

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง
HIGH FREQUENCY INDUCTION MELTING**



โดย

นายขวัญชัย ไพโรจน์
นายศรัณยู บุญนาวา
นายอาคม ทฤณชัยวิบูลย์
นายอาทิตย์ อุณบ้าน

๒/๗

๗ ๒๖๒๑

๑๕๕๐

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 82987

วัน,เดือน,ปี..... 30 ก.ค. 2551

b..... 11968106
i.....

**ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า**

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง
HIGH FREQUENCY INDUCTION MELTING



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

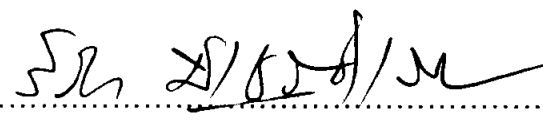
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

HIGH FREQUENCY INDUCTION MELTING

ผู้จัดทำ

- 
- 1) นายขวัญชัย ไพโรจน์
 - 2) นายศรัณยู บุญนาวา
 - 3) นายอาคม พงศ์ชัยวิบูลย์
 - 4) นายอาพัทธ์ อุ่นบ้าน


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องลอมโลหะเหนียวนำความถี่สูง

นายขวัญชัย ไพโรจน์
นายศรัณยู บุญนาวา
นายอาคม พฤทธิชัยวิบูลย์
นายอาพัทธ์ อุ่นบ้าน

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ในปฏิญานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาร์ทพุทโดยใช้หลักการเลื่อนเฟส (Phase-Shift) ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรมที่ใช้ในการลอมโลหะโดยอาศัยการเหนียวนำความถี่สูง แล้วทำการวิเคราะห์คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปคตัมที่มูมเลื่อนเฟสต่างๆ เพื่อนำผลที่ได้ไปคำนวณหา กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาร์ทพุทอินเวอร์เตอร์ กับกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50 Hz เพื่อเป็นการมั่นใจในหลักการที่นำเสนอว่ามีความถูกต้องจึงได้นำผลที่ได้จากการทดลองมาเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งปรากฏว่าผลที่ได้จากการทดลองกับผลทางทฤษฎีมีค่าที่ใกล้เคียงกัน

HIGH FREQUENCY INDUCTION MELTING

Khwanchai	Phairode
Saranyoo	Boonnawa
Arkom	Phutthichaiwiboom
Arpat	Ounban

Assoc.Prof.Dr. Viriya Pichetjamroen

Advisor

2007

ABSTRACT

This thesis presents a method of controller of output power inverter in high frequency induction melting. This induction melting uses the principle of phase-shift of full-bridge series resonant inverter for high frequency induction melting. Then we will analyze the output result of voltage and current waveform by using Fourier analysis and calculated output and input of this inverter. Finally, we will compare the experiment and the calculation result with MATLAB, so the both results appear to be almost the same.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์จาก รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ ที่ได้ให้คำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินงานในด้านต่าง ๆ มาโดยตลอด ผู้จัดทำโครงการนัฐศึกษานี้ซึ่งในการอนุเคราะห์จากท่านจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

นอกจากนี้ขอขอบคุณ คุณยงยุทธ นาราชฎูร์ ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษาทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติ ตลอดจนรุ่นพี่ปริญญาโท ทั้งพี่โหน่ง พี่เอ็ม พี่โจ และพี่หนึ่ง ที่ได้ให้คำแนะนำและช่วยเหลือด้วยดีมาตลอดในการทำโครงการครั้งนี้จนสำเร็จลุล่วงได้

และสุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา และมารดาที่ได้ให้การสนับสนุนและคอยเป็นกำลังใจให้พวกเราตลอดมา และเพื่อนที่ทำโครงการร่วมกันที่ให้กำลังใจความตั้งใจและคุณค่าอันพึงมีจากปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้จัดทำโครงการขอขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปัญหา.....	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์ แบบอนุกรมความถี่สูงที่ใช้ในการหลอมโลหะ.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 หลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	3
2.3 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	6
2.4 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการใช้หลอมโลหะ.....	11
2.5 วงจรเรกติไฟเออร์.....	13
2.6 วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	17
2.7 การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม phase-shift.....	17
2.8 หลักการพื้นฐานของวงจรรีโซแนนท์ที่ใช้กับวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	19
2.9 การทำงานของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรม.....	21
บทที่ 3 การออกแบบและหาค่าของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	28
3.1 บทนำ.....	28
3.2 หลักการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำความร้อน.....	28
3.3 การออกแบบ.....	34
3.4 การพิจารณาการออกแบบหม้อแปลง.....	37
3.5 การพิจารณาการเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	41

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการ Simulation และการทดลอง	43
4.1 บทนำ	43
4.2 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองจากโปรแกรมMATLAB กับผลการทดลอง	43
4.3 กราฟแสดงกำลังทางด้านอินพุต เอาท์พุทและประสิทธิภาพ	61
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	62
บรรณานุกรม	63
ภาคผนวก	64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน.....	4
รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสกับระยะความลึกจากผิวชิ้นงาน.....	6
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบเบ้าหลอมที่ชิ้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	7
รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบเบ้าหลอมที่บรรจุชิ้นงานโดยพิจารณาจากต้านปฐมภูมิ.....	8
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์ในการสวิตช์.....	12
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานที่ใช้ในการหลอมโลหะ.....	12
รูปที่ 2.7 วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์.....	13
รูปที่ 2.8 แสดงการทำงานช่วงเวลา 0 ถึง $\frac{T}{2}$	14
รูปที่ 2.9 แสดงการทำงานช่วงเวลา $\frac{T}{2}$ ถึง T.....	14
รูปที่ 2.10 ลักษณะสัญญาณอินพุท และเอาต์พุทของวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์.....	15
รูปที่ 2.11 วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์โดยใช้ไดโอด 2 ตัว.....	15
รูปที่ 2.12 การทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลบวก.....	16
รูปที่ 2.13 การทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลลบ.....	16
รูปที่ 2.14 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	17
รูปที่ 2.15 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม phase-shift ต่างๆ.....	18
รูปที่ 2.16 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม.....	19
รูปที่ 2.17 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	19
รูปที่ 2.18 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม.....	21
รูปที่ 2.19 Mode 1 Regenerative Mode.....	22
รูปที่ 2.20 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์.....	22
รูปที่ 2.21 Mode 2 Powering Mode.....	23
รูปที่ 2.22 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์.....	23
รูปที่ 2.23 Mode 3 Freewheeling Mode.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 2.24 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์	24
รูปที่ 2.25 Mode 4 Regenerative Mode	25
รูปที่ 2.26 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์	25
รูปที่ 2.27 Mode 5 Powering Mode	26
รูปที่ 2.28 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์	26
รูปที่ 2.29 Mode 6 Freewheeling Mode	27
รูปที่ 2.30 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์	27
รูปที่ 3.1 โครงสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในงานหลอมโลหะความถี่สูง	28
รูปที่ 3.2 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	29
รูปที่ 3.3 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง	31
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์	32
รูปที่ 3.5 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรท์	33
รูปที่ 3.6 ชุดไหลดเบ้าหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง	34
รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลเรโซแนนซ์อนุกรม	34
รูปที่ 3.8 เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสมูลฐานด้านเอาต์พุท	35
รูปที่ 3.9 ลักษณะของหม้อแปลงไฟฟ้า	37
รูปที่ 3.10 ลักษณะของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ CORE และแบบ SHELL	37
รูปที่ 3.11 รูปแบบของแกนเหล็ก แกนเหล็กที่ใช้คู่กัน และลักษณะการนำไปใช้งาน	38
รูปที่ 4.1 วงจรทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง	43
รูปที่ 4.2 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา	47
รูปที่ 4.3 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มุมเลื่อนเฟส 0 องศา	48
รูปที่ 4.4 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มุมเลื่อนเฟส 30 องศา	50
รูปที่ 4.5 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มุมเลื่อนเฟส 30 องศา	51
รูปที่ 4.6 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มุมเลื่อนเฟส 60 องศา	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
รูปที่ 4.7 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนียวนำความถี่สูงที่มุมเลี้ยวเฟส 60 องศา.....	54
รูปที่ 4.8 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนียวนำความถี่สูงที่มุมเลี้ยวเฟส 90 องศา.....	56
รูปที่ 4.9 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนียวนำความถี่สูงที่มุมเลี้ยวเฟส 90 องศา.....	57
รูปที่ 4.10 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนียวนำความถี่สูงที่มุมเลี้ยวเฟส 120 องศา.....	59
รูปที่ 4.11 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุทของ เครื่องหลอมโลหะเหนียวนำความถี่สูงที่มุมเลี้ยวเฟส 120 องศา.....	60
รูปที่ 4.12 กราฟค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทเปรียบเทียบกับเอาต์พุทที่ได้จากการทดลอง.....	61
รูปที่ 4.13 กราฟประสิทธิภาพของเครื่องหลอมเหนียวนำความถี่สูง.....	61
รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สวิทชิงขณะทำการปรับมุมเลี้ยวเฟส.....	61

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติต่างๆทางไฟฟ้าของวัสดุประเภทอลูมิเนียมที่มีความถี่ 70 kHz.....	11
ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์ ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน	20
ตารางที่ 4.1 แสดงอุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรชุดทดลองเครื่องหลอมโลหะ เหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อนอินพุทจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า.....	44



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยทั่วไปจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นส่วนในการสร้างความถี่สูง ซึ่งเตาหลอมโลหะก็เป็นหนึ่งในสิ่งประดิษฐ์ที่นำหลักการของการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้งาน ทำให้เกิดความร้อนสูงมากพอที่จะหลอมโลหะต่างๆ ได้ โดยต้องมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องหลอมที่ใช้เชื้อเพลิง นอกจากนี้ยังเป็นการลดมลภาวะที่เกิดจากการเผาไหม้เชื้อเพลิงเพื่อหลอมโลหะ ซึ่งก่อให้เกิดมลภาวะในอากาศเป็นอย่างมาก รวมถึงคนงานที่ทำงานในโรงงานหลอมโลหะด้วยเนื่องจากต้องได้รับสารพิษจากสภาพมลภาวะทางอากาศดังกล่าวด้วย ซึ่งปัจจุบันทุกประเทศล้วนแล้วแต่ให้ความสำคัญเกี่ยวกับเรื่องมลภาวะทางอากาศเป็นอย่างมาก จึงควรมีการศึกษาและพัฒนาเครื่องหลอมโลหะให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยมีมลภาวะน้อยที่สุดและที่สำคัญต้องใช้วัสดุภายในประเทศในการสร้างเครื่องหลอมโลหะเพื่อช่วยลดราคาต้นทุนที่ต่ำ

ข้อดีของการหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ คือ

1. ใช้เวลาในการหลอมได้อย่างรวดเร็ว
2. มีค่าการสูญเสียน้อยกว่าและประหยัดพลังงาน
3. ใช้พื้นที่ในการทำงานน้อย เจียบ ปลอดภัย
4. ราคาถูกและทำการบำรุงรักษาได้ง่าย
5. ส่วนประกอบของโลหะหลังการหลอมไม่มีการเปลี่ยนแปลง
6. ไม่เป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อมเพราะไม่มีการเผาไหม้ของเชื้อเพลิง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการเกิดความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยมีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟ 220 V 50 Hz ผ่านวงจรเรียงกระแสไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อส่งผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ไปยังชุดขดลวดของตัวเบ้าหลอมสู่อุปกรณ์ที่ต้องการหลอมละลายในที่สุด

1.2.2 สามารถทราบถึงหลักการของเรโซแนนซ์ในการเกิดความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ในการหลอมโลหะและการวิเคราะห์การทำงานของระบบ

1.2.3 เพื่อวิเคราะห์และพิจารณาลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูงในขณะที่มีการควบคุมโดยการเลื่อนเฟส (Phase shift) ในช่วงระหว่างที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังโหนดชุดเบ้าหลอมภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงต่างๆของวงจร

1.2.4 เพื่อให้สามารถคำนวณหาแถบสเปกตรัมของแรงดันคลื่นสแควร์เวฟทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเพื่อนำไปคำนวณหากระแส กำลังไฟฟ้า และค่าประสิทธิภาพของวงจรได้ในที่สุด ผลที่ได้จากการคำนวณนี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยการนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลอง

1.3 ขอบเขตงานวิจัยและข้อกำหนดในการวิจัย

การวิเคราะห์เครื่องหลอมโลหะอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ความถี่สูงโดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับมุมเฟส Phase-Shift เพื่อใช้ในการหลอมโลหะ ในงานวิจัยนี้สามารถแบ่งเนื้อหาได้เป็นส่วนๆ ดังนี้

- ศึกษาหลักการการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงในวงจรเรโซแนนท์ชนิดอนุกรม
- ศึกษาพื้นฐานของวงจรเรโซแนนท์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยการปรับมุมเฟส Phase-Shift
- ศึกษาการทำงานของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง
- ออกแบบและสร้างเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง
- เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลจากการซิมูเลตโดยใช้โปรแกรม MATLAB

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

- 1.4.1 ทำการค้นคว้าหาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง
- 1.4.2 ศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมที่นำมาใช้กับเครื่องหลอมโลหะ
- 1.4.3 ออกแบบวงจรควบคุมโดยใช้วิธี Phase-Shift
- 1.4.4 จัดหาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้สำหรับสร้างวงจรที่ได้ออกแบบไว้
- 1.4.5 สร้างวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้
- 1.4.6 ทดสอบพร้อมเก็บข้อมูล เพื่อพัฒนาระบบให้ดีขึ้น
- 1.4.7 เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี
- 1.4.8 เขียนปริญญานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำเครื่องต้นแบบของเครื่องหลอมโลหะโดยหลักการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงนี้ไปพัฒนาเพื่อใช้ในวงการอุตสาหกรรม เพื่อเป็นการสนับสนุนด้านอุตสาหกรรมที่เกี่ยวกับงานหลอมโลหะของประเทศและเพื่อลดการนำเข้าเทคโนโลยีจากต่างประเทศได้อีกทางหนึ่ง

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรฟลูอิดจ้ออินเวอร์เตอร์ เรโซแนนท์แบบอนุกรมความถี่สูงที่ใช้ในการหลอมโลหะ

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานที่จำเป็นต้องเข้าใจในขั้นแรกสุดเกี่ยวกับการเกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงานชนิดโลหะที่ต้องการให้เกิดการหลอมละลาย โดยอาศัยหลักการการเหนี่ยวนำทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยความถี่สูงของทฤษฎีของฟาราเดย์ คือ จ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวดทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดซึ่งเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เกิดกระแสไหลวนในชิ้นงานและเกิดความร้อนในชิ้นงาน โดยเนื้อหาหลักในบทนี้ จะเกี่ยวกับการให้ข้อมูลพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง การวิเคราะห์วงจรสมมูลและหลักการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงานขณะอยู่ในกระบวนการหลอมละลาย ซึ่งรายละเอียดต่างๆจะได้นำเสนอในอันดับถัดไปดังนี้

2.2 หลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

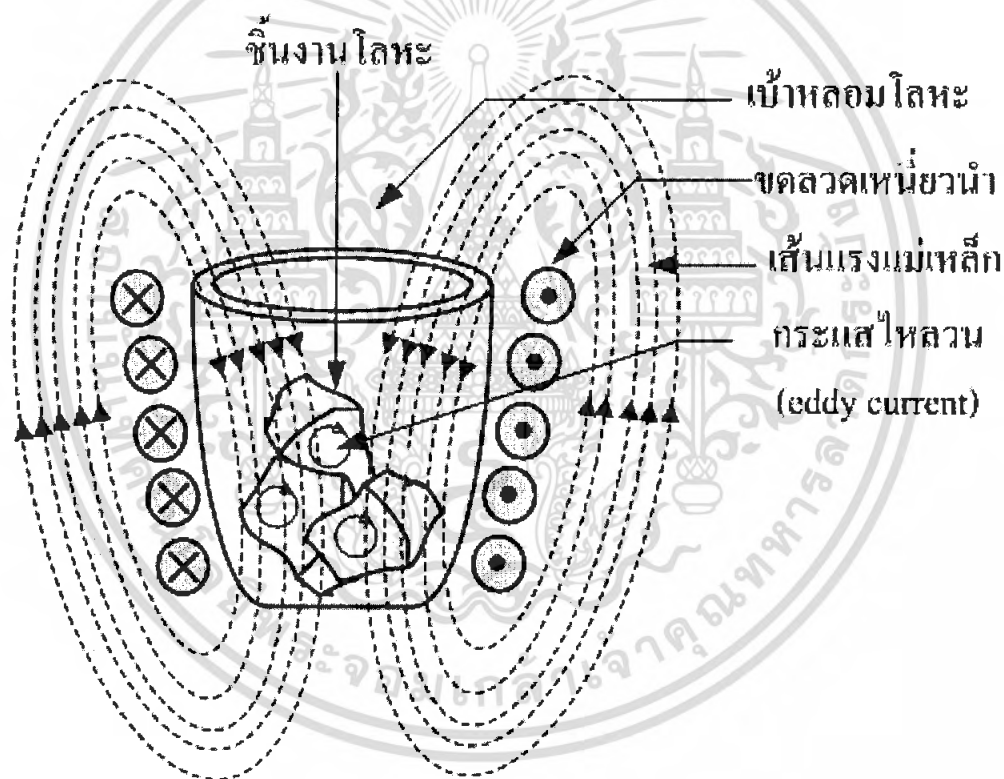
สำหรับทฤษฎีพื้นฐานก็จะอาศัยการเปลี่ยนแปลงรูปพลังงานความร้อน โดยพิจารณาจากสูตรพื้นฐาน

$$VI = I^2 R \quad (2.1)$$

เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้าไปในตัวนำจะเกิดสนามแม่เหล็กรอบ ๆ เบ้าหลอมชิ้นงานซึ่งเป็นไปตามกฎมือขวา ที่บริเวณใกล้ๆ กับเบ้าหลอมชิ้นงานจะมีความเข้มของสนามแม่เหล็กสูงกว่าจุดอื่นและความเข้มของสนามแม่เหล็กจะลดลงเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ความเข้มของสนามแม่เหล็กยังขึ้นอยู่กับกระแสไฟที่จ่ายเข้าไปยังเบ้าหลอมชิ้นงานด้วย ถ้าจ่ายไฟกระแสตรงไปยังขดลวดโซลินอยด์ ผลที่เกิดขึ้นคือ ที่ภายในขดลวดจะมีความเข้มสนามแม่เหล็กมากกว่าบริเวณภายนอกขดลวด

เมื่อเรานำเบ้าหลอมชิ้นงานไปไว้ในคอยล์ที่จ่ายไฟกระแสตรงเข้าไป จะไม่มีการเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น และก็จะไม่เกิดกระแสไหลวนด้วย ถ้าเราเปลี่ยนจากไปกระแสตรงมาเป็นไฟกระแสสลับ ก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้น และจะเกิดผลของกระแสไหลวนด้วย ปรากฏการณ์นี้ถูกค้นพบโดยฟาราเดย์

โดยกระแสไหลวนส่วนมากจะไหลอยู่บริเวณผิวของชิ้นงานแล้วจะค่อยๆ ไหลลดลงแบบเอกซ์โปเนนเชียล เมื่อความลึกผิวของชิ้นงานมากขึ้นพุดอีกนัยหนึ่งก็คือ กระแสไหลวนที่เกิดส่วนใหญ่จะไหลอยู่ที่บริเวณผิวของชิ้นงานนั่นเองปรากฏการณ์นี้เรียกว่า “ Skin Effect ” เนื่องจากกระแสไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิดดังนั้นจึงทำให้เกิดการขัดสีของโมเลกุลตามความถี่ของกระแสไฟสลับจนกระทั่งทำให้เกิดความร้อนขึ้นบนชิ้นงาน โดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า “ Eddy Current Loss ” ซึ่งความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปยังบริเวณอื่น โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน เพราะฉะนั้นชิ้นงานที่เป็นพวกสารแม่เหล็กจึงสามารถที่จะหลอมได้ โดยการอาศัยผลของการถ่ายเทความร้อนจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานและผลของ eddy current loss ที่เกิดขึ้นบนชิ้นงานร่วมกัน



รูปที่ 2.1 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน

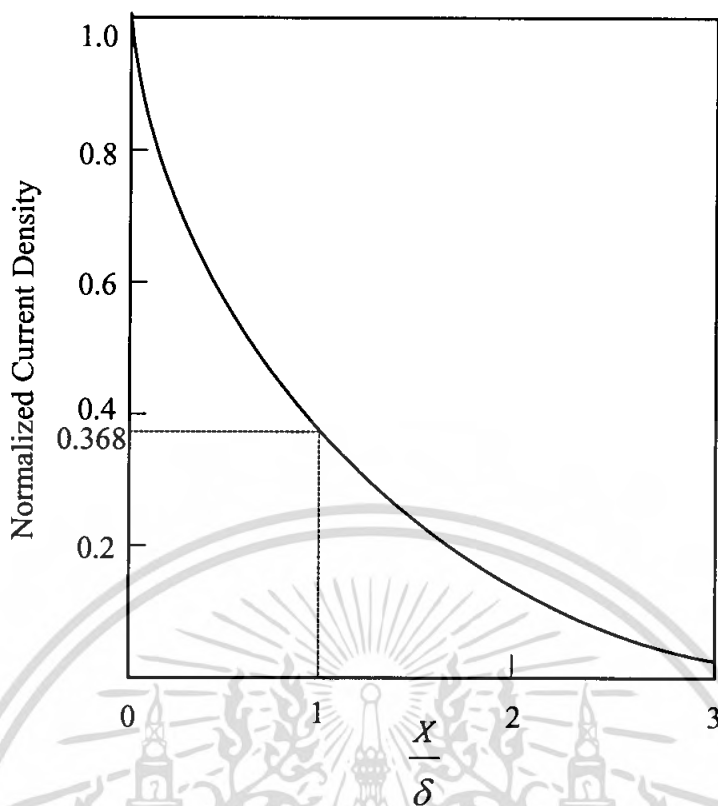
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับองค์ประกอบของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงนี้จะประกอบไปด้วยความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ คือ ความถี่ (Frequency : f) สภาพความต้านทานไฟฟ้า (Resistivity : ρ) และ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability : μ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับค่าความลึกผิวของการไหลวนของกระแส (Skin depth : δ) ได้โดยสมการ (2.2) ดังนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu_r f \pi}} \quad (2.2)$$

เมื่อ δ = ค่าความลึกผิว (m)
 ρ = สภาพความต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน ($\Omega \cdot m$)
 f = ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อน (Hz)
 μ_r = ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของชิ้นงาน
 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$

จากสมการ (2.2) จะเห็นว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลวนไหลลึกลงไปจากบริเวณผิวชิ้นงานได้น้อยลงทั้งนี้เนื่องจากค่าความลึกของการไหลวนของกระแสไหลวน (Current depth : δ) มีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่ จากรูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสที่แปรเปลี่ยนตามระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน ซึ่งจะเห็นว่ากระแสมีความหนาแน่นสูงสุดที่บริเวณผิวด้านนอกของตัวชิ้นงานและจะมีค่าลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิว X มีค่าเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสกับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน

2.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ในการทำให้เกิดพลังงานความร้อน ก็คืออาศัยการแปรรูปพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานความร้อนซึ่งก็ต่อมาจากการอาศัยการสูญเสียของแกนเหล็ก ซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิสของแม่เหล็ก (Magnetic Hysteresis) และการสูญเสียเนื่องมาจากกระแสไหลวน (eddy current) ดังสมการ

$$\text{การสูญเสียในแกนเหล็ก} \quad P_c = P_h + P_e \quad (2.3)$$

$$\text{การสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิส} \quad P_h = K_h f B_{\max}^x \quad (2.4)$$

$$\text{การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน} \quad P_e = K_e f^2 B_{\max}^2 \quad (2.5)$$

หลักการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

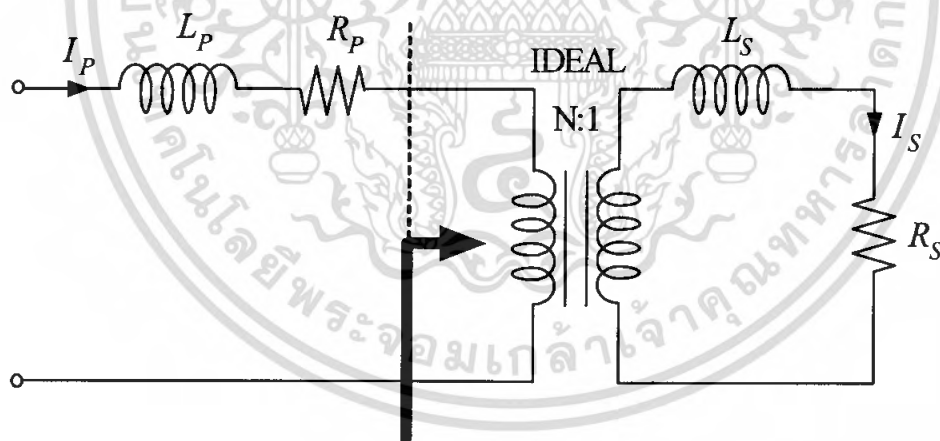
1. การให้พลังงานความร้อนทางอ้อมโดยอาศัยการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) คือ เมื่อขดลวดสร้างสนามที่เข้าหาลอมได้รับการป้อนไฟสลับมาจากหม้อแปลงไฟฟ้า กำลังจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กคล่องผ่านขดลวดชิ้นงานและเข้าหาลอมกราดไฟด์ ซึ่งเป็นสารแม่เหล็ก (Ferromagnetic) ถ้าชิ้นงานที่หาลอมไม่เป็นสารแม่เหล็ก (Non-Ferromagnetic) การหาลอมจะอาศัยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดจากเข้าหาลอมเพียงอย่างเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

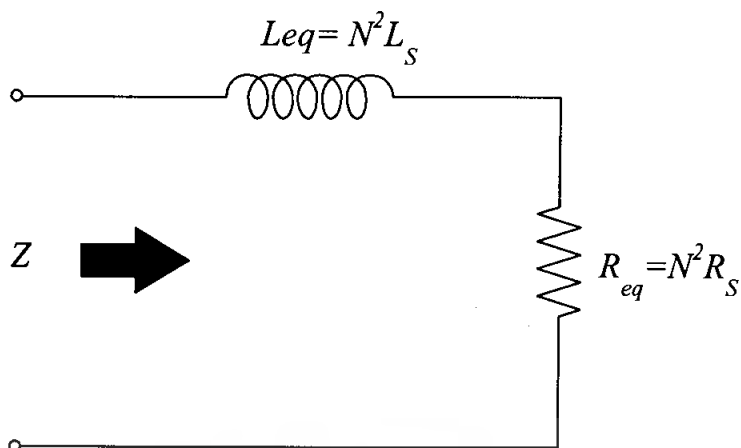
2. การให้พลังงานความร้อนทางตรง โดยอาศัยหลักการกระแสไหลวน คือ ในกรณีที่ชิ้นงานเป็นสารแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำคล่องผ่านชิ้นงาน และเบ้าหลอม เช่นกัน แต่จะเกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน (eddy current) ไหลอยู่ในชิ้นงานด้วยผ่านเบ้าหลอมและไปตัดผ่านชิ้นงาน ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะสามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนได้หรือไม่ก็น้อยเพียงใดนั้นขึ้นอยู่กับ คุณสมบัติทางแม่เหล็กและการนำไฟฟ้าของวัสดุที่จะนำมาใช้หลอม ถ้าหากพิจารณาการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น โดยให้ทั้งระบบเป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเหมือนขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับกับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอม จะเปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบและชิ้นงานเป็นโหลดที่ต่ออยู่ ซึ่งความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ แต่เบ้าหลอมจะมีค่าสูงเนื่องจากเป็นวัสดุที่ทำมาจากกราฟไฟต์ ดังนั้นความต้านทานสมมูลย์ในวงจรจึงเป็นผลของเบ้าหลอมเป็นส่วนใหญ่

รูปที่ 2.3 โดยที่วงจรสมมูลย์ที่ได้นี้อยู่ภายใต้เงื่อนไขว่ากระแสแมกนีโตซิ่ง I_M ซึ่งไหลผ่านแมกนีโตซิ่งอินดักแตนซ์ L_M มีค่าน้อยมากจนไม่นำมาพิจารณาในวงจร

จากรูปที่ 2.3 เมื่อย้ายค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางด้านทุติยภูมิไปรวมกับทางด้านปฐมภูมิ สามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบเบ้าหลอมที่บรรจุชิ้นงานได้ใหม่ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบเบ้าหลอมที่ชิ้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบเบ้าหลอมที่บรรจุชิ้นงานโดยพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2.4 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบเบ้าหลอมซึ่งบรรจุชิ้นงานซึ่งประกอบด้วย ค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{eq} และค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$R_{eq} = R_p + N^2 R_s \quad (2.6)$$

$$L_{eq} = L_p + N^2 L_s \quad (2.7)$$

แทนค่า $R'_p = N^2 R_s$ และ $L'_p = N^2 L_s$ จะได้

$$R_{eq} = R_p + R'_p \quad (2.8)$$

$$L_{eq} = L_p + L'_p \quad (2.9)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบเบ้าหลอม

R_p, R_s คือ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและของไหลตชิ้นงานตามลำดับ

L_p, L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลขดลวดเหนี่ยวนำและของไหลตชิ้นงานตามลำดับ

R'_p คือ ความต้านทานของไหลตชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

L'_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของไหลตชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2.3 จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำได้ดังสมการ

$$P_p = I_p^2 R_p \quad (2.10)$$

ในทำนองเดียวกันก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่โหลดชิ้นงานได้ดังสมการ

$$P_s = I_s^2 R_s \quad (2.11)$$

และเมื่อพิจารณาจากด้านปฐมภูมิโดยที่ $I_s = NI_p$ จะได้

$$P_s = I_p^2 R'_p \quad (2.12)$$

เมื่อ I_p คือ กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

I_s คือ กระแสในโหลดชิ้นงาน

จากสมการ (2.10) – (2.12) สามารถหาค่าประสิทธิภาพของโหลดชิ้นงานได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_p} \quad (2.13)$$

แทนสมการ (2.10) และ (2.12) ในสมการที่ (2.13) จะได้

$$\eta = \frac{I_p^2 R'_p}{I_p^2 R'_p + I_p^2 R_p} \quad (2.14)$$

$$\eta = \frac{R'_p}{R'_p + R_p} \quad (2.15)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + (R_p / R'_p)} \quad (2.16)$$

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำและที่บริเวณผิวของชิ้นงานดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำและที่บริเวณผิวของชิ้นงานดัดที่ได้กล่าวก่อนแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ δ ดังนั้นในการหาค่าความต้านทาน R_p และ R_s ที่บริเวณผิวสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$R_p = \frac{\rho_p}{\delta_p} = \sqrt{\rho_p \mu_o \mu_{rp} f \pi} \quad (2.17)$$

$$R_s = \frac{\rho_s}{\delta_s} = \sqrt{\rho_s \mu_o \mu_{rs} f \pi} \quad (2.18)$$

- เมื่อ δ_p คือ ความลึกผิวของขดลวดเหนี่ยวนำ
 δ_s คือ ความลึกผิวของชิ้นงาน
 ρ_p คือ สภาพต้านทานไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำ
 ρ_s คือ สภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน

ดังนั้นจากสมการ (2.18) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของชิ้นงาน R_s จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ_s ของชิ้นงาน ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ μ_{rs} และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์

จากสมการ (2.2) และ (2.18) สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่างๆ ที่ใช้ในการหลอมได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุประเภทเหล็กเงินอลูมิเนียมและตะกั่วที่ความถี่ 70 kHz

Material	Resistivity ρ_s 20°C (Ωm)	Relative permeability (μ_r)	Skin depth δ_s (mm.)	Surface resistivity R_s (Ω)	Melting Point (°C)
Iron	9.71×10^{-8}	100	0.0592	1.6402×10^{-3}	1538
Silver	1.59×10^{-8}	1	0.2398	0.0663×10^{-3}	962
Aluminium*	2.65×10^{-8}	1	0.3096	0.0856×10^{-3}	660
Lead*	20.65×10^{-8}	1	0.8644	0.2383×10^{-3}	327

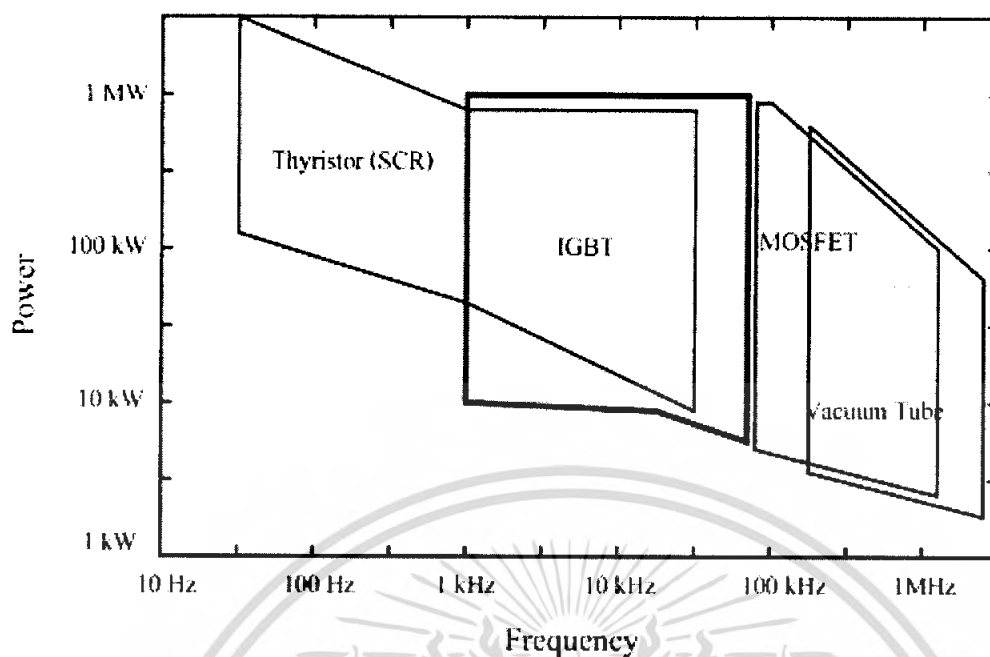
*ชนิดโลหะที่ใช้ในการหลอมในโครงการนี้

2.4 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการใช้หลอมโลหะ

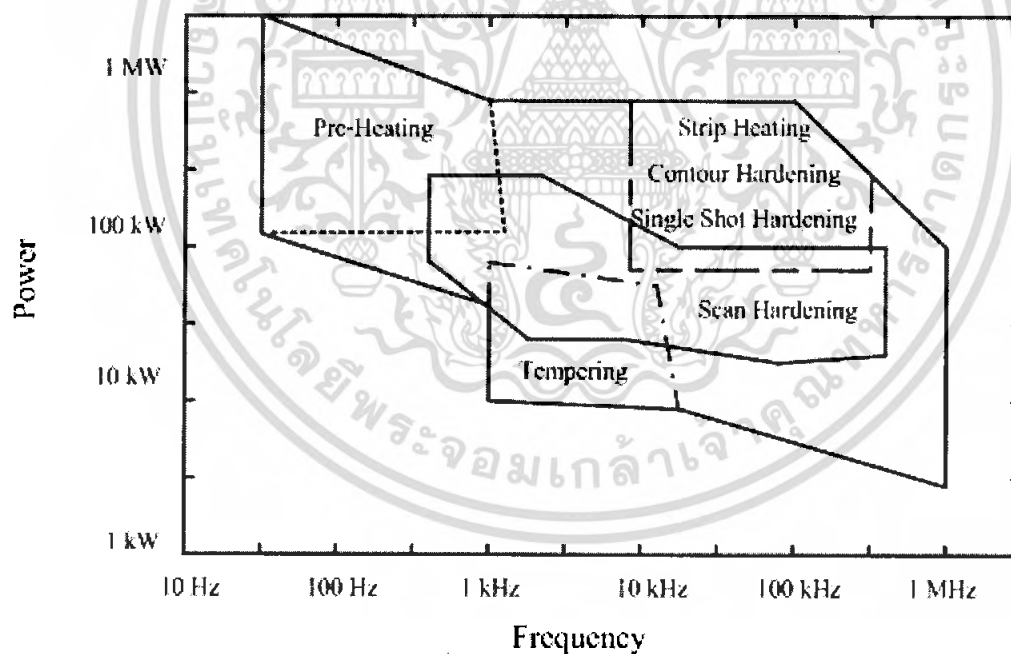
แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการใช้หลอมโลหะนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกันและมีการพัฒนามาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันทั้งทางด้านรูปแบบ ระบบ และชนิดอุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของเครื่องหลอมโลหะนี้จะเป็นของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งในอดีตจะสามารถใช้งานได้ถึง 10 kHz ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงนี้ จะใช้ร่วมกับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่มี Loss ที่ความถี่สูงต่ำมาก ทำให้แกนหม้อแปลงมีขนาดเล็กลงมาก ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้ semiconductor Inverter เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในงานด้านการใช้หลอมโลหะตั้งแต่ 10 kHz จะใช้ SCR Inverter และย่านความถี่ปานกลาง 10 kHz ถึงย่านความถี่สูง 50 kHz ใช้ IGBT เป็นสวิตช์ของ Inverter ส่วนย่านความถี่สูง 50 kHz – 450 kHz ใช้ MOSFET Inverter และในย่านความถี่สูงกว่า 450 kHz ยังคงจำเป็นต้องใช้หลอดสูญญากาศ (Vacuum tube) อยู่เช่นเดิม จะเห็นว่าสามารถที่จะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานการใช้หลอมโลหะได้ตั้งแต่ในย่านความถี่ต่ำ 50 kHz จนถึงย่านความถี่สูง 450 kHz ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งอธิบายความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าและพิกัดความถี่ของอุปกรณ์แต่ละชนิดที่ยังคงมีใช้ในปัจจุบันคือ Thyristor, IGBT, MOSFET, Vacuum Tube และยังสามารถได้ว่าอุปกรณ์ที่สามารถจ่ายกำลังที่สูงได้จะถูกใช้งานในด้านความถี่ต่ำ ส่วนอุปกรณ์ที่สามารถทำงานในย่านความถี่สูงจะสามารถจ่ายกำลังได้ต่ำกว่า

ความสัมพันธ์ระหว่างงานย่านความถี่กับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานการใช้หลอมโลหะในแบบต่าง ๆ ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิดโดยจะเห็นว่าสามารถประมาณได้ว่าลักษณะการใช้งานบางอย่างเหมาะสมกับอุปกรณ์บางชนิดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์ในการสวิตช์



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานที่ใช้หลอมโลหะ

Hardening ซึ่งใช้ความถี่ย่านประมาณ 1 kHz ถึงประมาณ 500 kHz ก็จะเป็นย่านที่ใช้ IGBT และ MOSFET เป็นจะแบ่งใช้งานย่านความถี่สูงในงานการหลอมโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรเรกติไฟเออร์ (rectifier)

วงจรเรกติไฟเออร์ คือ วงจรพื้นฐานของวงจรภาคจ่ายไฟทุกรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็นวงจรรักษาระดับแรงดันให้คงที่ วงจรเปลี่ยนแปลงระดับแรงดัน หรือวงจรภาคจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง ซึ่งความหมายของคำว่าเรกติไฟเออร์ก็คือ วงจรไฟฟ้าที่มีคุณสมบัติในการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง และมีคุณสมบัติที่ยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปยังโหลดเพียงทิศทางเดียว สามารถแบ่งแยกวงจรออกได้ 2 รูปแบบ คือ วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ (Half wave rectifier) และวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ (Full wave rectifier) แต่วงจรเรกติไฟเออร์ที่นิยมใช้กันมากคือ วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ เหตุผลก็เพราะว่าให้แรงดันไฟตรงสูงกว่าและเรียกว่ามาก เมื่อเทียบกับวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์

2.5.1. วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์

วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์มี 2 แบบ คือ วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ที่ใช้ไดโอด 2 ตัว และ วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ที่ใช้ไดโอด 4 ตัว (นิยมเรียกว่าวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ (Bridge rectifier)) ถ้าต้องการออกแบบวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ที่ใช้กับหม้อแปลงลดระดับแรงดันที่มีแถบตรงกลาง (Center tap, CT) ก็ใช้วงจรไดโอด 2 ตัว แต่ถ้าใช้กับหม้อแปลงลดระดับแรงดันที่ไม่มีแถบตรงกลางก็ใช้วงจรไดโอด 4 ตัว

2.5.1.1. วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 เนื่องจากปัจจุบันได้นำไดโอด 4 ตัวมาบรรจุรวมเป็นชิ้นเดียว ซึ่งเรียกว่าบริดจ์ไดโอด จึงทำให้ไม่ต้องต่อวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์เอง สามารถนำบริดจ์ไดโอดมาใช้งานได้เลย



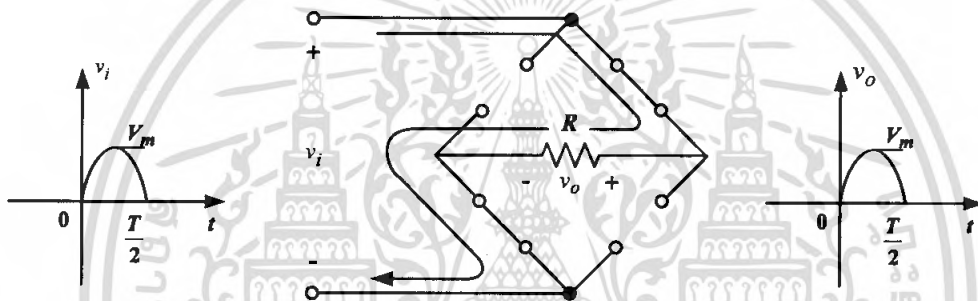
รูปที่ 2.7 วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์

การทำงานของวงจรมินิไดโอด

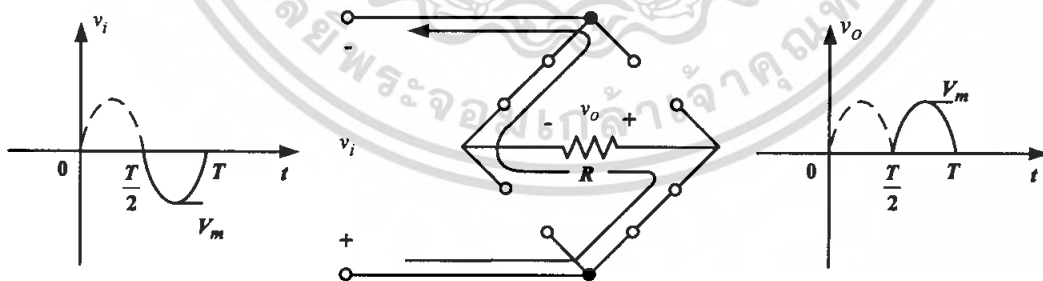
ในรูปที่ 2.8 กำหนดให้บริดจ์ไดโอดเป็นแบบอุดมคติ แล้วป้อนสัญญาณอินพุตเท่ากับ V_m เข้าในวงจร การทำงานจะเป็นดังนี้

ในช่วงสัญญาณครึ่งไซเคิลบวก คือ ช่วง 0 ถึง $\frac{T}{2}$ ป้อนเข้าวงจร จะทำให้ไดโอด D_2 และ D_3 ทำงานเพราะได้รับการไบอัสตรง (Forward bias) ส่วนไดโอด D_1 และ D_4 จะได้รับการไบอัสกลับ (Reverse bias) จึงไม่ทำงาน ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตดังในรูปที่ 2.8

ต่อมาเมื่อมาถึงสัญญาณอินพุตในครึ่งไซเคิลลบ คือช่วงเวลา $\frac{T}{2}$ ถึง T ถูกป้อนเข้าวงจรจะทำให้ไดโอด D_1 และ D_4 ทำงานเพราะได้รับการไบอัสตรง ส่วนไดโอด D_2 และ D_3 จะไม่ทำงานเพราะได้รับการไบอัสกลับ จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 แสดงการทำงานช่วงเวลา 0 ถึง $\frac{T}{2}$



รูปที่ 2.9 แสดงการทำงานช่วงเวลา $\frac{T}{2}$ ถึง T

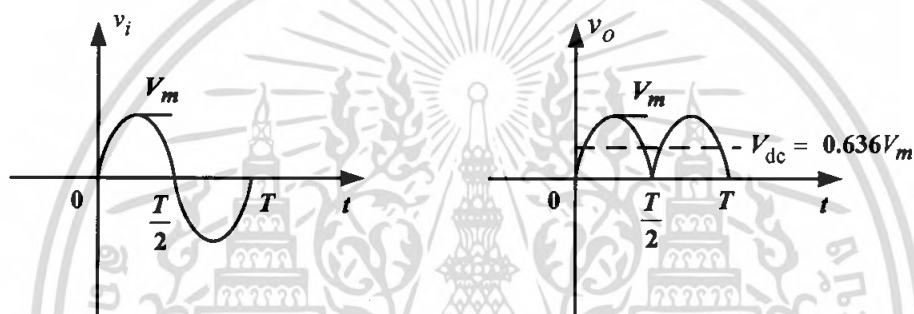
จะเห็นว่า ถ้าป้อนสัญญาณอินพุตเข้ามา จะได้แรงดันเอาต์พุต ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งสามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าตรงเฉลี่ยของเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{dc} = 0.636 V_m \text{ (เมื่อไดโอดเป็นแบบอุดมคติ)} \quad (2.21)$$

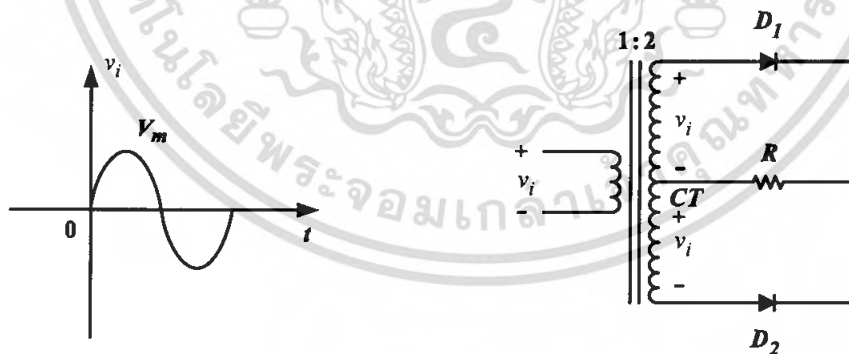
$$V_{dc} = 0.636 (V_m - 2V_T) \text{ (เมื่อไดโอดเป็นแบบใช้งานจริง)} \quad (2.22)$$

2.5.1.2. วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์โดยใช้ไดโอด 2 ตัว

วงจรพื้นฐานของวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์โดยใช้ไดโอด 2 ตัว จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.10 ซึ่งมีการทำงานของวงจรดังนี้



รูปที่ 2.10 ลักษณะสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์

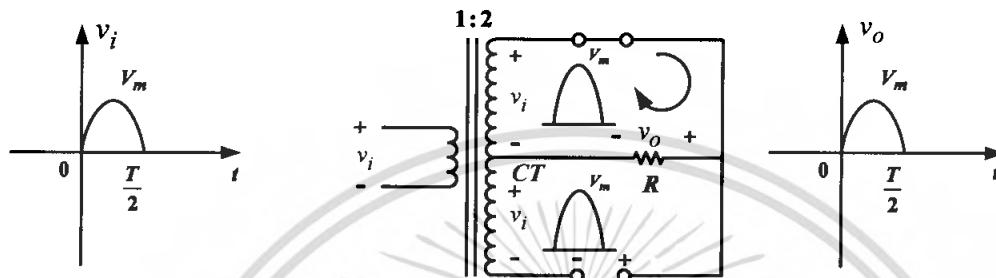


รูปที่ 2.11 วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์โดยใช้ไดโอด 2 ตัว

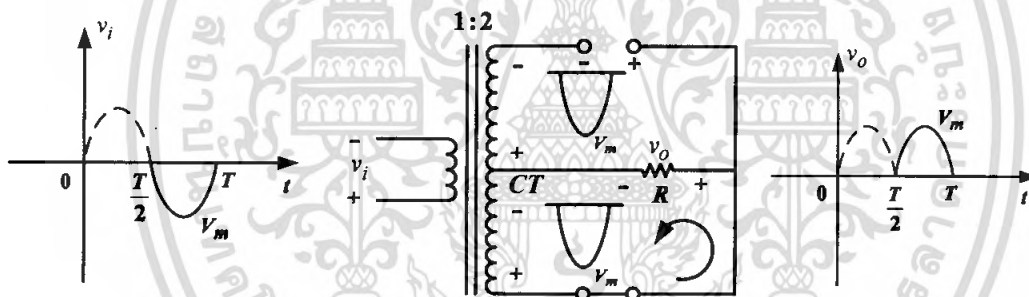
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณครึ่งไซเคิลบวกเข้ามา จะทำให้ไดโอด D_1 ทำงานเพราะได้รับการไบอัสตรง ส่วนไดโอด D_2 จะไม่ทำงานเพราะถูกไบอัสกลับ ทำให้ได้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 2.12

ต่อมาเมื่อมีสัญญาณทางด้านลบเข้ามาในวงจร จะทำให้ไดโอด D_1 ถูกสัญญาณไบอัสกลับ ทำให้ไม่สามารถทำงาน ส่วนไดโอด D_2 จะทำงานเพราะว่าได้รับการไบอัสตรง ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 การทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลบวก



รูปที่ 2.13 การทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลลบ

จะเห็นได้ว่าถ้าป้อนสัญญาณอินพุตเข้ามาจะได้สัญญาณเอาต์พุต ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งเหมือนกับวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าตรงเฉลี่ยของเอาต์พุตได้ดังนี้

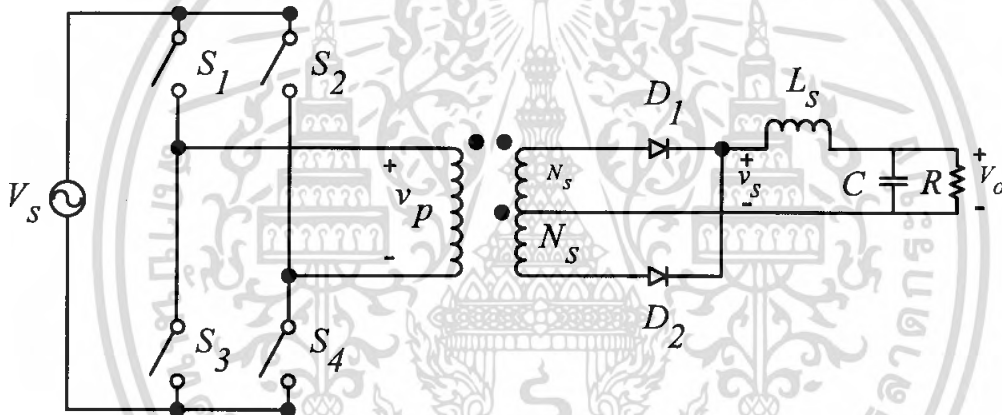
$$V_{dc} = 0.636 V_m \text{ (เมื่อไดโอดเป็นแบบอุดมคติ)} \tag{2.23}$$

$$V_{dc} = 0.636 (V_m - 2V_T) \text{ (เมื่อไดโอดเป็นแบบใช้งานจริง)} \tag{2.24}$$

2.6 วงจรฟูแลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรฟูแลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2.14 โดยภายในวงจรประกอบด้วย สวิตช์ทั้งหมด 4 ตัว แบ่งเป็น 2 คู่ ได้แก่ สวิตช์คู่ที่แรก (S_1, S_3) และสวิตช์คู่ที่สอง (S_2, S_4) โดยที่สวิตช์ทั้งสองคู่จะทำงานงานสลับกัน เมื่อสวิตช์คู่แรก (S_1, S_4) นำกระแส จะเกิดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิเท่ากับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย V_s และเมื่อสวิตช์คู่ที่สอง (S_2, S_3) นำกระแสจะเกิดแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ $-V_s$ เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นแบบอุดมคติ ดังนั้นเมื่อสวิตช์ทั้ง 2 คู่ไม่นำกระแส จะเป็นผลทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิเท่ากับศูนย์

จากการทำงานของสวิตช์ดังกล่าว ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ (V_p) เป็นรูปคลื่นสัญญาณพัลส์บวกและลบสลับกันไป ไตโอด D_1 และ D_2 ที่ต่ออยู่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นเป็นผลทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้า

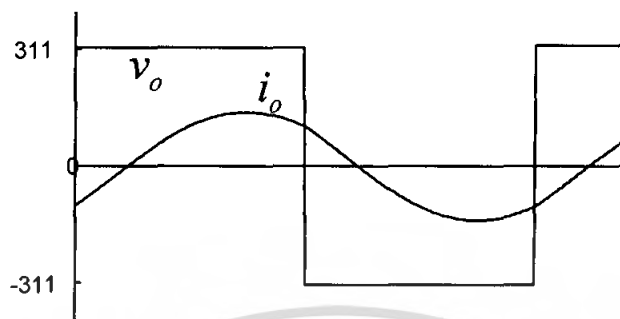


รูปที่ 2.14 วงจรฟูแลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

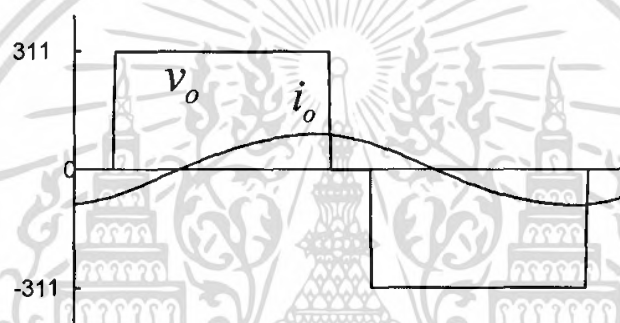
2.7 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยการปรับมุม phase – shift

การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีนี้ จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ให้ซ้อนทับสัญญาณอีกกึ่งหนึ่งเป็นบางส่วนตามขนาดของมุม phase-shift โดยมีความถี่สวิตช์ซึ่งจะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อยเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ตำแหน่ง ZVS เสมอดังรูปจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ที่มุม phase-shift ต่างๆ เช่น ที่มุม phase-shift 0 องศา ดังรูปที่ 2.15 (a) จะได้ปริมาณกระแสมากที่สุด และเมื่อปรับมุม phase-shift เพิ่มขึ้นเป็น 30 องศา และ 90 องศา ดังรูปที่ 2.15 b) และ (c) ตามลำดับ ปริมาณกระแสจะลดลงต่ำเรื่อยๆ จะเห็นได้ว่า เมื่อปรับมุม phase-shift มากขึ้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จะลดลงเรื่อยๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยวิธีการปรับมุม phase – shift นี้มี

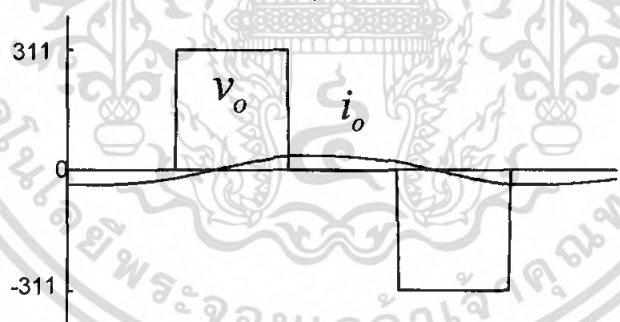
ข้อต่อคือ เมื่อปรับมุม phase -shift มากขึ้น จะมีผลทำให้กระแสจ่ายโหลดทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อต่อนี้ สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้ โดยการเลือกค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์ ให้มีค่าสูงขึ้นได้



a)



b)



c)

(a) มุม phase shift 0 องศา (b) มุม phase shift 30 องศา (c) มุม phase-shift 90 องศา

รูปที่ 2.15 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม phase-shift ที่มุมต่างๆ

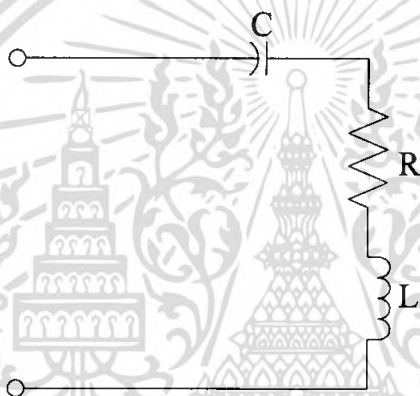
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 หลักการพื้นฐานของวงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

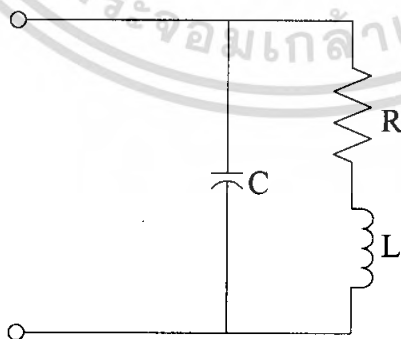
2.8.1 หลักการรีโซแนนซ์

เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ค่าความถี่ค่าหนึ่งค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุดนั่นคือ $Z = R$ ในสถานะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่าความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด และเป็นผลให้แรงดันตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มมากขึ้น

ในวงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ได้เช่นกันและ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้ค่ากระแสมีค่าน้อยที่สุดแต่กระแสที่ไหลวนในลูป ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้นวงจรสามารถปรับให้รีโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C



รูปที่ 2.16 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม



รูปที่ 2.17 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมและขนาน

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน

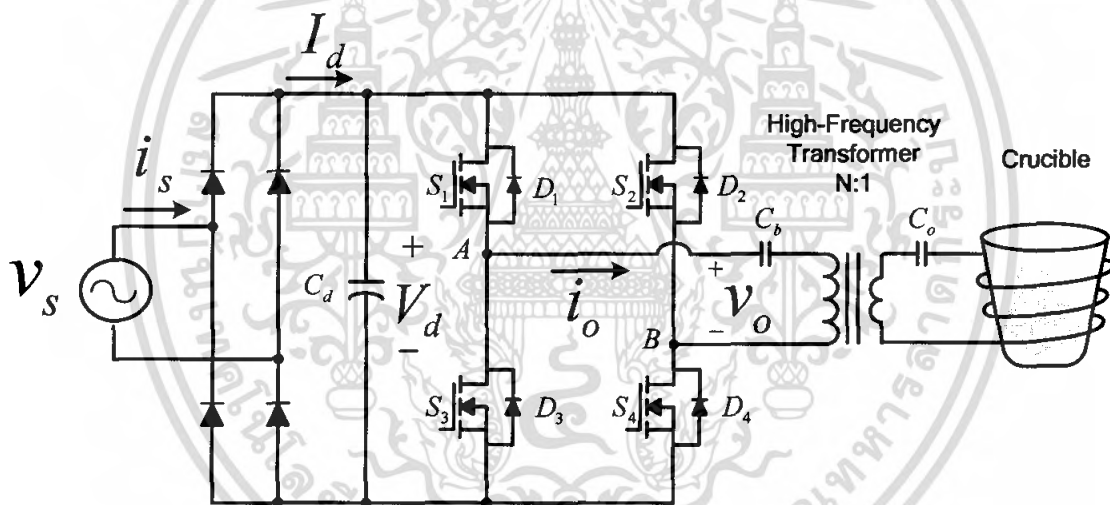
วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนท์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดัน - กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงจรอินเวอร์เตอร์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโพลจะเปิดวงจรออกไม่ได้ - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โพลได้ - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิตซ์ให้เลื่อนห่างออกจากความถี่เรโซแนนท์ ทำให้กระแสไม่ค่อยเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้มีฮาร์มอนิกส์เกิดขึ้นตามมา
เรโซแนนท์ขนาน	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโพลสามารถเปิดวงจรออกมาได้ - สามารถทนการลัดวงจรที่โพลได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนท์ไม่จำเป็นต้องมีพิคคแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ ที่ตำแหน่งเรโซแนนท์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้สวิตซ์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่ เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันคี่ซีอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 การทำงานของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม

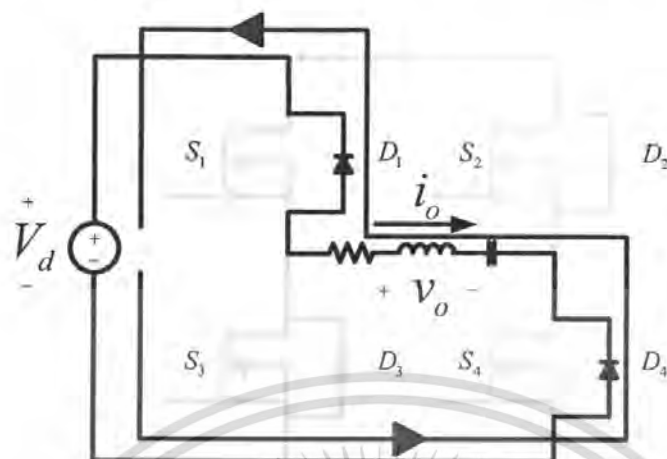
การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสในวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม เพื่อที่จะนำไปใช้ในการหลอมโลหะเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยจะทำการเลื่อนเฟสสัญญาณกึ่งไดคิงหนึ่งของอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมปริมาณกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุท

ในรูปที่ 2.18 เป็นวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์ จากแหล่งจ่าย 220 V 50 Hz จะถูกแปลงเป็นแรงดันกระแสตรงด้วยวงจรฟลูบรีดจ์เรกติไฟายเออร์เพื่อให้ได้ไฟตรงเรียบจะกรองด้วย C_d เพื่อจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ S_1, S_2, S_3 และ S_4 สวิตช์ด้วยความถี่สูงไหลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์เป็นแบบ RLC เรโซแนนท์อนุกรมจะมีผลทำให้เกิดการไหลของกระแสที่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกมากมายคือ $i_1, i_3, i_5, \dots, i_n$ โดยจะมีค่าประมาณ i_1 เพียงตัวเดียว ทั้งนี้เนื่องจาก i_3, i_5, \dots, i_n มีค่าน้อยมาก มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันมูลฐาน v_1 และกระแสมูลฐาน i_1 ซึ่งล้าหลังเป็นครึ่งหนึ่งของมุมเลื่อนเฟส ϕ การทำงานของวงจรขณะปรับมุมเลื่อนเฟสการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะมี 6 โหมดการทำงาน

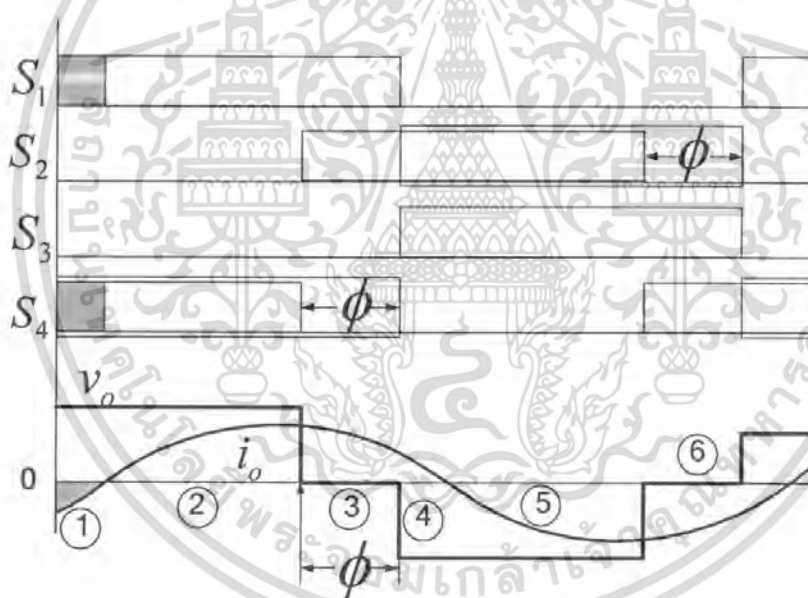


รูปที่ 2.18 วงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม

2.9.1 หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 1 Regenerative Mode



รูปที่ 2.19 Mode 1 Regenerative Mode

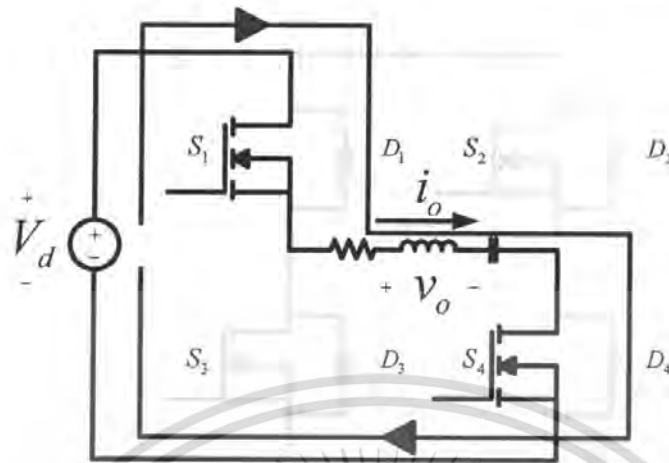


รูปที่ 2.20 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

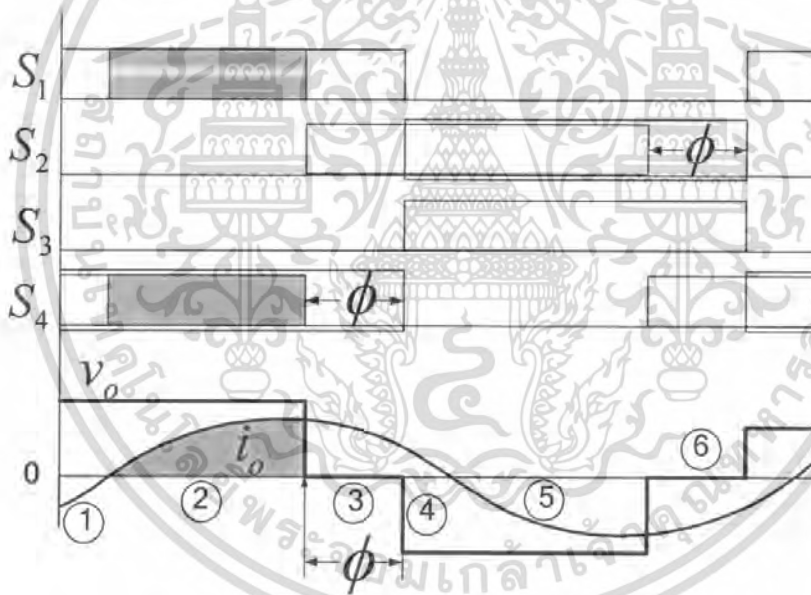
โหมดการทำงานที่ 1 โหลดคืนพลังงานเข้าสู่แหล่งจ่าย (Regenerative Mode) จากรูปที่ 2.19 ขณะที่สวิตช์ S_2 และ S_3 OFF อยู่ แต่มีสัญญาณ ON รออยู่ที่ขาเกตของสวิตช์ S_1 และ S_4 อยู่ ดังรูปที่ 2.20 เนื่องจากไดโอด D_4 และ D_1 ทำการ ON ทำให้สวิตช์ S_1 และ S_4 เป็น Reverse bias จึงไม่สามารถทำการ ON ได้ กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ในโหลดกระแสสลับจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายกระแสตรงผ่านไดโอด D_4 และ D_1 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นบวกแต่กระแสเอาต์พุต i_o จะเป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.2 หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 2 Powering Mode



รูปที่ 2.21 Mode 2 Powering Mode

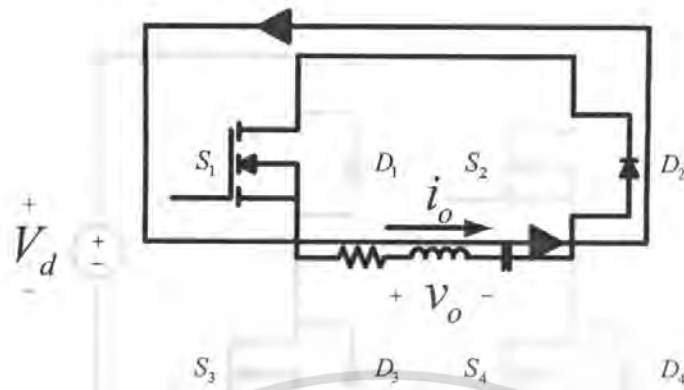


รูปที่ 2.22 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

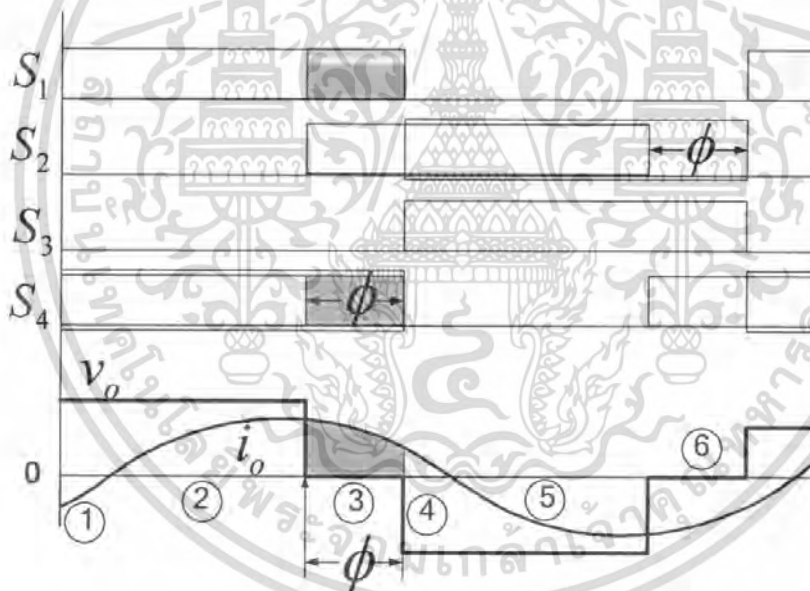
โหมดการทำงานที่ 2 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย (Powering Mode) จากรูปที่ 2.21 ขณะที่สวิตช์ S_2 และ S_3 OFF อยู่ แต่สวิตช์ S_1 และ S_4 ทำการ ON ดังรูปที่ 2.22 กำลังจ่ายไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกระแสตรงจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_1 และ S_4 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุท v_o, i_o จะเป็นบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.3 หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 3 Freewheeling Mode



รูปที่ 2.23 Mode 3 Freewheeling Mode

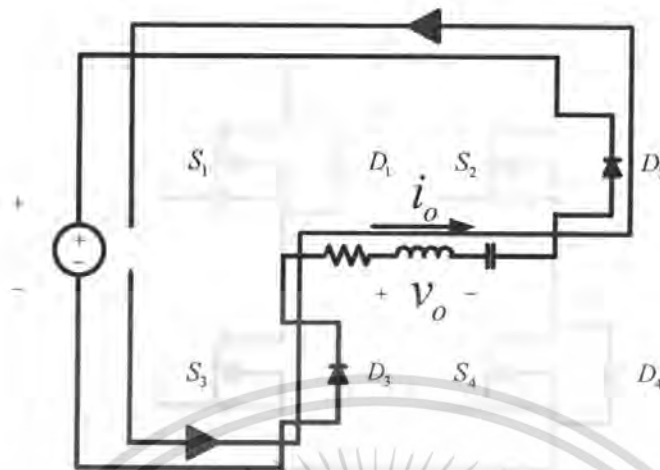


รูปที่ 2.24 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

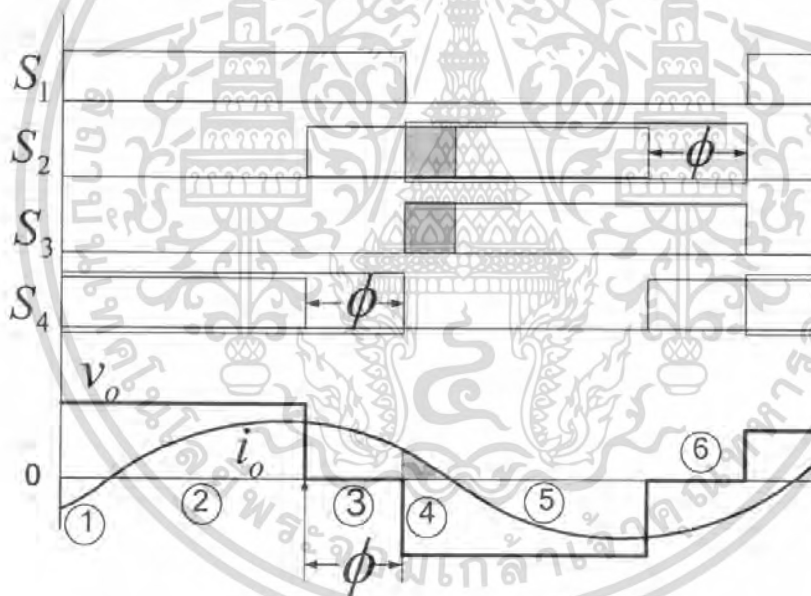
โหมดการทำงานที่ 3 (Freewheeling Mode) จากรูปที่ 2.23 ไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟระหว่างแหล่งจ่ายกระแสตรงและโหลดกระแสสลับแต่พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดกระแสตรงจะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจรถูกกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_1 และไดโอด D_2 จากรูปที่ 2.24 กระแสที่ได้จะมีค่าเป็นบวก ส่วนแรงดันจะมีค่าเป็นศูนย์ จึงไม่เกิดกำลังไฟฟ้าที่โหมดการทำงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.4 หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 4 Regenerative Mode



รูปที่ 2.25 Mode 4 Regenerative Mode

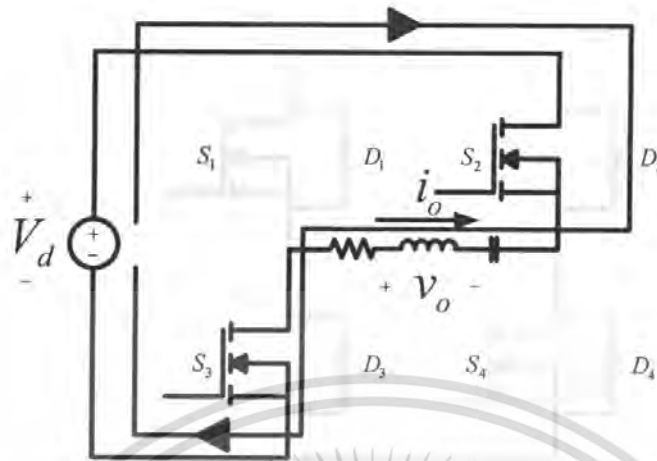


รูปที่ 2.26 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

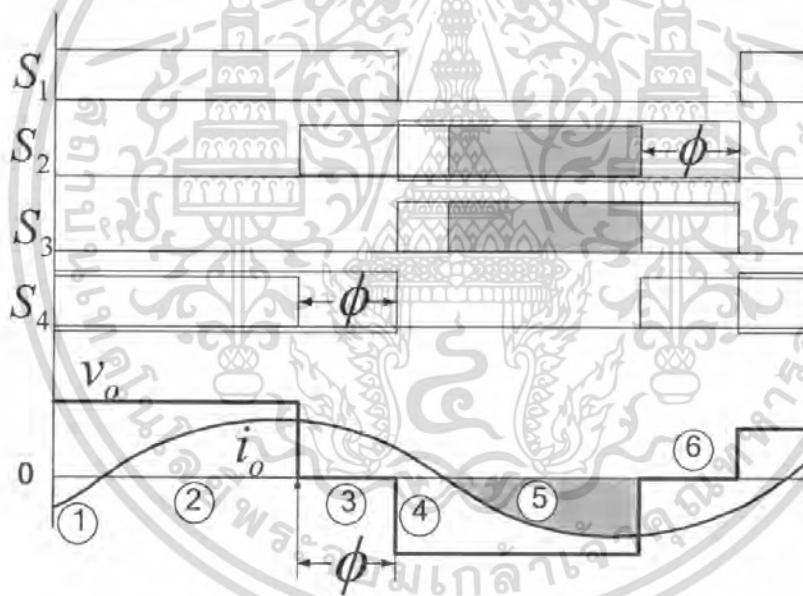
โหมดการทำงานที่ 4 โหลดคืนพลังงานเข้าสู่แหล่งจ่าย (Regenerative Mode) จากรูปที่ 2.25 ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_4 OFF อยู่ แต่มีสัญญาณ ON รออยู่ที่ขาเกตของสวิตช์ S_2 และ S_3 ดังรูปที่ 2.26 เนื่องจากไดโอด D_3 และ D_2 ทำการ ON ทำให้สวิตช์ S_2 และ S_3 เป็น Reverse bias จึงไม่สามารถทำการ ON ได้ กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ที่โหลดกระแสสลับจะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายกระแสตรงผ่านไดโอด D_3 และ D_2 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นลบแต่กระแสเอาต์พุต i_o ยังคงเป็นบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.5 หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 5 Powering Mode



รูปที่ 2.27 Mode 5 Powering Mode

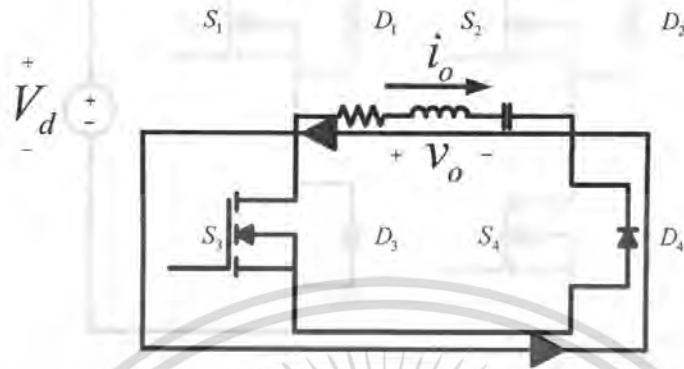


รูปที่ 2.28 คลื่นแรงดันและกระแสทางต้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

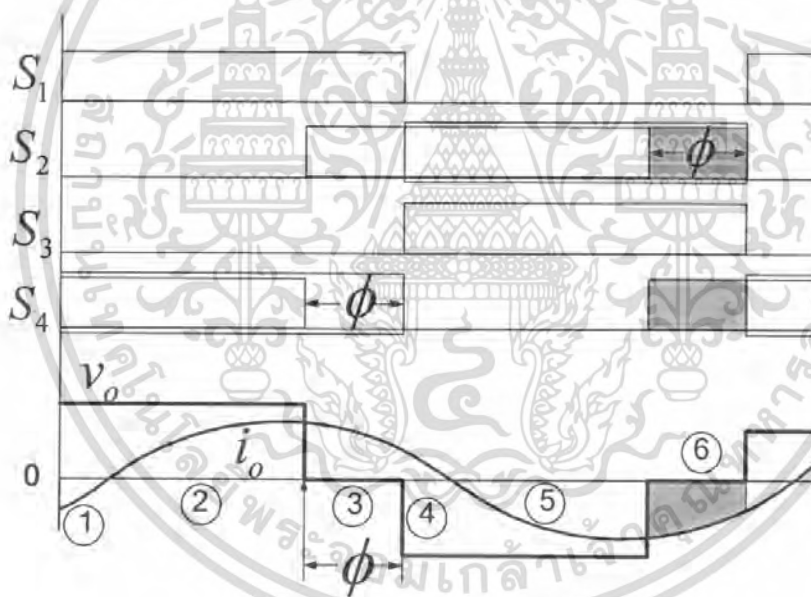
โหมดการทำงานที่ 5 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย (Powering Mode) จากรูปที่ 2.27 ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_4 OFF อยู่ แต่สวิตช์ S_2 และ S_3 ทำการ ON ดังรูปที่ 2.28 กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกระแสตรงจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_2 และ S_3 ในโหมดการทำงานนี้ทั้งแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จะเป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.6 หลักการทำงานของโหมดการทำงานที่ 6 Freewheeling Mode



รูปที่ 2.29 Mode 6 Freewheeling Mode



รูปที่ 2.30 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

โหมดการทำงานที่ 6 (Freewheeling Mode) จากรูปที่ 2.29 จะไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟระหว่างแหล่งจ่ายกระแสตรงและโหลดกระแสสลับแต่พลังงานที่สะสมไว้ในโหลดกระแสสลับจะถูกสลายโดยกระแสไหลวนผ่านความต้านทานของวงจร โดยกระแสนี้จะไหลผ่านสวิตช์ S_3 และไดโอด D_4 จากรูปที่ 2.30 กระแสที่ได้จะมีค่าเป็นลบ ส่วนแรงดันจะมีค่าเป็นศูนย์ จึงไม่เกิดกำลังไฟฟ้าที่โหมดการทำงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

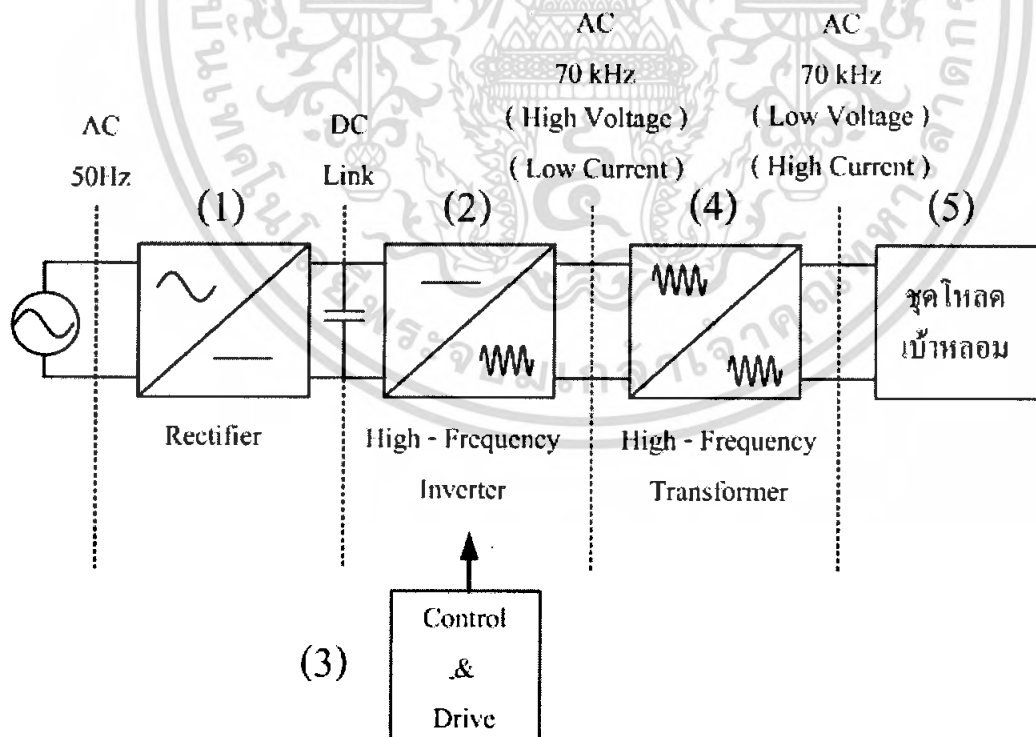
การออกแบบและหาค่าของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งการจะสร้างเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้นจะสามารถสร้างได้ด้วยการออกแบบโดยจะหาค่าที่ใช้จากวงจรสมมูลย์ การออกแบบหม้อแปลง การเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ การออกแบบชุดควบคุมวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โรโซแนนท์อนุกรมของเครื่องหลอมโลหะความถี่สูง

3.2 หลักการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

ในปัจจุบันการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้นมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี และได้มีการพัฒนามาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยในส่วนของหลักการที่นำเสนอนี้จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในการสร้างคลื่นแรงดันและกระแสที่ความถี่สูงเพื่อจะนำไปใช้ในการเหนี่ยวนำเพื่อทำให้เกิดความร้อน ซึ่งโครงสร้างของ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในงานหลอมโลหะความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 โดยจะมีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้ คือ

- 1) ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier + DC Filter)
- 2) ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (High-Frequency Inverter)
- 3) ภาคชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์
- 4) ภาคหม้อแปลงความถี่สูง (High – Frequency Transformer)
- 5) ภาคชุดโหลดเบ้าหลอม

3.2.1 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

ในส่วนนี้จะเป็นวงจรที่ภาคกำลังความถี่ต่ำซึ่งจะเป็นส่วนแรกของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในการเหนี่ยวนำ โดยจะประกอบด้วยวงจรเรกติไฟเออร์และดีซีฟิลเตอร์ โดยจะรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ จากการไฟฟ้าและทำการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีวงจรดังรูปที่ 3.2

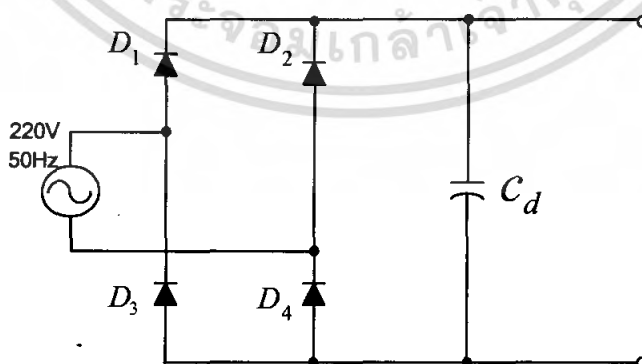
3.2.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก I_{fsm} (Maximun Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประสมอยู่ ดังนั้นการเลือกบริดจ์ไดโอดจะต้องให้มีค่าอัตราการทนกระแสกระชากประมาณ 20-30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง

2. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง I_{fm} (Average Forward Current)

ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน



รูปที่ 3.2 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier + DC Filter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. อัตรางานแรงดันโวลต์กลับสูงสุด V_{mm}

อัตรางานแรงดันโวลต์กลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุด (V_{peak}) ของแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุท และต้องมีการเผื่อค่าไว้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับด้วยเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

3.2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟจากบริดจ์ให้เรียบร่อยมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงที่อินเวอร์เตอร์ต้องการลดการกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$C_{filter} = \frac{I_o t_{on(max)}}{V_r} \quad (3.1)$$

โดย I_o คือ กระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส (แอมแปร์)

$t_{on(max)}$ คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ (วินาที)

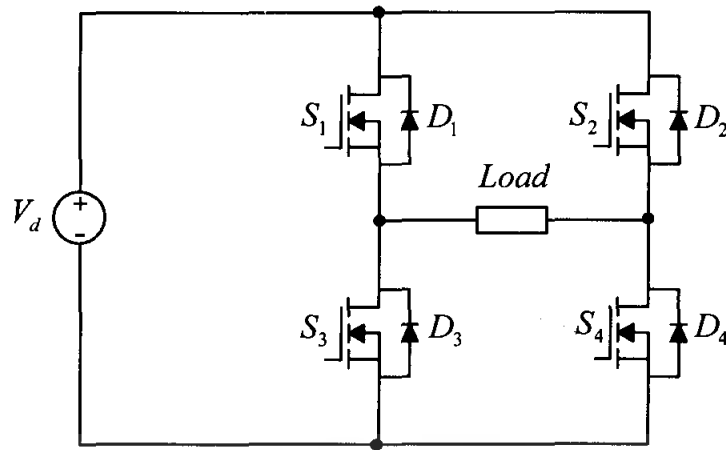
V_r คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (V_{p-p})

จากสมการ (3.1) เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าน้อยลง ดังนั้นและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลกับการกระเพื่อม (Ripple Voltage) ของแรงดันไฟตรงได้โดยปกติการออกแบบสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่ากระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์

3.2.2 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่ใช้ในวงจรจะเป็นฟูลบริดจ์ (Full Bridge) ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูงโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) โดยการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา คือ S_1 และ S_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งเวลาของคาบเวลาแรกและเมื่อหยุดนำกระแส S_2 และ S_3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งเวลาของคาบเวลาหลังซึ่งจะทำงานอย่างนี้ไปเรื่อย ๆ

ส่วนไดโอดที่คร่อมเพาเวอร์มอสเฟตจะทำหน้าที่ฟรีวีลิ่ง (Free Wheeling) คือ ขณะที่มอสเฟต S_1 และ S_4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดป้อนภูมิจะมีการกลับแรงดันทำให้ไดโอด D_1 และ D_4 อยู่ในสภาวะไบอัสตรงและมีกระแสส่วนหนึ่งไหลออกจากขดลวดป้อนภูมิ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ เพื่อป้องกันไม่ไห้กระแสเหล่านี้ไหลเข้ามอสเฟตแบบ IRFP 460 ที่ใช้สร้างชุดอินเวอร์เตอร์ จะมีไดโอดอยู่ในตัวของมันเองอยู่แล้ว



รูปที่ 3.3 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (High - Frequency Inverter)

มอสเฟตกำลังหรือเพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์เพาเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ ที่มีขนาดกำลังต่ำ แต่มีความสามารถในการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงๆ ได้ดี มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ชนิดที่ควบคุมการทำงานด้วยแรงดัน (Voltage Controlled) โดยจะต้องมีศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่ขาเกต (gate) และซอร์ส (source) เพื่อที่จะสร้างสัญญาณกระแสสุชาเดรน (drain) เนื่องจากขาเกตถูกแยกจากขาซอร์สโดยชั้นซิลิกอนออกไซด์ (Silicon oxide) จึงเปรียบเสมือนมีค่าตัวเก็บประจุ C อยู่ทางด้านอินพุต ฉะนั้นมอสเฟตจึงเป็นอุปกรณ์ที่มี High Impedance

การหยุดการทำงานของมอสเฟตกำลังไม่จำเป็นต้องทำการรีเวิร์สกระแสเพราะมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภท Majority carrier semiconductor มันจะเริ่มหยุดนำกระแสทันทีที่ไม่มีศักดาไฟฟ้าที่ขาเกตและซอร์ส ดังนั้นการหยุดนำกระแสของมอสเฟตจึงขึ้นอยู่กับค่าศักดาไฟฟ้าที่เกตและซอร์ส

ในการทำงานของมอสเฟต ระหว่างมอสเฟต S_1 และ S_3 หรือ S_2 และ S_4 จะทำงานหรือนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตและมอสเฟตอาจเกิดการพังเสียหายได้ ดังนั้นในการทำงานจะต้องมีการเผื่อเวลาในการชั้สวิตช์ของมอสเฟต คือจะให้ S_1 และ S_4 ทำงานพร้อมกัน S_2 และ S_3 ก็ต้องทำงานพร้อมกันด้วยส่วนในการปรับเฟสชิฟจะให้ S_1 และ S_2 ทำงานพร้อมกัน S_3 และ S_4 ก็ต้องทำงานพร้อมกันด้วย ดังนั้นจึงต้องกำหนดเวลาให้เหมาะสม โดยปกติมักจะกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_0 ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

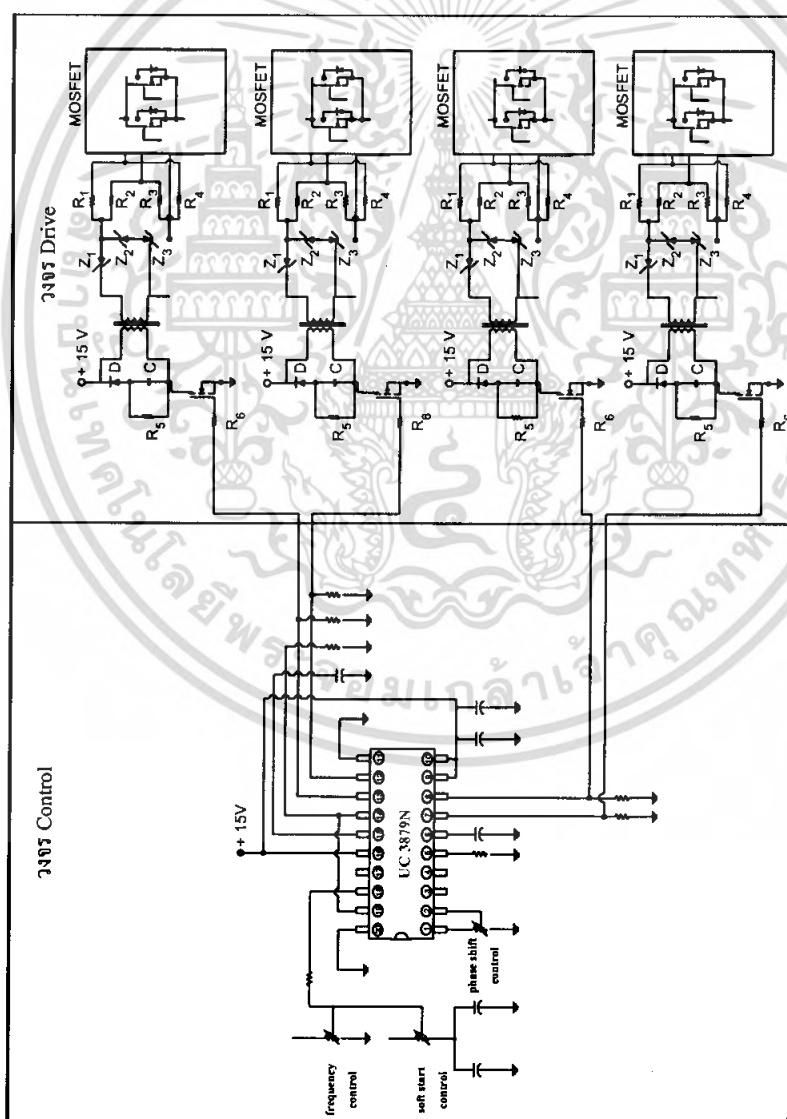
$$t_{on(max)} = 0.4T \quad (3.2)$$

3.2.3 ภาคชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์

ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ

วงจรควบคุม (Control Circuit) วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำมาใช้ในการขับสัญญาณขาเกิดของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยจะใช้ไอซีเบอร์ UC3879N เป็นไอซีขนาด 20 ขา ในการสร้างสัญญาณซึ่งไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และเฟสชิฟ การควบคุมความถี่สามารถปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 18 และการปรับเฟสชิฟ สามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 2 โดยจะสามารถปรับค่าได้ตั้งแต่มุม 0° - 180°

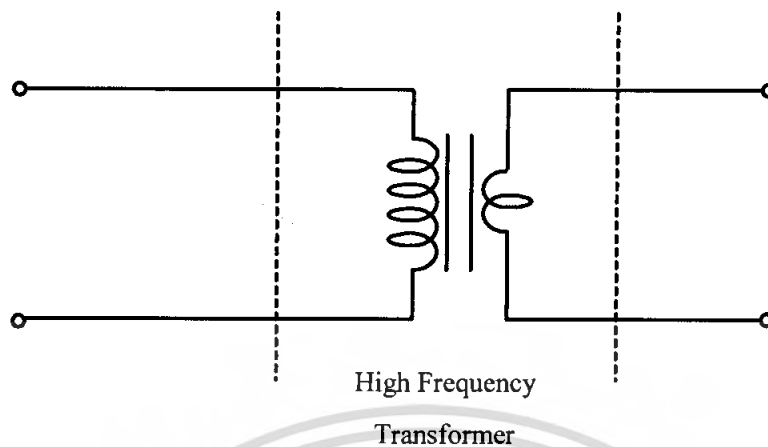
วงจรขับขาเกท (Drive Circuit) สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดวงจรควบคุมจะนำมาต่อเข้ากับชุดวงจรขับเกทโดยชุดวงจรขับขาเกทนี้จะใช้หม้อแปลงแยกกราวด์เพื่อแยกกราวด์ของสัญญาณทั้งสี่สัญญาณจากชุดควบคุมให้เป็นอิสระต่อกัน



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น เพื่อให้นักศึกษาได้ศึกษาและทำความเข้าใจกับเนื้อหาและขั้นตอนการดำเนินงาน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 ภาคหม้อแปลงความถี่สูง

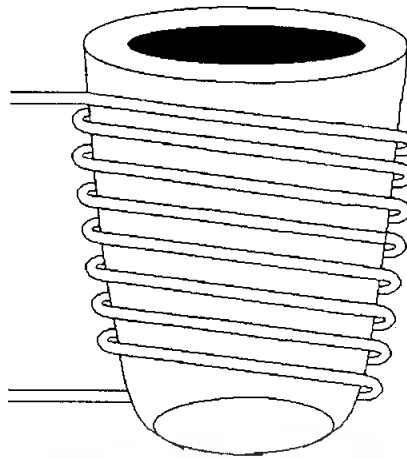


รูปที่ 3.5 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรท์

ในส่วนนี้จะเป็นส่วนของวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงซึ่งประกอบด้วยจำนวนขดลวดทองแดงตีเกลียวทางด้านปฐมภูมิ และขดลวดในลักษณะของท่อทองแดงทางด้านทุติยภูมิ เพื่อให้สามารถระบายความร้อนด้วยน้ำผ่านภายในท่อทองแดง โดยที่ด้านปฐมภูมิจะมีจำนวนรอบของขดลวดสูงกว่าทางด้านทุติยภูมิในอัตราส่วน 20:1 ซึ่งจะทำให้ได้กระแสทางด้านทุติยภูมิประมาณ 310 แอมป์ ในขณะที่กระแสทางด้านปฐมภูมิหรือนั่นก็คือกระแสทางด้านเอาร์ทพุทของอินเวอร์เตอร์จะมีขนาดประมาณ 10 แอมป์ หรือที่แรงดันทางด้านทุติยภูมิจะมีค่าประมาณ 10 โวลต์ ในขณะที่แรงดันทางด้านปฐมภูมิประมาณ 310 โวลต์ นั่นก็คือจะได้อำล้างไฟฟ้าทางด้านเอาร์ทพุทที่ใช้ในการหลอมโลหะประมาณ 3000 วัตต์ โดยที่กระแสที่ไหลเข้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะมีลักษณะรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ความถี่ประมาณ 70 kHz

3.2.5 ชุดไหลคั่วเข้าหลอม

อุปกรณ์ในส่วนนี้จะประกอบด้วยขดลวดในลักษณะท่อทองแดงพันรอบตัวเข้าหลอม โดยที่ตัวเข้าหลอมจะทำด้วยวัสดุประเภทกราไฟต์ ซึ่งมีคุณสมบัติทนอุณหภูมิความร้อนได้สูง ภายในท่อทองแดงจะใช้เป็นบริเวณที่มีน้ำไหลวนผ่าน เพื่อเป็นการระบายความร้อนออกจากขดลวดท่อทองแดงอันเนื่องมาจากความร้อนที่แผ่กระจายมาจากตัวเข้าหลอม ขดลวดท่อทองแดงที่พันรอบตัวเข้าหลอมนี้จะมีจำนวนเท่ากับ 8 รอบ



รูปที่ 3.6 ชุดโหลดเบ้าหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

3.3 การออกแบบ

เริ่มพิจารณาชุดโหลดรวมทั้งหมัดเป็นเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมโดยจะมีค่าตัวแปรต่างๆ ดังนี้ R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ที่ต้องการคำนวณหา ซึ่งจะเป็นตัวแปรในการพิจารณาหาขนาดหม้อแปลงและขนาดทองแดงที่พื้นหม้อแปลงและพันรอบชิ้นงาน

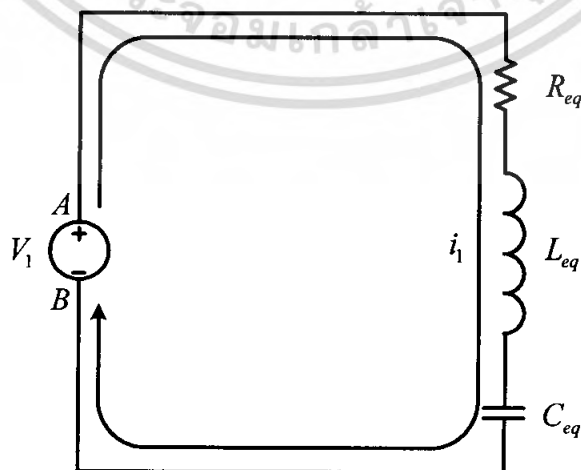
3.3.1 การคำนวณหาค่า R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ของชุดโหลด (ชุด Induction Melter)

3.3.1.1 กำหนดกำลังไฟฟ้าของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (Watt: P)

3.3.1.2 ทำการหาค่าแรงดัน Voltage (rms), V_1 จากสมการที่ 3.3

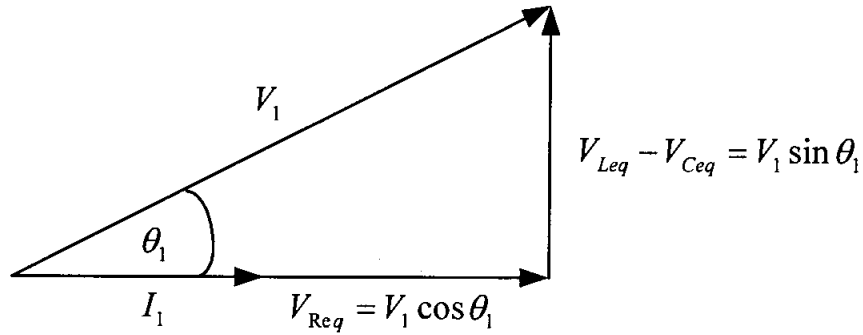
$$V_1 = \frac{4}{\pi} V_{dc} \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลเรโซแนนซ์อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะทางเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 เวกเตอร์โตะแกรมของแรงดันและกระแสมูลฐานด้านเอาท์พุท

3.3.1.3 กำหนดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor: PF); $\cos \theta_1$

3.3.1.4 ทำการหาค่ากระแส Current (rms); I_1 จากสมการที่ 3.4

$$P = V_1 I_1 \cos \theta$$

$$\therefore I_1 = \frac{P}{V_1 \cos \theta_1} \quad (3.4)$$

3.3.1.5 หาค่าอิมพีแดนซ์ (Z_1) จากสมการที่ 3.5

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (3.5)$$

3.3.1.6 หาค่าความต้านทาน (R_1) จากสมการที่ 3.6

$$R_{eq} = Z_1 \cos \theta_1 \quad (3.6)$$

3.3.1.7 หาค่า $X_{L_1} - X_{C_1}$ จากสมการที่ 3.7

$$X_{Leq} - X_{Ceq} = Z_1 \sin \theta_1 \quad (3.7)$$

3.3.1.8 กำหนดค่า Quality Factor : Q และความถี่เรโซแนนท์ ($\omega_o = 2\pi f_r$)

3.3.1.9 หาค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_{eq}) จากสมการที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{\omega_o L_{eq}}{R_{eq}} \\
 L_{eq} &= \frac{QR_{eq}}{\omega_o} \\
 \therefore L_{eq} &= \frac{Q}{2\pi f_r} \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

3.3.1.10 หาค่าตัวเก็บประจุ (C_{eq}) จากสมการที่ 3.9

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{1}{\omega_o R_{eq} C_{eq}} \\
 C_{eq} &= \frac{1}{\omega_o R_{eq} Q} \\
 \therefore C_{eq} &= \frac{1}{2\pi f_r R_{eq} Q} \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

3.3.1.11 หาค่า Switching Frequency: f_1 จากสมการที่ 3.11

$$\begin{aligned}
 X_{Leq} - X_{Ceq} &= Z_1 \sin \theta_1 \\
 \omega_1 L_{eq} - \frac{1}{\omega_1 C_{eq}} &= Z_1 \sin \theta_1 \\
 \frac{\omega_1^2 L_{eq} C_{eq} - 1}{\omega_1 C_{eq}} &= Z_1 \sin \theta_1 \\
 \omega_1^2 L_{eq} C_{eq} - 1 &= \omega_1 C_{eq} Z_1 \sin \theta_1 \\
 \omega_1^2 (L_{eq} C_{eq}) - \omega_1 (Z_1 C_{eq} \sin \theta_1) - 1 &= 0 \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

เมื่อแทนค่า $L_{eq}, C_{eq}, Z_1, \sin \theta_1$ ในสมการที่ 3.10 แล้วแก้สมการจะได้ค่า ω_1

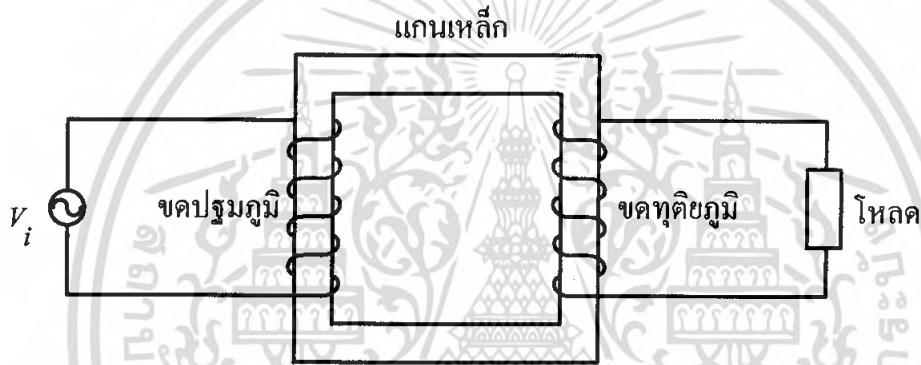
$$\therefore f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

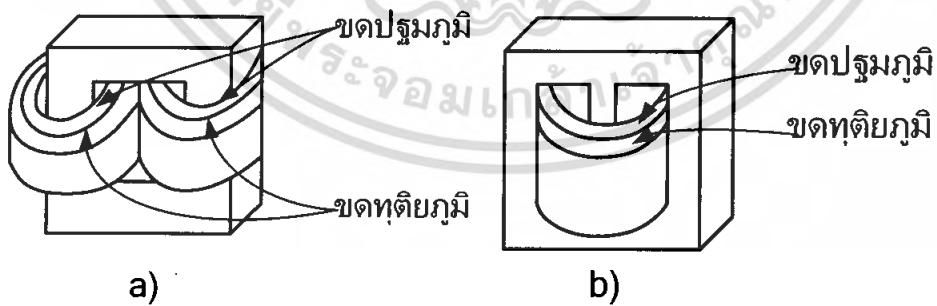
3.4 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสำหรับงานด้านการเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูง

โดยทั่วไปหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดลวด 2 ขด พันอยู่บนแกนเหล็ก ขดหนึ่งรับกำลังงานไฟฟ้าเข้ามาเรียกว่าขดปฐมภูมิ (Primary) และอีกขดหนึ่งเป็นตัวจ่ายกำลังไฟฟ้าออกไป เรียกว่าขดทุติยภูมิ (Secondary) รูปที่ 3.9 แสดงแกนเหล็กที่มีขดลวดพันอยู่ 2 ขด ขดหนึ่งมีจำนวนรอบเป็น n_1 รอบ และขดที่สองเป็น n_2 รอบ ในการพันหม้อแปลงจริงๆ จะไม่มีการแยกพันขดปฐมภูมิและทุติยภูมิออกเป็นสองด้านอย่างในรูป แต่จะพันทับกันลงไป โดยให้ขดแรงดันไฟฟ้าต่ำทับลงบนขดแรงดันไฟฟ้าสูง

หม้อแปลงไฟฟ้าจะแบ่งเป็น 2 แบบ คือ หม้อแปลงไฟฟ้าแบบ CORE และ หม้อแปลงไฟฟ้าแบบ SHELL จะแสดงไว้ในรูปที่ 3.10 a) และรูปที่ 3.10 b) ตามลำดับ แต่ที่นิยมใช้กันมากที่สุดในงานจรแหล่งจ่ายไฟตรงคือแบบ SHELL



รูปที่ 3.9 ลักษณะของหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 3.10 ลักษณะของหม้อแปลงไฟฟ้า a) แบบ CORE b) แบบ SHELL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 รูปแบบของแกนเหล็ก แกนเหล็กที่ใช้คู่กัน และลักษณะการนำไปใช้งาน

รูปร่างของแกนชนิด E แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 a) ซึ่งจะมีทั้งหมด 2 ชั้นประกบกัน แกนชนิดนี้ถูกออกแบบให้เหมาะกับการใช้งานสำหรับหม้อแปลงกำลัง และใช้เป็นตัวกรอง (filter) ที่ความถี่ไม่สูงมากเพราะแกนชนิดนี้ไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานที่ความถี่สูงๆ เนื่องจากผลของแกนกลางที่มีรูปร่างสี่เหลี่ยม ซึ่งทำให้เกิดความต้านทานของขดลวด และ ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลที่สูง ในบางครั้งชั้นที่สองที่ประกบอาจจะเป็นรูปตัว I เราจะเรียกแกนนี้ว่า แกนชนิด E-I ดังแสดงในรูปที่ 3.11b) และ แสดงตัวอย่างการนำไปใช้งานได้ดังรูปที่ 3.11 c)

ในการพิจารณาออกแบบใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับส่งผ่านกำลังทำงานที่ความถี่สูงนั้น ลักษณะและโครงสร้างของหม้อแปลงที่ใช้สำหรับงานย่านความถี่สูงจะมีความแตกต่างกับหม้อแปลงที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ และสำหรับการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งทำงานกับโหลดซึ่งเป็นวงจรเรโซแนนท์อนุกรมจะพบว่าค่าความต้านทานของขดลวดและค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (Leakage inductance) จะเป็นตัวแปรที่มีผลต่อค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมด้วย โดยเฉพาะลักษณะโหลดของแหล่งจ่ายให้ความร้อนซึ่งมีลักษณะเป็นวงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำต่ำมาก รวมทั้งยังต้องพิจารณาถึงระบบการระบายความร้อนให้กับขดลวดทุติยภูมิที่ต้องมีความสามารถระบายได้อย่างรวดเร็วเนื่องจากการไหลของกระแสไฟฟ้าความถี่สูงปริมาณมาก ดังนั้นแนวทางในการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงทำงานที่ความถี่สูงในสภาวะเรโซแนนท์จึงมีลักษณะการพิจารณาโดยการรวบรวมเงื่อนไขที่เป็นข้อจำกัดและพิกัดต่างๆ ที่กำหนดไว้เพื่อเป็นแนวทางในการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ดังมีรายละเอียดดังนี้

1. ไม่สามารถรู้ค่า R และ L ของโหลดในตอนแรกได้เนื่องจากต้องทดสอบหาค่าได้ขณะใช้งานจริงที่พิกัด ทำให้ไม่สามารถกำหนด Ratio ของหม้อแปลงได้ในตอนแรก แต่สามารถทดสอบหาค่า R_{eq} และ L_{eq} ได้ซึ่งเป็นค่า R และ L ของทั้งวงจรเรโซแนนท์ซึ่งเป็นการรวบรวมค่า R และ L ของหม้อแปลงกับขดลวดตัวนำเข้าไปด้วย

2. กระแสต้านทุติยภูมิมีค่าสูงมากทำให้เกิดกำลังสูญเสียจะเกิดความร้อนที่ขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. แรงดันเป็นสแควร์มีฮาร์โมนิกส์และกระแสมีลักษณะเป็นคลื่นชานัน
4. จำนวนรอบด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบที่จำกัดเนื่องจากขนาดของตัวนำที่มีขนาดใหญ่ดังนั้นต้องออกแบบก่อนขดลวดด้านปฐมภูมิและขดลวดด้านปฐมภูมิต้องดีเกลียวจำนวนหลายเส้นเพื่อให้ได้พื้นที่ผิวรวมเพียงพอในการจ่ายกระแสไฟฟ้าได้
5. แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่มีให้เลือกใช้ไม่มาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกแกนก่อนและเพิ่มกำลังหม้อแปลงโดยขนานแกน
6. ระบายความร้อนด้วยน้ำให้ขดลวดตัวนำด้านทุติยภูมิได้เนื่องจากใช้ท่อทองแดงเป็นขดลวดทุติยภูมิ
7. แกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะรูปทรงเป็นแท่งที่มีขนาดคงที่ทำให้การเพิ่มกำลังทำได้โดยการขนานแกนแต่ทำให้ปริมาณเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า แต่ได้กำลังที่สูงขึ้นไม่มาก ดังนั้นการเพิ่มกำลังไม่มากแต่ต้องเพิ่มขนาดถึงเท่าตัว ทำให้ราคาของแกนสูงขึ้นมาก

3.4.1 พื้นฐานหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

ลักษณะหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาใช้งานความถี่สูงนั้นก็เนื่องจาก ที่ความถี่สูงนั้นหม้อแปลงโดยทั่วไปจะเกิดกำลังสูญเสียเพิ่มขึ้นเมื่อทำงานที่ความถี่สูง ดังแสดงในสมการ (3.12)

$$P_{loss} = P_o f^a B^b \quad (3.12)$$

ตัวแปร a และ b นั้นจะมีค่าแตกต่างกันตามชนิดของแกนที่นำมาใช้งาน สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ นั้นจะมีตัวแปรทั้ง 2 จะมีค่าน้อยมาก โดยปกติผู้ผลิตจะเป็นผู้กำหนด loss ในรูปแบบ watt ต่อ ปริมาตรหรือ watt ต่อหน้าหนักสำหรับที่มีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กและความถี่สูง ย่านความถี่การใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์โดยปกติจะอยู่ในช่วง 10 kHz ถึง 1 MHz ตามวัสดุที่ใช้ทำแกน ในการใช้งานแกนเฟอร์ไรต์จะมีข้อดีตรง รูปทรงประกอบง่ายเนื่องจากมี 2 ชั้นประกบกัน มีขนาดเล็กน้ำหนักเบาเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูง ใช้จำนวนรอบต่ำเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูงดังแสดงในสมการ (3.13)

$$B_{max} = \frac{V \cdot 10^8}{k \cdot N \cdot A_e \cdot f_{sw}} \quad (3.13)$$

เมื่อ B_{max} = Maximum flux Density (Gauss)

V = Input Voltage (Volt)

k = constant

A_e = effective Area (c.m.)

f_{sw} = Switching Frequency (Hz)

3.4.2 ขั้นตอนการพิจารณาการออกแบบหม้อแปลงแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง

จากเงื่อนไขและข้อจำกัดที่กล่าวมาแล้วสามารถนำมาเป็นแนวทางในการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้ได้ดังนี้

3.4.2.1. เลือกขนาดและชนิดของแกนหม้อแปลง ในการเลือกชนิดเนื้อสารของแกนจะพิจารณาจากความถี่สำหรับย่านการใช้งานซึ่งมีการใช้งานในย่านความถี่ 60 kHz ถึง 80 kHz ซึ่งแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายตามทั่วไปก็สามารถทำงานในย่านความถี่นี้ได้ สำหรับการเลือกใช้ขนาดแกนจะพิจารณาจากแนวทางดังนี้

1) เลือกแกนที่สามารถจ่ายกำลังที่พิกัดได้โดยจะเลือกแกนที่สามารถจ่ายได้สูงกว่าพิกัดใช้งานแต่เนื่องจากลักษณะโครงสร้างของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายกันโดยทั่วไป จะถูกหลอมมาเป็นคู่ ซึ่งในการใช้งานเมื่อต้องการเพิ่มกำลังสามารถทำได้โดยการขนานแกนเพิ่มเข้าไป โดยจะสามารถเพิ่มได้เป็นคู่ๆ ดังนั้นการเพิ่มขนาดแกนเป็น 2 คู่ จะทำให้พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็น 2 เท่า ซึ่งก็สามารถลดจำนวนรอบของขดลวดลงได้ทำให้มีพื้นที่ในการระบายความร้อนให้กับแกนและขดลวดได้มากขึ้น

1.2 เลือกขนาดแกนที่สามารถระบายความร้อนให้ตัวนำได้สะดวก ดังนั้นแกนที่เลือกจะต้องมีช่องพื้นที่ขดลวดที่ใหญ่เพียงพอ เนื่องจากได้เลือกใช้ท่อทองแดงเป็นขดลวดทุติยภูมิ เพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนได้โดยสะดวก ดังนั้นช่องพื้นที่ขดลวดของหม้อแปลงจำเป็นต้องมีความกว้างเพียงพอที่จะสามารถตัดแล้วพันรอบแกนเฟอร์ไรต์ได้

2) การเลือกพิจารณาเลือกใช้ขดลวดตัวนำ ลวดตัวนำที่ใช้เป็นขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิที่พิจารณาเลือกใช้ได้ตามความเหมาะสมของการใช้งาน เนื่องจากหม้อแปลงถูกใช้งานที่ความถี่สูงทำให้กระแสไฟฟ้าจะไหลอยู่บริเวณผิวเนื่องจากผลของ Skin Effect ดังนั้นจึงต้องการเฉพาะพื้นที่ผิวของตัวนำในการให้กระแสไหลเท่านั้น โดยขดลวดด้านทุติยภูมิเลือกใช้ลวดตัวนำขนาดเล็กดีเกลียวขนานกันจำนวนหลายเส้นเพื่อให้มีพื้นที่ผิวรวมกันมากเพียงพอในการรับกระแสด้านปฐมภูมิไหลได้ ขนาดเส้นลวดที่ใช้ในการดีเกลียวเลือกใช้ขนาดลวดทองแดงที่ไม่เล็กจนเกินไปเนื่องจากเมื่อถูกดีเกลียวจะไม่ขาดง่าย สำหรับด้านทุติยภูมิเลือกใช้ท่อทองแดงกลวงขด เพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนด้วยน้ำให้ขดลวดทุติยภูมิร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนได้ เนื่องจากข้อหนึ่งของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ต่ออยู่กับด้านหนึ่งของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ดังนั้นจึงสามารถใช้น้ำระบายความร้อนร่วมกันได้ ขนาดท่อทองแดงที่ใช้จะพิจารณาจากขนาดที่ใหญ่มากที่สุด เพื่อให้มีพื้นที่ผิวมากที่สุดแต่ต้องเป็นท่อทองแดงที่สามารถตัดให้พันรอบแกนหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ได้โดยไม่บวมไม่แบน

3) การพิจารณากำหนดจำนวนรอบและอัตราส่วนหม้อแปลง $N_1 : N_2$ เนื่องจากลักษณะโหลดของแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ซึ่งโดยปกติไม่สามารถหาค่า R และ L ได้ด้วยเครื่องวัดค่า R และ L ทั่วไป ดังนั้นในการออกแบบหม้อแปลงเพื่อใช้กับโหลดชนิดนี้ จึงเป็นการออกแบบโดยอาศัยการทดลองโดยเริ่มจากการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดจำนวนรอบสูงสุดทางด้านทฤษฎีที่มีสามารถพันได้ จากนั้นพันลวดทางด้านปฐมภูมิ เพื่อให้ได้กระแสจ่ายไปยังโหลดได้ที่พิกัด ซึ่งในการพันขดลวดปฐมภูมินี้ถ้าจำเป็นต้องเพิ่มจำนวนรอบมากขึ้นแต่พื้นที่ไม่เพียงพอ ต้องทำการลวดทางด้านทฤษฎีมิลลิ่ง ครั้งละ 1 รอบ จนสามารถพันขดลวดที่พิกัดกระแสสูงที่ต้องการได้ ซึ่งก็จะทำให้ได้อัตราส่วนแรงดัน $N_1 : N_2$ หลังจากได้อัตราส่วนที่ต้องการ ก็สามารถประมาณค่า R และ L ของโหลดได้

3.5 การพิจารณาการออกแบบและเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเป็นส่วนประกอบสำคัญที่สุด ส่วนหนึ่งของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความร้อนสูง เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าเพื่อแปลงรูปพลังงานให้อยู่ในรูปแบบกำลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยความถี่สูง เพื่อจะใช้เส้นแรงแม่เหล็กนี้ทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ชิ้นงานปกติจะเป็นวัสดุที่มีลักษณะเป็นสารแม่เหล็ก เช่น เหล็ก เป็นต้น

แนวทางพื้นฐานการเลือกพิจารณาเลือกขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ในการออกแบบและพิจารณาเลือกขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้งานนี้ได้อาศัยแนวทางการพิจารณาศึกษาจากข้อมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้กันในอุตสาหกรรมการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำโดยทั่วไปประกอบกับลักษณะพิกัดต่างๆ จุดประสงค์และลักษณะการนำไปใช้งานโดยมีแนวทาง 5 ประการดังต่อไปนี้

1) กระแสที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ในการออกแบบแหล่งจ่ายให้ความร้อนเหนี่ยวนำความร้อนต้นแบบได้เลือกที่จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเป็นแหล่งจ่ายกำลัง ซึ่งจะมีแรงดัน DC เท่ากับ 310 โวลต์ ดังนั้นโดยปกติขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่มีใช้กันโดยทั่วไปจะมีรอบน้อยมาก ซึ่งก็จะไม่รับแรงดันที่สูง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องลดระดับแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนลงในระดับที่ขดลวดและแหล่งจ่ายความถี่สูงสามารถเข้ากันได้ ซึ่งทำโดยใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันลง ซึ่งก็จะทำให้กระแสด้านทฤษฎีจะมีกระแสสูง ดังนั้นในการออกแบบขดลวดจึงจำเป็นต้องให้สามารถรับปริมาณกระแสที่สูงได้ไม่เกินประมาณ 150 แอมป์ และเนื่องจากเป็นการใช้งานที่ความถี่สูงซึ่งมีผลของ Skin effect ทำให้กระแสส่วนใหญ่ไหลเฉพาะที่บริเวณผิวของตัวนำ ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจำเป็นต้องมีพื้นที่ผิวมากพอเพื่อลดกำลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานของตัวนำ ขดลวดจึงต้องมีพื้นที่ผิวมากพอเพื่อลดกำลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานของตัวนำ ขดลวดจึงต้องมีพื้นที่เพียงพอในการให้กระแสไหลได้อย่างเพียงพอ

2) ลักษณะรูปทรงขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน จากลักษณะโหลดที่ใช้จะเลือกใช้เบ้าเตาหลอมที่ทำจากกราฟไฟต์ โดยจะทำการพันท่อทองแดงอยู่รอบเตาหลอมให้มีเส้นผ่านศูนย์กลางน้อยที่สุดเท่าที่เบ้าเตาหลอมจะใส่ได้ เพื่อให้ท่อทองแดงสามารถเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กไปยังเตาหลอมให้มากที่สุด

3) กำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน โดยได้กำหนดพิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ 3000 วัตต์ ดังนั้นขนาดกำลังไฟฟ้าของเครื่องขนาดของชิ้นงานและพื้นที่การให้ความร้อนจะมีความสัมพันธ์กับขนาดและจำนวนรอบของขดลวด รวมทั้งความเร็วของช่วงเวลาในการให้ความร้อนด้วย

4) ความเหมาะสมในการออกแบบ ในการเลือกใช้วัสดุในการทำขดลวด ได้เลือกใช้ท่อทองแดงซึ่งนิยมใช้ในการทำท่อน้ำยาของตู้เย็นและแอร์โดยทั่วไป ซึ่งหาง่ายและมีราคาถูก และมีความเหมาะสมเนื่องจากสามารถออกแบบและพันได้ง่าย ทั้งยังสามารถระบายความร้อนได้สะดวกอีกด้วย

5) การระบายความร้อนและอายุการใช้งาน เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงและปริมาณมากไหลผ่านจึงทำให้เกิดความร้อนเนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นและขดลวดนี้ยังวางอยู่ใกล้กับเตาหลอม ซึ่งมีอุณหภูมิสูงทำให้ขดลวดได้รับความร้อนมากจึงจำเป็นต้องมีการระบายความร้อนให้กับขดลวด ซึ่งจากลักษณะของขดลวดซึ่งได้เลือกใช้เป็นท่อทองแดงที่ง่ายต่อการขดและการพัน ดังนั้นจึงเลือกการระบายความร้อนด้วยน้ำ โดยใช้ปั๊มน้ำไหลวนผ่านในขดลวดอยู่ตลอดเวลา ซึ่งจะทำให้ขดลวดมีประสิทธิภาพและอายุการใช้งานนาน



บทที่ 4

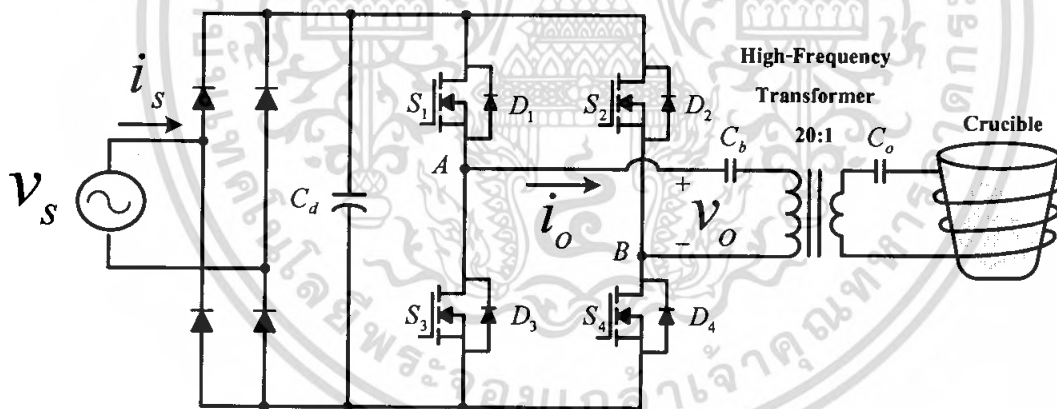
ผลการ Simulation และการทดลอง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอผลการทดลองของชุดทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำ ความถี่สูงในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะพิจารณาค่าต่างๆเทียบกับการเลื่อนเฟสที่มุมต่างๆ อีกทั้งยังมีการนำผลของการซิมูเลตโดยใช้โปรแกรม MATLAB มาเปรียบเทียบกับผลการทดลอง เพื่อพิจารณาถึงความถูกต้องของการทำงานชุดทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำ ความถี่สูง

4.2 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัมในจุดต่างๆของวงจรในชุดทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อนแรงดันไฟจากการไฟฟ้า

ในการทดลองจะใช้วงจรทดลองดังรูปที่ 4.1 ซึ่งมีพิกัดของอุปกรณ์ตามตารางที่ 4.1 โดยจะมีขั้นตอนการทดลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 วงจรทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

ตารางที่ 4.1 แสดงอุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรชุดทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำ ความถี่สูงที่ป้อนอินพุตจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า

รายการอุปกรณ์	รายละเอียด
ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์	KBPC10-06
อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	IRFP460 600V
IC	UC 3879N
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	1.35 μ F
ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	5000 μ F
ตัวเก็บประจุ C_b	6.6 μ F
ขนาดเส้นลวดของขดลวดเหนี่ยวนำ	ลวดเบอร์ 28 S.W.G
จำนวนเส้นลวดดีเกิลียวของขดลวดเหนี่ยวนำ	35 เส้น
จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ	20 รอบ
หม้อแปลง (แกนเฟอร์ไรท์)	เบอร์ EE 80
ความถี่ของอินเวอร์เตอร์	70 kHz

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

- | | | |
|--|----|---------|
| 1. ชุดทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง | 1 | เครื่อง |
| 2. Multimeter (รุ่น HP-Hewlett Packard 973A) | 1 | เครื่อง |
| 3. Variable Voltage Transformer 0-420 V , 30 A | 1 | เครื่อง |
| 4. OPTEX Thermo-hunter PT-3LD | 1 | เครื่อง |
| 5. Oscilloscope (YOKOGAWA, DL 1520) | 2 | เครื่อง |
| 6. probe $\times 100$ | 1 | เส้น |
| 7. probe $\times 1$ | 1 | เส้น |
| 8. โหลตะลุมิเหนี่ยวนำหนักประมาณ | 50 | กรัม |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 ขั้นตอนในการทำการทดลอง

- 1) ทำการปรับมุมเลื่อนเฟสของแรงดันให้เป็น 0 องศา
- 2) ทำการปรับแรงดันที่ Variable Voltage Transformer ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50 Hz ให้ได้แรงดัน 220 Vrms ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C จากนั้นทำการวัดคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ของวงจรเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม Bitmap และค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII
- 3) ทำการปรับมุมเลื่อนเฟสของแรงดันที่มุมต่างๆดังนี้ 30,60,90 และ 120 องศา พร้อมทั้งปรับความถี่เพิ่มขึ้นเล็กน้อยแล้วทำเช่นเดียวกับข้อที่ (2)

4.2.2 ขั้นตอนการซิมมูลเตดด้วยโปรแกรม MATLAB

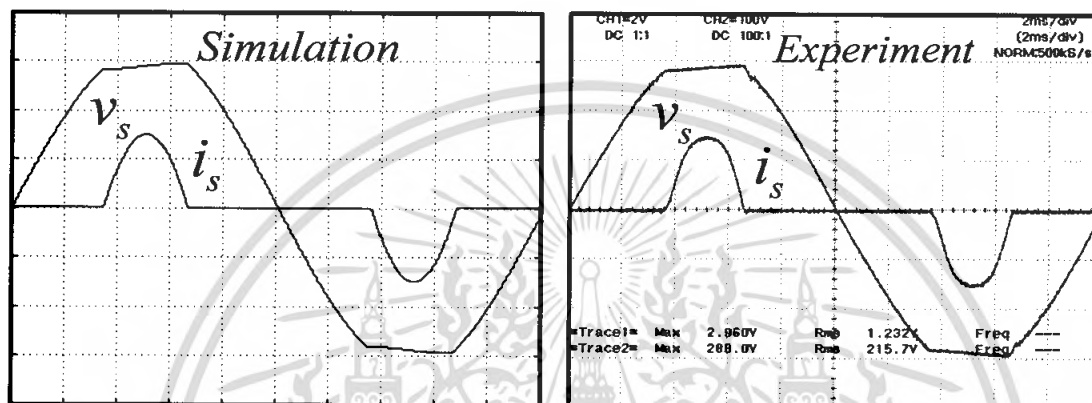
- 1) เขียนวงจรจำลองการทำงานของชุดทดลองเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง
- 2) ใช้ค่าแรงดันไฟสลับที่ได้จากการทดลองเป็นค่า rms ซึ่งคูณด้วย $\sqrt{2}$ เพื่อให้ได้ค่า peak
- 3) ใช้ค่าความถี่สวิทช์ของอินเวอร์เตอร์และค่ามุมเลื่อนเฟสของแรงดันที่ทำการทดลอง
- 4) ใช้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากการทดลองซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะได้จากการนำคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต มาทำการอนุกรมฟูเรียร์เพื่อให้ได้สเปกตรัมของแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ฮาร์โมนิกตำแหน่งต่างๆ
- 5) ทำการซิมมูลเตด ภายได้เงื่อนไขเดียวกับการทดลอง และทำการบันทึกค่าของแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆเหมือนกับการทดลอง
- 6) ทำการปรับมุมเลื่อนเฟสที่มุมต่างๆโดยใช้ค่าความถี่สวิทช์ของอินเวอร์เตอร์และทำเช่นเดียวกับข้อที่ (5)

4.2.3 ผลการทดลองและการซิมมูลเตด

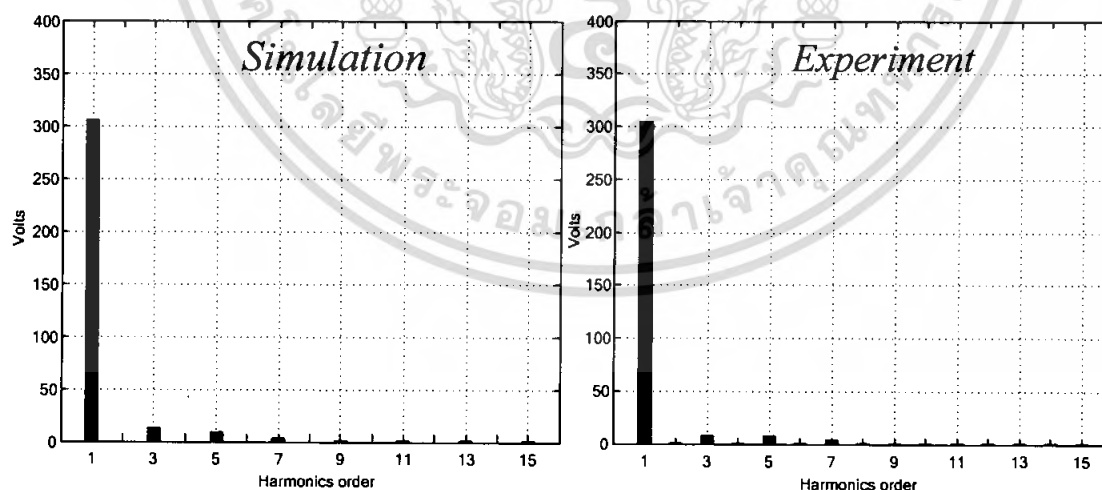
ในหัวข้อนี้จะเป็นการแสดงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมบริเวณทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง และทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลองเมื่อมุมเลื่อนเฟสเปลี่ยนแปลงตามลำดับดังนี้

4.2.3.1 ในกรณีที่ปรับมุมเลื่อนเฟสที่ 0 องศา

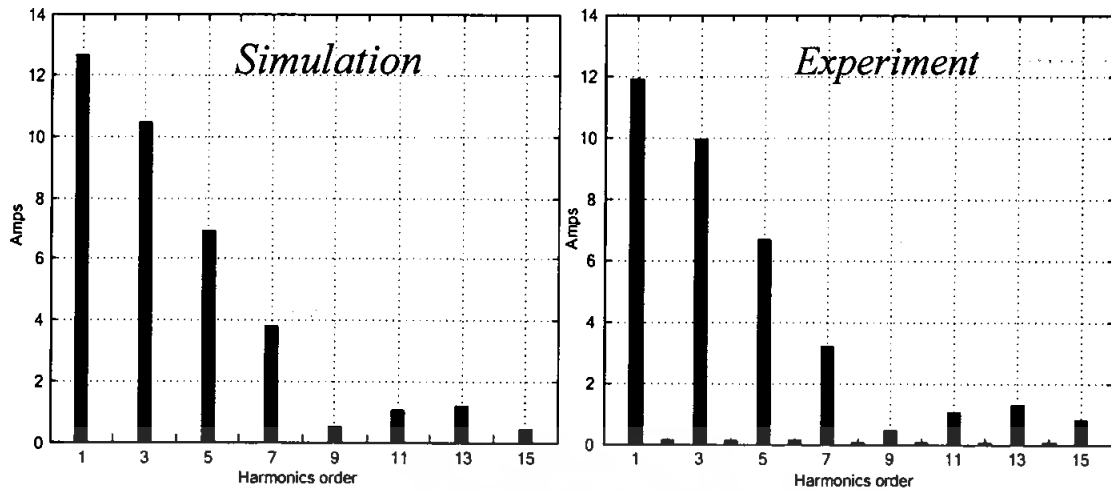
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำค่าจากการทดลอง และค่าการซิมมูลเตจจากโปรแกรม MATLAB มาทำการเปรียบเทียบกัน ดังรูปที่ 4.2(a) – 4.2(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.3(a) – 4.3(c) เป็นแรงดัน กระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่



- (a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{Volt/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) และกระแส ($y = 20\text{Amp/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)

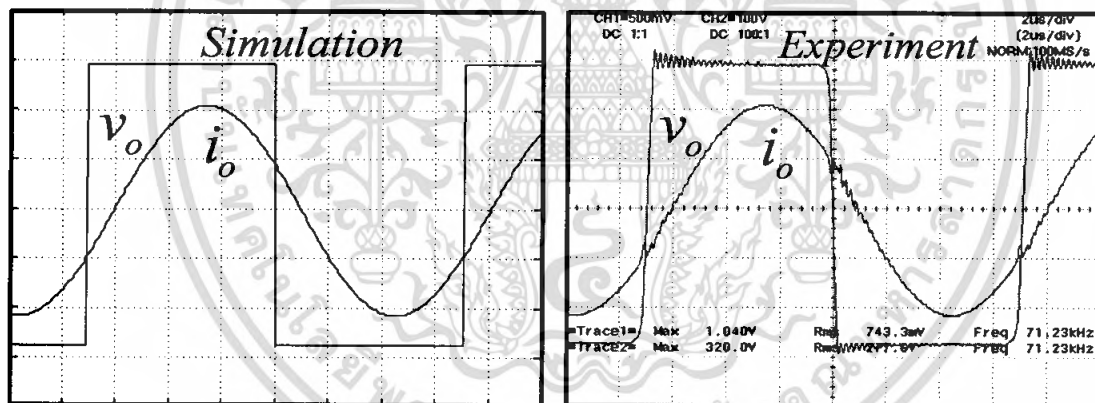


- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง



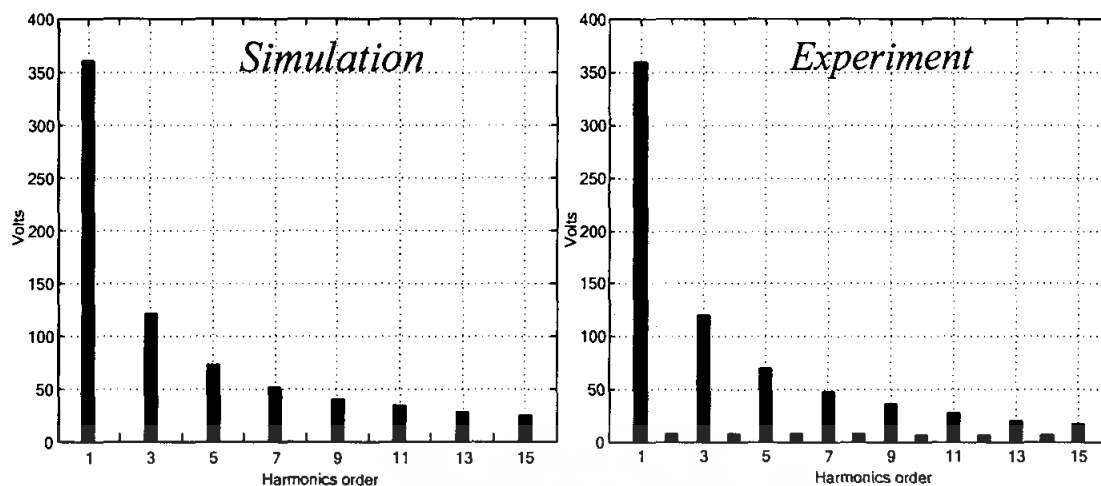
(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

รูปที่ 4.2 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

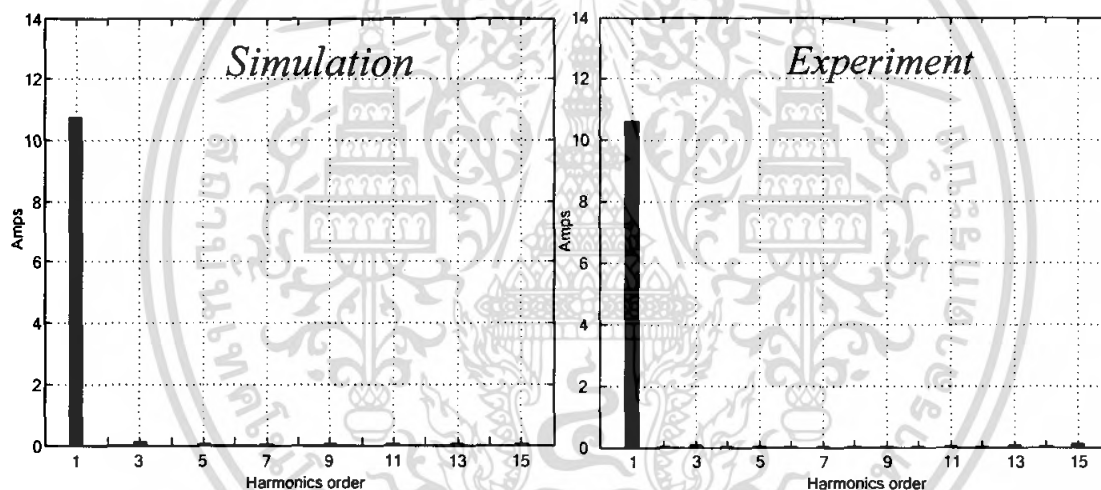


(a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{V/div}$, $x = 2\ \mu\text{s/div}$) และกระแส ($y = 5\text{Amp/div}$, $x = 2\ \mu\text{s/div}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง



- (c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

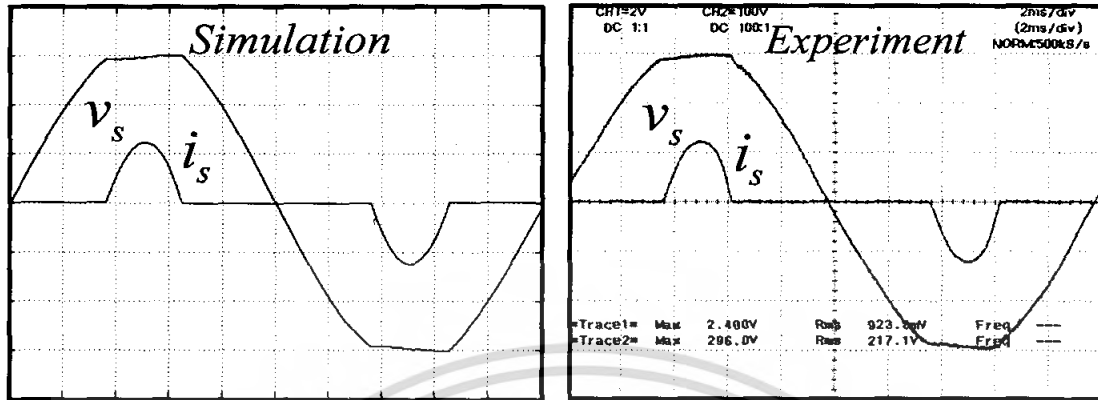
รูปที่ 4.3 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

4.2.3.2 ในกรณีที่ปรับมุมเลื่อนเฟสที่ 30 องศา

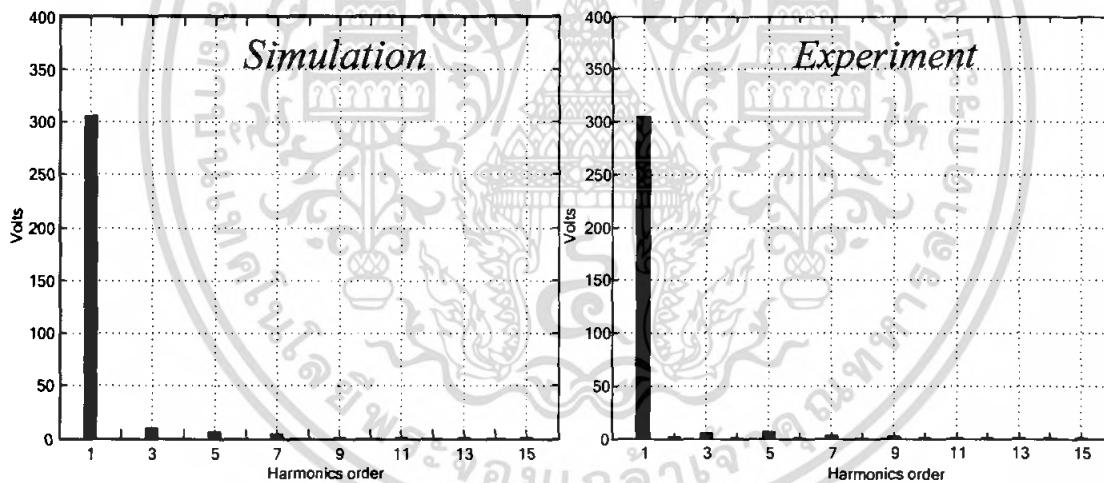
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำค่าจากการทดลอง และค่าการซิมูเลชันจากโปรแกรม MATLAB มาทำการเปรียบเทียบกัน ดังรูปที่ 4.4(a) – 4.4(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเครื่องหลอมโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ใดได้เห็นว่าเว็บไซต์นี้เป็นการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.5(a) – 4.5(c) เป็นแรงดัน กระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่

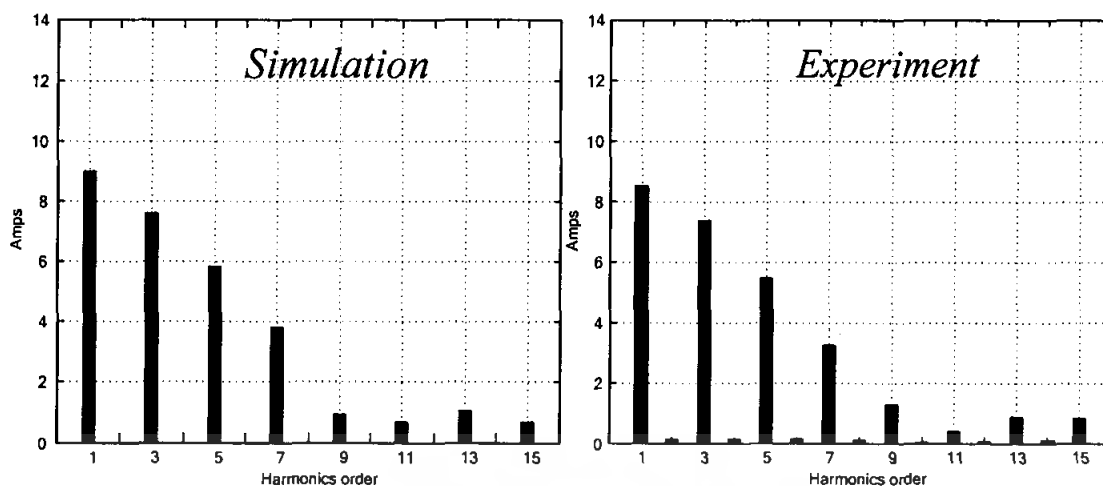


(a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{Volt/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) และกระแส ($y = 20\text{Amp/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)



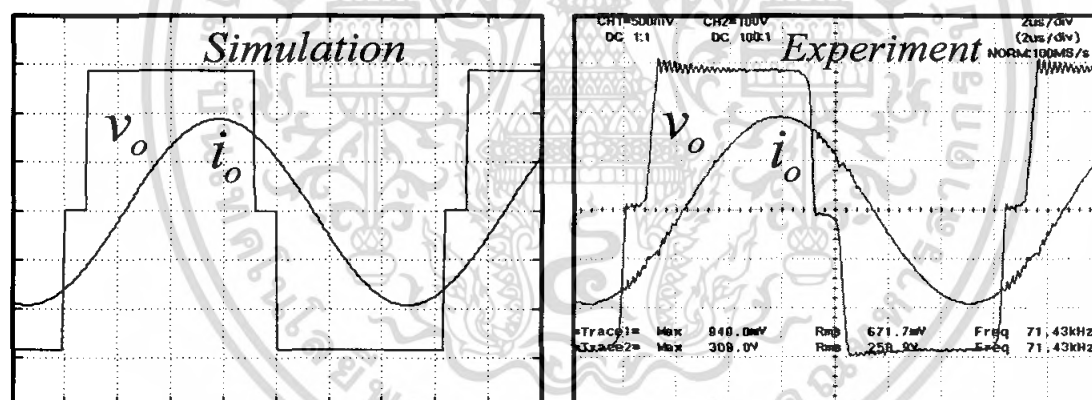
(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันอินพุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



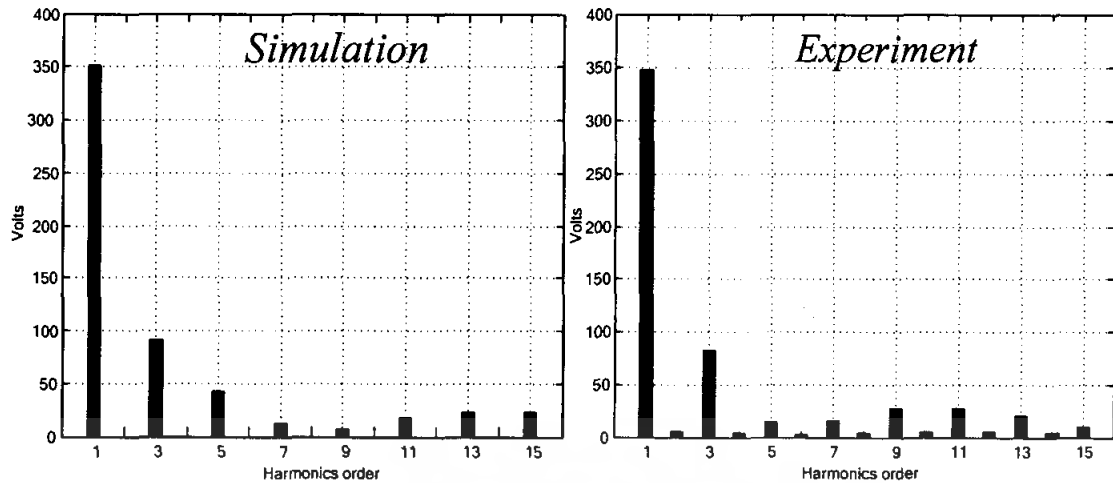
(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

รูปที่ 4.4 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

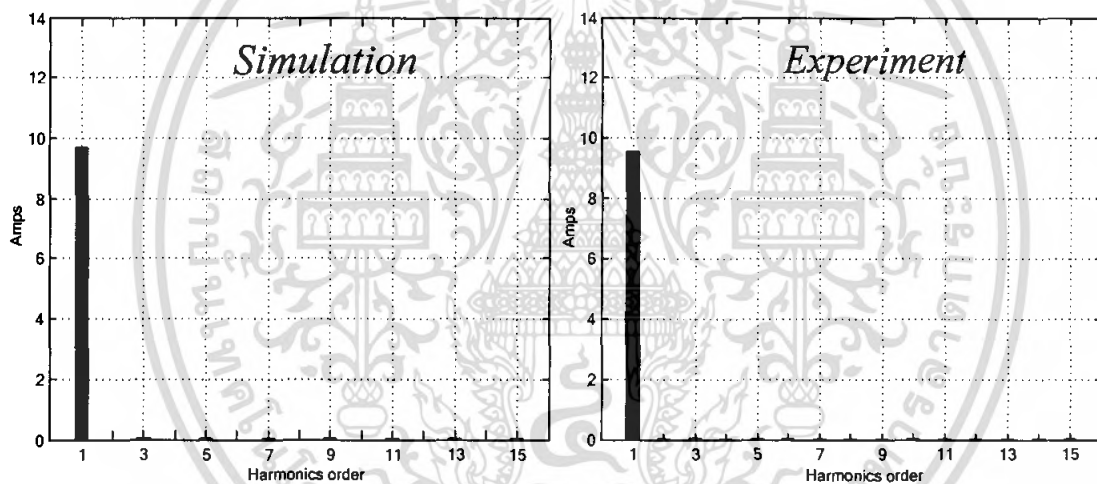


(a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{V}/\text{div}$, $x = 2\mu\text{s}/\text{div}$) และกระแส ($y = 5\text{Amp}/\text{div}$, $x = 2\mu\text{s}/\text{div}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง



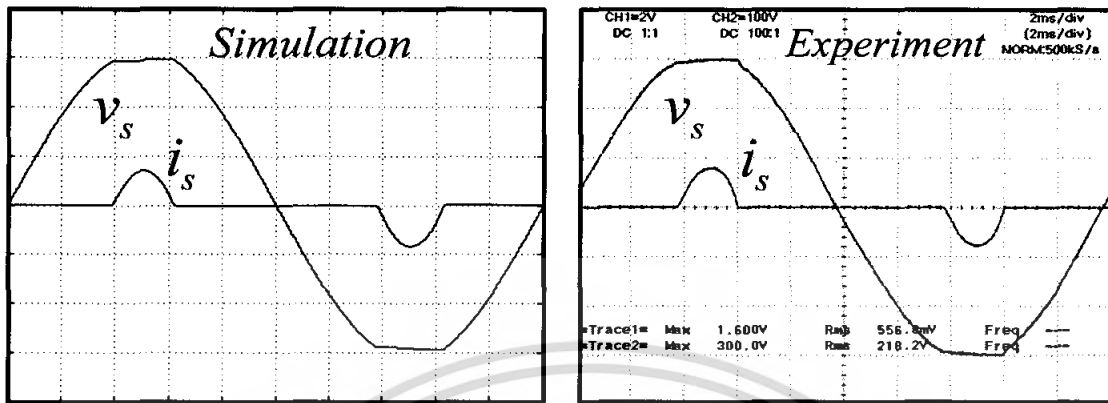
(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

รูปที่ 4.5 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

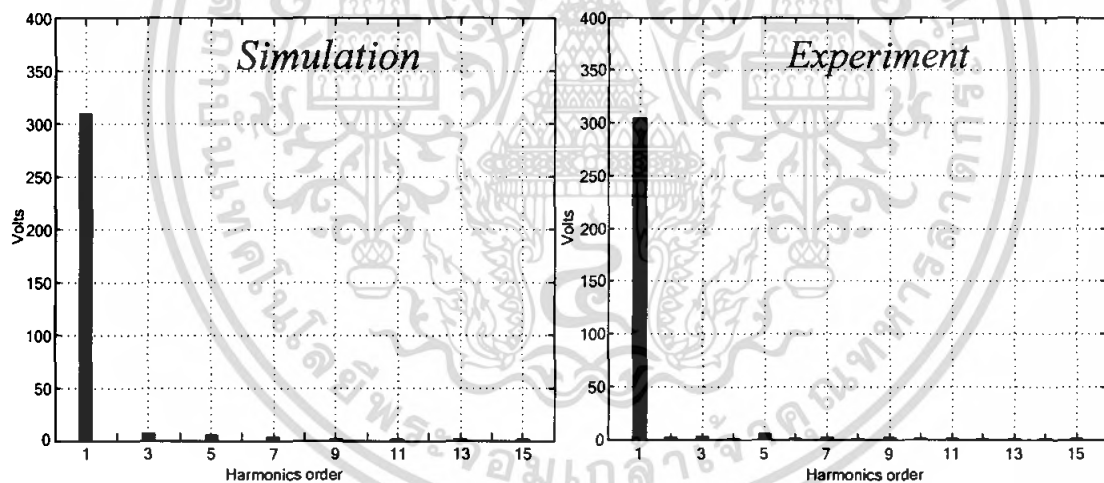
4.2.3.3 ในกรณีที่ปรับมุมเลื่อนเฟสที่ 60 องศา

ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำค่าจากการทดลอง และค่าการซิมูเลตจากโปรแกรม MATLAB มาทำการเปรียบเทียบกัน ดังรูปที่ 4.6(a) – 4.6(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเครื่องหลอมโลหะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.7(a) – 4.7(c) เป็นแรงดัน กระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่

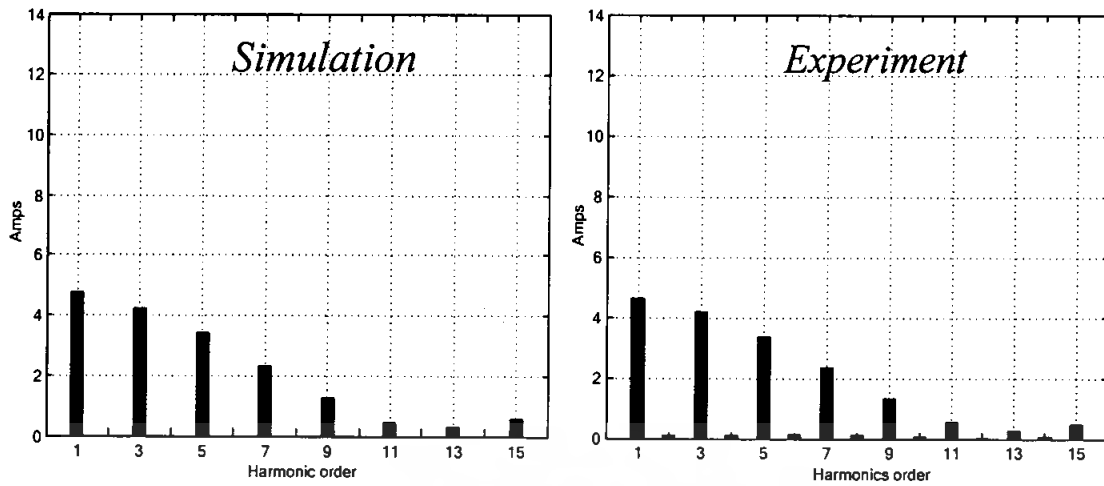


- (a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{Volt/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) และกระแส ($y = 20\text{Amp/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)



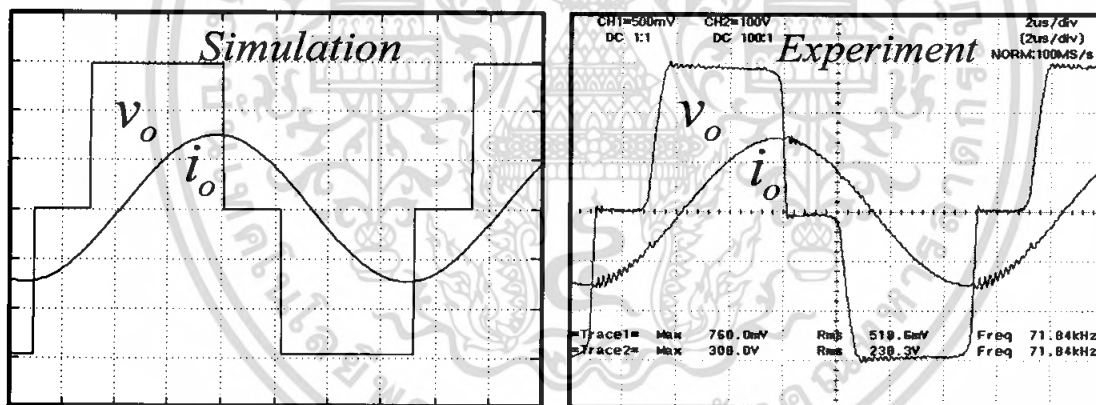
- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันอินพุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



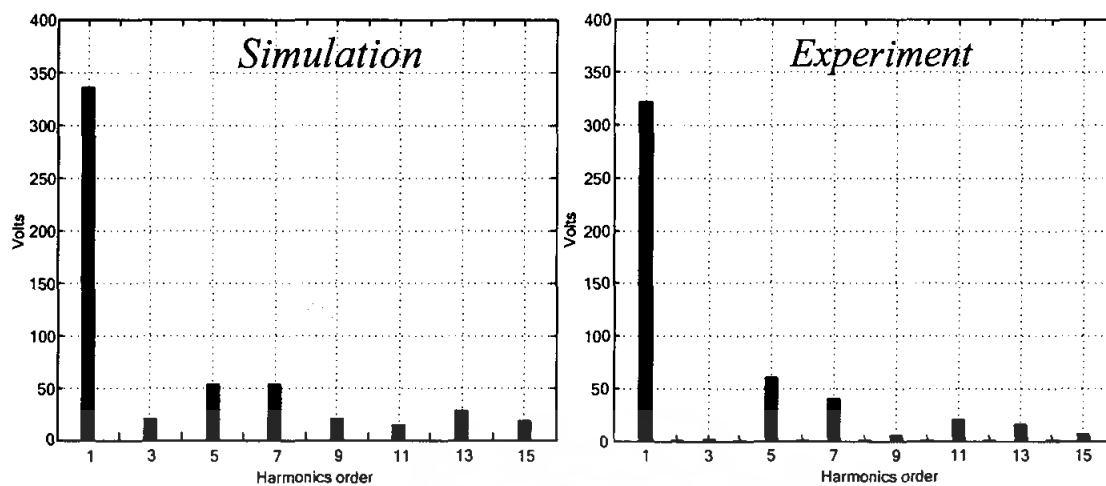
(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

รูปที่ 4.6 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

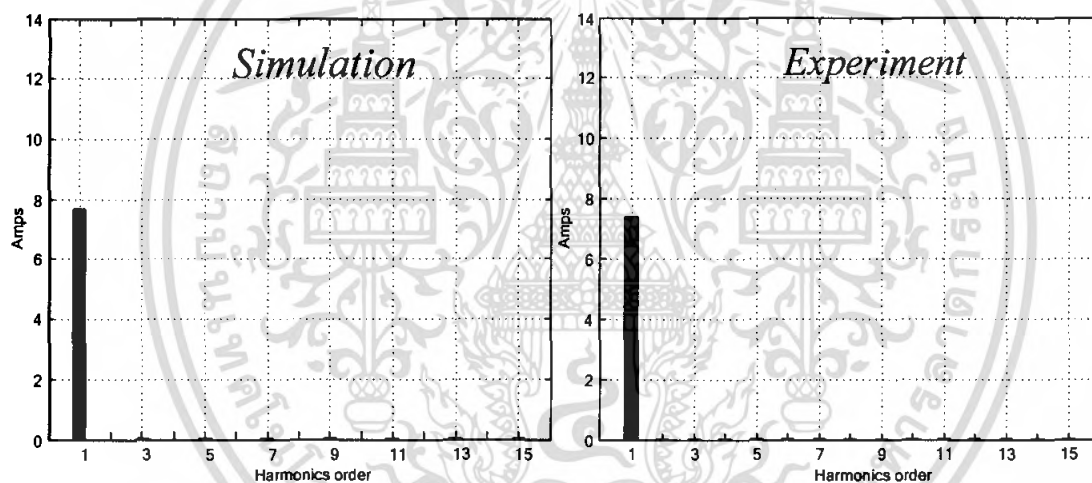


(a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{Volt/div}$, $x = 2\ \mu\text{s/div}$) และกระแส ($y = 5\text{Amp/div}$, $x = 2\ \mu\text{s/div}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง



- (c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

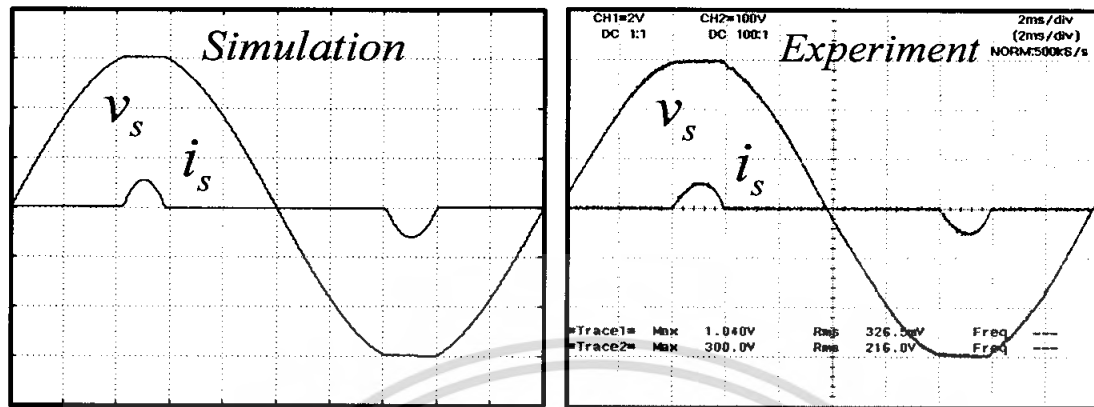
รูปที่ 4.7 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

4.2.3.4 ในกรณีที่ปรับมุมเลื่อนเฟสที่ 90 องศา

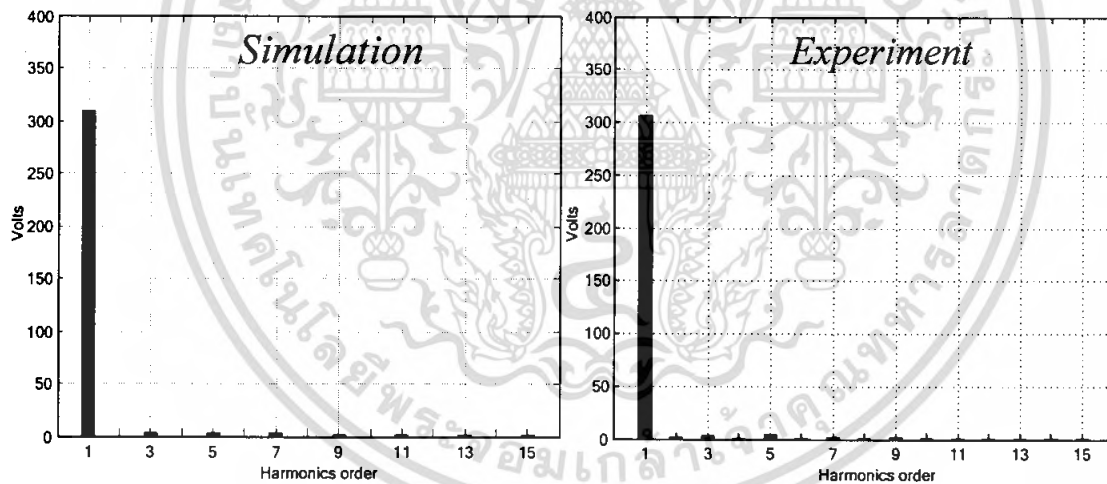
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำค่าจากการทดลอง และค่าการซิมูเลตจากโปรแกรม MATLAB มาทำการเปรียบเทียบกัน ดังรูปที่ 4.8(a) – 4.8(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเครื่องหลอมโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ขาดเห็นใบใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.9(a) – 4.9(c) เป็นแรงดัน กระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่

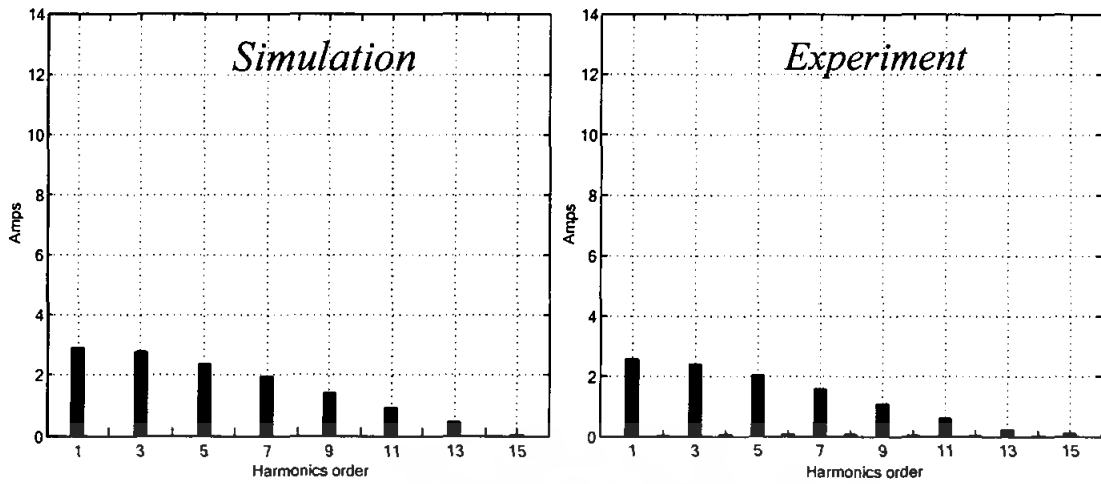


- (a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) และกระแส ($y = 20\text{Amp/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)



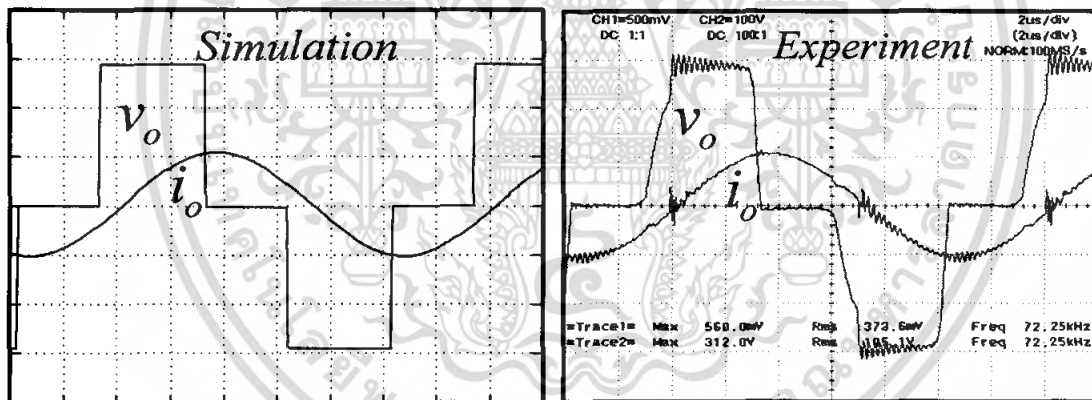
- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันอินพุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



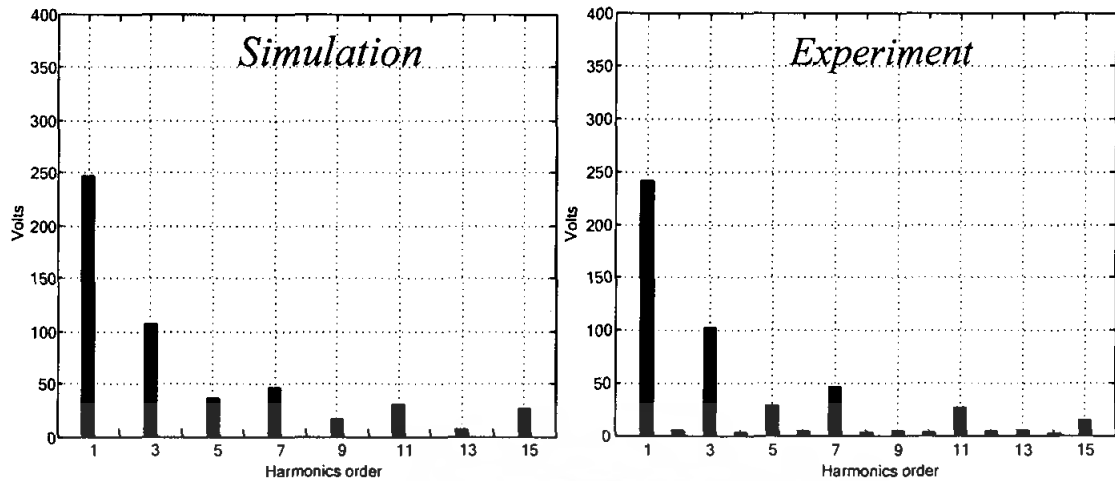
(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสอินพุทของเครื่องหม้อโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

รูปที่ 4.8 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของเครื่องหม้อโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

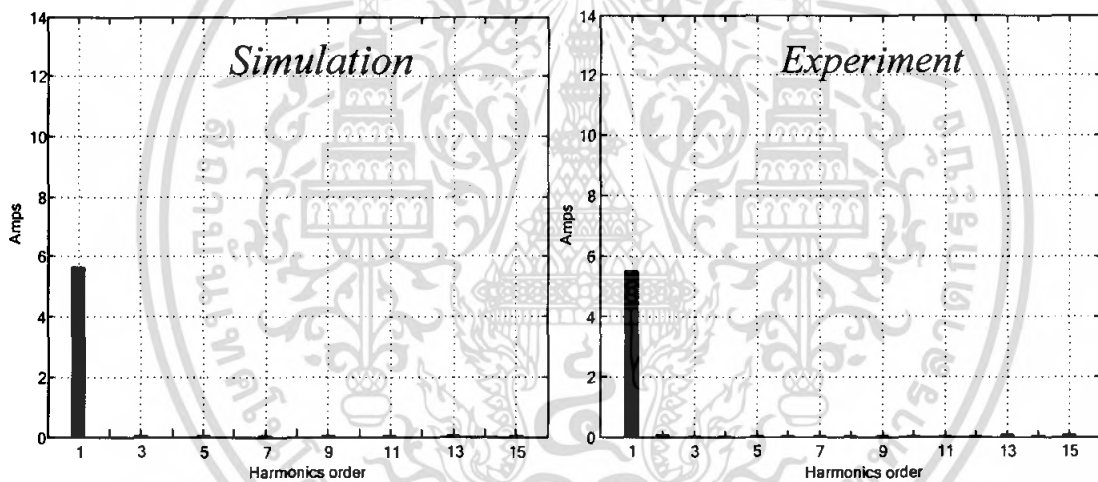


(a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหม้อโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{V}/\text{div}$, $x = 2\mu\text{s}/\text{div}$) และกระแส ($y = 5\text{A}/\text{div}$, $x = 2\mu\text{s}/\text{div}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง



- (c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

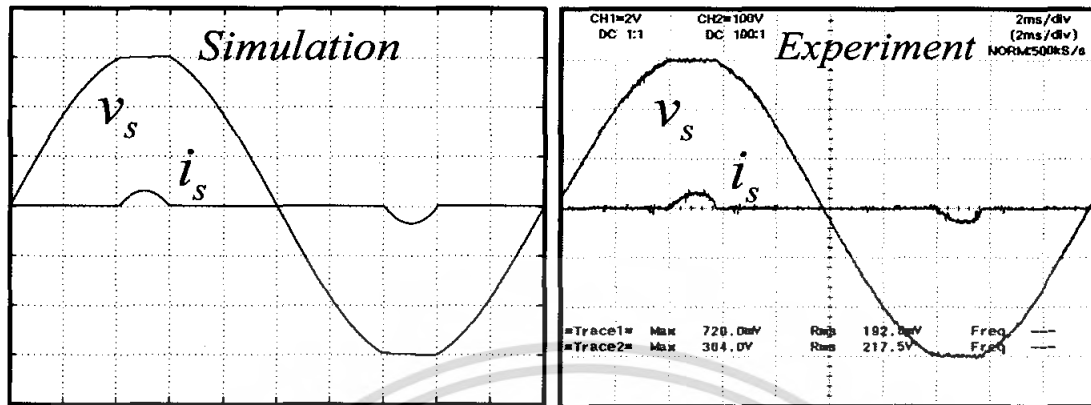
รูปที่ 4.9 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

4.2.3.5 ในกรณีที่ปรับมุมเลื่อนเฟสที่ 120 องศา

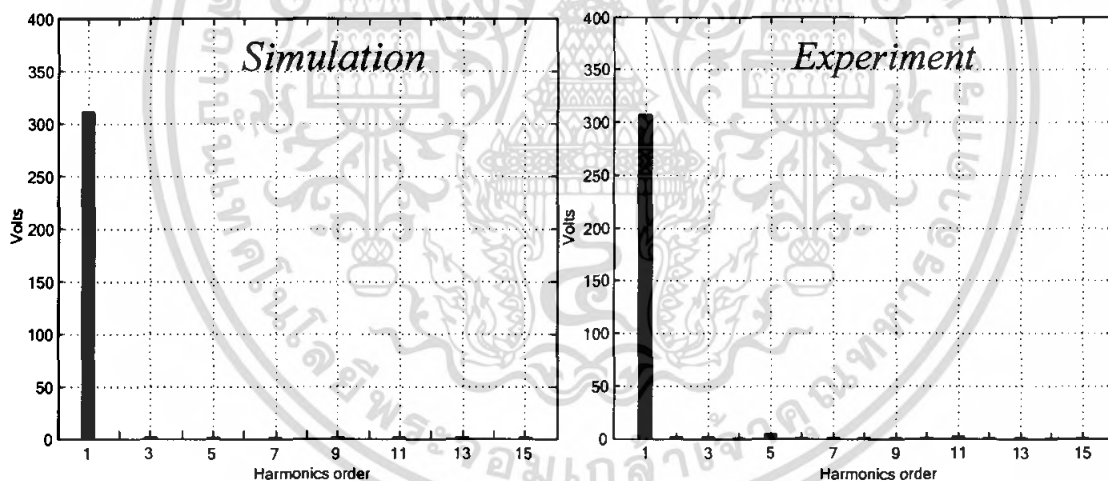
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำค่าจากการทดลอง และค่าการซิมูเลตจากโปรแกรม MATLAB มาทำการเปรียบเทียบกัน ดังรูปที่ 4.10(a) – 4.10(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเครื่องหลอมโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.11(a) – 4.11(c) เป็นแรงดัน กระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่

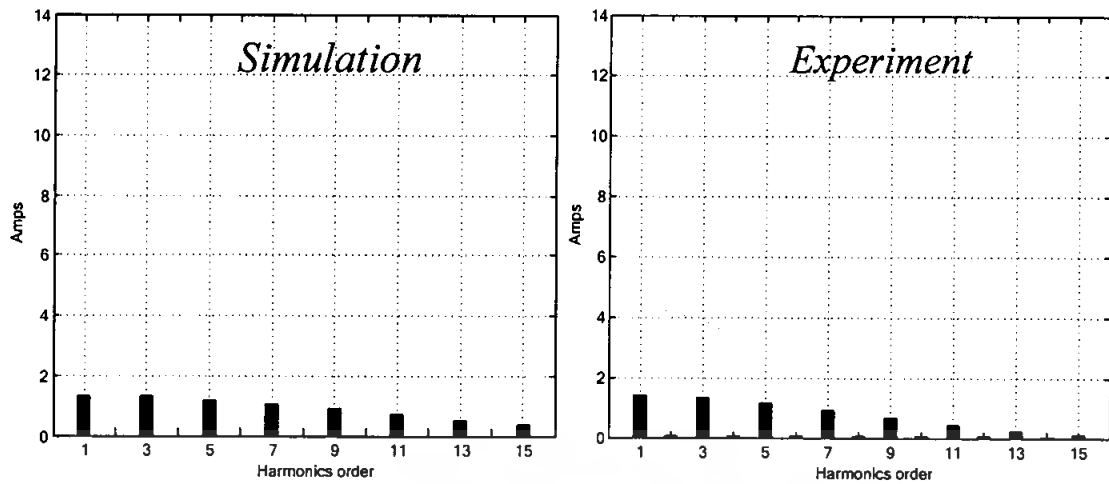


(a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{Volt/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) และกระแส ($y = 20\text{Amp/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)



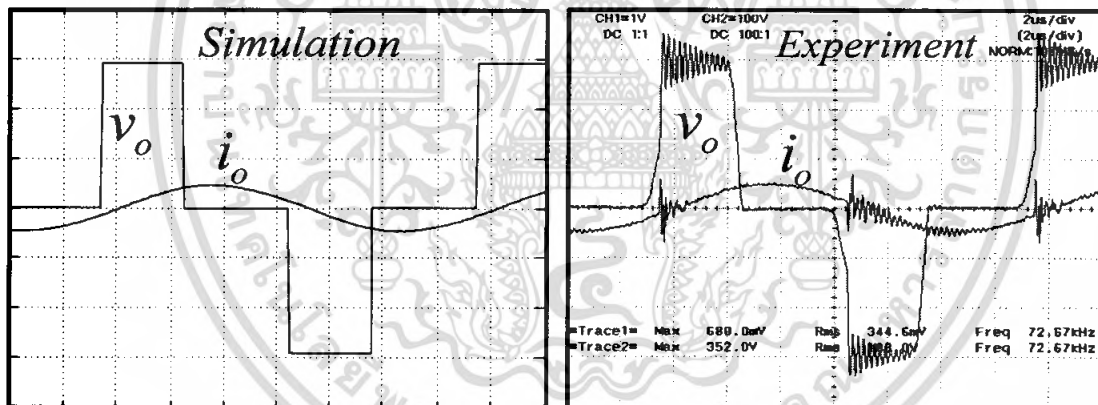
(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันอินพุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



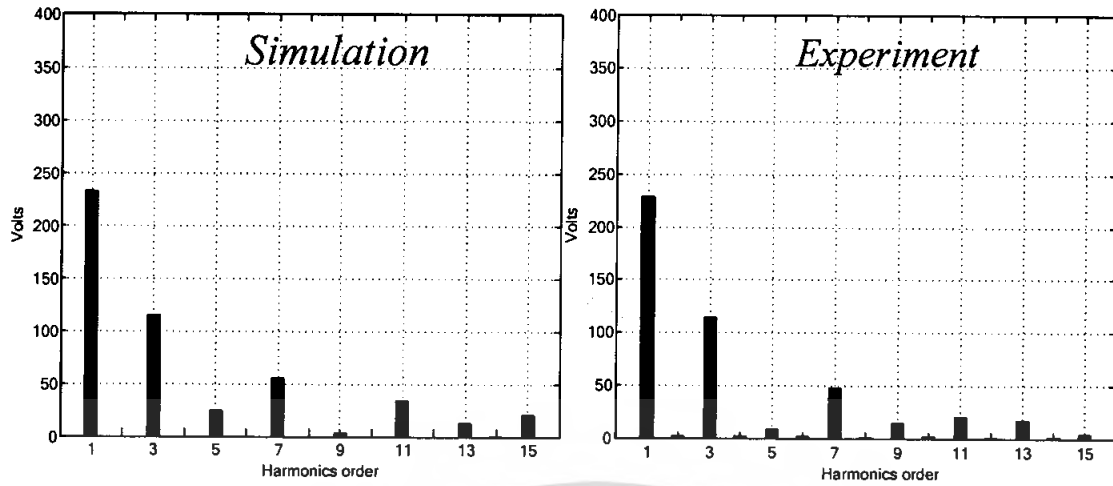
(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

รูปที่ 4.10 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านอินพุทของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

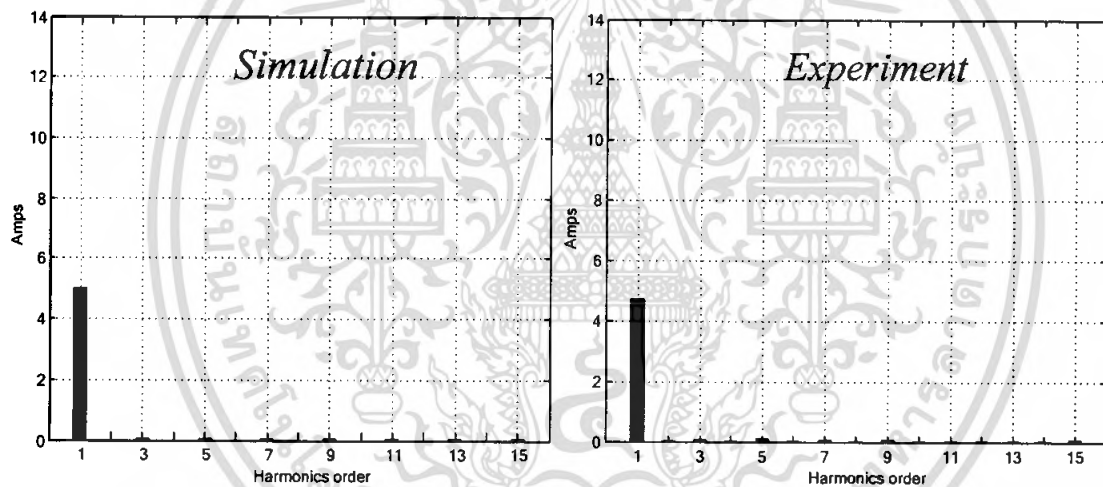


(a) คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทที่ได้จากการ simulation และจากการทดลองของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยแรงดัน ($y = 100\text{V}/\text{div}$, $x = 2\mu\text{s}/\text{div}$) และกระแส ($y = 10\text{Amp}/\text{div}$, $x = 2\mu\text{s}/\text{div}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

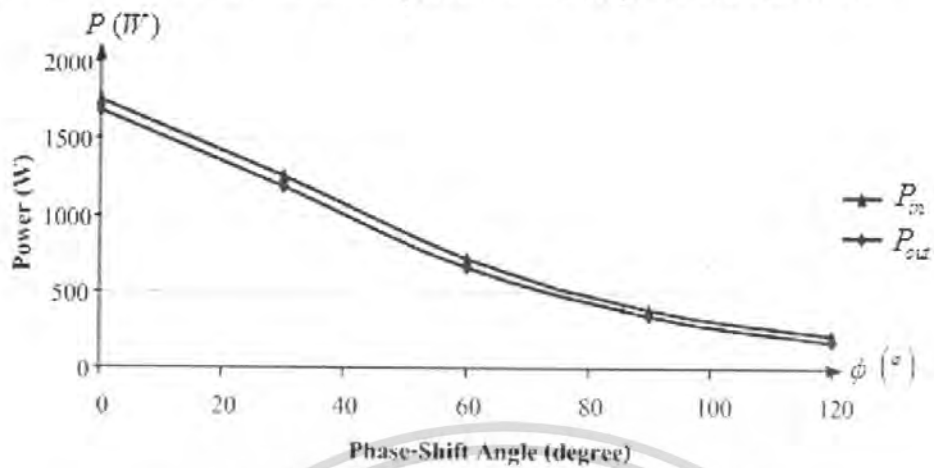


(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการ simulation และการทดลอง

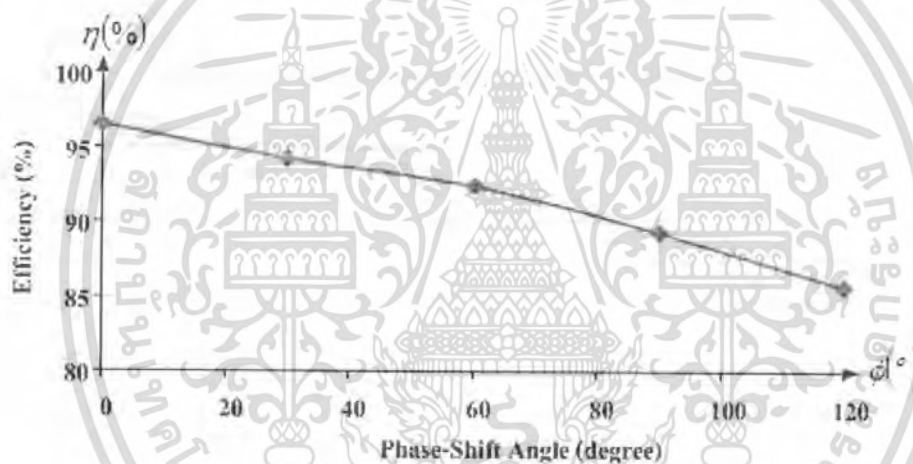
รูปที่ 4.11 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตของเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

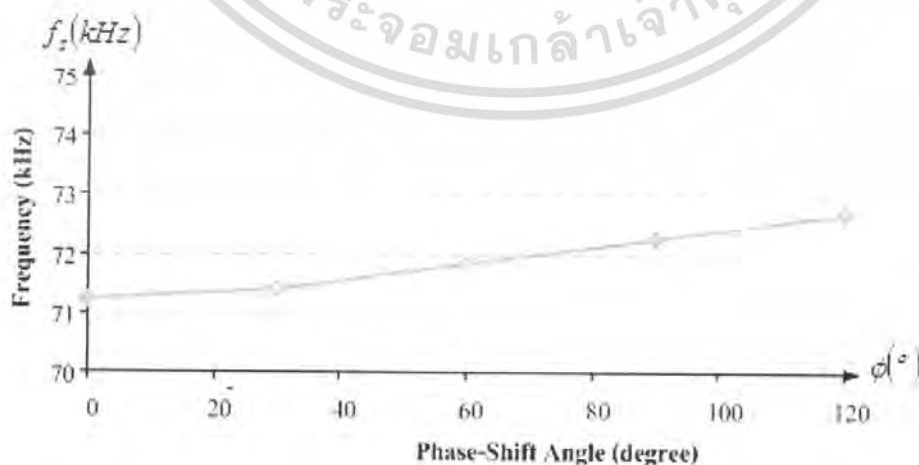
4.3 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตทางด้านเอาต์พุตและประสิทธิภาพ



รูปที่ 4.12 กราฟค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตเปรียบเทียบกับเอาต์พุตที่ได้จากการทดลอง



รูปที่ 4.13 กราฟประสิทธิภาพของเครื่องหลอมเหนียวนำความถี่สูง



รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สวิทชิงขณะทำการปรับมุมเลื่อนเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

จากการศึกษาทฤษฎีและทำการทดลองเกี่ยวกับเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง สามารถสรุปผลต่างๆได้ดังนี้

1) สามารถเข้าใจหลักการทำงานของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูง สำหรับกรณีที่มีการปรับมุมเลื่อนเฟส โดยได้นำผลที่ได้จากการคำนวณเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของการทำงานของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูง

2) สามารถเข้าใจหลักการคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูลและค่าความเหนี่ยวนำสมมูลเพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูง เช่น สเปกตรัมแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูงได้

3) สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูง รวมทั้งค่าประสิทธิภาพของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูง ได้ โดยนำผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองซึ่งปรากฏว่าได้ค่าใกล้เคียงกัน โดยที่ประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ในเกณฑ์ประมาณ 85% - 97%

4) เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงเครื่องนี้สามารถปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตอินพุตได้ตั้งแต่ 180 ถึง 1800 W ที่อินพุตการไฟฟ้า 220 V. 50 Hz

5) ในการปรับมุมเลื่อนเฟสนั้น เมื่อทำการเลื่อนเฟสแล้วจะต้องทำการปรับความถี่ตามด้วย เพื่อไม่ให้เกิดสถานะ non zvs เนื่องจากกระแสหน้าแรงดันซึ่งจะทำให้เกิดอันตรายต่ออุปกรณ์สวิตชิงได้

บรรณานุกรม

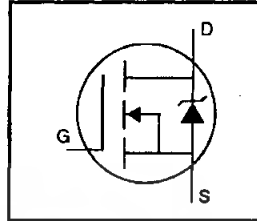
- [1] J. Davies and P. Simpson. **Induction Heating Handbook**. Mcgraw-Hill:London, 1979.
- [2] D.W. Hart. **Introduction to Power Electronic**. Prentic – Hall , 1997.
- [3] โทมัส ธรรมาธิษฐาน, “การประยุกต์ใช้วงจรซีรี่ย์เรโซแนนท์ฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง,” **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต** สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าบัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545
- [4] อาณัติ ถึงสาคร, “การเปรียบเทียบวิธีการควบคุมความถี่และการควบคุมจำนวนพัลส์ในเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง,” **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต** สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าบัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546
- [5] ธรรมฉัตร กงวิรัตน์, “การวิเคราะห์อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1,” **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต** สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าบัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 500V$$

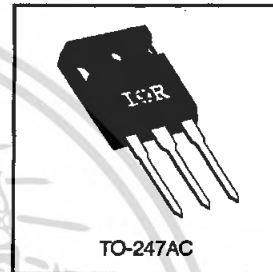
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



TO-247AC

 DATA
 SHEETS

Absolute Maximum Ratings


	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}			
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

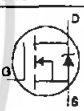
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

IRFP460

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—		$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—	ns	$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{rfs}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu\text{s}$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11) ③ $I_{SD} \leq 20A, di/dt \leq 160A/\mu\text{s}, V_{DS} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$
- ② $V_{DD}=50V, \text{starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=4.3\text{mH}, R_G=25\Omega, I_{AS}=20A$ (See Figure 12) ④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.



IRFP460

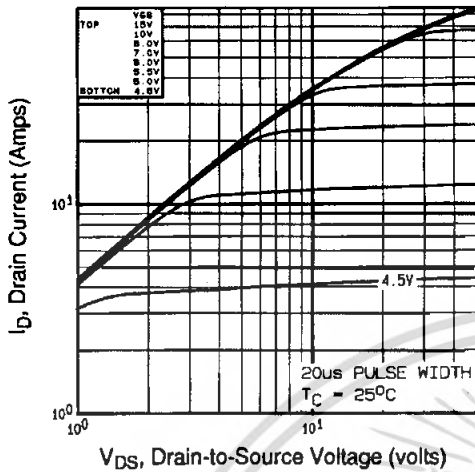


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

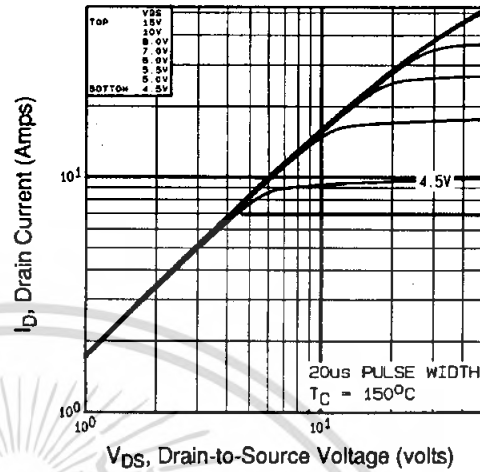


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

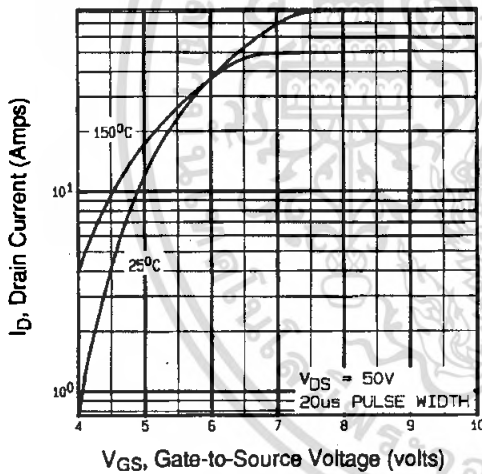


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

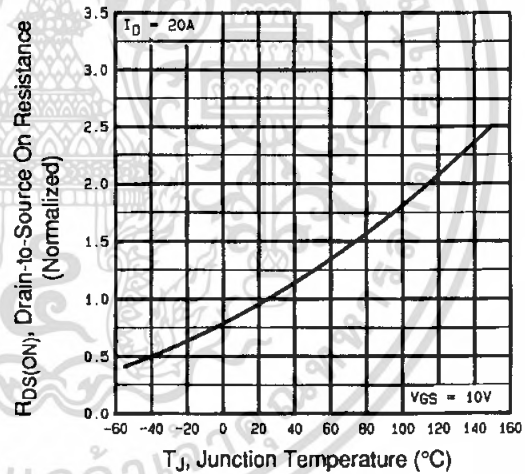
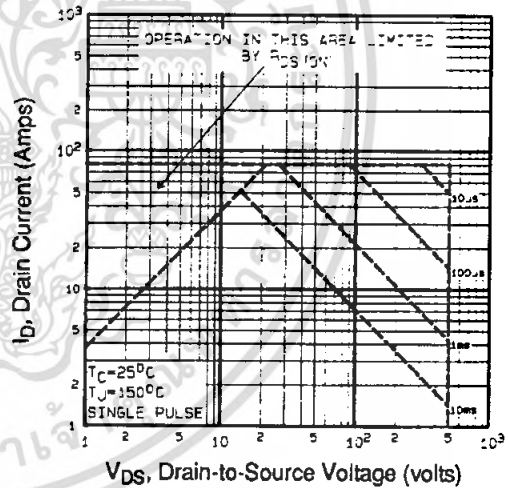
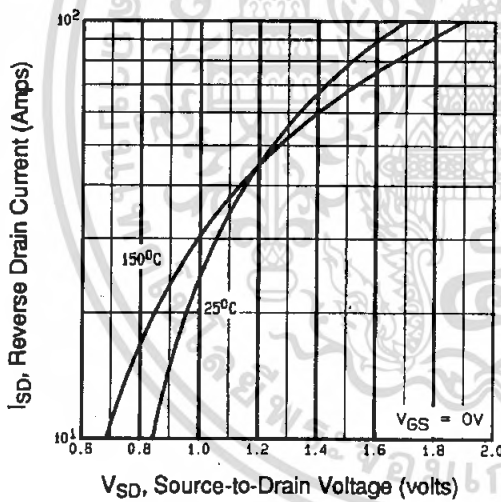
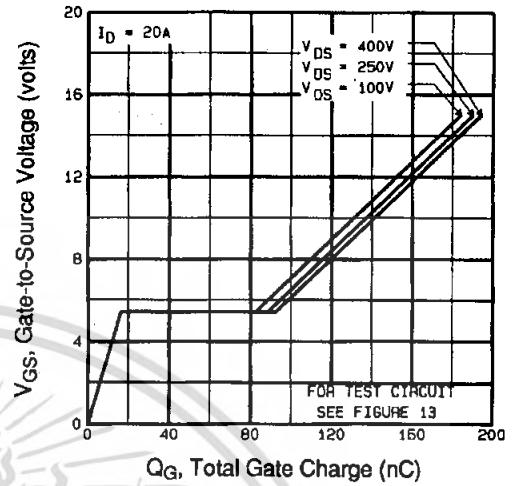
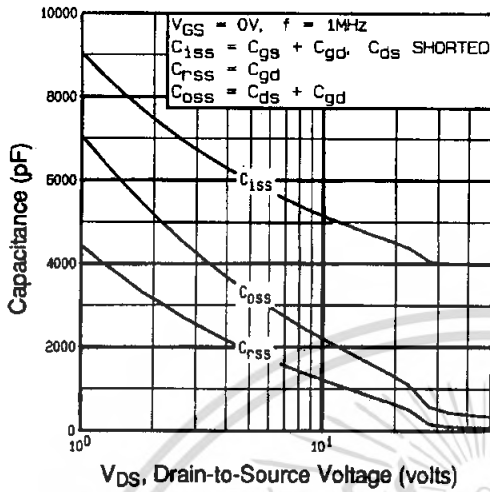


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

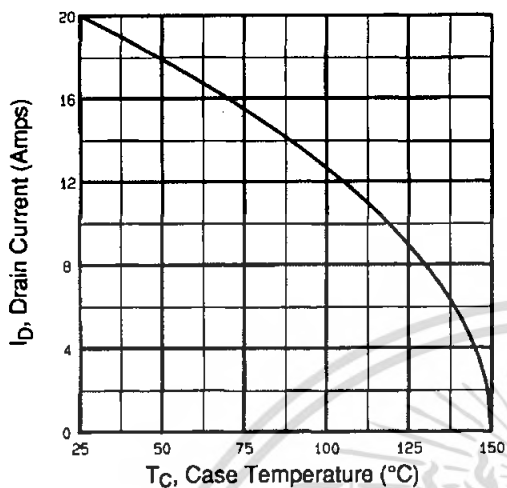


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

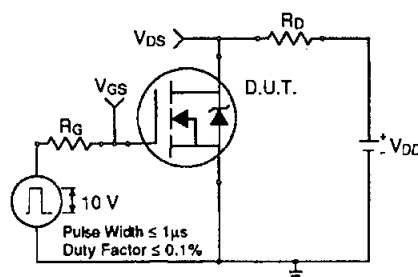


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

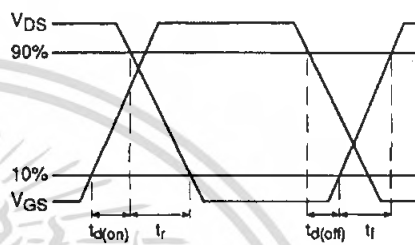


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

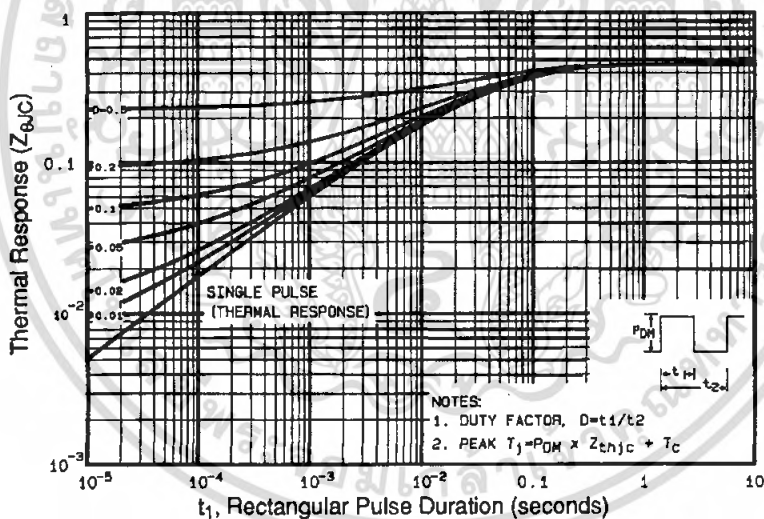


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

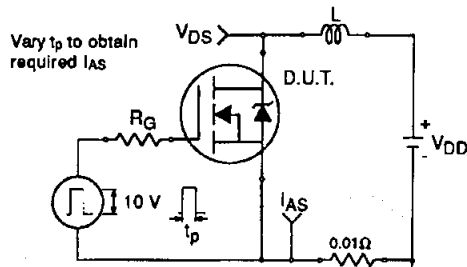


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

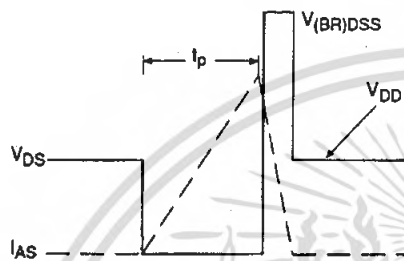


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

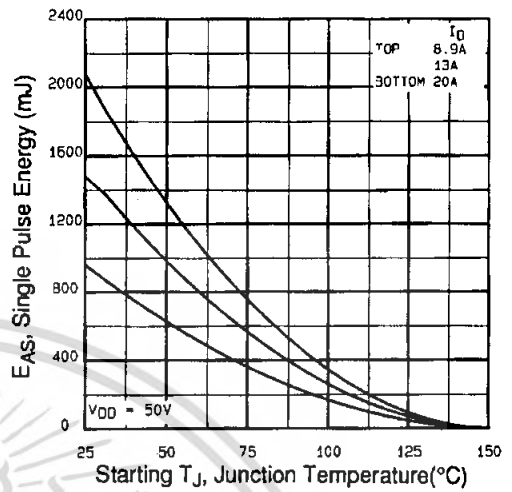


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

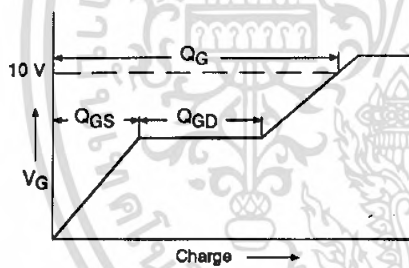


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

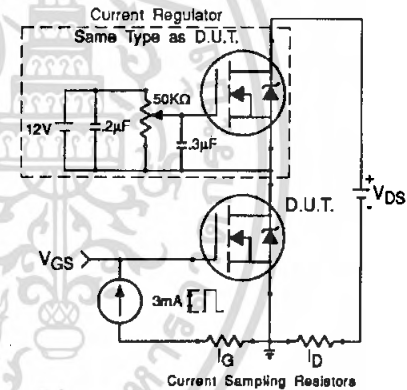


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

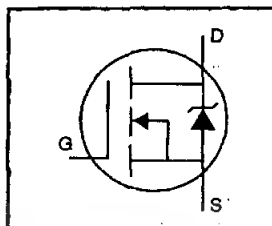
International IR Rectifier

PD-9.325Q

IRF510

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DS} = 100V$$

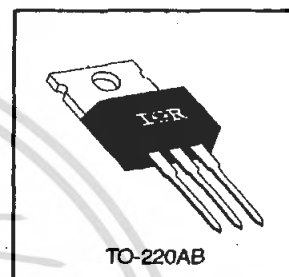
$$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$$

$$I_D = 5.6A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.


 DATA
SHEET IS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	5.6	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	4.0	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	20	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	43	W
	Linear Derating Factor	0.29	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	100	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	5.6	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	4.3	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
T_{STG}			
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	3.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

IRF510

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.54	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=3.4A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	1.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=3.4A$ ④
I_{loss}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
I_{loss}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	8.3	nC	$I_D=5.6A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	2.3		$V_{DS}=80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	3.8		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	6.9	—	ns	$V_{DD}=50V$
t_r	Rise Time	—	16	—		$I_D=5.6A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	15	—		$R_G=24\Omega$
t_f	Fall Time	—	9.4	—		$R_D=8.4\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	180	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	81	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.6	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	20		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=5.6A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	100	200	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=5.6A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.44	0.88	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=25V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.8\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=5.6A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 5.6A$, $di/dt\leq 75A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



IRF510

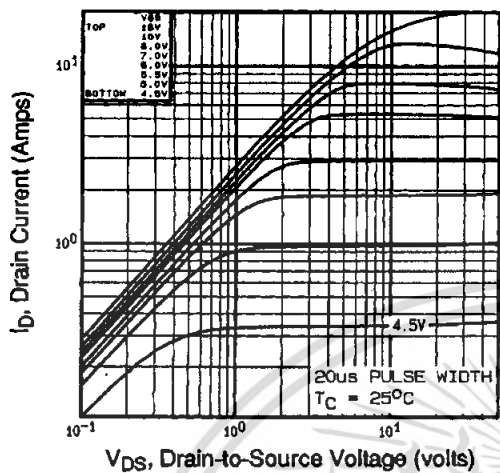


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

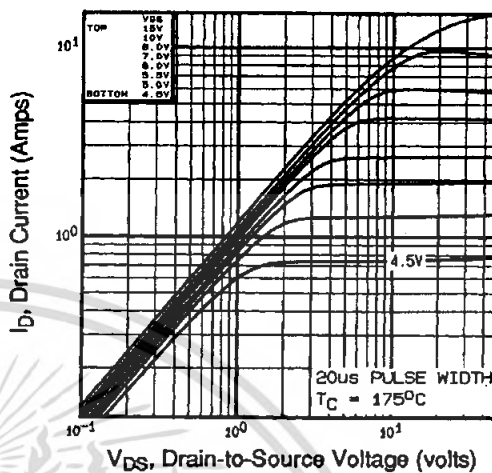


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=175^\circ\text{C}$

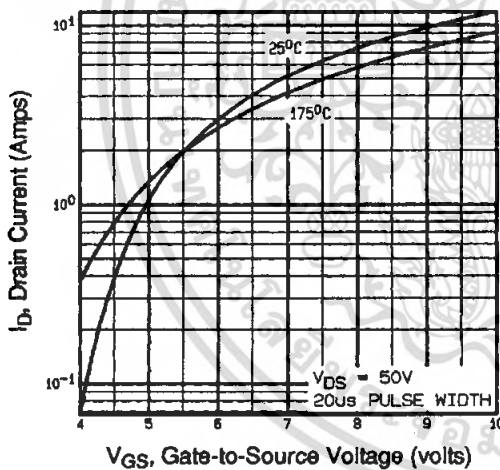


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

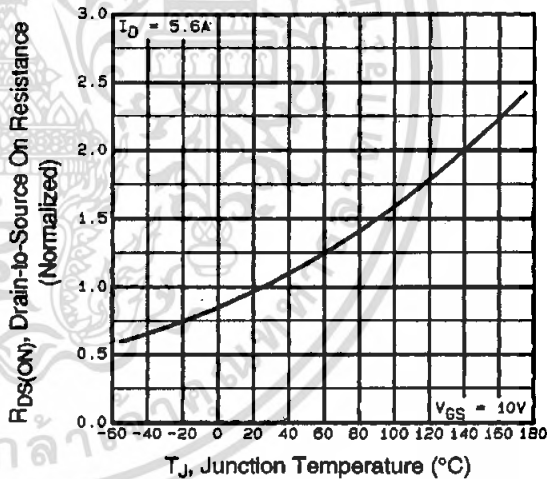


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF510

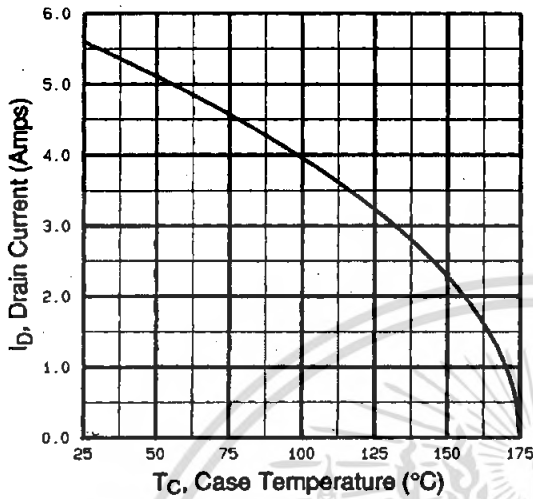


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

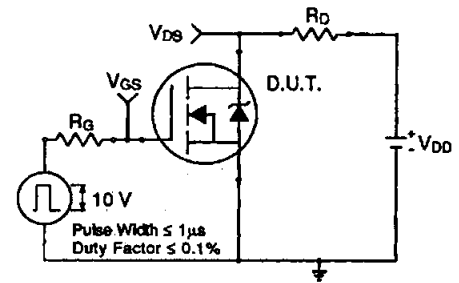


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

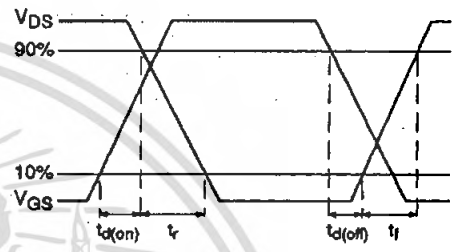


Fig 10b. Switching Time Waveforms

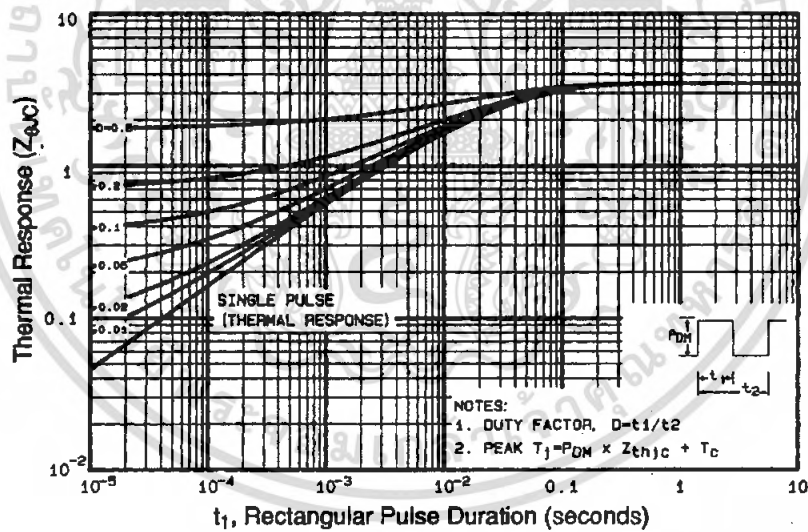


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

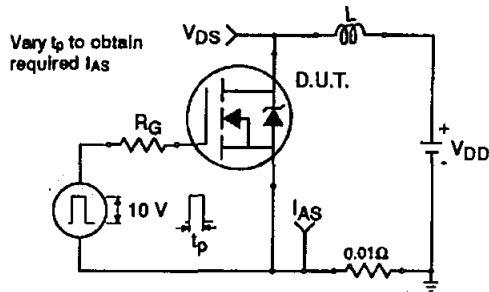


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

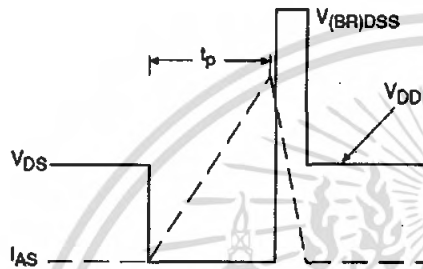


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

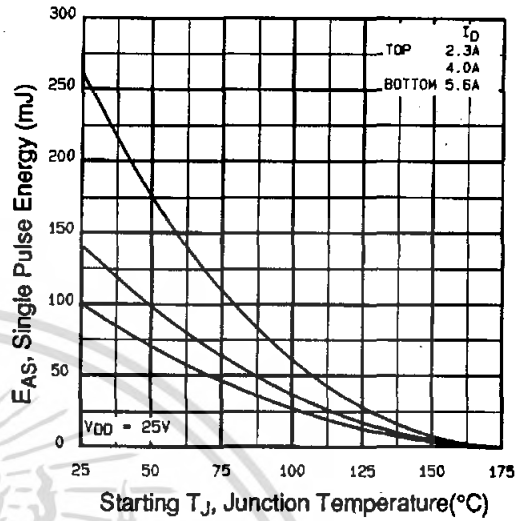


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

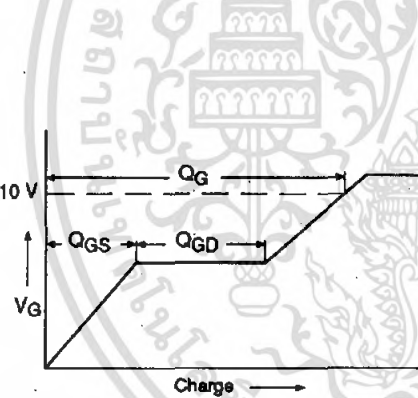


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

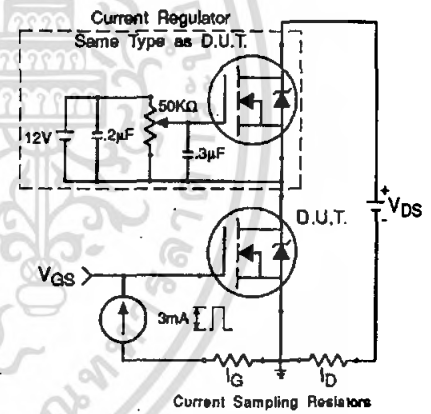


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

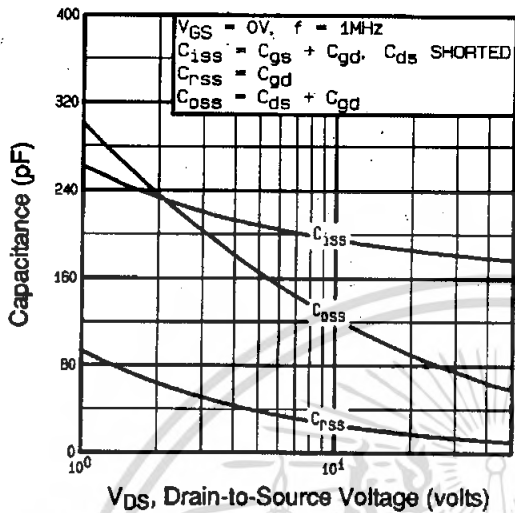


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

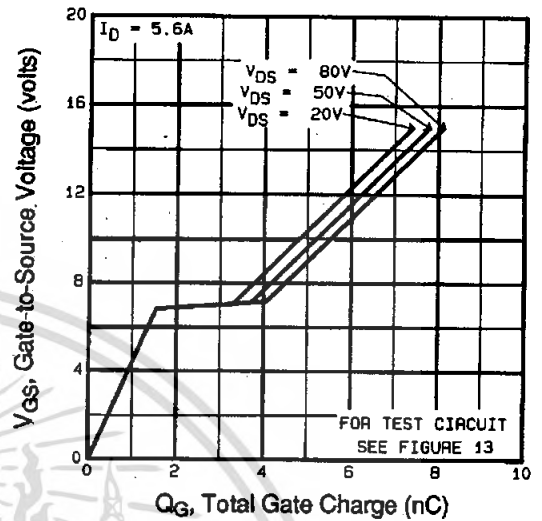


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

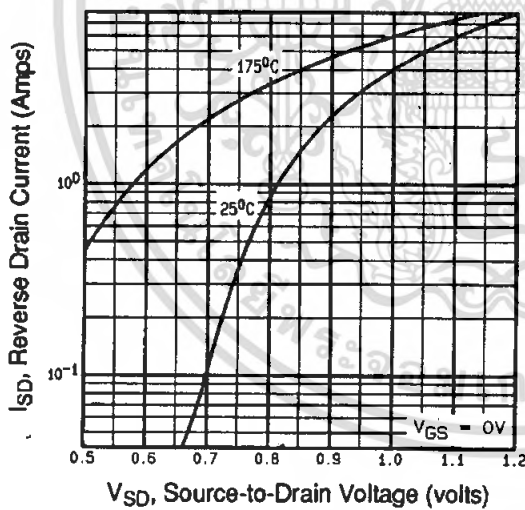


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

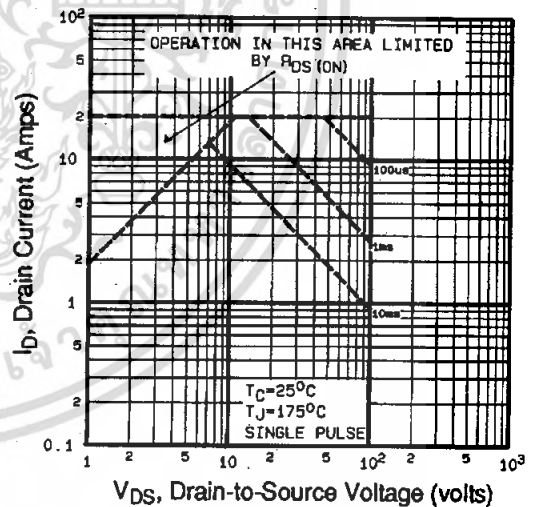


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase Shift Resonant Controller

FEATURES

- Programmable Output Turn On Delay; Zero Delay Available
- Compatible with Voltage Mode or Current Mode Topologies
- Practical Operation at Switching Frequencies to 300kHz
- Four 100mA Totem Pole Outputs
- 10MHz Error Amplifier
- Pin Programmable Undervoltage Lockout
- Low Startup Current - 150 μ A
- Soft Start Control
- Outputs Active Low During UVLO

DESCRIPTION

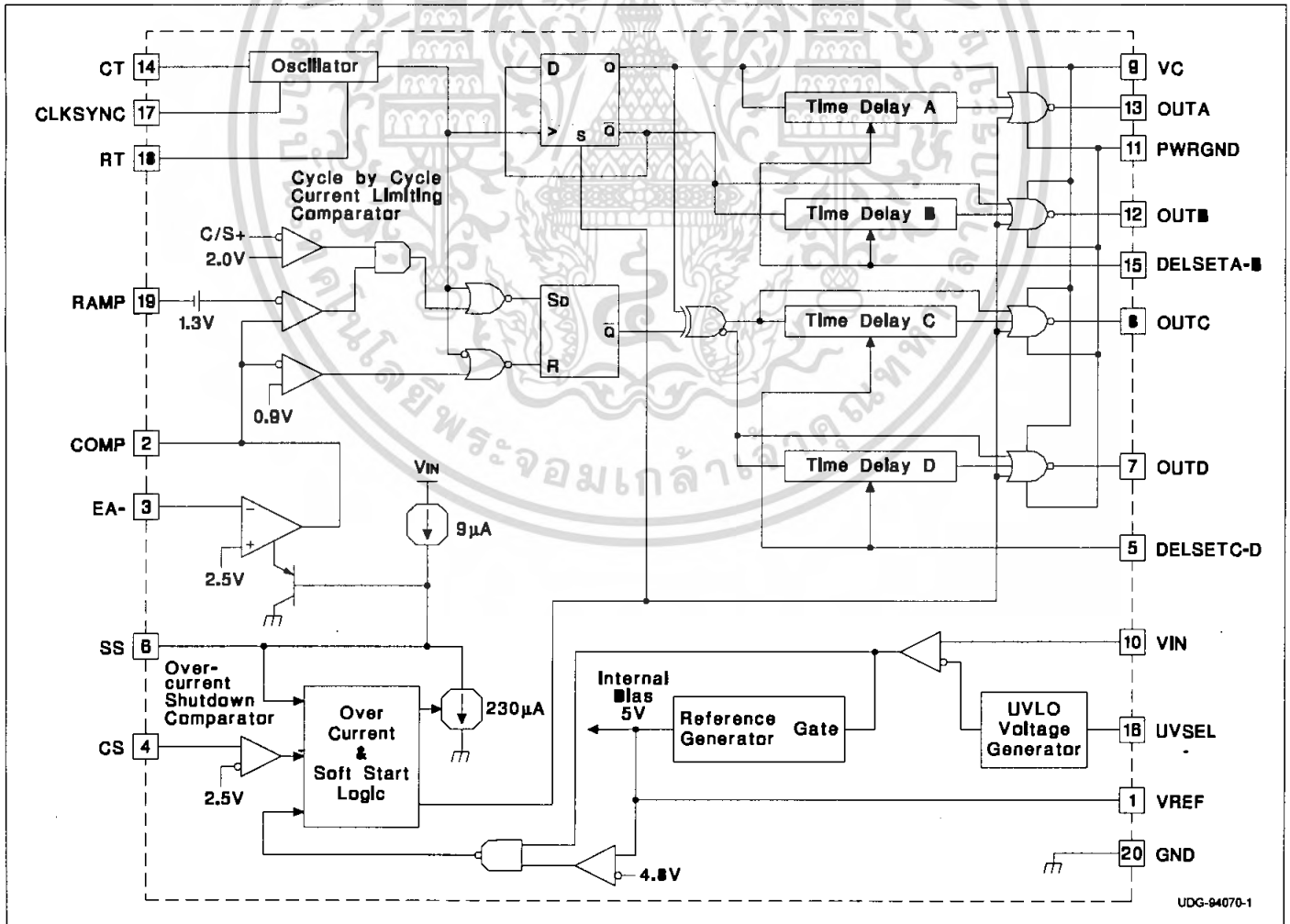
The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control in either voltage mode or current mode operation, with overcurrent shutdown for fast fault protection.

Independently programmable time delays provide dead-time at the turn-on of each output stage, allowing time for each resonant switching interval.

With the oscillator capable of operating in excess of 600kHz, overall output switching frequencies to 300kHz are practical. In addition to the standard free running mode, with the CLKS SYNC pin, the user may configure the UC3879 to accept an external clock synchronization signal. Alternatively, up to three units can be locked together with the operational frequency determined by the fastest device.

Protective features include an undervoltage lockout and overcurrent protection. Additional features include a 10MHz error amplifier, a 5V precision reference, and soft start. The UC3879 is available in 20 pin N, J, DW, and Q and 28 pin L packages.

BLOCK DIAGRAM



UDG-94070-1

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (VC, VIN) 20V
 Output Current, Source or Sink, DC 20mA
 Analog I/Os
 (Pins 1, 2, 3, 4, 5, 6, 14, 15, 17, 18, 19) -0.3 to 5.3V
 (Pin 16) -0.3V to VIN
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Junction Temperature -55°C to +150°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) +300°C

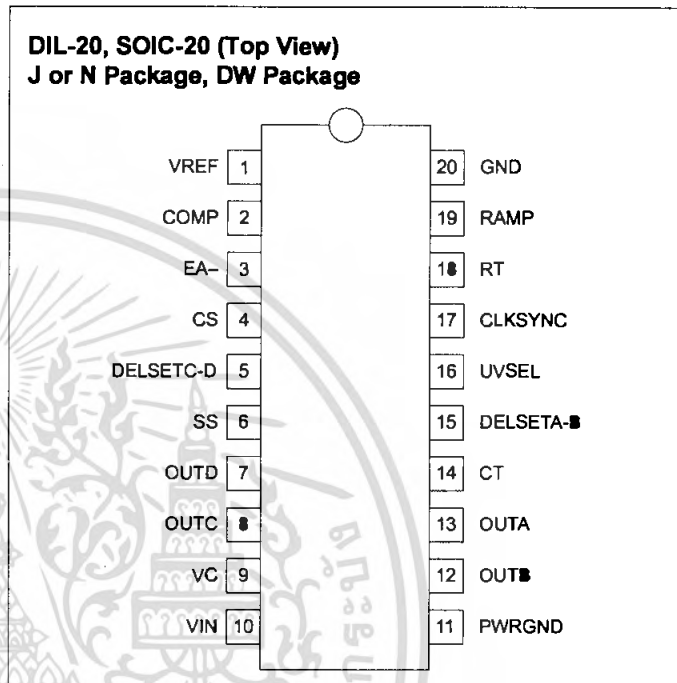
Notes: Pin references are to 20 pin DIL and SOIC packages.
 All voltages are with respect to ground unless otherwise stated.
 Currents are positive into, negative out of the specified terminal. Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

Table I. Product Selection Guide

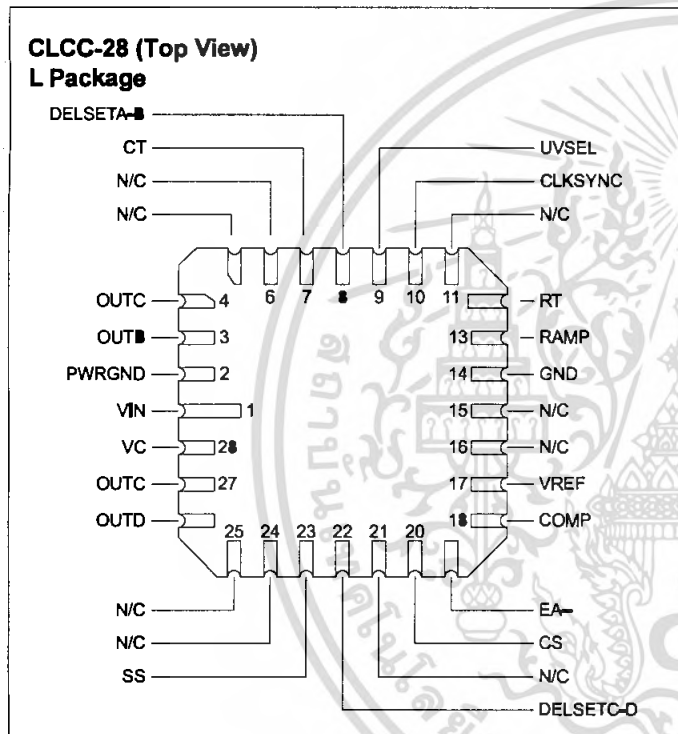
	TEMPERATURE RANGE	AVAILABLE PACKAGES
UCC1879	- 55°C to +125°C	J, L
UCC2879	- 40°C to +85°C	N, DW, Q, J, L
UCC3879	0°C to +70°C	N, DW, Q

CONNECTION DIAGRAMS

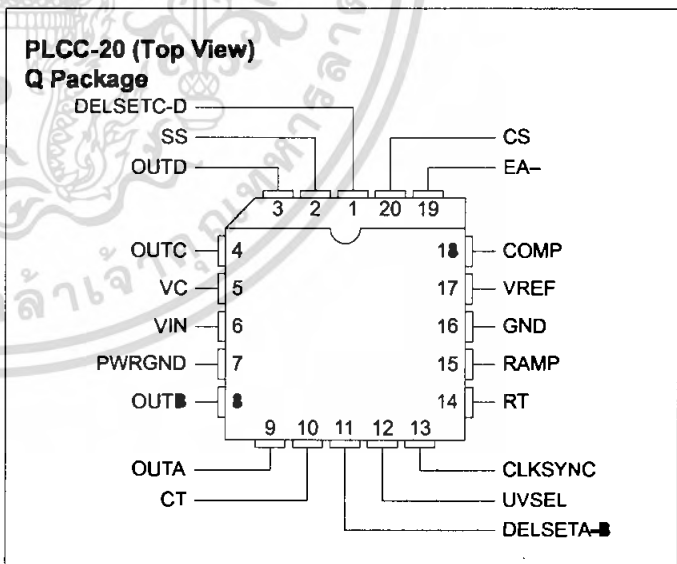
**DIL-20, SOIC-20 (Top View)
J or N Package, DW Package**



**CLCC-28 (Top View)
L Package**



**PLCC-20 (Top View)
Q Package**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless specified; VC = VIN = V_{UVSEL} = 12V, CT = 470pF, RT = 9.53k, R_{DELSETA-B} =

R_{DELSETC-D} = 4.8k, C_{DELSETA-B} = C_{DELSETC-D} = 0.01μF, T_A = T_J

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Undervoltage Lockout					
Start Threshold	V _{UVSEL} = VIN	9	10.75	12.5	V
	V _{UVSEL} = Open	12.5	15.25	16.5	V
UVLO Hysteresis	V _{UVSEL} = VIN	1.15	1.75	2.15	V
	V _{UVSEL} = Open	5.2	6	7.4	V
Input Bias, UVSEL Pin	V _{UVSEL} = VIN = 8V		30		αA
Supply Current					
I _{VIN} Startup	VIN = V _{UVSEL} = 8V, VC = 18V, I _{DELSETA-B} = I _{DELSETC-D} = 0		150	600	αA
I _{VC} Startup	VIN = V _{UVSEL} = 8V, VC = 18V, I _{DELSETA-B} = I _{DELSETC-D} = 0		10	100	αA
I _{VIN} Operating	UC3879, UC2879		23	33	mA
	UC1879		23	36	mA
I _{VC} Operating			4	8	mA
Voltage Reference					
Output Voltage	T _J = +25°C	4.92	5	5.08	V
Line Regulation	11V < VIN < 18V		1	10	mV
Load Regulation	I _{VREF} = -10mA		5	20	mV
Total Variation	Line, Load, Temperature	4.875		5.125	V
Short Circuit Current	V _{REF} = 0V, T _J = 25°C		-60	-15	mA
Error Amplifier					
Error Amplifier Input Voltage		2.4	2.5	2.6	V
Input Bias Current			0.6	3	αA
AVOL	1V < V _{COMP} < 4V	60	90		dB
PSRR	11V < VIN < 18V	85	100		dB
Output Sink Current	V _{COMP} = 1V	1	2.5		mA
Output Source Current	V _{COMP} = 4V		-1.3	-0.5	mA
Output Voltage High	I _{COMP} = -0.5mA	4	4.7	5	V
Output Voltage Low	I _{COMP} = 1mA	0	0.5	1	V
Slew Rate	T _A = +25°C	6	11		V/μs
PWM Comparator					
RAMP Offset Voltage	T _J = 25°C, Note 3	1.1	1.25	1.4	V
PWM Phase Shift, T _{DELSETA-B} , T _{DELSETC-D} = 0, Note 1	V _{COMP} > V _{RAMPpeak} + V _{RAMPoffset}	98	99.7	102	%
	V _{COMP} < Zero Phase Shift Voltage	0	0.3	2	%
Output Skew, T _{DELSETA-B} , T _{DELSETC-D} = 0, Note 1	V _{COMP} > V _{RAMPpeak} + V _{RAMPoffset}		10		ns
	V _{COMP} < Zero Phase Shift Voltage		10		ns
Ramp to Output Delay, T _{DELSETA-B} = 0, T _{DELSETC-D} = 0	UC3879, UC2879		115	250	ns
	UC1879		115	300	ns
Oscillator					
Initial Accuracy	T _A = 25°C	180	200	220	kHz
Voltage Stability	11V < VIN < 18V		1	2	%
Total Variation	Line, Temperature	160	200	240	kHz
CLKSYNC Threshold		2.3	2.5	2.7	V
Clock Out High		2.8	4		V
Clock Out Low		0.5	1	1.5	V
Clock Out Pulse Width			400	600	ns
Ramp Valley Voltage			0.2	0.4	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless specified; VC = VIN = V_{UVSEL} = 12V, CT = 470pF, RT = 9.53k, RDELSETA-B =

R_{DELSETC-D} = 4.8k, C_{DELSETA-B} = C_{DELSETC-D} = 0.01µF, T_A = T_J

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Ramp Peak Voltage		2.8	2.9	3.2	V
Current Limit					
Input Bias	V _{CS} = 3.0V		2	10	∞A
Threshold Voltage		2.35	2.5	2.65	V
Delay to OUTA, B, C, D			160	300	ns
Cycle-by-Cycle Current Limit					
Input Bias	V _{CS} = 2.2V		2	10	∞A
Threshold Voltage		1.85	2	2.15	V
Delay to Output Zero Phase			110	300	ns
Soft Start/Reset Delay					
Charge Current	V _{SS} = 0.5V	-20	-9	-3	∞A
Discharge Current	V _{SS} = 1V	120	230		∞A
Restart Threshold		4.3	4.7		V
Discharge Level			300		mV
Output Drivers					
Output Low Level	I _{OUT} = 10mA		0.3	0.4	V
Output High Level	I _{OUT} = -10mA, Referenced to VC		2.2	3	V
Delay Set (Note 5)					
Delay Time	R _{DELSETA-B} = R _{DELSETC-D} = 4.8k	300	430	600	ns
Delay Time	R _{DELSETA-B} = R _{DELSETC-D} = 1.9k	130	170	250	ns
Zero Delay	V _{DELSETA-B} = V _{DELSETC-D} = 5V		5		ns

Note 1. Phase shift percentage (0% = 0°, 100% = 180°) is de-

defined as $\theta = \frac{200}{T} \Phi \%$

where θ is the phase shift, and Φ and T are defined in Figure 1.

At 0% phase shift, Φ is the output skew.

Note 2. Delay time is defined as:

$$\text{delay} = T \cdot \frac{\text{duty}}{\text{cycle}}$$

where T is defined in Figure 1.

Note 3. Ramp offset voltage has a temperature coefficient of about -4mV/°C.

Note 4. The zero phase shift voltage is the voltage measured at COMP which forces zero phase shift. This condition corresponds to zero effective output power. Zero phase shift voltage has a temperature coefficient of about -2mV/°C.

Note 5. Delay time can be programmed via resistors from the delay set pins to ground.

$$\text{Delay Time} \approx (89 \cdot 10^{-10}) \cdot R_{\text{DELAY}}$$

The recommended range for R_{DELAY} is 1.9k to 10k.

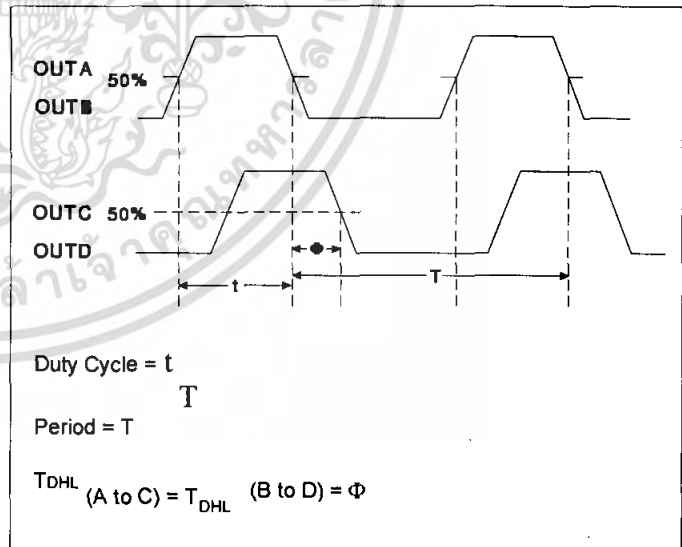


Figure 1. Phase Shift, Output Skew & Delay Time Definitions

PIN DESCRIPTIONS

CLKSYNC (Bi-directional Clock and Synchronization):

Used as an output, CLKSNC provides a clock signal. As an input, this pin provides a synchronization point. Multiple UC3879s, each with their own local oscillator frequency, may be connected together by the CLKSNC pin, and they will synchronize to the fastest oscillator. This pin may also be used to synchronize the UC3879 to an external clock, provided the frequency of the external signal is higher than the frequency of the local oscillator. CLKSNC is internally connected to an emitter follower pull-up and a current source pull-down ($300\mu\text{A}$ typical). Therefore an external resistor to GND can be used to improve the CLKSNC pin's ability to drive capacitive loads.

COMP (Error Amplifier Output): This pin is the output of the gain stage for overall feedback control. Error amplifier output voltage levels below 0.9 volt forces zero phase shift. Since the error amplifier has a relatively low current drive capability, the output may be overridden by driving it with a sufficiently low impedance source.

CT (Oscillator Frequency Set): After choosing R_T to set the required upper end of the linear duty cycle range, the timing capacitor (CT) value is calculated to set the oscillator frequency as follows:

$$CT = \frac{D_{lin}}{1.08 \cdot RT \cdot f}$$

Connect the timing capacitor directly between CT and GND. Use a high quality ceramic capacitor with low ESL and ESR for best results. A minimum CT value of 200pF insures good accuracy and less susceptibility to circuit layout parasitics. The oscillator and PWM are designed to provide practical operation to 600kHz.

CS (Current Sense): This pin is the non-inverting input to the two current fault comparators whose references are set internally to fixed values of 2.0V and 2.5V. When the voltage at this pin exceeds 2.0V, and the error amplifier output voltage exceeds the voltage on the ramp input, the phase shift limiting overcurrent comparator will limit the phase shifting on a cycle-by-cycle basis. When the voltage at this pin exceeds 2.5V, the current fault latch is set, the outputs are forced OFF, and a soft start cycle is initiated. If a constant voltage above 2.5V is applied to this pin the outputs are disabled and held low. When CS is brought below 2.5V, the outputs will begin switching at 0 degrees phase shift before the SS pin begins to rise. This condition will not prematurely deliver power to the load.

DELSETA-B, DELSETC-D (Output Delay Control): The user programmed currents from these pins to GND set the turn on delay for the corresponding output pair. This delay is introduced between the turn off of one switch and the turn on of another in the same leg of the bridge to allow resonant switching to take place. Separate delays are provided for the two half-bridges to accommodate differences in the resonant capacitor charging currents.

EA- (Error Amplifier Inverting Input): This is normally connected to the voltage divider resistors which sense the power supply output voltage level. The loop compensation components are connected between this pin and COMP.

GND (Signal Ground): All voltages are measured with respect to GND. The timing capacitor on CT, and bypass capacitors on VREF and VIN should be connected directly to the ground plane near GND.

OUTA - OUTD (Outputs A-D): The outputs are 100mA totem pole output drivers optimized to drive FET driver ICs. The outputs operate as pairs with a nominal 50% duty cycle. The A-B pair is intended to drive one half-bridge in the external power stage and is synchronized to the clock waveform. The C-D pair drives the other half-bridge with switching phase shifted with respect to the A-B outputs.

PWRGND (Power Ground): VC should be bypassed with a ceramic capacitor from VC to the section of the ground plane that is connected to PWRGND. Any required bulk reservoir capacitor should be connected in parallel. PWRGND and GND should be connected at a single point near the chip to optimize noise rejection and minimize DC voltage drops.

RAMP (Voltage Ramp): This pin is the input to the PWM comparator. Connect it to CT for voltage mode control. For current mode control, connect RAMP to CS and also to the output of the current sense transformer circuit. Slope compensation can be achieved by injecting a portion of the ramp voltage from CT to RAMP.

PIN DESCRIPTIONS (cont.)

RT (Clock/Sync Duty Cycle Set Pin): The UC3879 oscillator produces a sawtooth waveform. The rising edge is generated by connecting a resistor from RT to GND and a capacitor from CT to GND (see CT pin description). During the rising edge, the modulator has linear control of the duty cycle. The duty cycle jumps to 100% when the voltage on COMP exceeds the oscillator peak voltage. Selection of RT should be done first, based on the required upper end of the linear duty cycle range (D_{lin}) as follows:

$$RT = \frac{2.5}{10 \text{ mA} \cdot (1 - D_{lin})}$$

Recommended values for RT range from 2.5k to 100k.

SS: Connect a capacitor between this pin and GND to set the soft start time. The voltage at SS will remain near zero volts as long as VIN is below the UVLO threshold. Soft start will be pulled up to about 4.8V by an internal $9\mu\text{A}$ current source when VIN and VREF become valid (assuming a non-fault condition). In the event of a current fault (CS voltage exceeding 2.5V), soft start will be pulled to GND and then ramp to 4.8V. If a fault occurs during the soft start cycle, the outputs will be immediately disabled and soft start must fully charge prior to resetting the fault latch. For paralleled controllers, the soft start pins may be paralleled to a single capacitor, but the charge currents will be additive.

ADDITIONAL INFORMATION

Please refer to the following Unitrode publications for additional information. The following three topics are available in the Applications Handbook.

[1] Application Note U-154, The New UC3879 Phase-Shifted PWM Controller Simplifies the Design of Zero Voltage Transition Full-Bridge Converters by Laszlo Balogh.

UVSEL: Connecting this pin to VIN sets a turn on voltage of 10.75V with 1.5V of UVLO hysteresis. Leaving the pin open-circuited programs a turn on voltage of 15.25V with 6.0V of hysteresis.

VC (Output Switch Supply Voltage): This pin supplies power to the output drivers and their associated bias circuitry. The difference between the output high drive and VC is typically 2.1V. This supply should be bypassed directly to PWRGND with a low ESR/ESL capacitor.

VIN (Primary Chip Supply Voltage): This pin supplies power to the logic and analog circuitry on the integrated circuit that is not directly associated with driving the output stages. Connect VIN to a stable source above 12V for normal operation. To ensure proper functionality, the UC3879 is inactive until VIN exceeds the upper undervoltage lockout threshold. This pin should be bypassed directly to GND with a low ESR/ESL capacitor.

NOTE: When VIN exceeds the UVLO threshold the supply current (I_{IN}) jumps from about $100\mu\text{A}$ to greater than 20mA. If the UC3879 is not connected to a well bypassed supply, it may immediately enter the UVLO state again. Therefore, sufficient bypass capacity must be added to ensure reliable startup.

VREF: This pin provides an accurate 5V voltage reference. It is internally short circuit current limited. VREF is disabled while VIN is below the UVLO threshold. The circuit is also disabled until VREF reaches approximately 4.75V. For best results bypass VREF with a $0.1\mu\text{F}$, low ESR/ESL capacitor.

[2] Application Note U-136, Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller by Bill Andreyckak.

Design Note DN-63, The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique for Push-Pull and Bridge Converters by Laszlo Balogh.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้