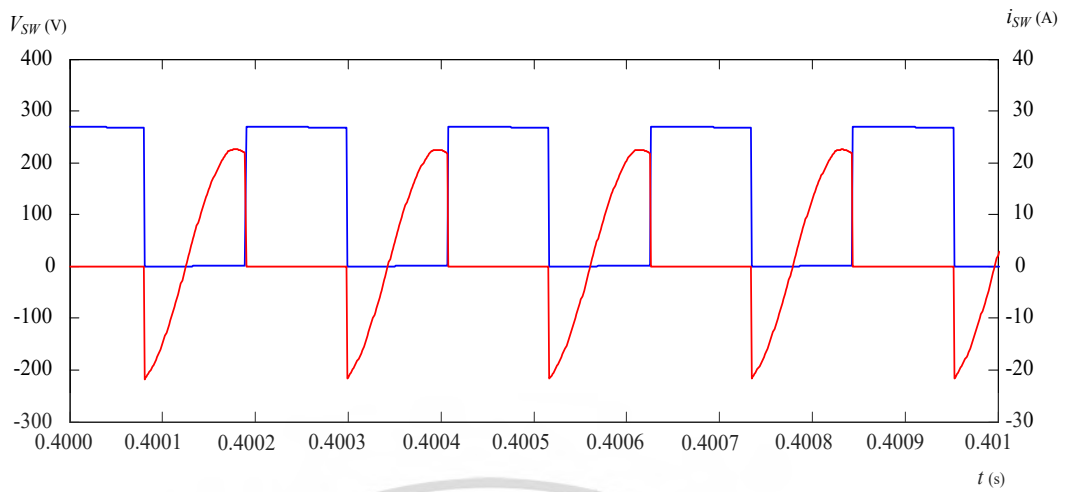


รูปที่ 3.36 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_2



รูปที่ 3.37 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.38 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดสอบ

ในบทนี้เป็นผลการทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เอาท์พุทโดยจะนำไปประยุกต์ใช้งานจริงกับงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยทำการหลอมโลหะโดยจะทำการหลอมอลูมิเนียมในบ้ำหลอมกราไฟต์ รวมถึงการวัดประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ สภาวะการทำงานของสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และเงื่อนไขขอบของการทำงานแบบแรงดันศูนย์ การทดสอบการควบคุมมุมเฟสคงที่อย่างง่ายด้วยหลักการเฟสล็อกกรุป รวมไปถึงการวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากรวมทางฮามอนิกส์ของแรงดันและกระแสต้านออกของอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการควบคุมการทำงานของสวิตช์แบบต่างๆ และจะได้ทำการทดสอบโดยแบ่งเป็นหัวข้อดังนี้

4.1 การทดสอบการทำงานของวงจร

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร

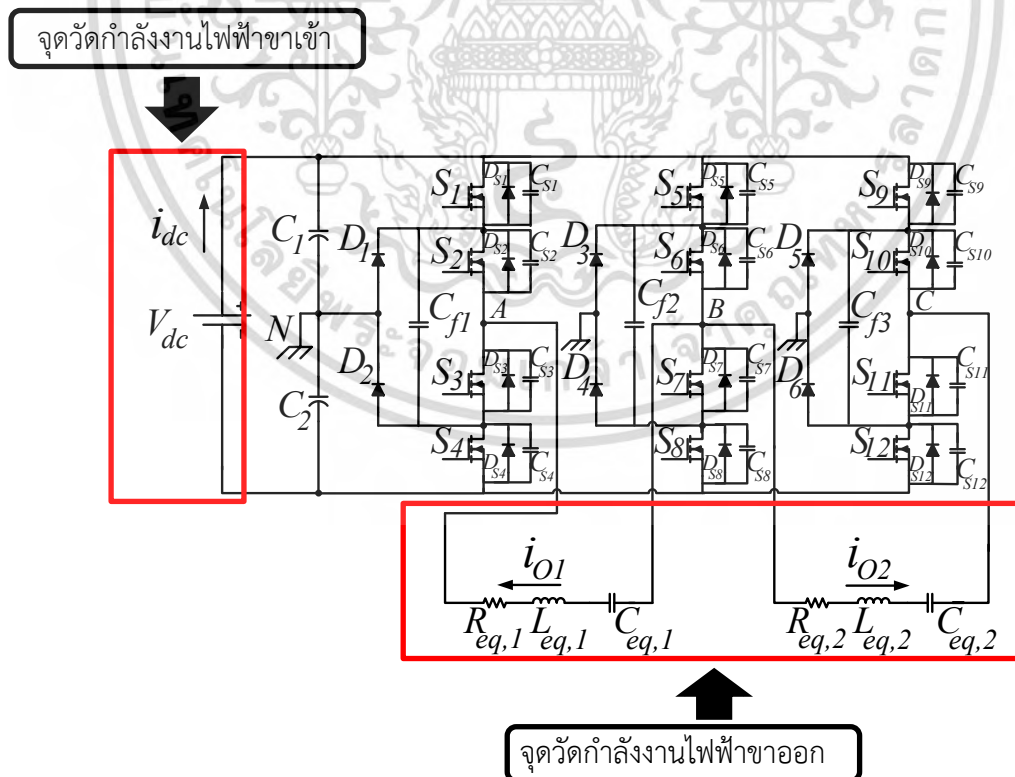
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าที่ใช้/เบอร์อุปกรณ์ที่ใช้
แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า	V_{AC}	380 V _{L-L} and 50 Hz
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้า	V_{dc}	540 V _{dc}
ความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแต่ละชุด	f_{r1} และ f_{r2}	37.5 kHz และ 38.3 kHz ที่ $\approx 27^\circ\text{C}$
ความถี่สวิตช์	f_s	45.28 kHz ถึง 62.79 kHz
ตัวประกอบคุณภาพของโหลดแต่ละชุด	Q_1 และ Q_2	4.01 และ 4.49
ค่าความเหนี่ยวนำสมมูล	$L_{eq,1}$ และ $L_{eq,2}$	450.10 μH และ 426.32 μH
ค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	C_{r1} และ C_{r2}	0.04 μF
ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำ	$L_{coil,1}$ และ $L_{coil,2}$	1.65 μH และ 1.57 μH
ค่าความต้านทานสมมูล	$R_{eq,1}$ and $R_{eq,2}$	26.43 Ω and 22.99 Ω
อัตราส่วนจำนวนรอบหม้อแปลงไฟฟ้า ความถี่สูง	n	11:1
สวิตช์มอสเฟต	$S_1 - S_{12}$	SPW32N50C3
ไดโอดแคลมป์	$D_1 - D_6$	MUR1540
ตัวเก็บประจุฟลายอิง	$C_{f1} - C_{f3}$	0.1 μF
พิกัดกำลังงานไฟฟ้าขาออก	P_o	3 kW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เอ้าท์พุทที่ได้ทำการนำเสนอโดยจะแบ่งการทดสอบเป็น 2 ส่วนได้แก่การทดสอบหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจรและการทดสอบโดยการนำวงจรดังกล่าวไปประยุกต์ใช้ในการหลอมโลหะ (อลูมิเนียม) เพื่อประเมินสมรรถนะการทำงานของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอ โดยการทดสอบทั้งสองหัวข้อดังกล่าวจะทดสอบโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังตารางที่ 4.1

4.1.1 การทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจร

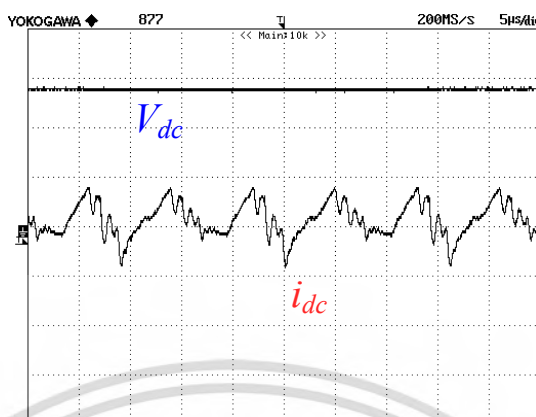
ในการทดสอบหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจรนั้นจะกระทำโดยทำการปรับกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเรื่อยโดยทำการปรับความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากนั้นทำการวัดค่ากำลังงานไฟฟ้าขาเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์บริเวณดีซีบัสหรือด้านออกของวงจรเรียงกระแสสามเฟสซึ่งจะเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้า และทำการวัดค่ากำลังงานไฟฟ้าขาออกที่บริเวณด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยใช้เครื่องมือวัดออสซิลโลสโคป Digital Oscilloscope (YOKOGAWA) รุ่น DL1620 ในการวัดแรงดันและกระแสทั้งสองด้านจากนั้นหาค่าพลังงานไฟฟ้าเฉลี่ยด้วยฟังก์ชัน MATH ของออสซิลโลสโคปเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจร โดยผลการทดสอบที่ได้มีดังนี้



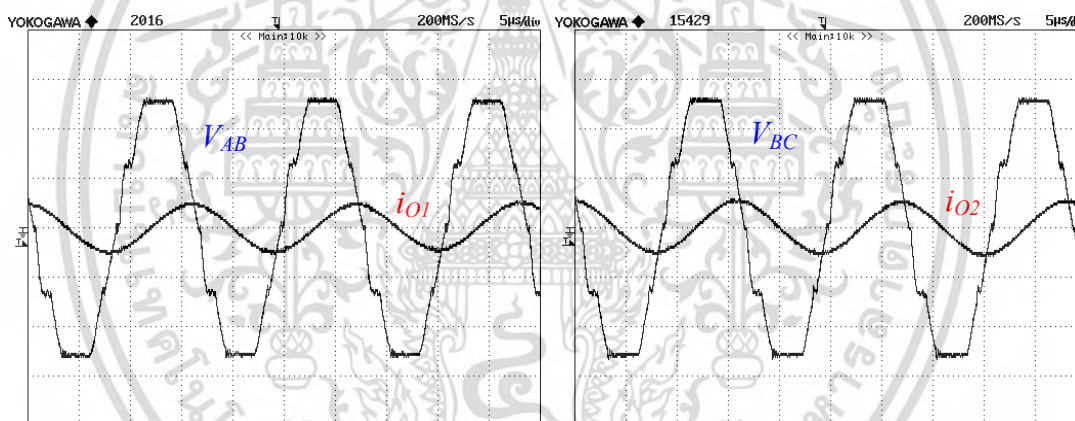
รูปที่ 4.1 จุดวัดกำลังงานไฟฟ้าของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าขาออกรวม 751.75 วัตต์



รูปที่ 4.2 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)



(ก) โหลดชุดที่ 1

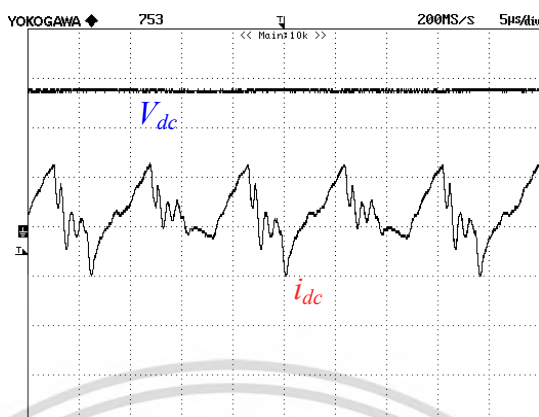
(ข) โหลดชุดที่ 2

รูปที่ 4.3 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)

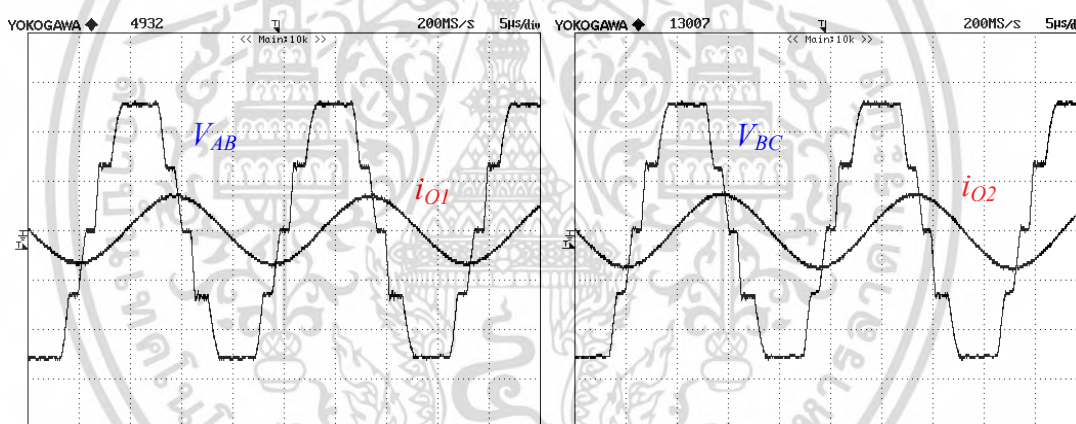
จากรูปที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพบว่า กำลังงานไฟฟ้าขาเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ 859.73 วัตต์ จากนั้นทำการวัดกำลังงานไฟฟ้าขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทำการวัดค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3(ก) และ 4.3(ข) โดยกำลังงานไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดนั้นมีค่าเท่ากับ 372.30 วัตต์และ 379.45 วัตต์ ตามลำดับ โดยจากข้อมูลดังกล่าวสามารถคำนวณหาค่าประสิทธิภาพของวงจรที่กำลังไฟฟ้า 25% ของพิกัดได้เท่ากับ 87.44 % ที่ความถี่สวิตซ์ 62.79 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าขาออกรวม 1,558.92 วัตต์



รูปที่ 4.4 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)



(ก) โหลดชุดที่ 1

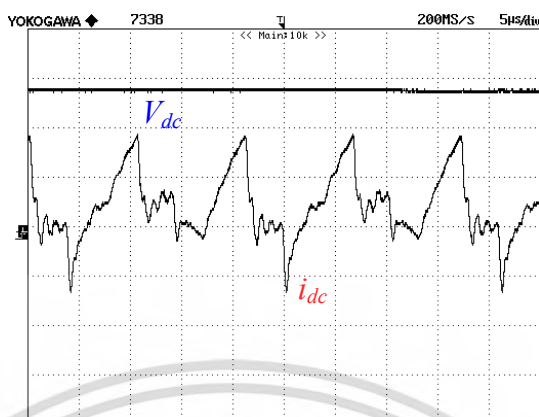
(ข) โหลดชุดที่ 2

รูปที่ 4.5 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)

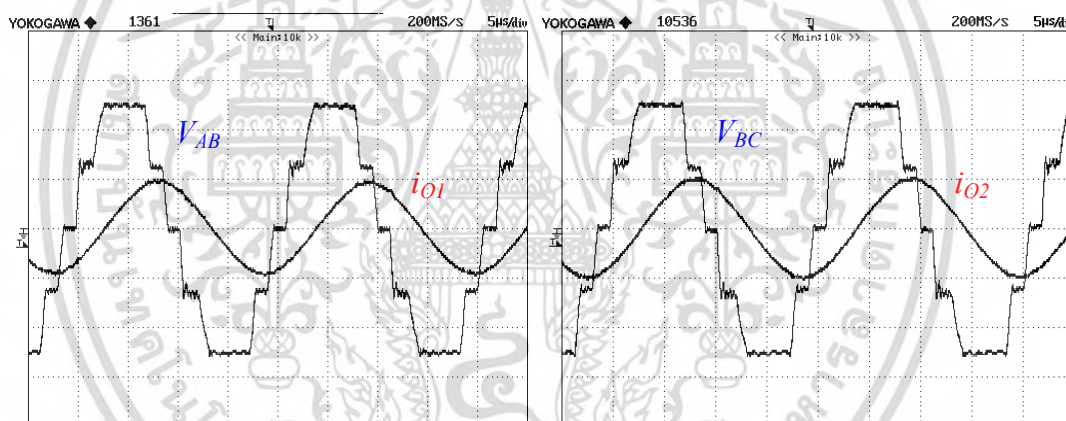
จากรูปที่ 4.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพบว่า กำลังงานไฟฟ้าขาเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ 1700.86 วัตต์ จากนั้นทำการวัดกำลังงานไฟฟ้าขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทำการวัดค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5(ก) และ 4.5(ข) โดยกำลังงานไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดนั้นมีค่าเท่ากับ 776.45 วัตต์และ 782.47 วัตต์ ตามลำดับ โดยจากข้อมูลดังกล่าวสามารถคำนวณหาค่าประสิทธิภาพของวงจรที่กำลังไฟฟ้า 50% ของพิกัดได้เท่ากับ 91.66 % ที่ความถี่สวิตซ์ 52.45 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าขาออกรวม 2,208.74 วัตต์



รูปที่ 4.6 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)



(ก) โหลดชุดที่ 1

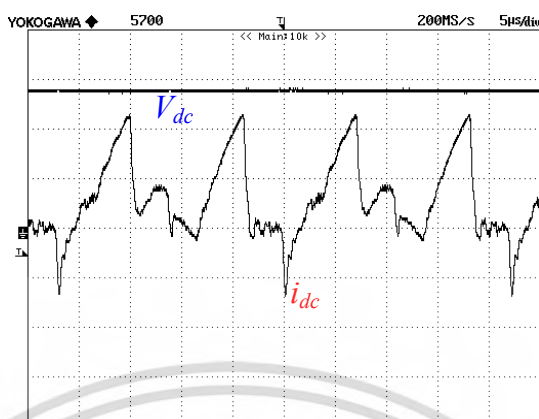
(ข) โหลดชุดที่ 2

รูปที่ 4.7 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)

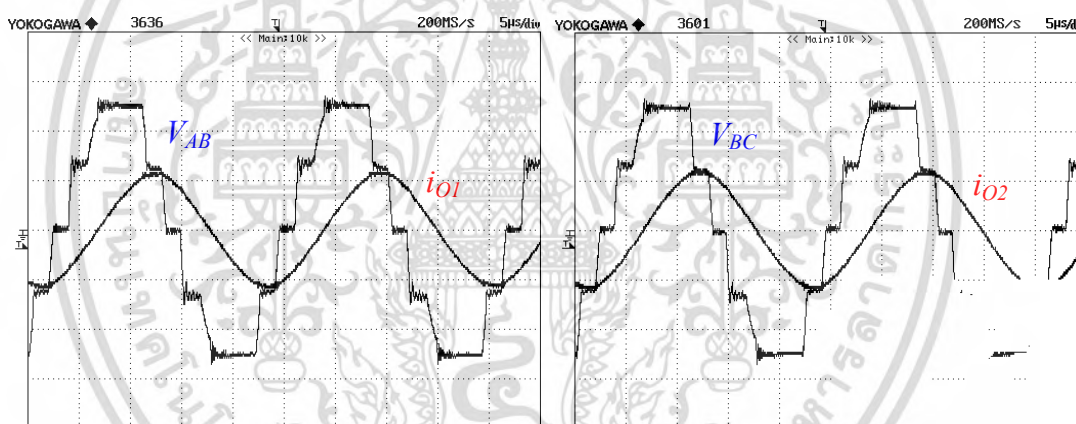
จากรูปที่ 4.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพบว่า กำลังงานไฟฟ้าขาเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ 2,358.71 วัตต์ จากนั้นทำการวัดกำลังงานไฟฟ้าขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทำการวัดค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7(ก) และ 4.7(ข) โดยกำลังงานไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดนั้นมีค่าเท่ากับ 1,090.18 วัตต์และ 1,118.56 วัตต์ ตามลำดับ โดยจากข้อมูลดังกล่าวสามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรที่ กำลังไฟฟ้า 75% ของพิกัดได้เท่ากับ 93.64 % ที่ความถี่สวิตซ์ 47.59 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าขาออกรวม 3,016.41 วัตต์



รูปที่ 4.8 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้า (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)



(ก) โหลดชุดที่ 1

(ข) โหลดชุดที่ 2

รูปที่ 4.9 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออก (200V/div, 10A/div และ 5µs/div)

จากรูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพบว่า กำลังงานไฟฟ้าขาเข้าของวงจรมีค่าเท่ากับ 3,262.15 วัตต์ จากนั้นทำการวัดกำลังงานไฟฟ้าขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทำการวัดค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9(ก) และ 4.9(ข) โดยกำลังงานไฟฟ้าขาออกของโหลดแต่ละชุดนั้นมีค่าเท่ากับ 1,455.14 วัตต์และ 1,561.27 วัตต์ ตามลำดับ โดยจากข้อมูลดังกล่าวสามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรที่กำลังไฟฟ้า 100% ของพิกัดได้เท่ากับ 92.47 % ที่ความถี่สวิตซ์ 45.28

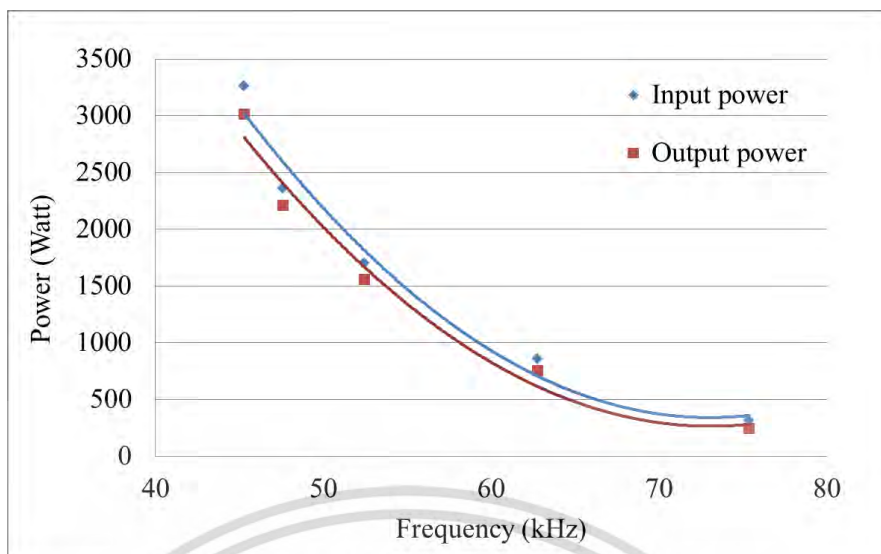
กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในรูปที่ 3.32 และ 3.33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

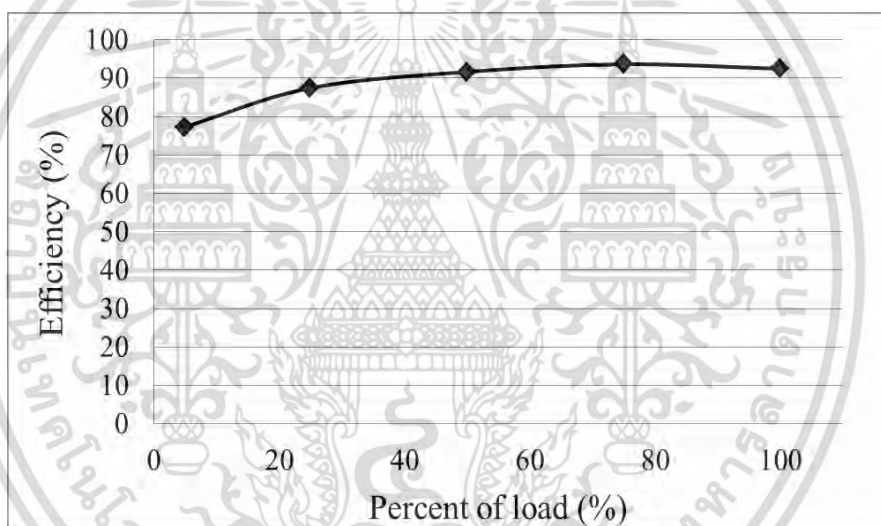
ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบการหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

Switching Frequency (kHz)	75.37	62.79	52.45	47.59	45.28
Input current (A)	1.54	3.58	5.68	7.61	9.58
Input voltage (V)	540.25	540.39	540.47	540.92	540.16
Input power (W)	316.49	859.73	1700.86	2,358.71	3,262.15
Output current of load1 (A)	385.56	383.12	372.88	366.12	360.88
Output voltage of load1 (V)	387.89	387.96	376.74	368.79	361.35
Output current of load2 (A)	1.38	3.42	4.69	6.83	8.03
Output voltage of load2 (V)	1.46	3.75	5.10	7.00	8.30
Output power	243.38	751.75	1,558.92	2,208.74	3,016.41
Efficiency (%)	76.91	87.44	91.66	93.64	92.47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานไฟฟ้ากับความถี่สวิตช์



(ข) ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของวงจรกับขนาดของกำลังงานไฟฟ้ารวมที่โหลด

รูปที่ 4.10 ผลการทดสอบการทำงานของวงจร

รูปที่ 4.10 (ก) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานไฟฟ้ากับความถี่สวิตช์ซึ่งพบว่าเมื่อทำการเพิ่มค่าความถี่สวิตช์ของวงจรให้มีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้กำลังงานไฟฟ้ารวมของวงจรมีค่าลดลง ดังนั้นจึงสามารถปรับค่ากำลังงานไฟฟ้าของวงจรได้โดยปรับความถี่การทำงานของสวิตช์ในวงจร รูปที่ 4.10 (ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของวงจรกับขนาดของกำลังงานไฟฟ้ารวมของโหลด โดยใช้การปรับกำลังงานไฟฟ้าโดยใช้การปรับค่าความถี่สวิตช์ของการทำงานของวงจรโดยพบว่า ประสิทธิภาพการทำงานสูงสุดของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 93.64 % ที่กำลังไฟฟ้าประมาณ

75% ของพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

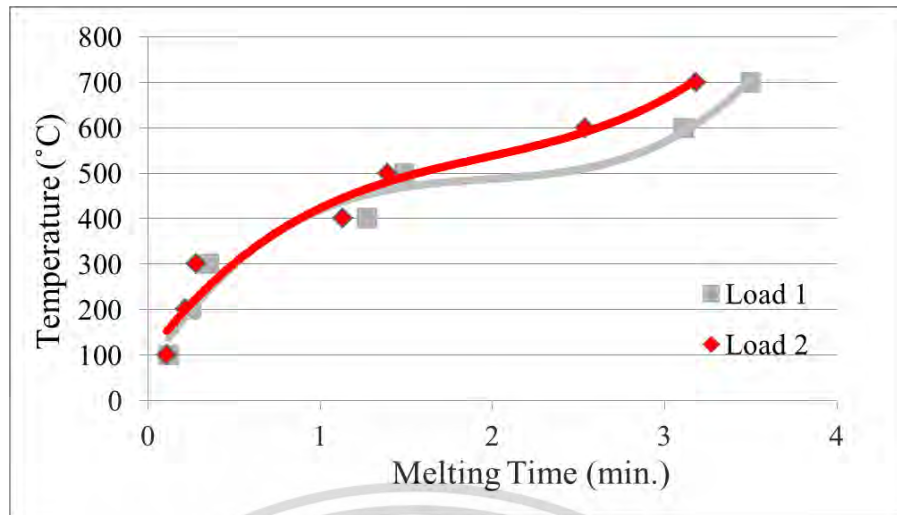
4.1.2 การทดสอบหลอมโลหะอลูมิเนียมโดยการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

ในการทดสอบการหลอมโลหะของวงจรถ่ายอินเวอร์เตอร์และชุดให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นจะทำการทดสอบโดยหลอมอลูมิเนียมปริมาณ 50 กรัมต่อหนึ่งเบ้าหลอม ซึ่งถูกทำให้เป็นเศษอลูมิเนียมขนาดเล็ก โดยจะทำการทดสอบโดยทำการเปรียบเทียบการหลอมโลหะการใช้จ่ายพลังงานไฟฟ้ารวมที่ 100% ของพิกัดระหว่างโหลดชุดที่ 1 และโหลดชุดที่ 2 และทำการวัดอุณหภูมิโดยเครื่องมือวัดอุณหภูมิแบบอินฟราเรด (TM-969) จากอุณหภูมิห้องจนถึง 700 องศา โดยทำการจับเวลาที่ใช้ในการหลอมเหลวของโหลดแต่ละชุด โดยผลการทดสอบที่ได้สามารถแสดงได้ดังนี้

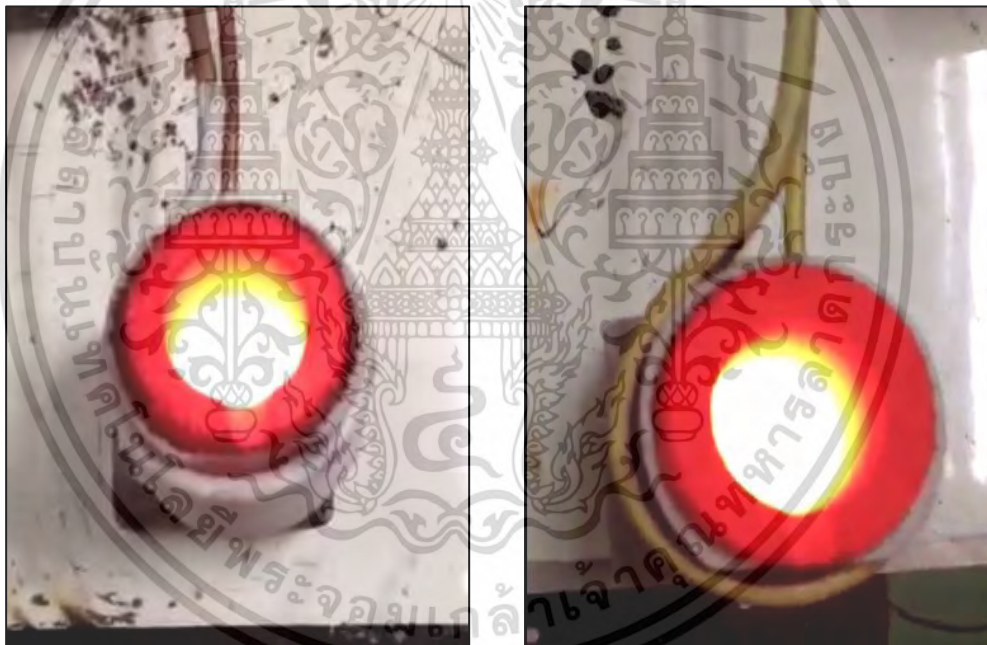
ตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.11 (ก) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของโหลดแต่ละชุดกับเวลาที่ใช้ในการหลอมโลหะ จากการทดสอบพบว่าเมื่อใช้กำลังงานไฟฟ้ารวมเท่ากับ 100% ของพิกัดกำลังงานไฟฟ้าของเครื่องอินเวอร์เตอร์ อุณหภูมิจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ และทำการบันทึกเวลาที่ใช้ในการทำให้อุณหภูมิเพิ่มขึ้นทีละ 100 องศา พบว่าอุณหภูมิของโหลดชุดที่ 1 ใช้เวลา 3.50 นาทีในการหลอมโลหะจาก 27 - 700 องศาเซลเซียส ส่วนโหลดชุดที่ 2 ใช้เวลา 3.18 นาทีในการหลอมโลหะจาก 27 - 700 องศาเซลเซียส โดยอุณหภูมิทั้งสองมีแนวโน้มเพิ่มไปในทิศทางเดียวกันแต่จะใช้เวลาในการเพิ่มอุณหภูมิไม่เท่ากันเนื่องจากผลของความไม่เท่ากันของพารามิเตอร์ของโหลดแต่ละชุด โดยรูปเบ้าหลอมโลหะทั้งสองขณะทำงานที่อุณหภูมิ 700 องศาเซลเซียสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (ข) และ รูปที่ 4.11 (ค) ตามลำดับ

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาที่ใช้ไปของโหลดแต่ละชุดที่พิกัดกำลังไฟฟ้า

Temperature (C°)	Time of load1 (min.)	Time of load2 (min.)
100	0.11	0.12
200	0.22	0.25
300	0.28	0.35
400	1.13	1.27
500	1.39	1.49
600	2.54	3.11
700	3.18	3.50



(ก) ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของโหลดแต่ละชุดกับเวลาที่ใช้



(ข) โหลดชุดที่ 1

(ค) โหลดชุดที่ 2

รูปที่ 4.11 เบ้าหลอมโลหะของโหลดทั้ง 2 ชุดขณะทำงาน

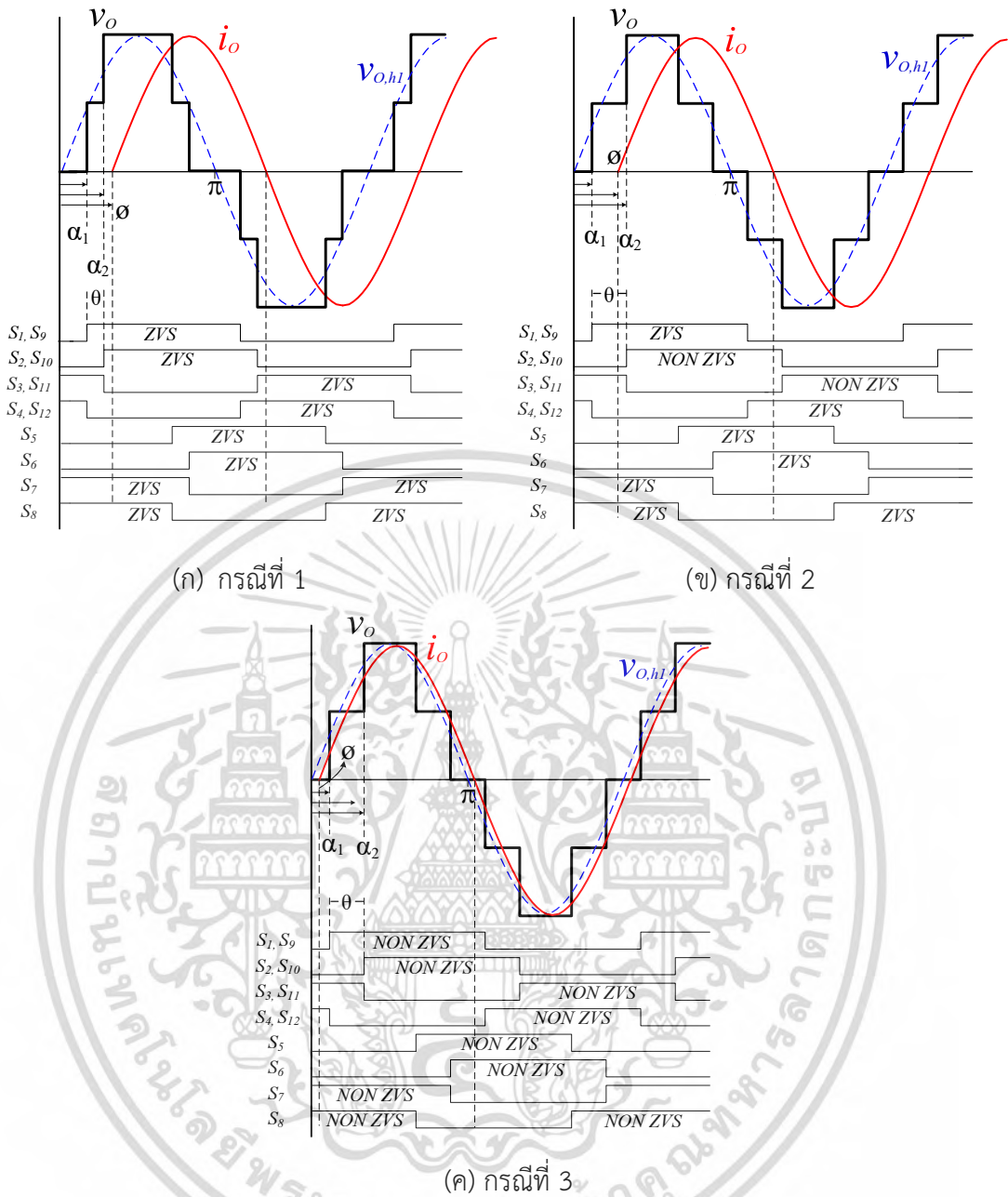
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในวงจร

ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบเทคนิคการควบคุมด้วยสัญญาณพีดับลิวเอ็มแบบเลื่อนเฟส โดยใช้เทคนิคการปรับความถี่ (VF-PSPWM) และทำการวิเคราะห์ลักษณะการทำงานของสวิตช์มอสเฟตในวงจรโดยจะแสดงการหาเงื่อนไขการทำงานแบบแรงดันศูนย์ (ZVS) หรือที่เรียกว่าเงื่อนไขขอบของการทำงานแบบแรงดันศูนย์ (ZVS boundary condition) เพื่อหาจุดทำงานที่เหมาะสมของวงจรอินเวอร์เตอร์ในการทำงานของโหลดแต่ละชุด และเพื่อความปลอดภัยของการทำงานของสวิตช์ทุกตัวในวงจร โดยจะสามารถแสดงได้ดังนี้

4.2.1 เงื่อนไขขอบของการทำงานแบบแรงดันศูนย์ (ZVS boundary condition)

เพื่อที่จะได้ประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สูงตลอดการทำงานและหลีกเลี่ยงความเสียหายของสวิตช์มอสเฟตในวงจร สวิตช์ทุกตัวในวงจรจำเป็นต้องทำงานในสภาวะแรงดันศูนย์ เนื่องจากความสูญเสียของการสวิตช์ในช่วงของการเริ่มนำกระแสถูกกำจัดออกไป นอกจากนั้นดังที่กล่าวถึงแล้วในบทที่ 3 นั้นมุมเลื่อนเฟส (θ) จะส่งผลโดยตรงต่อรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งแสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_o) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรที่ความถี่หลักมูล ($v_{o,h1}$) รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าด้านออก (i_o) และมุมเฟสของกระแส (ϕ) ตามลำดับ โดยสามารถจำแนกคุณลักษณะการทำงานออกได้เป็น 3 กรณี ดังนี้ กรณีที่ 1 เป็นกรณีที่มุมเฟสของกระแส (ϕ) มีค่ามากกว่ามุม α_2 ซึ่งจากรูปที่ 4.12 (ก) จะพบว่าสวิตช์มอสเฟตทุกตัวในวงจรจะสามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์ทั้งหมด (ZVS) รูปที่ 4.12 (ข) แสดงกรณีที่ 2 ซึ่งเป็นกรณีที่มุม ϕ มีค่ามากกว่าค่ามุม α_1 แต่ก็น้อยกว่ามุม α_2 ในกรณีนี้จะสังเกตได้ว่ามีสวิตช์บางตัวเกิดสภาวะการสวิตช์แบบแข็ง (Hard switching หรือ Non-ZVS) ได้แก่สวิตช์ S_2, S_3, S_{10} และ S_{11} ซึ่งจะทำให้เกิดอันตรายต่อสวิตช์ตัวดังกล่าว และรูปที่ 4.12 (ค) แสดงกรณีที่ 3 ซึ่งมุม ϕ มีค่าน้อยกว่ามุม α_1 และ α_2 ซึ่งพบว่าสวิตช์ทุกตัวในวงจรเกิดสภาวะการสวิตช์แบบแข็ง (Hard switching หรือ Non-ZVS) ซึ่งจะทำให้เกิดอันตรายต่อสวิตช์ทุกตัวในวงจร ดังนั้นหากต้องการให้สวิตช์ทุกตัวทำงานได้ภายใต้เงื่อนไข ZVS วงจรจะต้องทำงานตามกรณีที่ 1 ตลอดเวลา



รูปที่ 4.12 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละกรณี

จากสมการหาความต่างเฟสระหว่างรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์หรือมุมเฟสของกระแส (มุม ϕ) สามารถหาได้จากสมการที่ (4.1)

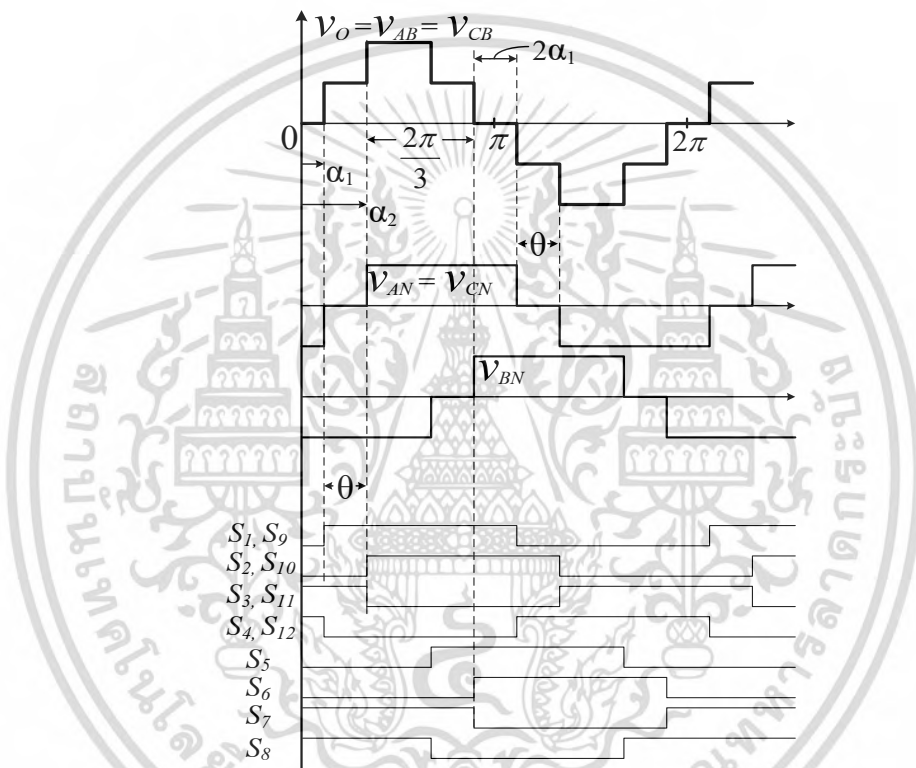
$$\phi = \tan^{-1} \left(Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right) \tag{4.1}$$

เมื่อ Q คือค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลดแต่ละชุด

ω_n คือความถี่การทำงานบรรทัดฐาน ($\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.1) มุมเฟสของกระแสของโหลดแต่ละชุดจะถูกควบคุมโดยการปรับความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์หรือความถี่สวิตช์ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วหากต้องการให้สวิตช์ในวงจรสามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขการทำงานแบบแรงดันศูนย์แล้ว จำต้องต้องรักษาความถี่ของการสวิตช์ (ω_s) ให้มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (ω_r) ของโหลดเสมอ อย่างไรก็ตามสำหรับวงจรที่ได้ทำการนำเสนอขึ้นมีการใช้การควบคุมการทำงานของสวิตช์แบบ PSPWM ซึ่งจะมีมุมที่สำคัญนั้นคือ มุม α_2 ในการวิเคราะห์คุณลักษณะการทำงานแบบ ZVS โดยมุม α_2 ดังกล่าวนั้นสามารถหาได้จาก รูปที่ 4.13 และสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและมุมต่างๆ ($\alpha_1, \alpha_2, \theta$)

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{6} + \frac{\theta}{2} \quad (4.2)$$

โดย θ คือมุมเลื่อนเฟสของสัญญาณขับสวิตช์วงนอกและสวิตช์วงใน

ตามที่กล่าวข้างต้นว่าหากต้องการให้สวิตช์ทุกตัวในวงจรทำงานภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์มุมเฟสของกระแส (ϕ) จะต้องมีค่ามากกว่ามุม α_2 ดังนั้นจะได้ว่า

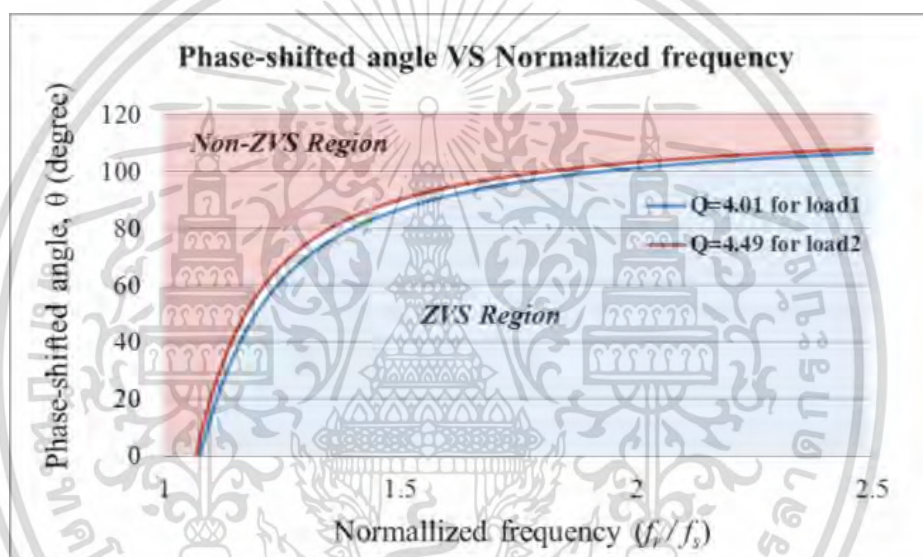
$$\alpha_2 \leq \phi \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (4.1) และ (4.2) แทนค่าลงในสมการที่ (4.3) และทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้เงื่อนไขขอบของการทำงานแบบแรงดันศูนย์ (ZVS boundary condition) ดังนี้

$$\theta \leq 2 \tan^{-1} \left(Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right) - \frac{\pi}{3} \quad (4.4)$$

โดยจากค่าพารามิเตอร์ของโหนดแต่ละชุดสามารถนำมาเขียนพล็อตเป็นกราฟเงื่อนไขการทำงานแบบแรงดันศูนย์ของโหนดทั้งสองชุดได้ดังนี้



รูปที่ 4.14 เงื่อนไขการทำงานแบบแรงดันศูนย์ของโหนดทั้งสองชุด

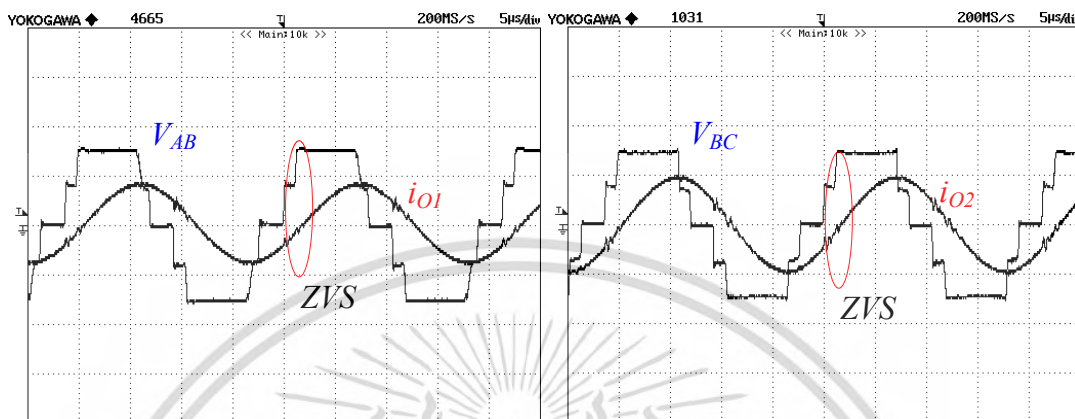
4.2.2 การรักษาสภาวะการทำงานแบบแรงดันศูนย์ด้วยการควบคุมแบบปรับความถี่

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบการรักษาสภาวะการทำงานแบบแรงดันศูนย์ เนื่องจากในวงจรที่ได้ทำการนำเสนอจะใช้สัญญาณพัลส์บลิ้วเอ็มแบบเลื่อนเฟส (PSPWM) อย่างไรก็ตามหากการควบคุมดังกล่าวเป็นการควบคุมแบบคงค่าความถี่ (Fixed frequency) ก็จะไม่สามารถรักษาจุดทำงานของวงจรให้ภายใต้เงื่อนไขขอบของแรงดันศูนย์ได้ตลอดเวลา ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะเลือกการควบคุมแบบปรับความถี่ (Variable frequency) หรือเรียกอีกอย่างว่า สัญญาณพัลส์บลิ้วเอ็มแบบเลื่อนเฟสโดยใช้การควบคุมแบบปรับความถี่ได้ (Variable frequency PSPWM, VF-PWM) โดยการทดสอบเทคนิคการควบคุมดังกล่าวนี้จะกระทำโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เกี่ยวข้องกับการหลอมโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเป็นเพียงการทดสอบเพื่อความเข้าใจในหลักการเท่านั้นซึ่งจะได้ถูกนำไปใช้จริงในการหลอมโลหะเป็นลำดับถัดไป โดยการทดสอบจะแบ่งออกเป็นสองกรณีดังนี้

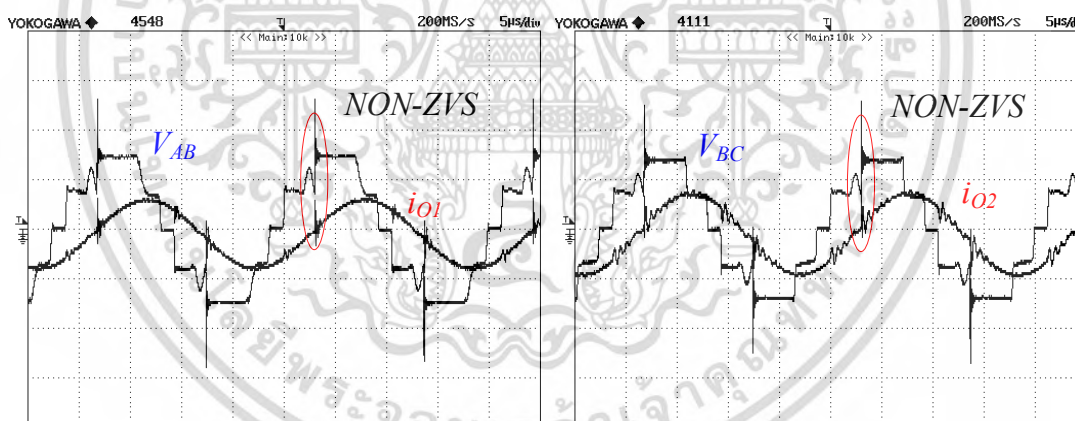
กรณีที่ 1 การควบคุมโดยคงค่าความถี่ที่ 46.8 kHz



(ก) โหลดชุดที่ 1

(ข) โหลดชุดที่ 2

รูปที่ 4.15 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div)



(ก) โหลดชุดที่ 1

(ข) โหลดชุดที่ 2

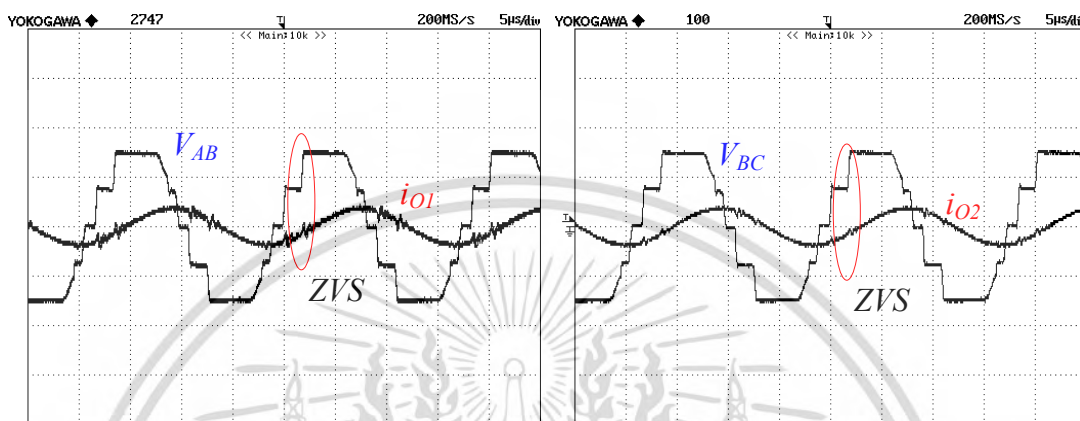
รูปที่ 4.16 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div)

ในรูปที่ 4.15 แสดงคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์โดยใช้มุมเลื่อนเฟส θ เท่ากับ 20 องศา ที่ความถี่เท่ากับ 46.8 กิโลเฮิร์ตซ์ พบว่าที่สภาวะนี้มุมเฟสของกระแส (ϕ) มีค่ามากกว่ามุม α_2 ดังนั้นจึงเกิดสภาวะ ZVS กับสวิตช์ทุกตัวในวงจร แต่เมื่อทำการเพิ่มมุมเลื่อนเฟสให้มีเท่ากับ 36 องศา โดยไม่เปลี่ยนแปลงความถี่จะพบว่าที่สภาวะนี้ไม่เป็นไปตามเงื่อนไขของแรงดันศูนย์ ดังนั้นสวิตช์บางตัวจึงเกิดสภาวะการทำงานแบบแข็ง (Hard switching หรือ NON-ZVS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาหรือการเชิงงานเพื่อการรักษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.16 ดังนั้นจะสังเกตเห็นว่าการควบคุมแบบคงค่าความถี่ไม่สามารถรักษาสภาวะการทำงานของวงจรแบบ ZVS ได้ทุกเงื่อนไขการทำงาน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนความถี่การทำงานเพื่อให้มุมเฟสของกระแส (ϕ) มีค่าเป็นไปตามเงื่อนไขการทำงานแบบ ZVS

กรณีที่ 2 การควบคุมแบบปรับความถี่ได้



(ก) โหลดชุดที่ 1

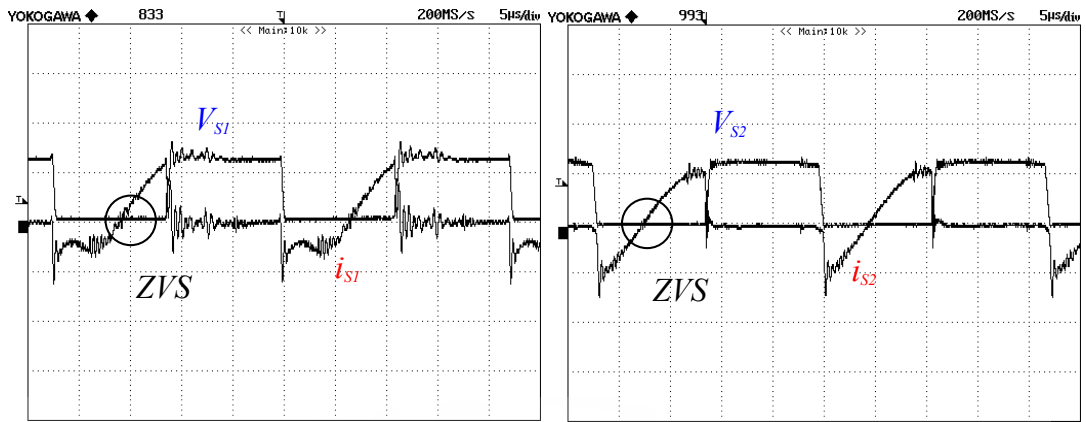
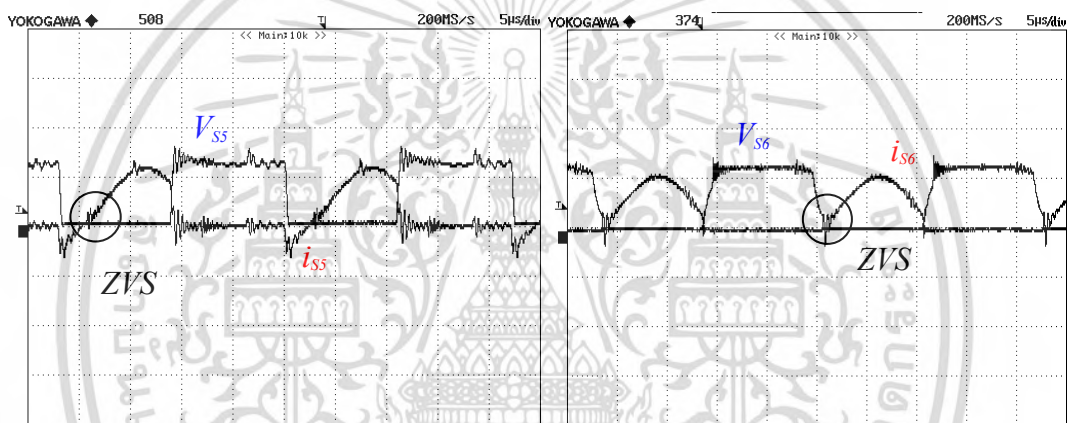
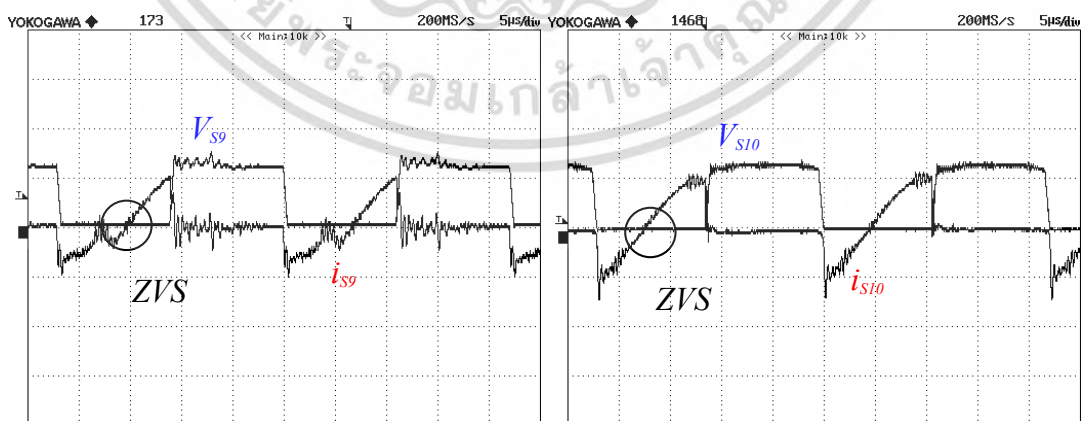
(ข) โหลดชุดที่ 2

รูปที่ 4.17 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div)

จากรูปที่ 4.16 เมื่อวงจรไม่สามารถทำงานภายใต้แรงดันศูนย์ได้ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 36 องศาได้นั้น สามารถแก้ไขได้โดยทำการปรับความถี่การสวิตช์ของวงจรไปที่ 54.5 กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งสามารถแสดงดังรูปที่ 4.17 จะพบว่ามุมของกระแส (ϕ) จะถูกเลื่อนออกไปให้มีค่ามากกว่ามุม α_2 ดังนั้นสวิตช์ในวงจรสามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์อีกครั้ง ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการรักษาสภาวะการทำงานแบบแรงดันศูนย์ตลอดเวลาจึงจำเป็นต้องใช้การควบคุมแบบปรับความถี่ได้ โดยหลังจากนี้จะได้ทำการทดสอบการทำงานภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์ในขณะที่ทำการหลอมโลหะจริงต่อไป โดยได้ผลการทดสอบดังนี้ซึ่งคล้ายคลึงกับผลการจำลองรูปที่ 3.35 ถึง 3.38

รูปที่ 4.18 ถึง 4.20 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ทั้ง A, B และ C ตามลำดับ ที่กำลังไฟฟ้า 100% ของพิกัด โดยจะพบว่าเกิดสภาวะการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ (ZVS) สำหรับสวิตช์ S1, S2, S5, S6, S9 และ S10 โดยจะสังเกตเห็นว่ารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์ ลักษณะการทำงานเช่นนี้จึงไม่ก่อให้เกิดความสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ในช่วงของการเริ่มนำกระแส ลักษณะการสวิตช์เช่นนี้จะเกิดกับสวิตช์ทุกตัวในวงจรอินเวอร์เตอร์อีกด้วยจึงทำให้สวิตช์สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) สวิตช์ S_1 (ข) สวิตช์ S_2 รูปที่ 4.18 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตซ์กึ่ง A (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div)(ก) สวิตช์ S_5 (ข) สวิตช์ S_6 รูปที่ 4.19 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตซ์กึ่ง B (200 V/div, 20 A/div and 5 μ s/div)(ก) สวิตช์ S_9 (ข) สวิตช์ S_{10} รูปที่ 4.20 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของสวิตซ์กึ่ง C (200 V/div, 10 A/div and 5 μ s/div)

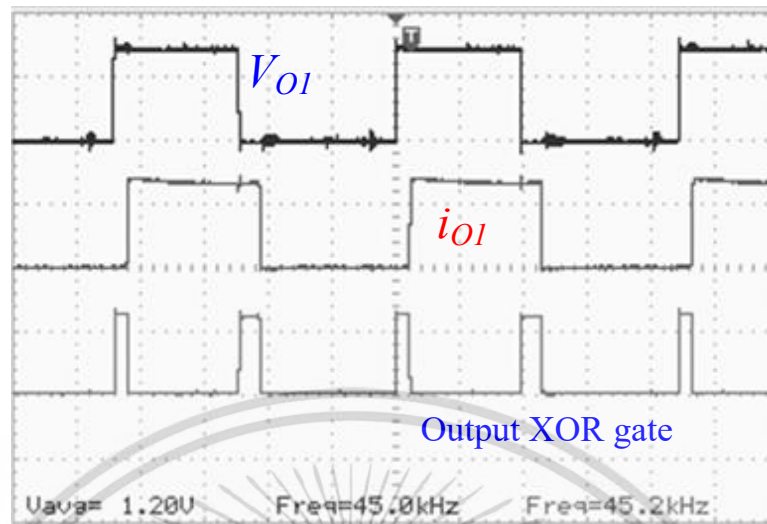
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดสอบการควบคุมมุ่มเฟสคงที่อย่างง่ายด้วยหลักการเฟสล็อกกลูบ

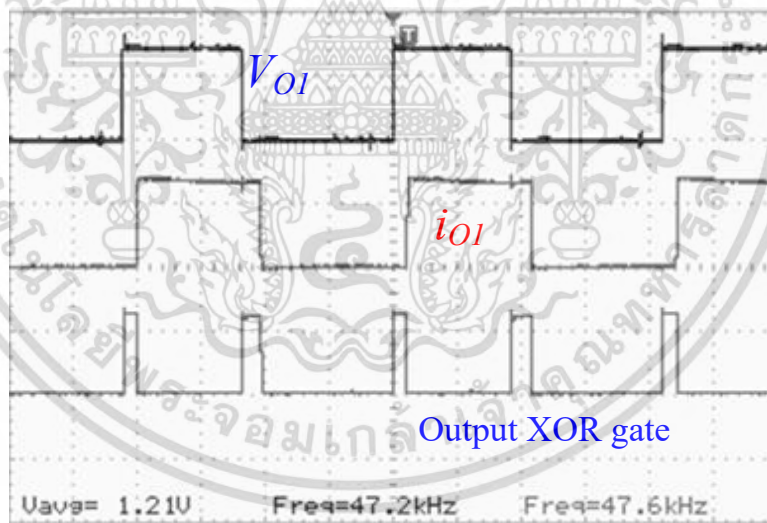
ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบระบบการควบคุมมุ่มเฟสคงที่อย่างง่ายด้วยหลักการของเฟสล็อกกลูบซึ่งสามารถแสดงระบบการควบคุมได้ดังรูปที่ 3.25 และมีหลักการดังที่กล่าวไปในบทที่ 3 นั้น ในการทดสอบจะกระทำการวัดสัญญาณของวงจรควบคุมในขณะที่ทำการหลอมเหลวโลหะโดยใช้กำลังงานไฟฟ้า 100% ของพิกัดกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในขณะสภาวะเริ่มต้นวงจรจะทำงานโดยมีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 37.5 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 38.3 กิโลเฮิร์ตซ์สำหรับโหลดชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ โดยใช้ความถี่สวิตซ์ที่ 45.28 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยในขณะนั้นอุณหภูมิของโหลดแต่ละชุดอยู่ที่ 26.8 องศาเซลเซียส จากนั้นเมื่อปล่อยให้เวลาผ่านไปจนโหลดทั้งสองมีอุณหภูมิมากกว่า 700 องศาเซลเซียส จากนั้นทำการวัดค่าต่างๆพบว่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแต่ละชุดมีค่าเท่ากับ 35.7 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 36.8 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ ดังนั้นเพื่อรักษาค่ามุ่มต่างเฟสให้มีค่าคงที่จึงจำเป็นต้องมีการปรับความถี่การสวิตซ์ให้มีค่าเท่ากับ 47.31 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยมุ่มต่างเฟสที่ค่าคงที่นั้นมีค่าเท่ากับประมาณ 65-66 องศา ในทางปฏิบัติอาจเกิดความคลาดเคลื่อนในการวัดอยู่บ้างเนื่องจากการปรับเปลี่ยนความถี่ตลอดเวลาของวงจร ตลอดเวลาตั้งแต่เริ่มการทำงานของวงจรหลอมโลหะจนถึงสิ้นสุดการทำงานโดยรูปสัญญาณที่จะทำการวัดจะเริ่มตั้งแต่สัญญาณการทำงานของ XOR gate ในรูปที่ 4.21 และ 4.22 จากนั้นสัญญาณด้านออกของ XOR gate จะถูกส่งไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยหลังจากผ่านวงจรดังกล่าวจะได้รูปสัญญาณซึ่งเป็นตัวแทนของมุ่มต่างเฟสในรูปของแรงดันไฟฟ้า ก่อนจะถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไปโดยรูปสัญญาณดังกล่าวถูกแสดงในรูปที่ 4.23

รูปที่ 4.24 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณามุ่มต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่สภาวะเริ่มต้น ในขณะที่รูปที่ 4.25 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ในสภาวะสิ้นสุดของการหลอมโลหะ โดยพบว่ามุ่มต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสมีมุ่มเฟสเท่ากับทั้งสองสภาวะ โดยทุกรูปคลื่นจะหมายถึงรูปคลื่นของโหลดชุดที่ 1 เท่านั้น เนื่องจากรูปคลื่นของโหลดชุดที่ 2 จะมีลักษณะเดียวกันกับชุดที่ 1 นอกจากนั้นรูปเบ้าหลอมโลหะขณะทำงานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.26

รูปสัญญาณขาเข้า (Input) และ ขาออก (Output) ของวงจร XOR Gate



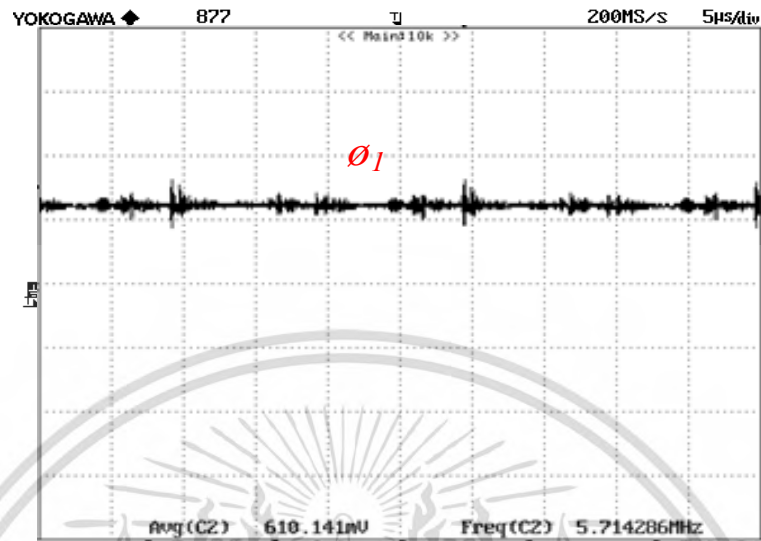
รูปที่ 4.21 สัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกที่ผ่าน XOR gate ที่ความถี่ 45.28 kHz



รูปที่ 4.22 สัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกที่ผ่าน XOR gate ที่ความถี่ 47.31 kHz

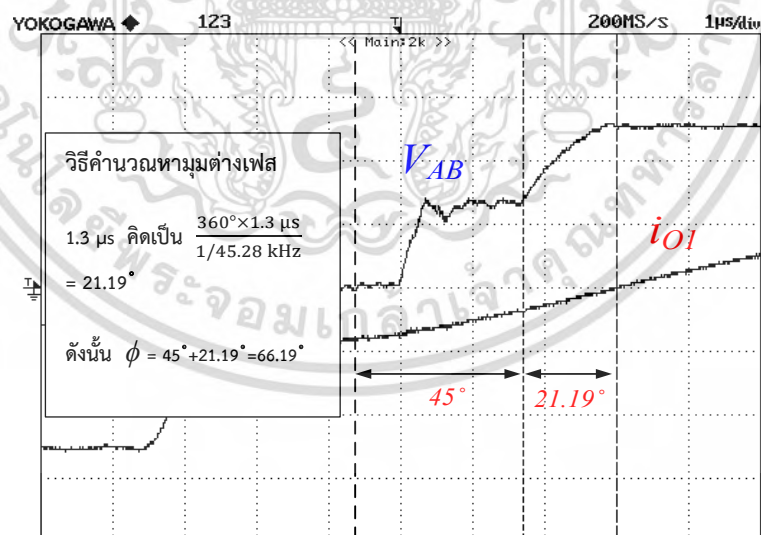
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปสัญญาณขาออก (Output) ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RC



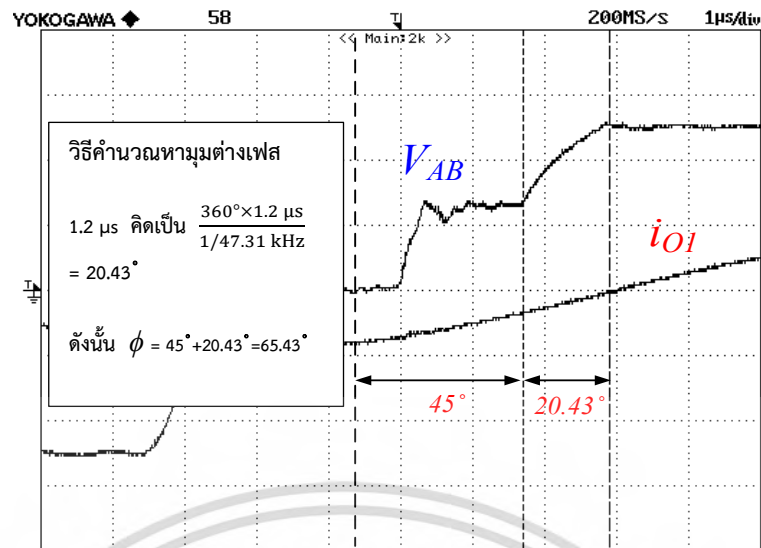
รูปที่ 4.23 สัญญาณขาออกที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณาที่มุมต่างเฟส

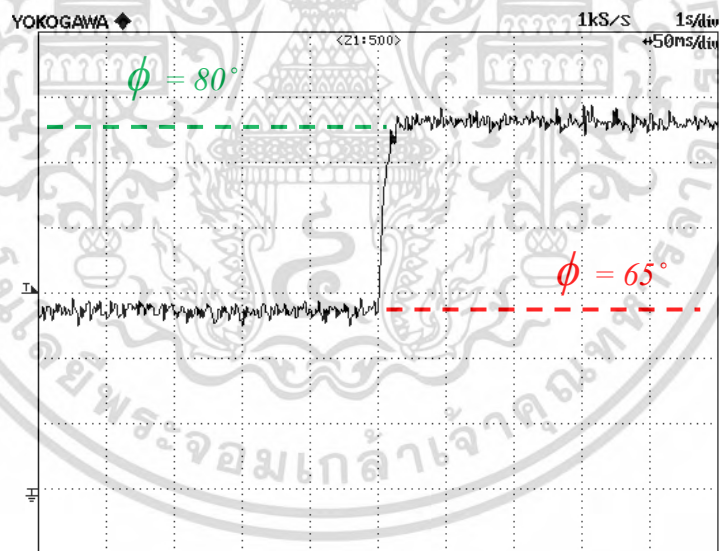


รูปที่ 4.24 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อที่สภาวะเริ่มต้น ($\phi = 66.19^\circ$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อที่สถานะเริ่มต้น ($\phi = 65.43^\circ$)



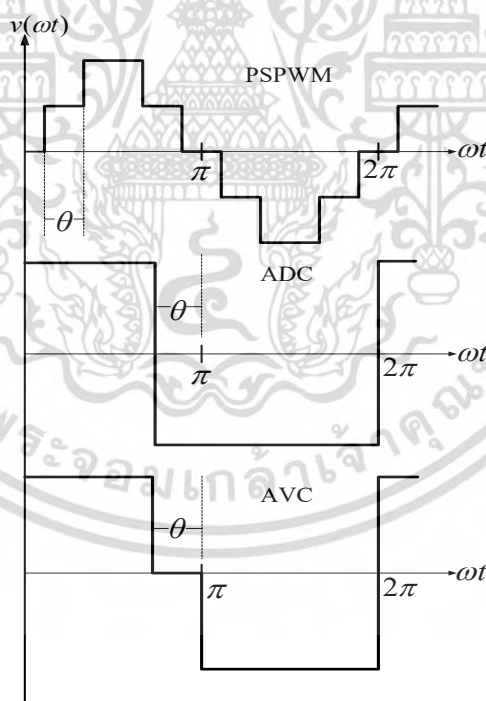
รูปที่ 4.26 ผลตอบสนองแบบ Step ของการควบคุมมุมต่างเฟสด้วยตัวควบคุมแบบเฟสล็อกกลูป (0.2V/div and time 50ms/div)

นอกจากนั้นแล้วยังได้ทำการทดสอบการเปลี่ยนค่ามุมต่างเฟสแบบทันทีทันใดแบบสเต็ป (Step command) โดยทำการกำหนดให้สถานะเริ่มต้นของวงจรมีมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านออกประมาณ 65 องศา และเมื่อทำการป้อนคำสั่งแบบสเต็ปให้กับตัวควบคุมโดยทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในสื่อใดๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

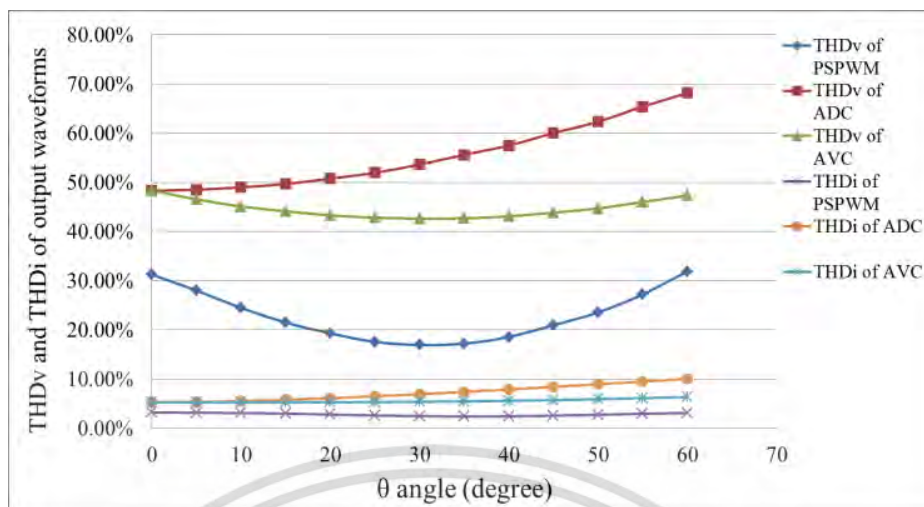
การสั่งให้มุมต่างเฟสระหว่างที่ต้องการเปลี่ยนจาก 65 องศาเป็น 80 องศา ตัวควบคุมแบบเฟสล็อกูปอย่างง่ายจะทำงานเพื่อเพิ่มมุมต่างเฟสให้ได้ตามค่าอ้างอิง โดยการเพิ่มความถี่ของการทำงานของวงจรขึ้น เมื่อทำการวัดค่าสัญญาณขาออกที่วงจรของตัวตรวจจับมุมเฟส (Phase Detector) ในส่วนของวงจรกรอง จะพบผลตอบสนองแบบสเต็ปของค่ามุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสด้านออกของอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.26

4.4 การเปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกส์ของรูปคลื่นและผลของการสูญเสียอันเนื่องมาจากฮาร์มอนิกส์ [26], [27]

ในหัวข้อนี้จะได้ทำการกล่าวถึงการเปรียบเทียบค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกส์ทั้งของรูปคลื่นแรงดัน (THD_v) และกระแสไฟฟ้าด้านออก (THD_i) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในกรณีที่ควบคุมการทำงานด้วยสัญญาณควบคุมพีดับลิวิตีแบบต่างๆ ได้แก่ สัญญาณพีดับลิวิตีแบบ ADC สัญญาณพีดับลิวิตีแบบ AVC และสัญญาณพีดับลิวิตีแบบ PSPWM ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ โดยรูปที่ 4.27 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อถูกควบคุมด้วยมุม θ ที่แตกต่างกัน



รูปที่ 4.27 คลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อถูกควบคุมด้วยมุม θ



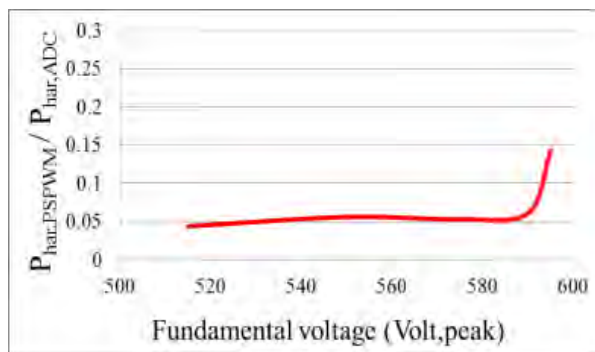
รูปที่ 4.28 ค่า THD_v และค่า THD_i ของรูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านออกของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์

เมื่อทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้งานจริงจากงานวิจัยนี้ จากนั้นทำการวัดค่า THD_v และค่า THD_i ของรูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านออกของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ซึ่งพบว่าได้ดังกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 4.28 ซึ่งจะพบได้ว่าค่า THD_v และค่า THD_i ของการควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มแบบ PSPWM จะมีค่าต่ำที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบอื่นๆ ซึ่งเมื่อทำการพิจารณาในด้านของความสูญเสียอันเกิดขึ้นมาจากฮาร์โมนิกส์ลำดับสูง ซึ่งส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นที่แกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งสามารถพิจารณาได้จากสมการดังนี้

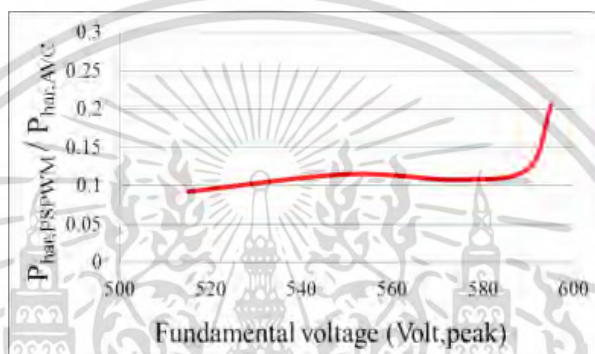
$$P_{\text{harmonics}} = k_{\text{eddy}} \sum_{h>1} V_h^2 = k_{\text{eddy}} \cdot (V_{\text{rms}}^2 - V_{1,\text{rms}}^2) \quad (4.5)$$

เมื่อ k_{eddy} คือค่าคงที่ความสูญเสียอันเนื่องมาจากกระแสไหลวน (Eddy current)

จากสมการดังกล่าวสามารถนำมาวิเคราะห์และพล็อตกราฟความสัมพันธ์ของอัตราส่วนความสูญเสียในกรณีต่างๆได้ดังรูปที่ 4.29



(ก) PSPWM เทียบกับ ADC



(ข) PSPWM เทียบกับ AVC

รูปที่ 4.29 การเปรียบเทียบความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์มอนิกส์

รูปที่ 4.29 (ก) แสดงการเปรียบเทียบอัตราส่วนความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์มอนิกส์ (Harmonics losses) ในกรณีใช้สัญญาณ PSPWM เทียบกับสัญญาณ ADC พบว่าอัตราส่วนดังกล่าวมีค่าน้อยกว่าหนึ่งซึ่งหมายความว่าความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์มอนิกส์ในกรณีใช้สัญญาณ PSPWM มีค่าน้อยกว่ากรณีใช้สัญญาณ ADC และรูปที่ 4.29 (ข) แสดงการเปรียบเทียบอัตราส่วนความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์มอนิกส์ (Harmonics losses) ในกรณีใช้สัญญาณ PSPWM เทียบกับสัญญาณ AVC ซึ่งพบว่าอัตราส่วนดังกล่าวมีค่าน้อยกว่าหนึ่งเช่นเดียวกัน ดังนั้นหมายความว่าความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์มอนิกส์ในกรณีใช้สัญญาณ PSPWM มีค่าน้อยกว่ากรณีใช้สัญญาณ AVC เช่นเดียวกัน

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบและการทดสอบการทำงานของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบ 2 เอาท์พุท ซึ่งจากผลการทดสอบพบว่าวงจรดังกล่าวสามารถให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชุดโพลดซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดให้ความร้อนและเข้าหลอมโลหะที่มีลูมิเนียมปริมาณ 50 กรัม ได้พร้อมกันทั้ง 2 ชุด โดยมีพิกัดกำลังไฟฟารวมของเครื่องอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 3 กิโลวัตต์ โดยสามารถแบ่งเป็นชุดโพลดละ 1.5 กิโลวัตต์ โดยมีประสิทธิภาพของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 93.64 % นอกจากนี้วงจรถูกอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวยังมีคุณลักษณะที่สำคัญดังนี้

1) สวิตช์มอสเฟตทุกตัวในวงจรถูกอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) โดยอาศัยหลักการของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์แบบอนุกรม จึงทำให้เกิดความสูญเสียในช่วงของการเริ่มนำกระแส (Turning ON) จึงทำให้วงจรมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น นอกจากนี้ยังเกิดสภาวะแรงดันศูนย์ทุกย่านโพลดของการทำงานอีกด้วย เนื่องจากใช้เทคนิคการควบคุมแบบปรับความถี่ (Variable frequency control technique) โดยเทคนิคดังกล่าวจะรักษาจุดทำงานของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ให้อยู่ภายใต้เงื่อนไขขอบของการทำงานแบบ ZVS ตลอดเวลา

2) วงจรถูกอินเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการนำเสนอถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมสัญญาณควบคุมพีดับลิวิตเอ็มแบบเลื่อนเฟส (PSPWM) ซึ่งมีข้อได้เปรียบเหนือกว่าการควบคุมด้วยสัญญาณพีดับลิวิตเอ็มแบบ AVC และ ADC เนื่องจากให้ค่าความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน (THD_v) และกระแสไฟฟ้า (THD_i) ด้านออกของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ต่ำที่สุด ซึ่งจะส่งผลให้ค่าความสูญเสียอันเกิดจากฮาร์โมนิกส์ (Harmonics losses) ในแกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงมีค่าต่ำสุดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบอื่น

3) การควบคุมด้วยเทคนิคเฟสล็อกสามารถรักษามุมต่างเฟสของแรงดันและกระแสไฟฟาด้านออกของวงจรมีค่าคงที่ตลอดเวลาถึงแม้จะเกิดความเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ของโพลดอันเนื่องมาจากอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปในขณะทำงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในการหลอมโลหะ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้หลักการเฟสล็อกอย่างง่ายในการเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ในการทำงานของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ให้ติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนซ์ของโพลดแต่ละชุดซึ่งพบว่าสามารถทำงานได้เป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้

5.2 ข้อเสนอแนะ

งานวิจัยชิ้นนี้ได้นำเสนอแนวคิดของการนำวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับมาใช้งานกับงานการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งต่างจากการใช้งานโดยทั่วไปซึ่งมักจะนำไปใช้ในงานขับเคลื่อนมอเตอร์หรือใช้งานเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิตในระบบผลิตกำลังงานไฟฟ้าจากพลังงานทดแทน ซึ่งยังมีประเด็นปัญหาที่สามารถนำไปต่อยอดในงานวิจัยต่อไป ได้ดังนี้

1) งานวิจัยนี้ได้กล่าวถึงความสูญเสียทางฮาร์มอนิกส์ในแกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงซึ่งยังไม่ถูกวัดจริง ดังนั้นเพื่อให้งานมีความสมบูรณ์มากขึ้นจึงควรมีการวัดค่าดังกล่าวในงานวิจัยในอนาคตต่อไป

2) งานวิจัยชิ้นนี้สามารถนำไปต่อยอดให้สามารถจ่ายกำลังงานได้มากกว่า 2 เคาท์พุทพร้อมๆกัน โดยการนำกึ่งอินเวอร์เตอร์มาต่อเพิ่มเติมเข้าไปอีก แต่อย่างไรก็ตามจำเป็นต้องมีการคำนึงถึงกระแสเกินสูงที่สวิตช์ในกึ่งอินเวอร์เตอร์ร่วม

3) ในวงจรนี้ยังสามารถพัฒนาให้วงจรมีประสิทธิภาพสูงได้มากกว่า 94 % โดยจะสังเกตว่าแม้สวิตช์ทุกตัวในวงจรจะสามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไข ZVS ในช่วงของการเริ่มนำกระแส (Turning ON) แต่ยังคงพบความสูญเสียในช่วงของการเริ่มหยุดนำกระแส (Turning OFF) ซึ่งถ้าหากมีการพัฒนาเทคนิคเพื่อลดความสูญเสียในช่วงดังกล่าวได้แล้วนั้นจะทำให้วงจรดังกล่าวทำงานได้โดยปราศจากความสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์อย่างสมบูรณ์ (Switching losses)

4) ผลการทดสอบการทำงานที่ได้ถูกแสดงในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ วัดโดยเครื่องมือวัดทางไฟฟ้าพื้นฐานในระดับห้องปฏิบัติการ เช่น เครื่องออสซิลโลสโคป Digital Oscilloscope (YOKOGAWA) รุ่น DL1620 โพรบแรงดันและวัดกระแสด้วยความต้านทานขนาด 0.1 โอห์ม ดังนั้นผลที่ได้ อาจเกิดความผิดพลาดบ้างอันเนื่องมาจากเครื่องมือวัด ดังนั้นจึงสามารถแสดงได้เพียงแนวโน้มเพื่อสนับสนุนความเป็นไปได้ของทฤษฎีที่นำเสนอ

เอกสารอ้างอิง

- [1] Carretero, C., Lucía, Ó., Acero, J., Burdío, J.M., 2015. 'Phase-shift modulation in double half-bridge inverter with common resonant capacitor for induction heating appliances', IET Power Electron., 8, (7), pp. 1128–1136
- [2] Kamli, M., Yamamoto, S., Abe, M., 1996. 'A 50–150 kHz half-bridge inverter for induction heating applications', IEEE Trans. Ind. Electron., 43, (1), pp. 163–172
- [3] Millán, I., Burdío, J. M., Acero, J., Lucía, Ó., Llorente, S., 2011. 'Series resonant inverter with selective harmonic operation applied to all-metal domestic induction heating', IET Power Electron., 4, (5), pp. 587–592
- [4] Hu, J., Bi, C., Jia, K., Xiang, Y., 2015. 'Power control of asymmetrical frequency modulation in a full-bridge series resonant inverter', IEEE Trans. Power Electron., 30, (12), pp. 7051–7059
- [5] Lucía, Ó., Burdío, J.M., Millán, I., Acero, J., Puyal, D., 2009. 'Load-adaptive control algorithm of half-bridge series resonant inverter for domestic induction heating', IEEE Trans. Ind. Electron., 56, (8), pp. 3106–3116
- [6] Esteve, V., Jordán, J., Kilders, E. S., Dede, E. J., Maset, E., Ejea, J. B., Ferreres, A., 2014. 'Improving the reliability of series resonant inverters for induction heating applications', IEEE Trans. Ind. Electron., 61, (5), pp. 2564–2572
- [7] Viriya, P., Naras, Y., Matsuse, K., 2008. 'Analysis of two continuous control regions of conventional phase shift and transition phase shift for induction heating inverter under ZVS and NON-ZVS operation', IEEE Trans. Power Electron., 23, (6), pp. 2794–2805
- [8] Ogiwara, H., Itoi, M., Nakaoka, M., 2004. 'PWM-controlled soft-switching SEPP high-frequency inverter for induction-heating applications', IEE Proc., Electr. Power Appl., 151, (4), pp. 404–413

- [9] Esteve, V., Jordán, J., Kilders, E. S., Dede, E. J., Maset, E., Ejea, J. B., Ferreres, A., 2015. 'Comparative study of a single inverter bridge for dual-frequency induction heating using Si and SiC MOSFETs', IEEE Trans. Ind. Electron., 62, (3), pp. 1440 – 1450
- [10] Sarnago, H., Lucía, Ó., Mediano, A., Burdío, J.M., 2015. 'Analytical model of the half-bridge series resonant inverter for improved power conversion efficiency and performance', IEEE Trans. Power Electron., 30, (8), pp. 4128 – 4143
- [11] Burdío, J. M., Monterde, F., García, J. R., Barragán, L. A., Martínez, A., 2005. 'A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances', IEEE Trans. Power Electron., 20, (4), pp. 815 – 822
- [12] Sarnago, H., Lucía, Ó., Mediano, A., Burdío, J.M., 2014. 'Design and implementation of a high-efficiency multiple-output resonant converter for induction heating applications featuring wide bandgap devices', IEEE Trans. Power Electron., 29, (5), pp. 2539 – 2549
- [13] Devara, V. B., Neti, V., Maity, T., Shunmugam, P., 2016. 'Capacitor-sharing two-output series-resonant inverter for induction cooking application', IET Power Electron., 9, (11), pp. 2240–2248
- [14] Kumari, V., Bhaskar, D.V., Parida, N., Maity, T., 2015. 'Comparative study of multiple-output series resonant inverters for IH applications', Proc. Int. Conf. Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), Nagercoil, India, pp. 1 – 7
- [15] Papani, S. K., Neti, V., Murthy, B. K., 2015. 'Dual frequency inverter configuration for multiple-load induction cooking application', IET Power Electron., 8, (4), pp. 591–601
- [16] Kanchan, R. S., Tekwani, P. N., Baiju, M. R., Gopakumar, K., Pittet, A., 2005. 'Three-level inverter configuration with common-mode voltage elimination for induction motor drive', IEE Proc., Electr. Power Appl., 152, (2), pp. 261–270

- [17] Figarado, S., Bhattacharya, T., Mondal, G., Gopakumar, K., 2008. 'Three-level inverter scheme with reduced power device count for an induction motor drive with common-mode voltage elimination', IET Power Electron., 1, (1), pp. 84–92
- [18] Lyu, J., Hu, W., Wu, F., Yao, K., Wu, J., 2016. 'Three-level saddle space vector pulse width modulation strategy based on two-level space vector pulse width modulation for neutral-point-clamped three-level inverters', IET Power Electron., 9, (5), pp. 874–882
- [19] Choi, U.-M., Lee, K.-B., 2013. 'Space vector modulation strategy for neutral-point voltage balancing in three-level inverter systems', IET Power Electron., 6, (7), pp. 1390–1398
- [20] Carr, J. A., Rowden, B., Balda, J. C., 2009. 'A three-level full-bridge zero-voltage zero-current switching converter with a simplified switching scheme', IEEE Trans. Power Electron., 24, (2), pp. 329 – 338
- [21] Ruan, X., Zhou, L., Yan, Y., 2001. 'Soft-switching PWM three-level converters', IEEE Trans. Power Electron., 16, (5), pp. 612 – 622
- [22] Palanivel, P., Dash, S. S., 2011. 'Analysis of THD and output voltage performance for cascaded multilevel inverter using carrier pulse width modulation techniques', IET Power Electron., 4, (8), pp. 951–958
- [23] Yousefpoor, N., Fathi, S. H., Farokhnia, N., Abyaneh H. A., 2012. 'THD minimization applied directly on the line-to-line voltage of multilevel inverters', IEEE Trans. Ind. Electron., 59, (1), pp. 373 – 380
- [24] Farokhnia, N., Ehsani, M., Vadizadeh, H., Toodeji, H., Mohammad, M., 2013. 'Fast closed-form solution of line-to-line voltage total harmonic distortion for three-level inverters', IET Power Electron., 6, (3), pp. 581–591
- [25] Liu, J., Xiao, F., Chen, W., Yang, G., 2014. 'A novel control scheme for three-level full-bridge converter achieving low THD output voltage', Proc. Int. Conf. International Power Electronics Conference (IPEC), Hiroshima, Japan, pp. 66 – 71

- [26] Schweizer, M., Friedli, T., Kolar, J. W., 2013. 'Comparative evaluation of advanced three-phase three-level inverter/converter topologies against two-level systems', IEEE Trans. Ind. Electron., 60, (12), pp. 5515 – 5527
- [27] Bradley, K., Cao, W., Clare, J., Wheeler, P., 2008. 'Predicting inverter-induced harmonic loss by improved harmonic injection', IEEE Trans. Power Electron., 23, (5), pp. 2619 – 2624
- [28] Lucía, Ó., Burdío, J. M., Millán, I., Acero, J., Llorente, S., 2009. 'Efficiency optimization of half-bridge series resonant inverter with asymmetrical duty cycle control for domestic induction heating', Proc. Int. Conf. Power Electronics and Applications (EPE), Barcelona, Spain, pp. 1 – 6
- [29] Borage, M. B., Nagesh, K. V., Bhatia, M. S., Tiwari, S., 2009. 'Characteristics and design of an asymmetrical duty-cycle-controlled LCL-T resonant converter', IEEE Trans. Power Electron., 24, (10), pp. 2268 – 2275
- [30] Barragán, L. A., Burdío, J. M., Artigas, J. I., Navarro, D., Acero, J., Puyal, D., 2005. 'Efficiency optimization in ZVS series resonant inverters with asymmetrical voltage-cancellation control', IEEE Trans. Power Electron., 20, (5), pp. 1036 – 1044
- [31] Burdío, J. M., Barragán, L. A., Monterde, F., Navarro, D., Acero, J., 2004. 'Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters', IEEE Trans. Power Electron., 19, (2), pp. 461 – 469
- [32] Koo, G., Moon, G., Youn, M., 2004. 'Analysis and design of phase shift full bridge converter with series-connected two transformers', IEEE Trans. Power Electron., 19, (2), pp. 411–419
- [33] Chudjuarjeen, S., Sangswang, A., Koompai, C., 2011. 'An improved LLC resonant inverter for induction-heating applications With Asymmetrical Control', IEEE Trans. Ind. Electron., 58, (7), pp. 2915 – 2925

- [34] Tofoli, F. L., Gallo, C. A., 2016. 'Analysis, design, and implementation of soft switching cells applied to the single-phase full-bridge inverter', IET Power Electron., 9, (6), pp. 1249–1258
- [35] Lin, B. R., Chu, C. W., 2016. 'Hybrid full-bridge and LLC converter with wide ZVS range and less output inductance', IET Power Electron., 9, (2), pp. 377–384
- [36] Lin, B. R., Huang, C. E., Wang, D., 2005. 'Analysis and implementation of a zero-voltage switching forward converter with a synchronous rectifier', IEE Proc. Electr. Power Appl., 152, (5), pp. 1085–1092
- [37] Ogura, K., Gamage, L., Ahmed, T., Nakaoka, M., Hirota, I., Yamashita, H., Omori, H., 2004. 'Performance evaluation of edge-resonant ZVS-PWM high-frequency inverter using trench-gate IGBTs for consumer induction cooking heater', IEE Proc. Electr. Power Appl., 151, (5), pp. 563–568
- [38] Mishima, T., Nakaoka, M., 2014. 'A load-power adaptive dual pulse modulated current phasor-controlled ZVS high-frequency resonant inverter for induction heating applications', IEEE Trans. Power Electron., 29, (8), pp. 3864 – 3880
- [39] Grajales. L., Lee, F. C., 1995. 'Control system design and small-signal analysis of a phase-shift-controlled series-resonant inverter for induction heating', Proc. Int. Conf. Power Electronics Specialists Conference (PESC), Atlanta, USA, pp. 450 – 456



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

1. Watanyu Meesrisuk, Anuwat Jangwanitlert and Warachart Suwan-ngam, “Implementation of Two-output Three-level Series-resonant Inverter for Induction Melting Application” *IET Power Electron.* (Waiting for published)

บทความประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1. Watanyu Meesrisuk, Anuwat Jangwanitlert and Warachart Suwan-ngam, “A PSPWM with Variable Frequency Control for A Two-output Three-level Series Resonant Inverter” in *Proc., IEEE ECTI 2015*, Hua hin, Thailand, pp. 1-5, 2015
2. Watanyu Meesrisuk and Anuwat Jangwanitlert, “A Novel Symmetrical Two-output Three-level Series Resonant PSPWM Inverter” in *Proc., IEEE TENCON 2014*, Bangkok, Thailand, pp. 1-6, 2014



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

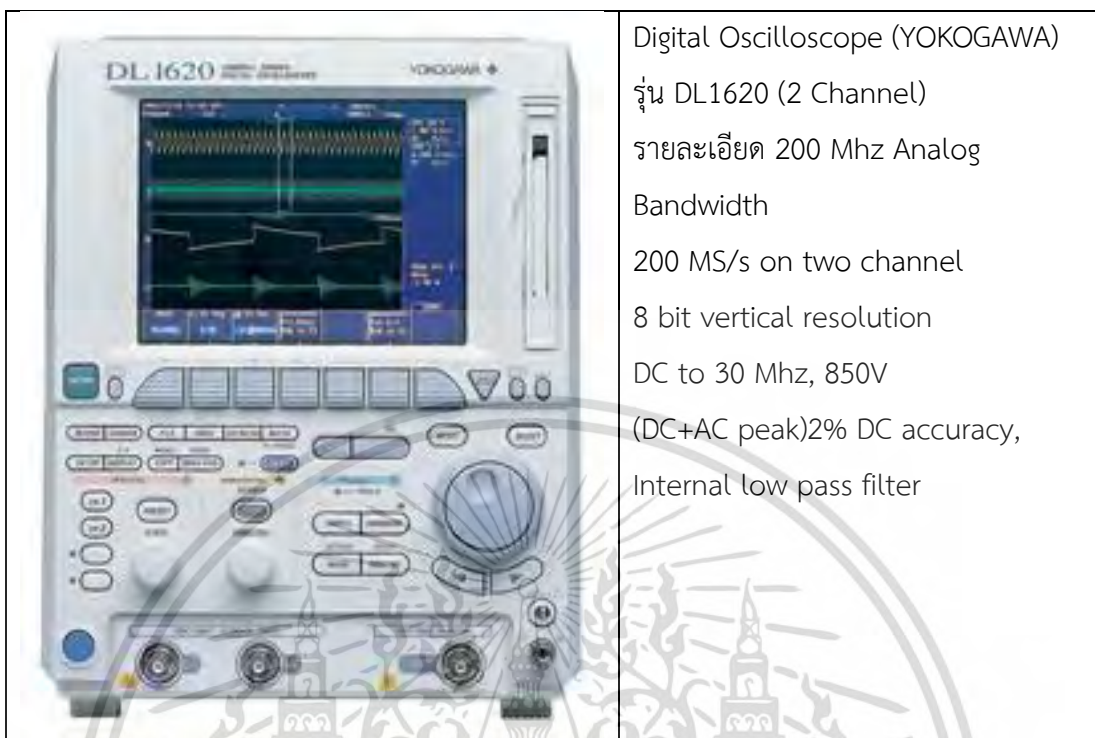


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลเครื่องมือในการวัด



Digital Oscilloscope (YOKOGAWA)

รุ่น DL1620 (2 Channel)

รายละเอียด 200 Mhz Analog

Bandwidth

200 MS/s on two channel

8 bit vertical resolution

DC to 30 Mhz, 850V

(DC+AC peak)2% DC accuracy,

Internal low pass filter



4194A Impedance/Gain-Phase Analyzer

Wide range impedance measurement:

100 Hz to 40 MHz, 10 m Ω to 100

M Ω ,10 kHz to 100 MHz, 0.1 Ω to 1

M Ω , when used with the 41941A/B

Gain-phase measurements: 10 Hz to

100 MHz, -107 dBm to +15 dBm, 0.1

dB resolution

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลิตภัณฑ์ Current Probe (FLUKE)
 รุ่น 80i-110s AC/DC
 รายละเอียด 10mV/A, 100mV/A
 Input 100A peak Max
 Frequency : DC to 100kHz .(@3 db)
 Output 10mV/A, 100 mV/A CAT III



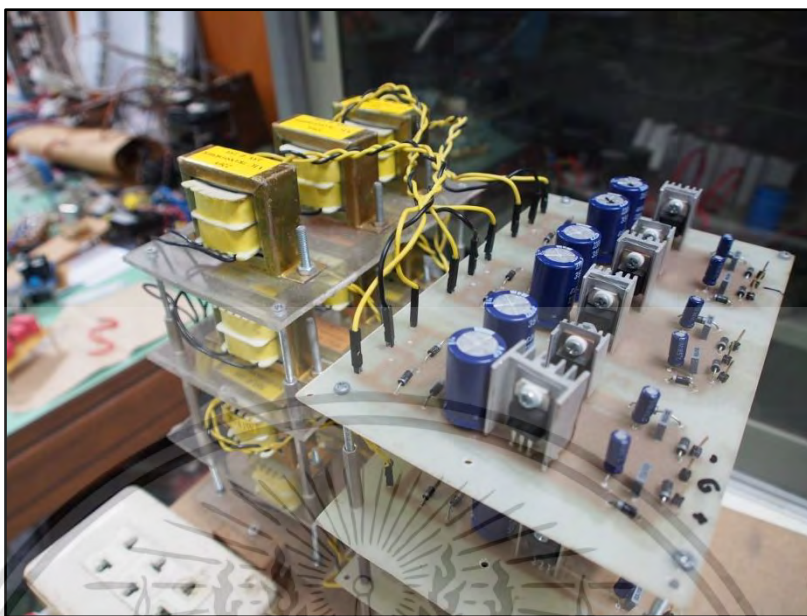
ผลิตภัณฑ์ Digital Multi Meter (Hewlett Packard)
 รุ่น 973A
 รายละเอียด Vac or Vdc : 0 to 1000/1000 Volts
 Iac or Idc : 0 to 10 Amps

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

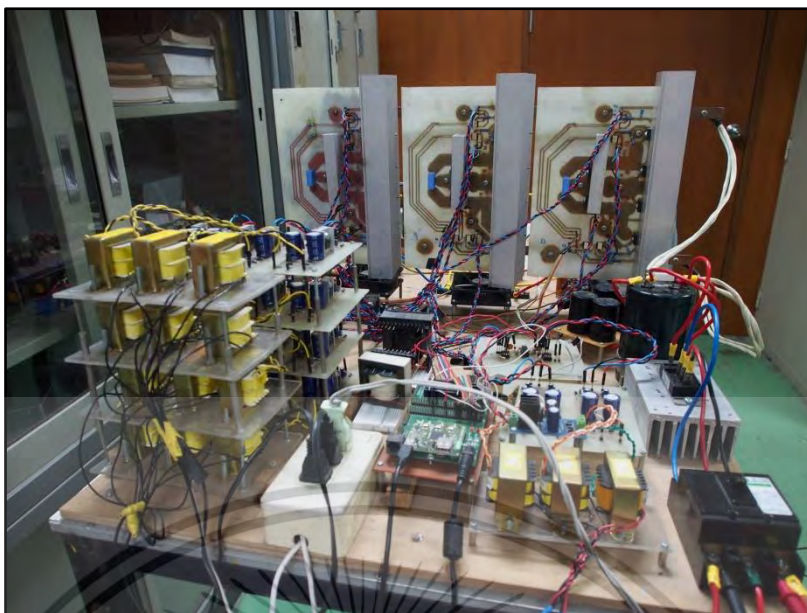


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพโครงงานโดยรวมของงานวิจัย และภาพต้นแบบงานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้ทำวิจัย

ชื่อ - นามสกุล	นายวทัณญ มีศรีสุข
วัน เดือน ปีเกิด	17 พฤษภาคม พ.ศ. 2534
ที่อยู่	90 หมู่ 8 ต.สระสีมูม อ.กำแพงแสน จ.นครปฐม 73140
ประวัติ การศึกษา	2552 สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลาย (วิทยาศาสตร์ - คณิตศาสตร์) จากโรงเรียนมัธยมฐานบินกำแพงแสน 2556 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2557 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2557 กำลังศึกษาระดับปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ผลงานทางวิชาการ

1. Watanyu Meesrisuk, Nuapett Sarasiri and Anuwat Jangwanitlert, "Ripple Current Reduction Using Interleaving Technique for Three-level ZVZCS DC-DC Converter", The IEEE TENCON Region 10 (TENCON 2016), pp.837-841, Marina bay sands, Singapore, 22-25 November 2016.
2. วทัณญ มีศรีสุข, นรฤทธิ เสนาจิตร และ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, "วงจร ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์สามระดับที่มีการสวิตช์แบบนุ่มนวลโดยใช้หลักการอินเทอลีฟสำหรับการลดค่ากระแสลอค", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 39(ECON-39), หน้า 227-230, จ.เพชรบุรี, 2-4 พฤศจิกายน 2559
3. วทัณญ มีศรีสุข, นรฤทธิ เสนาจิตร และ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, "วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โดยใช้หลักการเหลื่อมเฟส", การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทยครั้งที่ 12, หน้า 1445-1449, จ.พิษณุโลก, 8-10 มิถุนายน 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้